

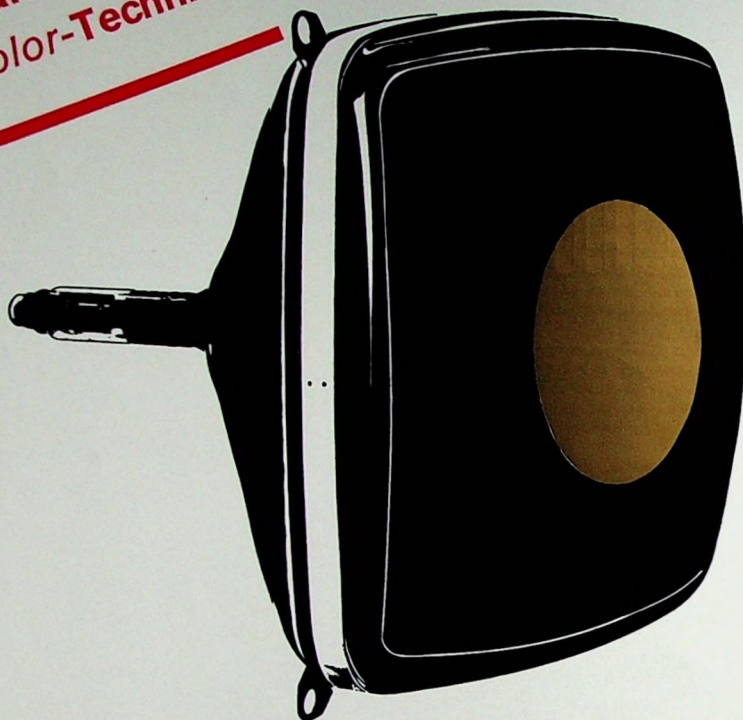
BERLIN

FUNK- TECHNIK

13 1969

1. JULIHEFT

auch 55-cm-Farbbildröhren
in Permacolor-Technik



63011

Warum Gold?

Mit *Permacolor* liegt Gold richtig, denn am goldenen Farbton erkennen Sie am besten die Qualität einer Farbbildröhre. Achten Sie darauf! Unsere neuen Farbbildröhren in *Permacolor*-Technik haben immer die gleiche, brillante Farbbildwiedergabe, auch gleich nach dem Einschalten. Durch eine spezielle Aufhängung der Lochmaske konnten wir das erreichen. Übrigens, der Zeitaufwand für den Service ist damit wesentlich verringert worden. Das ist für Sie bares Geld! Bisher war der Kontrast bei Farbbildröhren ein Problem. Wir haben jetzt durch besondere Wahl des roten Phosphors die Helligkeit des Schirmbildes um 20 % gesteigert. Damit wird selbst in hellen Räumen Farbfernsehen problemlos. Und nicht zu vergessen: beim Schwarzweiß-Empfang sehen Sie wirklich weiße Flächen.

Hervorragend ist auch die Qualität. Weltweite Erfahrungen und jahrzehntelange Entwicklungen stecken in jeder *Permacolor*-Farbbildröhre. Untersuchungen über die Lebensdauer zeigten Betriebszeiten, die nur mit Langlebensdauer-Röhren vergleichbar sind. Selbstverständlich sind SEL-Farbbildröhren auch in SELBOND®-Technik lieferbar.

Der Vorteile wegen: SEL-Farbbildröhren mit *Permacolor*!

Bitte verlangen Sie Unterlagen unter Nr. 514/63011

Standard Elektrik Lorenz AG
Geschäftsbereich Bauelemente
Vertrieb Röhren
73 Eßlingen, Fritz-Müller-Straße 112
Telefon: ** (07 11) 351 41, Telex: 7-23594

Im weltweiten **ITT** Firmenverband



gelesen · gehört · gesehen	480
FT meldet	482
Bauelemente	
Bauelemente für die Elektronik	483
Neue Komponenten für Rundfunk und Fernsehen	484
Antennen	
Empfangsantennen-Neuheiten und Zubehör	487
Neue aktive Empfangsantenne erfolgreich getestet	490
Aktive Empfangsantennen	496
Persönliches	490
Farbfernsehen	
Hochspannungserzeugung für Farbfernsehempfänger mit Spannungsverdreifachern	491
Stereophonie	
Hi-Fi-Stereo-Verstärker mit 2 x 12 W Ausgangsleistung ..	497
Elektronische Orgeln	
Elektronische Musikinstrumente mit automatisch exakter Stimmung	500
Für den KW-Amateur	
AM-modulierbare 150-mW-Sender-Endstufe mit BFS 50 ..	501
Angewandte Elektronik	
Zähldekade für direkte Ziffernanzeige	503
Für Werkstatt und Labor	
Über das Zusammenschalten von Widerständen und Kon- densatoren	504
Für den jungen Techniker	
PN-FET, MIS-(MOS-)FET — was ist das?	507
Der Oszillograf in der Service-Werkstatt	509
Ausbildung	
Der Zwang zur progressiven Ausbildung im Service	508

Unser Titelbild: Aktive Empfangsantenne „HA 430/141“ von Rohde & Schwarz beim Blitzversuch im Hochvolthaus des Instituts für Hochspannungs- und Anlagentechnik der TH München. Die Antenne ist so konstruiert, daß die elektronische Schaltung und der nachgeschaltete Empfänger geschützt sind (s. a. S. 490)

Aufnahme: Rohde & Schwarz

Aufnahmen: Verfasser, Werkaufnahmen, Zeichnungen vom FT-Atelier nach Angaben der Verfasser

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH, 1 Berlin 52 (Borsigwalde), Eichborndamm 141—167. Tel.: (03 11) 4 12 10 31. Telegramme: Funktechnik Berlin. Fernschreiber: 01 81 632 vrkt. Chefredakteur: Wilhelm Roth; Stellvertreter: Albert Jänicke; Techn. Redakteure: Ulrich Radke, Fritz Gutschmidt, sämtlich Berlin. Chefkorrespondent: Werner W. Dieffenbach, Kempten/Allgäu. Anzeigendirektion: Walter Bartsch; Anzeigenleitung: Marianne Weidemann; Chefgraphiker: B. W. Beerwirth. Zahlungen an VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH. Postscheck: Berlin West 7664 oder Bank für Handel und Industrie AG, 1 Berlin 65, Konto 7 9302. Die FUNK-TECHNIK erscheint monatlich zweimal. Preis je Heft 2,80 DM. Auslandspreis laut Preisliste. Die FUNK-TECHNIK darf nicht in Lesezirkel aufgenommen werden. Nachdruck — auch in fremden Sprachen — und Vervielfältigungen (Fotokopie, Mikrokopie, Mikrofilm usw.) von Beiträgen oder einzelnen Teilen daraus sind nicht gestattet. Druck: Druckhaus Tempelho.



GENORMTE GLEICHHEIT . . .

Das zeichnet diesen Aluminium-Elektrolyt-Kondensator besonders aus: Schon rein optisch gleichen sie sich exakt.

Damit aber noch nicht genug: Auch das Rastermaß ist einheitlich, nämlich 5 mm für alle Werte. In 5 Gehäusegrößen sind beim Typ EK 23 Kapazitätswerte bei Nennspannungen von 3 bis 70 V- untergebracht. Beim EKA sind es 14 Werte von 3 bis 35 V-. Alle Werte sind also ohne Änderung der Platte untereinander austauschbar.

CHARAKTERISTIKEN

- Elkos im Kunststoffbecher
- Drähte einseitig herausgeführt
- Rastermaß für alle Werte einheitlich 5 mm
- Temperaturbereich von -40 bis +70° C
- Ausgezeichnete Lagerfähigkeit
- Niedrige Reststromwerte
- Schallfest

TECHNISCHE HINWEISE

Der Typ EKA ist mit glatter Anode aufgebaut. Dadurch ist er besonders für den Einsatz in Tonfrequenz-Schaltungen mit hoher Wechselstrombelastbarkeit geeignet.

Die Typen EK/EKA werden wahlweise in 3 unterschiedlichen Drahtausführungen geliefert:

FORM 1: Der Minusdraht ist länger als der Plusdraht

FORM 2: Beide Drähte haben gleiche Länge

FORM 3: Beide Drähte haben gleiche Länge, der Plusdraht aber hat Snap-in-Schlitz:



ROEDERSTEIN & TURK KG
FABRIK ELEKTRISCHER BAUELEMENTE
7815 KIRCHZARTEN B. FREIBURG/BREISGAU



Funkausstellungsspektakel

Der Faltprospekt „Informationen/Deutsche Funkausstellung Stuttgart“ mit der Schlagzeile „Farbe ist Trumpf“ nennt unter anderem die Themen der Sonderschauen neben dem normalen Ausstellungsprogramm wie folgt: Studios von ARD und ZDF – Bundespost – Tragbare Geräte – Hi-Fi-Stereophonie – Rundfunk- und Fernsehtechniker-Handwerk – Antennenstraße. Die Eintrittspreise zur Ausstellung: Erwachsene 3 DM, Kinder bis 14 Jahre, Schüler, Studenten, Schwerbeschädigte, Rentner und Pensionäre 1,50 DM – bei Gesellschaften über 20 Personen je Person 2 DM –, Dauerkarte 15 DM. Quartiere sollte man frühzeitig beim Verkehrsamt der Stadt, 7 Stuttgart, Hauptbahnhof, Unter den Arkaden, bestellen. Ausstellungstermin: 29. 8.–7. 9. 69. 9–19 Uhr.

Farbfernseh-Übertragungswagenzug des SFB

Ende Mai 1969 erhielt der SFB, der sich bisher mit einem leihweise vom ZDF zur Verfügung gestellten Farbfernseh-U-Wagen behelfen mußte, einen eigenen Farbfernseh-Übertragungswagenzug. Der Zug besteht aus einem Technikwagen und einem Regiewagen, die beide je 9 m lang sind. Im Technikwagen sind vier Plumbicon-Farbkameras der Firma Fernseh und eine Schwarz-Weiß-Kamera sowie die Bedienplätze für die Kameras, ein Kontrollplatz für den Bildingenieur und ein Arbeitsplatz für den Meßingenieur untergebracht. Der Regiewagen enthält die Bild- und Tonregie. Die Bildmischeinrichtung besteht aus einem 6-Kanal-Mischpult mit den zugehörigen Farbmonitoren, während die Tonmischeinrichtung 26 Mikrofoneingangsregler, zwei Magnettongeräte mit Pilotton, zwei Lautsprecher und zwei Aussteuerungsmesser umfaßt. Für die Toneinspielung in das Studio stehen zwei Einspielwege zur Verfügung.

UKW-UHF-Bandeinteilung für Funkamateure

Auf der IARU-Region-I-Konferenz, die vom 5.–7. Mai 1969 in Brüssel abgehalten wurde, hat man die seit drei Jahren eingeführte Bandenteilung wie folgt erweitert:

2 - m - B a n d

144,00 ... 144,15 MHz: nur CW
144,15 ... 145,85 MHz: alle Betriebsarten
145,00 MHz: Anruf Frequenz, besonders für Mobilstationen

145,85 ... 145,95 MHz: Satelliten und Umsetzer
145,95 ... 146,00 MHz: Bakensender
Unverabredete Meteorscatter-Versuche sollen im Frequenzbereich 144,09 bis 144,10 MHz durchgeführt werden.

70 - c m - B a n d

432,00 ... 432,10 MHz: nur CW
432,10 ... 433,45 MHz: alle Betriebsarten
433,45 ... 433,50 MHz: Bakensender
433,50 ... 440,00 MHz: Amateurfunk-Fernsehen
Der Frequenzbereich um 432,15 MHz ist besonders für SSB-Sendungen bestimmt.

24 - c m - B a n d

1296,00 ... 1296,15 MHz: nur CW
1296,15 ... 1297,95 MHz: alle Betriebsarten
1297,95 ... 1298,00 MHz: Bakensender

Betriebsarten

Für das Amateurfunk-Fernsehen ist einheitlich die Gerber-Norm (CCIR-Norm) festgelegt worden.

Bei Betriebsart F3 (Frequenzmodulation) ist ein Modulationsindex von 1 vorgesehen, wobei die NF-Bandbreite 3 kHz betragen soll.

Vorentscheid um das „Goldene Tonband von Zürich“

30 Tonjäger aus sechs europäischen Ländern erhielten jetzt Gold-, Silber- beziehungsweise Bronze-Medaillen aus der Agfa-Gevaert-Stiftung für die besten Musik-Signets zu den Olympischen Winterspielen 1972 in Japan. Der erfolgreichste Wettbewerbsteilnehmer mit zwei Goldmedaillen und je 400 sfr war Willy B. Kresin aus Zürich. Er und die anderen Medaillengewinner, darunter sieben deutsche, haben nun die Chance, daß eine ihrer Arbeiten als das musikalische Erkennungszeichen im Winter 1972 aus Japan erschallt.

Monolithischer 5-W-Leistungsverstärker

Der monolithische Leistungsverstärker PA 246 von General Electric (Deutsche Vertretung: Neumüller + Co GmbH, München) liefert im Frequenzbereich 30 ... 100 000 Hz eine Ausgangsleistung von 5 W an 16 Ohm. Der Verstärker ist vielseitig einsetzbar, weil Versorgungsspannung und Ausgangslast in weiten Bereichen variiert werden können. Das Gehäuse hat neben den acht Anschlüssen noch zwei Wärmeleitbleche, die direkt durch Schweißlötung mit einer Kühlfläche verbunden werden können.

RC-Oszillator mit Präzisionsabschwächer

Der RC-Oszillator „204D“ (Frequenzbereich 5 Hz ... 1,2 MHz) von Hewlett-Packard, eine Weiterentwicklung der RC-Oszillatoren der Serie „204“, hat einen eingebauten Präzisionsabschwächer mit einem Bereich von 80 dB in 10-dB-Stufen. Eine Feineinstellung überstreicht einen Bereich > 10 dB. Die Ausgangsamplituden lassen sich dadurch von 250 μV_{eff} bis 2,5 V (an 600 Ohm) genau einstellen. Zwischen 30 Hz und 100 kHz liegen die Verzerrungen unter 0,1 %. Die Ausgangsamplituden sind zwischen 100 Hz und 300 kHz bis auf $\pm 0,05$ dB und im Gesamtbereich bis auf $\pm 0,1$ dB konstant. Über einen Eingang an der Frontplatte kann die Ausgangsfrequenz mit Fremdsignalen synchronisiert werden.

Handliches Video-Millivoltmeter

Das transistorbestückte Video-Breitband-Millivoltmeter „A404“ von Ferislot hat den Frequenzbereich 5 Hz ... 10 MHz ± 1 dB. Effektivwerte der Wechselspannungen können zwischen 100 μV und 300 V abgelesen werden. Durch Mittelwertgleichrichtung wird eine hohe Unabhängigkeit gegenüber Formverzerrungen erreicht. Die Eingangsimpedanz ist 10 MOhm ± 25 pF bei allen Bereichen und Frequenzen. Das große Rechteck-Drehspulinstrument mit Spiegelskala ist in Volt und dB geeicht. Über den Wechselspannungsausgang können die um 40 dB verstärkten Eingangssignale abgenommen werden.

Schauzeichen

Unter der Baureihenbezeichnung „D001.VM“ wurde von der Souriau Electric GmbH, Düsseldorf, eine magnetisch betriebene Anzeigeleuchte auf den Markt gebracht, bei der Gleichspannungssignale von 28 V in einem Sichtfeld nacheinander zwei oder drei verschiedene Schauzeichen zur Anzeige bringen. Sämtliche Schauzeichen sind je nach Anwendungsfall als Buchstaben auf einem beliebig farbigen Grund, einer Schraffur oder dergleichen lieferbar. Das Sichtfeld wird durch zwei parallel geschaltete Glühlämpchen beleuchtet.

Drehbeschleunigungsmeßgerät „BD 2“

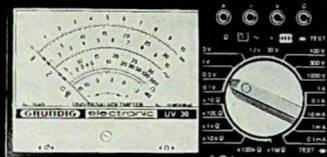
Mit dem Drehbeschleunigungs-Meßgerät „BD 2“ der Hottin Baldwin Meßtechnik GmbH läßt sich die Drehmoment-Drehzahl-Kennlinie von Motoren, insbesondere Elektromotoren, in wenigen Sekunden aufnehmen. Die Meßeinrichtung besteht aus einem tiefabgestimmten Drehbeschleunigungsaufnehmer mit elektrodynamischer Dämpfung und einem Tachogenerator. Beide Geräte sind untereinander über Riementrieb verbunden und werden auf die gleiche Weise an das zu prüfende Aggregat angeschlossen. Die Meßeinrichtung eignet sich auch zur direkten Darstellung der Meßwerte auf einem Oszillografen oder einem Koordinatenschreiber.

Wetterschutz-Verkleidungen für Antennentürme

Für Antennenanlagen auf Fernmeldetürmen, die in hohem Maße Witterungseinflüssen ausgesetzt sind, hat die Grünzweig + Hartmann AG eine Antennen-Verkleidung aus selbsttragenden Harzschaumstoff-Bauteilen entwickelt. Die Bauteile werden in Größen von 20 und 25 m² gefertigt und erfordern keine Armierung. Die mit solchen Elementen verkleideten Antennenträger können ohne weiteres klimatisiert werden, so daß auch bei Wind und Wetter eine leichte Wartung der Anlagen möglich ist. Die Bauteile haben einen hohen Isolierwert, aber trotzdem eine extrem günstige Durchlässigkeit für elektromagnetische Wellen.

Kosten senken
mit

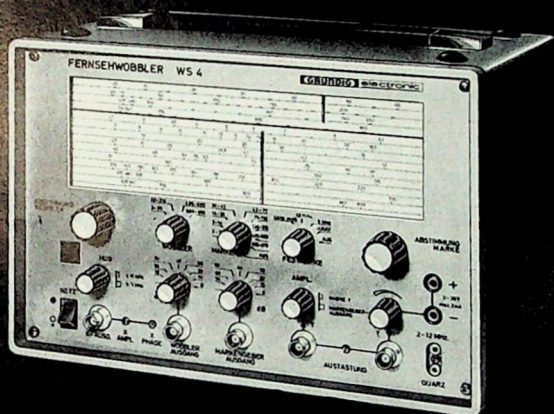
Meßgeräten



Universal-Voltmeter UV 30



Farbgenerator FG 5



Fernsehwobler WS 4



Pal Service-Generator FG 21

Interessante Neuheiten für den rationellen Service an modernen Geräten der Konsum-Electronic:

Universal-Voltmeter UV 30. Transistorisiert, überall einsetzbar durch Batteriebetrieb – für Gleich- und Wechselspannung (Eingangswiderstand 30 MΩ), Gleich- und Wechselstrom (Spannungsabfall 100 mV bei Vollausschlag). Widerstandsmessungen (5 Ω–500 MΩ) und Dioden-Tester.

Fernsehwobler WS 4. Volltransistorisiert – für alle Abgleicharbeiten an UKW-Empfängern (VHF und UHF) – abstimmbare Markengeber, moduliert und unmoduliert – Festmarkengeber – Quarzmarken im Bereich 2–12 MHz (Quarze von außen steckbar!) – eingebaute Gleichspannungsquelle (erdfrei).

PAL-Service-Generator FG 5. Volltransistorisiert – für alle Kontrollen am Farbgerät (natürlich auch bei Schwarz-Weiß-Geräten!) – alle Signale durch Drucktasten wählbar – HF-Signal auf VHF und im gesamten UHF-Bereich, kontinuierlich durchstimmbar – Rot-, Grün- und Blaufläche getrennt schaltbar – Graufäche.

PAL-Service-Generator FG 21. Volltransistorisiert – handlich – für alle Kontrollen am Farbgerät, alle 5 Signale durch Drucktasten wählbar, FS-Kanäle 5–12 durchstimmbar, eingebautes Symmetrierglied, eingebaute Netzsteckdose zum Anschluß des Fernsehgerätes (wichtig bei der Erstaufstellung im Hause des Kunden!).

Informationen über Meßgeräte • Fernaue • Digitaltechnik durch GRUNDIG Werke GmbH electronic, Abt. RME • Fürth/Bayern
Ruf: 0911/73 20 41 • Telex: 6 32435

Besser
sicherer
rationeller
messen
deshalb

GRUNDIG
electronic

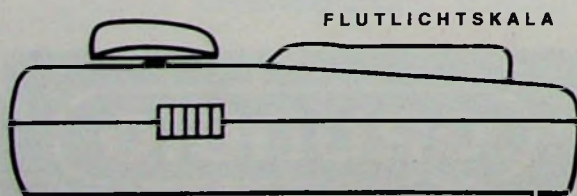
GOSSEN

Tritest

**Das ideale Vielfachmeßgerät für
Betriebslektriker und Installateure**



- **STROM- UND SPANNUNGSMESSUNGEN**
in Wechselstrom- und Drehstromnetzen unmittelbar
nacheinander ohne Schaltungsänderung
- **WIDERSTANDSMESSUNGEN**
- **KAPAZITÄTSMESSUNGEN**
- **FLUTLICHTSKALA** mit Skalen-Feinteilung
- **ROBUSTES DREHSPULMESSWERK** durch hohen
Gütefaktor und federnde Steinlagerung.



P. GOSSEN & CO. GMBH · ERLANGEN

Fmeldet... **F**meldet... **F**meldet... **F**

Umsatzerhöhung bei Varta

Die Varta-Gruppe - einschließlich aller in- und ausländischen Tochter- und Beteiligungsgesellschaften - konnte 1968 den Gesamtumsatz um 4,1 % erhöhen. Im Akkumulatorenbereich betrug die Steigerung 7,5 %.

Neuer Fertigungsbetrieb von Texas Instruments

Um der ständig steigenden Nachfrage nach Halbleiter-Bau-elementen gerecht zu werden, entschloß sich die Texas Instruments Deutschland GmbH, eine Tochtergesellschaft des amerikanischen Konzerns Texas Instruments Inc. in Dallas, ein zusätzliches Werk in Ingolstadt mit einer Nutzfläche von 2000 m² in Betrieb zu nehmen. Bis zum Jahresende werden etwa 500 bis 600 Mitarbeiter in Ingolstadt tätig sein.

Frießeke & Hoepfner und Berthold gründeten gemeinsame Vertriebsgesellschaft

Die Firmen Frießeke & Hoepfner GmbH, Erlangen-Bruck, und Laboratorium Prof. Dr. Berthold, Wildbad, gründeten als gemeinsame Verkaufsorganisation die Berthold-Frießeke GmbH Vertriebsgesellschaft für Meßtechnik mit Sitz in Karlsruhe-Durlach, Bergwaldstr. 30. Die gemeinsame Vertriebsgesellschaft, zu der auch die bisherigen Außenstellen der Firmen gehören, übernahm am 1. 7. 1969 Beratung, Verkauf und Kundendienst für das Kernstrahlungsmeßgeräte-Programm der beiden Firmen.

Burroughs GmbH

Die Gesellschafterversammlung der Burroughs Rechen-maschinen GmbH hat am 23. April 1969 beschlossen, die Firmenbezeichnung in Burroughs GmbH zu ändern.

Kulicke and Soffa baut Europa-Organisation aus

Die europäische Tochtergesellschaft von Kulicke and Soffa Industries, Fort Washington (USA), die Fabrikationsmaschinen für die Halbleiter-Industrie herstellt, hat ihre Organisation ausgebaut. Gleichzeitig mit einer Erweiterung der Service-Abteilung in Konstanz und des Fertigungsbetriebs in Radolfzell wurden personelle Ergänzungen vorgenommen.

GEC-Elliott Medical Equipment

Als Teil der Unternehmensgruppe GEC-Elliott Automation wurde jetzt die GEC-Elliott Medical Equipment Ltd. gegründet, um die Interessen von GEC und Elliott auf dem medizinischen Sektor zu koordinieren. GEC-Elliott Medical Equipment ist damit das größte Unternehmen dieser Art in Großbritannien, das sich mit der Entwicklung, der Produktion und dem Vertrieb elektronischer Geräte und Anlagen für die Medizin befaßt.

Stereo-Preis der deutschen Rundfunkindustrie

Am 6. Juni 1969 trat im Funkhaus des Hessischen Rundfunks das Preisgericht für den Stereo-Preis der deutschen Rundfunkindustrie 1968/69 zusammen. Der mit 15000 DM dotierte Preis wurde wie folgt vergeben:

In der Sparte „Musik“ erhielt den 1. Preis (5000 DM) die als Auftragskomposition des Westdeutschen Rundfunks entstandene Funkoper „Der Fall von Damm“ von Hans Ulrich Engelmann. Der Preis geht zur Hälfte an den Komponisten und zu je 1/4 an den Librettisten, Markus Kuller, und an den Bearbeiter für elektronische und konkrete Elemente, David Johnson.

Der 2. Preis in Höhe von 2000 DM wurde je zur Hälfte an Tonmeister Günter Griewisch und Toningenieur Herbert Schlüter verliehen, und zwar für die stereophone Realisation von Robert Schumanns „Andante und Variationen für 2 Klaviere, 2 Violoncelli und Horn, op. 46“ (eingereicht vom SFB).

In der Sparte „Hörspiel“ erhielt den Stereo-Preis in Höhe von 4000 DM das Hörspiel „Walzer der Verirrten“ (Gemeinschaftsproduktion des Westdeutschen Rundfunks mit dem SFB). Der Preis geht je zur Hälfte an den finnischen Autor, Hans Fors, und an den Regisseur, Raoul Wolfgang Schnell.

In der Sparte „Sonstige Wortproduktionen“ wurde das Feature „Catch as Catch Can“ von Peter Leonhard Braun (Gemeinschaftsproduktion des SFB mit dem Westdeutschen Rundfunk, dem Bayerischen Rundfunk und dem Saarländischen Rundfunk) ausgezeichnet. Der Preis in Höhe von 4000 DM geht je zur Hälfte an den Autor, der zugleich Regisseur der Produktion war, und an den Toningenieur, Günter Genz.

Eine Anerkennung erhielten die Produktionen „Lab der Torheit“ von Bernd Alois Zimmermann (eingereicht vom Saarländischen Rundfunk) sowie „Ein Vollmond aus Trompetengold“ von Hans Joachim Hohberg (eingereicht vom SFB).

Dem Preisgericht gehörten an: Dr. Karl Drexler (Vorsitz), Herbert Kundler, Dr. Manfred Leier, Roma E. Niehus-Krieger, Wilhelm Roth, Dr. Gustav Adolf Trumpf, Joachim Viedebanlt.

Die Verleihung des Preises erfolgt im Rahmen der diesjährigen Funkausstellung in Stuttgart.

Bauelemente für die Elektronik

Gespräche auf Messen, Ausstellungen und anderen Treffen mit Vertretern der Industrie lassen erkennen, daß elektronische Bauelemente herkömmlicher und neuer Art zur Zeit fast zu einem Engpaß für manche Fertigung geworden sind. Die im Geschäftsbericht 1968 der Allgemeinen Deutschen Philips-Industrie GmbH (Alldiephi) enthaltenen Abschnitte über „Bauelemente der Elektronik“ sind diesbezüglich für den Trend auf diesem Sektor symptomatisch. Die nachstehend auszugsweise wiedergegebenen Darlegungen zeigen zusammenfassend (wenn auch nicht ganz umfassend) sehr treffend die Lage, wie sie sich ähnlich auch im noch größeren Rahmen widerspiegelt.

Trotz der ständig zunehmenden Anwendung von Halbleiter-Bauelementen auf allen Gebieten der Unterhaltungselektronik konnte 1968 wegen der stark ausgeweiteten Geräteproduktion der Empfänger-Röhren-Umsatz noch gesteigert werden. Bei Bildröhren für Schwarz-Weiß-Fernsehmultiplexer wurde ein zufriedenstellender Umsatz erreicht. Dem im Vergleich zum Vorjahr erheblich gestiegenen Bedarf entsprach man durch geeignete Maßnahmen im Bildröhrenwerk. Die 56-cm-Farbbildröhre hat sich auf dem Markt durchgesetzt. Wie diese, wurde auch die neuentwickelte Röhre mit 63-cm-Schirmdiagonale in der sogenannten Durchstecktechnik ausgeführt, die flache ansprechende Gehäuseformen von Farbfernsehgeräten ermöglicht. Außerdem verbesserte man die Farbbildröhren unter anderem durch eine neuartige Maskenaufhängung zur Temperaturkompensation und eine neue Leuchtstoffkombination, mit der die Schirmhelligkeit vergrößert wird. Das Lieferprogramm an Schwarz-Weiß-Fernsehbildröhren wurde erweitert, so daß den Herstellern von Fernsehgeräten eine harmonisch abgestufte Typenreihe mit Schirmdiagonalen von 28, 31, 44, 50 und 61 Zentimetern zur Verfügung steht. Sämtliche Bildröhren dieser Reihe haben einen flachen Schirm und scharf ausgeprägte Schirmcken.

Bei Halbleiter-Bauelementen stand das Berichtsjahr im Zeichen eines stark expandierenden Marktes. Die damit verbundene Nachfragebelegung betraf sowohl den Bereich der Unterhaltungselektronik als auch denjenigen für professionelle Anwendungen und führte teilweise zu Liefer Schwierigkeiten. Der Markt für professionelle Halbleiter-Bauelemente dehnte sich dabei auch in Gebieten wie der Automobiltechnik aus, in denen die Elektronik bisher noch wenig Zugang gefunden hatte. Im Bereich der professionellen Elektronik bewährten sich vor allem auch Neuentwicklungen, wie zum Beispiel Transistoren großer Nutzleistung für den VHF- und den UHF-Bereich sowie Halbleiter-Bauelemente für die Verwendung in Dick- oder in Dünnschichtschaltungen und Druckkontaktdioden in Hartglasausführung. Von den Rundfunk- und Fernsehgeräte-Herstellern wurden Abstimm- und Schaltdioden sowie Transistoren in Kunststoffumhüllungen gut aufgenommen. Auch für die Zukunft kann bei Halbleiter-Bauelementen mit Umsatzsteigerungen gerechnet werden, obwohl sich in einigen Anwendungsbereichen das Vordringen der integrierten Schaltungen bemerkbar macht.

Der Gesamtmarkt für integrierte Schaltungen hat sich 1968 sehr gut entwickelt. Das Geschäft stieg vor allem bei linearen Schaltungen kräftig an. Auf diesem Gebiet sind bereits eine Reihe neuer Produkte besonders für Fernseh- und Rundfunkempfänger, aber auch für Fotoapparate greifbar. Ebenso erfolgreich waren die Bemühungen mit linearen Schaltungen für professionelle Anwendungen. Auch bei den digitalen Schaltungen, die hauptsächlich in Anlagen der elektronischen Datenverarbeitung sowie in der Regelungs- und Meßtechnik eingesetzt werden, vergrößerte sich der Absatz. Die Entwicklung höher integrierter Schaltungen (das heißt von Funktionseinheiten, die noch wesentlich mehr Elemente als bisher auf einem Kristall vereinen) wird vorangehen. Neue Anwendungsgebiete sind bereits seit längerem erschlossen. Insgesamt wird das Geschäft mit integrierten Schaltungen in den kommenden Jahren erheblich an Umfang zunehmen.

Bei Baugruppen für Fernsehempfänger konnte die Marktposition behauptet werden. Für das Jahr 1969 wird vor allem bei elektronischen Abstimmereinheiten, Ablenkeinheiten, Zeilentransformatoren und Verzögerungsleitungen für Farbfernsehgeräte mit steigenden Umsätzen gerechnet.

Die Nachfrage nach Einzelteilen für die Unterhaltungselektronik und für den professionellen Bereich nahm weiter zu, so daß die Umsatzerwartungen noch übertrafen wurden. Neuentwicklungen ergänzten eine Reihe von Erzeugnisgruppen dieses Bereichs (wie Potentiometer, variable Kondensatoren und Metall-Schichtwiderstände). Das Geschäft mit Schwingquarzen in Allglastechnik und mit Quarzfiltern ließ sich weiter ausbauen. Auch piezo-keramische Filter, Quarzoszillatoren mit Temperaturkompensation und elektromechanische Bauteile (wie Steckverbinder für gedruckte Schaltungen) wurden in zunehmendem Maße abgesetzt. Auf Grund der Marktentwicklung erwartet man bei Einzelteilen eine stetige Umsatzsteigerung. Das Geschäft mit Kondensatoren und Widerständen expandierte ebenfalls ständig, wozu nicht nur die erhöhte Produktion von Fernsehgeräten beitrug, sondern auch die Nachfrage der Automobilindustrie und der Bedarf für die Haushalts-elektronik. Weiterentwickelte Miniatur-Scheiben- und auch Folienkondensatoren sowie neue Trimmkondensatoren wurden vom Markt sehr gut aufgenommen. Für 1969 ist ein weiterhin steigender Bedarf zu erwarten.

Im Vergleich zum Jahr 1967 trat im Berichtsjahr eine nachhaltige Belebung des Geschäftes mit Spezialröhren ein, die es ermöglichte, die Marktposition weiter zu festigen. Auf den Gebieten der Mikrowellenröhren und der Infrarot-Halbleiterdetektoren wurden spezielle Entwicklungen durchgeführt. Gute Erfolge brachten auch eine neue Ziffernanzeigeröhre, Photowiderstände für Belichtungsmesser und Industrie-Generatorröhren. Die außergewöhnliche Umsatzsteigerung bei Spezialröhren beruhte unter anderem auf den Nachholbedarf aus dem Jahre 1967 und kann daher für die weitere Entwicklung nicht als typisch angesehen werden. Auch zukünftig ist jedoch ein günstiger Geschäftsverlauf mit gleichmäßigen Zuwachsraten anzunehmen.

Die Umsatzausweitung bei hart- und weichmagnetischen Werkstoffen war erfreulich. Guten Erfolg brachten Filterspulen für Rundfunk- und Fernsehempfänger sowie Lautsprechermagnetringe und Magnete für Uhren, Lüfter und Scheibenwischermotoren. Auch mit Kernspeichern und Speichermatrizen für Anlagen der elektronischen Datenverarbeitung ließen sich beachtliche Umsatzsteigerungen erreichen. Ferroxcubkerne für professionelle Anwendungen wurden ergänzt. Diese für die Trägerfrequenztechnik entwickelten Kerne dürften die bisher benutzten Schalenkerne weitgehend ablösen. Auf dem Gebiet der Permanentmagnete kam die Entwicklung eines vorzugsgerichteten, an Kunststoff gebundenen Materials zum Abschluß.

Bei Bausteinen wurden neue Entwicklungen auf speziellen Marktgebieten mit Erfolg eingeführt. Diese meistens nach besonderen Kundenwünschen konzipierten Produkte haben ein wachsendes Absatzgebiet für das gesamte Bauelementenprogramm erschlossen.

Neue Komponenten für Rundfunk und Fernsehen

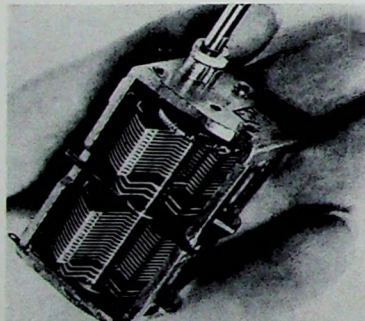
Der nachstehende Bericht behandelt sowohl passive Bauelemente als auch Baueinheiten, die in Rundfunk- und Fernsehempfängern zu finden sind. Wenn man von den aktiven und mechanischen Bauelementen absieht, kommt dieser Gruppe besondere Bedeutung zu. Die Auftragslage (das ergab sich aus Gesprächen auf der Hannover-Messe 1969) ist unerwartet hoch. Der früheren Regression folgte eine außerordentliche Konjunktur mit bedeutenden Lieferungen für die Apparateindustrie zur Fertigung und Lagerhaltung. So waren Lieferfristen von bis zu 30 Wochen und darüber im Gespräch.

AEG-Telefunken

Für die Verdopplerschaltung in Farbfernsehgeräten wurden neue Typen von Hochvolt-Elektrolytkondensatoren entwickelt (Schub-Elko mit SR-Ventil, Lade-Elko mit S- oder SR-Ventil, Sieb-Elko mit S-Ventil). Sie sind teilweise für erhöhte Wechselstrombelastungen ausgelegt. Das S-Ventil öffnet sich bei kurzfristiger Überlastung und schließt dann wieder. Beim SR-Ventil kommt zu dieser Eigenschaft der Vorteil, daß selbst bei längerer Wechselstromüberlastung kein Elektrolyt austritt.

Bei Niedervolt-Elektrolytkondensatoren wurden auch für den Konsum-Kondensator Sondertypen geschaffen. Der Temperaturbereich ist jetzt -40°C bis $+50^{\circ}\text{C}$.

Weiterentwickelt wurde der bewährte Kleinst-Luftdrehkondensator mit einem kombinierten AM/FM-Drehkondensator. Die Kapazitätsvariationen des nur $5,7\text{ cm} \times 3,1\text{ cm} \times 2,4\text{ cm}$ großen Typs sind 370 pF bei AM und 15 pF bei FM.



Kombinierter AM/FM-Kleinst-Drehkondensator von AEG-Telefunken

Für Fernseh-, Rundfunk-, Tonbandgeräte und Mischpulte eignet sich der neue Spezial-Schichtschiebewiderstand „841“. Das Ultramidgehäuse ist seitlich mit Zapfen und Löchern versehen. Die Regler lassen sich daher aneinanderreihen. Sie sind bei linearer Kurve mit 0,4 W und bei logarithmischer Ausführung mit 0,2 W belastbar. Der Widerstandsbereich ist linear 100 Ohm bis 10 MOhm und logarithmisch 1 kOhm bis 2,5 MOhm.

Das bisherige Typenprogramm bei Trimpotentiometern wurde um einige Varianten erweitert und durch Ausführungen mit 8 mm und 15 mm Durchmesser ergänzt. Während die bisherigen Typen nur mit Widerstandsträgern aus Hartpapier gefertigt wurden, stehen jetzt auch äquivalente Typen mit Keramikträgern zur Verfügung.

Für den PAL-Decoder in den Farbfernsehempfängern werden jetzt zwei neue Ultraschall-Verzögerungsleitungen „VL 10“, „VL 11“ geliefert. Mittels Anwendung des Prinzips der Mehrfachreflexion ist ein kleines Volumen möglich (Hauptabmessungen $5\text{ cm} \times 5\text{ cm} \times 1,8\text{ cm}$). Da der Baustein so montiert wird, daß die Leitungen auf einer Schmalseite stehen, bleibt die notwendige Grundfläche klein. Beide Typen unterscheiden sich dadurch, daß „VL 10“ nur den Glasquader mit den aufgelöteten Ultraschallwandlern enthält, während im „VL 11“ zusätzlich der Anpassungsübertrager 4:1 für den Eingang und ein Bifilarübertrager für den Ausgang eingebaut sind. Diese Spulen werden so abgeglichen, daß die richtige Laufzeit und eine gute Durchlaßkurve vorhanden sind.

Für Farbfernsehergeräte ist die Hochspannungserzeugung mit einer Kaskadenschaltung neben den herkömmlichen



Hochspannungsvervielfacher „HV 68“ von AEG-Telefunken

Verfahren recht interessant. Bei der Entwicklung des Hochspannungsvervielfachers „HV 68“ kam es auf hohe Zuverlässigkeit, günstige Bauform mit minimalen Abmessungen und niedrigen Innenwiderstand der Hochspannungsquelle an. Da der Innenwiderstand aber nicht nur durch die Kaskade selbst, sondern auch durch die Form des zugeführten Spannungsimpulses bestimmt wird, wurde dazu gleichzeitig der Zeilenausgangstransformator „ZT 68/14 X“ geschaffen. Dadurch sind für das Farbfernsehgerät optimale Verhältnisse gegeben. Entscheidend für ein gutes Bild ist dabei eine maximale Konstanz der Bildbreite trotz schwankender Hochspannungsbelastung, wie sie bei Helligkeitsänderungen im Farbfernsehbild entsteht. Durch Abstimmen auf die 9. Oberwelle erhält man außerdem einen sehr niedrigen Anodenspitzenstrom der Zeilen-Endröhre.

Hopt

Aus dem Drehkondensator-Angebot sind unter anderem der Zweifachtyp

„KG 03-04“ (Trieb 3:1) beziehungsweise „KG 06-04“ (Trieb 6:1) mit Plastik-Pips und 380/320 pF variabler Kapazität zu erwähnen. Durch Anbringen von Plastik-Abstandspinseln zwischen den Rotor- und Statorplatten ist ein gleichmäßiger Abstand gewährleistet. Dadurch wird eine hohe Sicherheit gegen akustische Rückkopplung und Plattenschluß gegeben. Außerdem sind kleinste Abmessungen möglich. Zu den weiteren Merkmalen gehören unter anderem stabiles Druckgehäuse, keramische Isolation, Rotor beidseitig in Kugeln gelagert sowie verlängerte Rotorachse zum Antrieb eines angebauten Variometers oder Abstimmpotentiometers.

Jahre

Neu sind die steckbaren Induktivitäten in variabler und geschirmter Ausführung nach Bauform „76.1“. Der Induktivitätsbereich ist $0,22\text{ }\mu\text{H} \dots 1\text{ mH}$, die Betriebsfrequenz 50 kHz ... 10 MHz und die Gleichstrombelastbarkeit 150 mA bis 1,5 A.

Preh

Verschiedene Neuheiten und Verbesserungen wurden in Hannover vorgestellt. In der Gruppe Schichtdrehwiderstände für Diodenabstimmung gelang es, beim Abstimmwiderstand „61 818-000“ durch Einsatz einer speziellen Widerstandsplatte eine wesentlich verbesserte Kurvengenaugigkeit zu erreichen. Dieser Abstimmwiderstand kann mit einstellbarem Fußpunkt-widerstand und Staubschutzkappe geliefert werden (technische Daten: Nennwiderstand 50 kOhm ... 1 MOhm, Drehbereich $185^{\circ} \pm 5^{\circ}$).

Unter den Abstimmaggregaten sind die Modelle „Preomat R8“ und „Preomat RK 8“ Kanalwahlaggregate für Rundfunkempfang mit 7 UKW-Stationstasten und einer 8. Taste zum Umschalten auf kontinuierliche Abstimmung. Sie schließen die Lücke im „Preomat“-Programm, so daß nunmehr Typen mit 4, 6, 8 und 10 Tasten zur Verfügung stehen. Die Doppelknopfausführung „R8“ und die Kupplungsknopfbauform „RK 8“ gibt es mit den Einstellweglängen 15 mm und 25 mm. Die AFC-Schaltanzeige wird durch den Skalenschlitz der 8. Taste hindurch möglich.

Der Schichtschiebewiderstand „68 860-000“ in offener Ausführung mit Drahtanschluß zeichnet sich durch extrem flache Bauweise aus. Auf gemeinsamer Grundplatte können mehrere Einheiten nebeneinander angeordnet werden. Durch den Versatz des Schiebeschlitzes im Regler gegenüber dem Führungsschlitz im Gerät ist ein Staub- und Berührungsschutz von außen gegeben. Das Modell mit linearer Kurve hat 0,4 W Belastbarkeit, einen Nennwiderstand von 50 Ohm ... 16 MOhm und eine Grenzspannung von 1000 V. Die entsprechenden Werte der logarithmischen Ausführung sind 0,2 W, 250 Ohm ... 10 MOhm und 700 V. Diese Schichtschiebewiderstände gibt es auch in Vierfachbauweise, ferner in Isolierstoffausführung, jeweils für Drahtanschluß oder für gedruckte Schaltung.

Schließlich sei noch auf das vielseitige Neuheitenangebot an Schichtdrehwiderständen, Trimmerwiderständen und dergleichen hingewiesen. Besonders inter-

essiert der Schichtdrehwiderstand „Mikrostat 24, Zamak“ in abgeschirmter Ausführung für Lautstärke- und Klangeinstellung in Stereo-Geräten. Ein besonderer Vorteil ist der vergrößerte Drehbereich von 315°. Damit wird der effektive Regelbereich bei zwei Abgriffen wesentlich größer als bei den üblichen Drehwiderständen. Die Abgriffe liegen bei 105° und 210°. Es sind Ausführungen mit bis zu 2 dB Gleichlauf lieferbar.

Firmengruppe Roederstein

Zur Hannover-Messe stellte die Firmengruppe Roederstein viele Neuheiten vor, beispielsweise zahlreiche neue Typen von Kunststoffolien-Kondensatoren. Der Polyesterfolien-Kondensator „KT 1805“ zeichnet sich durch flache Bauform aus und entspricht normalen Anforderungen der Unterhaltungselektronik (Einheitsraster 5 mm, Kapazität 1000 pF ... 10 000 pF, Nennspannung 63 V_~, Temperaturbereich -40 °C ... +100 °C).

Der neue metallisierte Polyester-Kondensator „MKT 1814“ entspricht dem DIN-Entwurf 44 121 und ist damit für erhöhte Anforderungen ausgelegt. Dieser gießharzvergossene Typ wird in ein PPN-Gehäuse eingebaut. Dementsprechend günstig ist die Feuchtesicherheit (0,01 µF ... 10 µF; 100 V_~, 200 V_~, 400 V_~ und 630 V_~). Der neue Polycarbonatfolien-Kondensator „KC 1854“ für erhöhte Anforderungen entspricht DIN 41 396.

Neu unter den Kunststoffolien-Kondensatoren ist auch der „Booster MKC 1852“-Kondensator, der im Zuge der angestrebten Miniaturisierung mit metallisierter Polycarbonatfolie aufgebaut ist. Auch in den elektrischen Werten ist dieser neue Typ den bisherigen Papier-Boosterkondensatoren ebenbürtig. Der tan δ liegt jedoch entsprechend den Eigenschaften der Polycarbonatfolie günstiger. Der neue Kondensator ist gießharzvergossen und im Kunststoffbecher eingebaut (4700 pF bis 0,22 µF; 1000 V_~ und 1250 V_~).

Verschiedene Kondensatoren-Neuheiten gibt es bei *Ero Tantal*. Besondere Vorteile des Tantalkondensators „ETU 1-3“ mit Sinteranode und Halbleiter als festem Elektrolyten sind sehr kleines Volumen (Abmessungen 2,5 mm × 4,0/5,0 mm), weiter Temperaturbereich (-55 °C ... +85 °C), niedriger Reststrom, gutes Frequenzverhalten, geringe Temperaturabhängigkeit von Kapazität, Verlustfaktor, Scheinwiderstand und Reststrom sowie hohe Betriebszuverlässigkeit. Der Kapazitätsbereich ist 0,01 µF bis 10 µF und die Nennspannung 1,5 V_~ bis 20 V_~. Dieser Kondensatortyp eignet sich infolge seiner Bauform und seines hohen CV-Produkts besonders für den Einbau in Miniaturgeräten. Während für integrierte Hybridschaltungen Typ „ETR 1-3“ (D-Ausführung) bestimmt ist, wurde der Tantalkondensator „TLS“ mit flüssigem Elektrolyten vorwiegend für professionelle Zwecke entwickelt (Kapazität 1,7 µF ... 560 µF; Nennspannung 6 V_~ ... 125 V_~).

Bei *Resista* zeichnet sich auf dem Widerstandssektor der neue lackierte Metallschichtwiderstand „MK 3“ durch hohe Stabilität, 0,4 W Nennbelastbarkeit und günstigen Preis aus. Neuheiten zeigte *Resista* ferner auf dem

Gebiet der Keramikkondensatoren. Das komplette Vielschicht-Programm für Chips umfaßt den Kapazitätsbereich von 1,5 pF ... 1 µF. Die neuen Vollkeramikkondensatoren „UZ 2900“ werden in den Nennspannungswerten 100 V_~ (100 pF ... 27 000 pF) und 63 V_~ (33 nF bis 47 nF) mit Toleranzen von ±20 %/±10 % geliefert. Ferner sind die Vielschicht-Knopfkondensatoren „CFC 900“ und „DBZ 900“ in verschiedenen Kapazitäts- und Toleranzwerten für 63 V_~ und 160 V_~ erhältlich.

In der Unterhaltungselektronik werden die neuen Sperrschichtkondensatoren „GFZ“ mit flacher Kurve sehr gefragt. Die Kapazitätswerte der 16-V-Reihe sind 0,01 µF ... 0,47 µF. In der 32-V-Serie ist der Kapazitätsbereich 4700 pF ... 0,22 µF. Der Verlustfaktor tan δ wird mit 500 · 10⁻⁴ (bei 1 kHz und 0,1 V_{eff}) angegeben.

Ruf

Das neue „Ruvido“-Tastenaggregat ist für die Abstimmung und Speicherung von sechs Fernsehprogrammen in den Bereichen I, III, IV/V bestimmt. Es handelt sich um ein Allbereichs-Tastenaggregat. Auf jede Taste kann jeder Kanal eines jeden Bereiches gelegt werden. Zur Anzeige ist neben jedem Tastenkopf eine kleine Skala angebracht.

Für die Fernbedienung von Rundfunk- und Fernsehgeräten wurde der „Ruvido“-Motor-Drehwiderstand entwickelt. Damit lassen sich übliche Bedienungsfunktionen (zum Beispiel Lautstärke, Klang, Helligkeit, Kontrast, Farbton, Balance) beeinflussen. Infolge des Einbaus einer Rutschkupplung wird es möglich, mit Hilfe eines Drehknopfs auch unmittelbar am Gerät einzustellen. In einem gemeinsamen Gehäuse sind Elektromotor, Getriebe, Rutschkupplung und Drehwiderstand untergebracht. Der Motor ist als Synchron- typ mit zwei Spulen und Magnetläufer ausgebildet. Auf Grund des Phasenschieber-Kondensators zwischen den beiden Spulen kann die Drehrichtung frei gewählt werden.

Mit dem neuen zweipoligen und dreistufigen „Ruvido“-Drehwiderstand wurde eine Lücke in der Typenreihe „Ruvido 16“ geschlossen. Der Schalter läßt sich mit den Drehwiderständen der Reihe „16“ kombinieren. Beim Einsatz als Einzelschalter wird der Stufendrehwiderstand „PST 40-50“ über eine Vollwelle mit 4 mm beziehungsweise 6 mm Durchmesser bedient. In Kombination mit einem Drehwiderstand ist die Bedienung nur über die Hohlwelle möglich.

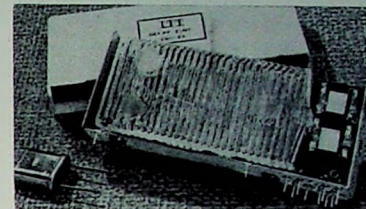
Schwaiger

Verschiedene Schraubtrimmer der Typenreihen „1250“, „1251“ und „1233“ sind zur Verwendung in Leiterplatten bestimmt und haben hierfür entsprechend ausgebildete Anschluß- und Befestigungselemente, deren Abstandsmaße dem 2,5-mm-Raster angepaßt sind. Sie eignen sich für die AM/FM-Bereiche. Vorzüge sind einfache Befestigungsmöglichkeit durch Tauchlötung, leichtes Einstellen der Kapazität durch großen Drehwinkel der Rotorspindel, Wegfall zusätzlicher Sicherungsmaßnahmen (zum Beispiel Lacken) bei eingestellter Kapazität sowie Konstanz

der elektrischen Werte durch künstliches Altern des Bauteils im Werk und federnde Statoranordnung.

SEL

In Hannover zeigte ITT Bauelemente Gruppe Europa die neue Glas-Verzögerungsleitung für PAL-, Secam- und NTSC-Empfänger. Typ „TAU 20“ ist für die Chrominanzverzögerung bestimmt und im Ein- und Ausgang mit Anpassungsübertragern ausgerüstet.



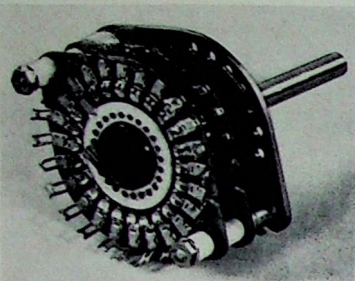
Glas-Verzögerungsleitung „TAU 20“ von SEL

Es können aber auch externe Anpassungsübertrager benutzt werden. Obwohl sich die Verzögerungsleitung für gedruckte Schaltungen eignet, läßt sie sich über Gewindelöcher auch auf einem Chassis befestigen (Betriebsfrequenz 4,433619 MHz, Umgebungstemperatur +25 °C, Betriebsdämpfung 11 ± 3 dB).

Die neuen SEL-Polyesterfolien-Kondensatoren „KS 17“ für erhöhte Anforderungen verwenden Beläge, die über die ganze Stirnseite durch Verschweißen mit den Anschlußdrähten kontaktiert sind. Diese Technik gestattet hohe Kontaktsicherheit selbst bei niedriger Betriebsspannung sowie dämpfungs- und induktionsarme Wickel. Weitere Vorzüge sind gleichmäßiges Verhalten des Temperaturbeiwertes über den gesamten Kapazitätsbereich und niedriger Verlustfaktor auch bei hohen Frequenzen. Diese hochwertigen Bauelemente mit einer einheitlichen Baulänge von 12,5 mm eignen sich deshalb besonders für Anwendungen in frequenzbestimmenden Gliedern und Siebschaltungen (Nenngleichspannung 63 V_~ und 160 V_~, Kapazitätsbereich 350 pF ... 24 000 pF).

Für den speziellen Einsatz in gedruckte Leiterplatten entwickelte SEL jetzt den neuen „TAGS“-Tantalkondensator. Wegen der Doppelwellenbiegung und des Beschnitts der Anschlußdrähte erübrigen sich sämtliche aufbereitenden Arbeiten beim Kunden. Der feste Sitz des Kondensators in der Leiterplatte erleichtert außerdem den Bestückungsvorgang und garantiert eine geringe Nachlötquote.

Der neue Drehschalter „SM 50“ ergänzt das breite SEL-Programm an Dreh- und Tastenschaltern und zeichnet sich durch besonders geringe Einbautiefe aus (zum Beispiel 52,5 mm bei vier Ebenen). Der Einbaudurchmesser über die Anschlußfahne ist 59 mm. Der Schalter eignet sich für maximal sechs Ebenen zu je 24 Messerkontakten. Die Normalausführung hat je Ebene Schaltkombinationen von 1 × 23, 2 × 11 oder 3 × 7 Kontakten, die unterbrechen oder kurzschließen. In der Sonderausführung mit isolierter Kontaktfeder gibt es auch Kombinationen für 1 × 24 oder 2 × 12 Kontakte. Als



Drehchaller „SM 50“ von SEL

Isolationsmaterial wird für die Kontaktebenen Hartpapier 2063 nach DIN 7735 und für den Rotor Polycarbonat verwendet (Isolationswiderstand $\geq 10^{10}$ Ohm, Durchgangswiderstand ≤ 20 mOhm).

Siemens

Auf dem Gebiet der Niedervolt-Elektrolytkondensatoren schuf Siemens für Stromversorgungsanlagen die Reihe „B 41445“. Diese neuen Kondensatoren gibt es für Nennspannungen von 10 V₀ bis 100 V₀ und für Nennkapazitäten von 1000 μ F bis 150 000 μ F. Sie kommen in Rundbecherausführung mit Schrumpfschlauchisolierung auf den Markt.

Neuerdings werden alle Arten von Transformatoren und Drosseln mit Kernen aus Siferrit-Material gefertigt. Spulen und Übertrager mit Siferrit-Kernen eignen sich wegen ihrer im Vergleich zu Metallkernausführungen niedrigen Werte für elektrische Leitfähigkeit, Verluste und Sättigungsmagnetisierung vorwiegend für höhere Frequenzen (ab Tonfrequenz).

Steatit Magnesit

Neu im Fertigungsprogramm des Dralowid-Werks, Porz, sind die vollisolierten Metallschichtwiderstände „MKAD 0206“ mit einer dickeren Kunststoffummüllung. Vorzüge sind kleinerer Wärmewiderstand und längere Lebensdauer.

Für viele Anwendungszwecke haben hochbelastbare glasierte Widerstände einen zu hohen Temperaturkoeffizienten. Neuentwickelt wurden jetzt glasierte Drahtwiderstände, die auch bei den für diese Widerstände üblichen hohen Betriebstemperaturen ihren niedrigen Temperaturkoeffizienten ($\pm 40 \times 10^{-6}/\text{grd}$) behalten.

Valvo

Das Angebot an Niedervolt-Aluminium-Elektrolytkondensatoren wurde um die neue Baureihe „014“ mit geänderten Kapazitäts- und Spannungswerten erweitert. Die Kapazitätswerte sind gemäß IEC-Empfehlung nach der E-3-beziehungsweise E-6-Reihe abgestuft, die Spannungswerte nach der R-5-Reihe. Damit werden nun auch für Elektrolytkondensatoren die bei Folien- und Keramik Kondensatoren schon seit langem international gebräuchlichen E-Werte für die Kapazitäten eingeführt. In letzter Zeit werden Leiterplatten noch gedrängter als bisher aufgebaut. Dieser Tendenz kommt der neue Folienkondensator „KP-Ko 303“ mit Metallbelägen entgegen. Bei dieser Bauform hat man erstmalig eine Polypyro-

pylenfolie als Dielektrikum verwendet. Dadurch sind kleine Abmessungen und ungewöhnlich gute elektrische Eigenschaften möglich. Diese Kondensatoren kommen in einer Flachbauform mit zu einer Seite herausgeführten Anschlußdrähten auf den Markt. Die folienummüllten Wickel sind an beiden Stirnseiten verriegelt. Dadurch ist ein guter Feuchteschutz möglich. Zunächst sind die Spannungsreihen 100 V₀ und 400 V₀ vorgesehen, ferner ein Kapazitätsbereich 1000 pF ... 0,1 μ F und Kapazitätstoleranzen $\pm 10\%$ und $\pm 20\%$.

Bei den metallisierten Kunststoffolien-Kondensatoren „344“ wurden die bisher gebräuchlichen Spannungsreihen um die Spannungsreihe 63 V₀ mit metallisierter Polycarbonatfolie ergänzt. Bemerkenswert sind die gegenüber der 100-V-Serie erheblich kleineren Abmessungen. Der Kapazitätsbereich der neuen Reihe ist 0,22 μ F ... 10 μ F, die Kapazitätstoleranz $\pm 10\%$ oder $\pm 20\%$.

Ohne Innenarmatur sind die neuen Durchführungskondensatoren „DELK“ ausgeführt. Die kurze gedrungene Bauweise (ein Keramikröhrchen von 3 mm Durchmesser und 6 mm Länge mit einer Lötseife von 5,8 mm Durchmesser) bietet hohe mechanische Stabilität und geringe Induktivität. Sie eignen sich besonders für Fernseh-Kanalwähler.

Die neuen Schichtpotentiometer der Bauform „S“ haben in Einfachausführung (ohne Schalter) 16 mm Durchmesser sowie Lötstifte für gedruckte Schaltungen. Die Tandemform hat eine Einbautiefe von 13,5 mm und kann mit Lötfahnen für Drahtanschluß oder mit Lötstiften für gedruckte Schaltung geliefert werden.

Für Farbfernsehpfänger ist die sehr kleine und leichte Verzögerungsleitung „DL 40“ bestimmt. In einem Spezialglaskörper wird das zu verzögernde Signal fünfmal reflektiert. Dabei werden unerwünschte Echos minimal gehalten. Die Abmessungen dieser Verzögerungsleitung sind nur 70 mm \times 7 mm \times 37 mm. Das Einbauvolumen ist 18,2 cm³ und das Gewicht 25 g.

Die neue Ablenkeinheit „AT 1027“ für Farbbildröhren ist eine Weiterentwicklung der Ausführung „AT 1022“. Sie hat eine zusätzliche mechanische Vorrichtung zur Aufnahme von drei Konvergenzsegmenten, so daß eine getrennte Konvergenzeinheit entfällt. Mit dieser Konstruktion konnte der axiale Verschieberegion des Ablenkjoches auf 20 mm erweitert werden. Dadurch ist ein schnelleres Einstellen der Farbreinheit bei Verfahren möglich, bei denen auf ein Mikroskop verzichtet wird.

Die neuen Konvergenzsegmente „AT 4045“ und „AT 4046“ dienen in Verbindung mit der Ablenkeinheit „AT 1027“ der Einstellung der statischen und dynamischen Konvergenz. Für jede Ablenkeinheit werden drei Segmente benötigt, die in eine Aufnahmevorrichtung der Einheit eingeschoben werden. Die drei Konvergenzsegmente ersetzen die bisherige Konvergenzeinheit „AT 1023“. Die Einstellung der statischen Konvergenz erfolgt beim Typ „AT 4045“ mit Hilfe eines Gleichstroms in den Vertikalspulen. Das Konvergenzsegment „AT 4046“ enthält einen drehbaren Permanentmagneten. Die Impedan-

zen aller Segmente sind so bemessen, daß ein Austausch mit der bisherigen Konvergenzeinheit „AT 1023“ ohne Schwierigkeiten möglich ist. Jedes Konvergenzsegment besteht aus vier auf einer Printplatte montierten Spulen. Bei den Ausführungen für Lötanschluß sind alle acht Spulenden einzeln herausgeführt, so daß sowohl für das Horizontal- als auch für das Vertikal-Spulenpaar entweder Parallel- oder Reihenschaltung möglich ist. Bei der Ausführung mit Stiften für Steckverbindungen (nur bei „AT 4045“) sind die Spulenpaare intern in Reihe geschaltet.

„AT 2053/01“ ist ein neuer kombinierter Horizontalablenk- und Hochspannungstransformator für Farbfernsehpfänger. Er ermöglicht den Aufbau einfacher Ablenkaltungen nach einem ähnlichen Konzept, wie dies bei Schwarz-Weiß-Fernsehpfängern üblich ist. Dabei werden die Horizontalablenkströme und die Bildröhrenhochspannung von 25 kV in einem einzigen Transformator erzeugt. Diese einfache Schaltung wird durch die Abstimmung des Transformators auf die 5. Harmonische der Zeilenrückschlagfrequenz erreicht. Dabei ergibt sich ein besonders niedriger Innenwiderstand der Hochspannungsquelle, der dem erhöhten Strombedarf der Farbbildröhren angepaßt ist.

Der Transformator „AT 2053/01“ arbeitet in Verbindung mit der Horizontal-Endröhre PL 509 und der Boosterdiode PY 500(A). Als Hochspannungsgleichrichter kann die Gleichrichterröhre GY 501 oder ein Halbleitergleichrichter verwendet werden. Die Betriebsspannung ist 280 V (unstabilisiert). Der Transformator zeichnet sich durch günstiges Temperaturverhalten aus und ist dadurch ungewöhnlich betriebssicher.

Vogt

Die Filterbausätze der Reihen „D 4“ und „D 7“ zum Aufbau von Schwingkreisen im Frequenzbereich von 50 kHz bis 40 MHz sowie für AM- und FM-ZF-Stufen sind schon seit einiger Zeit bekannt. Zum Fertigungsprogramm gehören unter anderem auch Schalenkerne nach DIN 41 293 mit zugehörigen Spulenkörpern.

Ferner werden Konvergenzkonzeptspulen zur dynamischen Konvergenzkorrektur bei Farbfernsehpfängern in Standardausführungen geliefert.

Wima

Zur Hannover-Messe stellte Wima eine neue Reihe von Kunststoffolien-Kondensatoren für erhöhte Anforderungen vor. Sie haben stirnkontaktierte Metallfolienbeläge, ungewöhnliche Feuchtebeständigkeit, größere Sicherheit auch bei Wechsellastspannungen- und Impulsbelastung und hohe Kapazitätskonstanz über lange Zeit. Die Kondensatorenwickel sind in Kunststoffgehäusen unter Vakuum mit Epoxiharz imprägniert, vergossen und vollständig umhüllt. Zur besseren Standfestigkeit auf der Leiterplatte haben die Kondensatoren Füßchen. Während die Kondensatoren der Reihe „FKS-s“ als Dielektrikum Polyesterfolie verwenden, sind die „FKC-s“-Typen mit Polycarbonat-Dielektrikum ausgestattet. Diese Kondensatoren werden in verschiedenen Spannungsreihen in Kapazitätswerten von 100 pF bis 0,022 μ F herausgebracht.

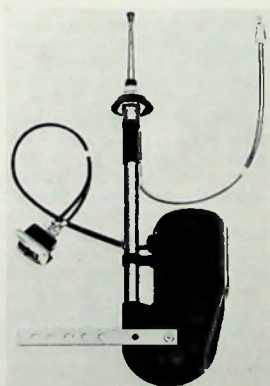
Empfangsantennen-Neuheiten und Zubehör

In Fachkreisen wird der Markt für Empfangsantennen allgemein als gut bezeichnet. Die Antennenindustrie beurteilt daher die Situation für 1969 als aussichtsreich, wie auch das vielseitige Neuheitenangebot zeigt. Bei Rundfunk- und Fernseh-Empfangsantennen gilt die Entwicklung als sehr ausgeglichen. Man darf erwarten, daß die Zahl der produzierten Außenantennen fast 5 Millionen Stück erreicht. Etwa 30 % sind für den Export bestimmt. Bemerkenswert ist ferner die Zunahme der Gemeinschafts-Antennenanlagen.

Als Neuheit sah man auf der Hannover-Messe 1969 verschiedene Weiterentwicklungen der Yagi-Antennen mit hoher Empfangsleistung und ausreichender Bandbreite. Auch das Zubehör ist umfassender geworden. Bei den Gemeinschafts-Antennenanlagen liegt das Neuheiten-Schwergewicht auf dem Gebiet der Transistorverstärker, mit dem sich später ein besonderer Beitrag befassen wird.

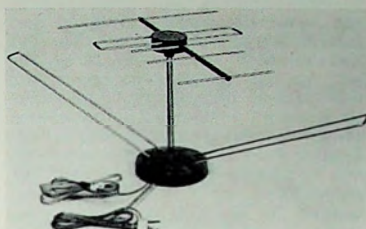
Bosch-Elektronik

Die schon bekannte letzte Neuerscheinung, die Hochleistungs-UHF-Antenne „Elektronik Ultra-9“, hat sich bewährt und wird unverändert weitergeführt.

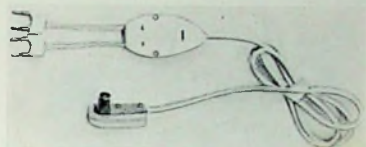


Motorantenne „autojet“ (Bosch Elektronik)

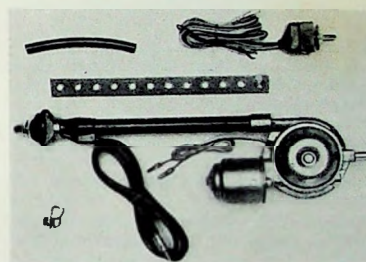
Einen neuen Käuferkreis soll die neue Motorantenne „autojet“ erschließen. Sie kostet einschließlich Einbau weniger als zwei übliche Versenkanntennen in Standardtechnik und läßt sich ohne Schwierigkeiten auch in den kleinen VW einbauen. Der elektrische Anschluß (12 V) bringt keine Probleme. Das Motorteil ist vollisoliert. Das Gehäuse besteht aus glasfaserverstärktem Makrolon (schlagfest, hitzebeständig). In diesem spritzwassergeschützten Gehäuse sind der kräftige Motor, das Schneckengetriebe und die Rastkupplung mit der Aufwickelvorrichtung für den Perlondraht untergebracht, der das fünfteilige Edelstahlteleskop treibt. Das Teleskop wird binnen zwei Sekunden aus- oder eingefahren. Der Aufbau der Antenne ist einfach und robust, die Ersatzteil-



Zimmerantenne „EXA-Interna“ (Exalor)

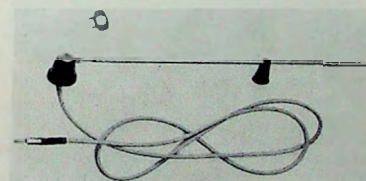


Universal-Anschlußschnur „EXA-Multisteck“ (Exalor)



Motorantenne „EXA-Junior-Motenne“ (Exalor)

liste umfaßt nur 12 Positionen. Da die Einbaumaße denen normaler Versenkanntennen entsprechen, eignet sich die neue Motorantenne auch für Nach- und Umrüstung. Für die einzelnen Wa-



(oben) Holm-Antenne für BMW-Pkw (Fuba)

Bereich-III-IV/V-Antenne „Fesa 32 L“ (Hirschmann)

gentypen gibt es drei verschiedene Typen. Die Kopfteile entsprechen den einzelnen Karosserieneigungen. Damit können alle vorkommenden Einbauverhältnisse berücksichtigt werden.

Exalor

Formschön und preisgünstig ist die neue „EXA-Interna“-Zimmerantenne für die Bereiche III und IV/V. Der UHF-Teil besteht aus fünf Elementen und läßt sich um 360° drehen. An der Antenne sind zwei getrennte Kabel für VHF und UHF angebracht.

Fast für jeden Dosentyp kann man die neue Universal-Anschlußschnur „EXA-Multisteck“ verwenden. Sie wird in den Längen 1,5 m und 2,5 m geliefert.

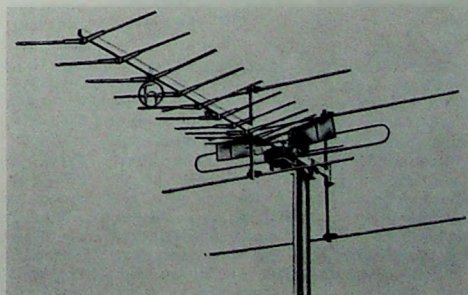
Ein wesentlicher Vorzug einer neuen preisgünstigen Motorantenne von Exalor besteht darin, daß man sie unabhängig vom Autoradio auch während des Betriebes beliebig ein- und ausfahren kann. In unmittelbarer Nähe starker UKW-Sender mit großen Feldstärken wird der Empfänger bei ganz ausgeführter UKW-Antenne leicht übersteuert; für einwandfreien Empfang kann man dann die Antennenlänge leicht reduzieren, indem man die Antenne teilweise einfährt. Sobald man dieses Gebiet maximaler Feldstärke passiert hat, ist es möglich, die „EXA-Junior-Motenne“ während der Fahrt wieder auf volle Länge auszufahren.

Fuba

Bei den meisten BMW-Personenkraftwagen muß man aus konstruktiven Gründen Holm-Antennen verwenden. Wagen mit Holm-Antennen können nicht automatisch gewaschen werden, denn die Borsten der rotierenden Bürsten schlingen sich um die Antenne. Dadurch werden Antennen und Bürsten beschädigt. Bei der neuen fuba-Holm-Antenne „KSA 4300“ sind die Besonderheiten der automatischen Waschanlage berücksichtigt. Man kann sie mit einem kleinen Schlüssel leicht abnehmen. Die neue Holm-Antenne läßt sich auch an sämtlichen übrigen gängigen Kfz-Typen anbringen.

Hirschmann

Zum Empfang der deutschen Fernsehprogramme eignen sich neue Hirschmann-Kombinationsantennen, wenn die drei Sender (vom Empfangsort gesehen) etwa in der gleichen Richtung stehen und ihre Kanäle innerhalb der Frequenzbereiche der Antennen liegen. Solche Antennenanlagen verzichten auf Antennenweichen, und die Empfängerzuleitung kann direkt an die Kabeldose angeschlossen werden. Eine we-



sentliche Verbesserung der neuen Bauformen sind die UHF-Ganzwellendirektoren. Dadurch haben die Kombinationsantennen bei kurzen Bauformen gute UHF-Eigenschaften, vor allem hohe Gewinne. Die Antenne „Fesa 32 L“ ist für alle Kanäle 5...12 (Bereich III) und 21...41 im UHF-Bereich ausgelegt. Auf Bereich III sind ein Anschlußfaltdipol und zwei Reflektorstäbe wirksam. Für UHF hat dieser Typ außer dem Ganzwellen-Anschlußdipol eine Reflektoranordnung (hier sind auch die VHF-Elemente wirksam) sowie 12 Ganzwellendirektoren. Für die Kanäle 7...12 und 21...40 wurde die gleichfalls neue Antenne „Fesa 52 L“ ausgelegt. Durch eine zusätzliche Reihe von fünf Halbwellendirektoren – sie sind unter den UHF-Ganzwellendirektoren angebracht – liefert diese Antennenform im Bereich III etwa 6 dB mehr Gewinn und ein wesentlich größeres Vor-Rück-Verhältnis als das Modell „Fesa 32 L“. Deshalb ist diese Antenne zweckmäßig, wenn das zweite und dritte Programm auf UHF ausreichend, aber das erste Programm auf VHF schlecht zu empfangen ist. Die beschriebenen Typen kommen insbesondere für die Bezirke Stuttgart und Hamburg in Betracht.

Mit der neuen Antenne „Fesa 218 LD“ können die Kanäle 5...12 und 21...60 empfangen werden. Der konstruktive Aufbau entspricht dem Typ „Fesa 32 L“. Der Gewinn im Bereich III wird jedoch noch durch zwei zusätzliche VHF-Direktoren erhöht. Diese Antenne eignet sich zum Empfang der drei deutschen Fernsehprogramme, wenn der Winkel zwischen den Richtungen zu einem Sender im Bereich III und zu den beiden UHF-Sendern 50° nicht überschreitet.

Die neue Camping-Fernsehantenne „Ca 100“ besteht aus einer Kombi-



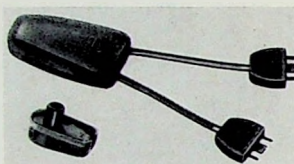
Camping-Fernsehantenne „Ca 100“ (Hirschmann)

nationsantenne mit 13 Elementen zum Empfang aller Kanäle der Bereiche III/IV/V, der symmetrischen 240-Ohm-Bandleitung von 6 m Länge mit einer Empfängerweiche, einem dreiteiligen steckbaren Standrohr mit einer Gesamthöhe von 3 m und aus einer Klammer mit Flügelschrauben zum Befestigen des Standrohres an einem Rangiergriff des Campinganhängers. Das Standrohr läßt sich aber auch frei aufstellen und mit drei Zeltleinen und drei Heringen abspannen. Dazu wird

ein Abspannring mit drei Löchern zum Anbringen der Leinen mitgeliefert. Die Antenne ist leicht und schnell auf- und abzubauen. Außerdem nimmt sie zusammengelegt wenig Raum ein.

Bei kurzer Baulänge ist die neue 5-Element-Antenne „U5“ für Stere Rundfunkempfang sehr leistungsfähig. Sie verwendet einen Faltdipol, zwei Reflektoren und drei Direktoren. Der Kabelanschluß erfolgt am Dosendeckel, der mit Renkverschlüssen einfach auf der Dose befestigt wird. An einem eingebauten Symmetrierübertrager kann wahlweise symmetrische 240-Ohm-Leitung oder koaxiales 60-Ohm-Kabel mit Schnellspannklemmen angeschlossen werden.

Wichtig für den Antennenbau sind die neuen Bausätze für Empfänger-Anschlußkabel. Damit man sie in passender Länge selbst herstellen kann, wird das neue Koaxialkabel „Koka 17“ mit



Bausatz für Fernseh-Anschlußkabel (Hirschmann)

einem Bausatz geliefert, der jeweils aus einem zur Antennensteckdose passenden Koaxialstecker und einem Empfänger-Anschlußteil besteht. In den Koaxialsteckern und den Empfänger-Anschlußteilen sind Filter eingebaut. Es kommen insgesamt vier Bausätze für Rundfunk- und Fernsehempfang auf den Markt.

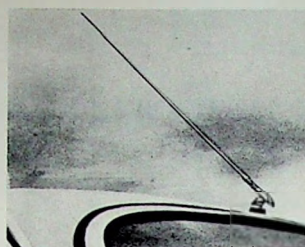
Verschiedene Hirschmann-Neuheiten gibt es auch auf dem Autoantennen-Sektor. Die neue Heck-Anbauantenne



Heck-Anbauantenne „Auto 950 A“ (Hirschmann)

„Auto 950 A“ wird mit einem abschraubbaren Teleskop ausgerüstet. Dieser Vorteil ist beim automatischen Waschen des Wagens wichtig, denn man braucht nur einen mitgelieferten Stiftschlüssel in eine Querbohrung des Teleskop-Schraubstutzens zu stecken und die Teleskopantenne zu drehen. Außen an der Wagenkarosserie verbleibt nur der flache Stromlinienfuß der Antenne. Die neue Heckantenne eignet sich für die meisten Fahrzeuge, besonders aber für BMW-Modelle.

Zwei neue Auto-Dachantennen („Auto 8 Ka“: 90 cm lange biegsame Edelstahl-rute; „Auto 80 K“: 95 cm lange zweiteilige Teleskopantenne) haben am Fuß ein Schwenkgelenk, mit dem erforderlichenfalls die Antenne in eine zum Wagendach parallele Lage geschwenkt werden kann.



Auto-Dachantenne mit Schwenkgelenk (Hirschmann)

Kathrein

Zu dem bekannten Kombisteck-System kamen in letzter Zeit neue Bauteile hinzu. Es handelt sich um Antennenverstärker, auf die ein späterer Beitrag eingehen wird.

Siemens

Die neuen LMKU-Antennen bringen dem Installateur nennenswerte Erleichterungen. Sie sind vormontiert, mit U-Zusatzelementen einfach nachrüstbar und mit einer neuartigen Schnellklemmung versehen. Das bewährte elektrische Konzept und die mit 2,5 m besonders lange Glasfaserrute sichern optimalen Rundfunkempfang auf den Bereichen LMKU. Zur Auswahl stehen eine kombinierte LMKU-Antenne mit gestrecktem U-Dipol sowie weitere Kombinationsantennen mit U-Dipol beziehungsweise U-Kreuzdipol für UKW-Rundempfang.

Zum kostensparenden Zuschalten von Fernseh-Ergänzungen aller Bereiche enthalten diese Antennen einen neu konzipierten Mastkopf und eine Zuschaltweiche, ein besonderer Vorteil beim Aufbau von Einzel-Antennenanlagen. Ferner erhöhen die UKW-Zusatzelemente die Wirksamkeit der LMK-Antennen.

Neue Spezial-Schiffsantennen übertragen jetzt auch sämtliche auf See zu empfangenden Fernseh- und UKW-Signale. Damit umfaßt das Siemens-Schiffs-Antennenprogramm alle zum Aufbau einer Anlage nötigen Bauteile für LMK, UKW und Fernsehen. In stabiler und seewasserbeständiger Ausführung wurden eine UKW-Rundempfangsantenne, eine 4-Elemente-F I-Antenne, eine 11-Elemente-F III-Antenne und eine F IV/V-Corner-Antenne vorgestellt. Die Fernsehantennen sind als Richtantennen ausgebildet, damit der Empfang noch auf größere Entfernung befriedigt und im Hafen Reflexionen ausgeblendet werden können. Ein Rotor bringt die Fernsehantennen in die jeweils günstigste Stellung.

Stolle

Die Kombinations-Mehrbereichs-Antennen wurden zum Empfang von UHF- und VHF-Sendern entwickelt, die aus der gleichen Richtung strahlen. Diese Antennen eignen sich auch zum Betrieb mit einem Antennenrotor. Sie sind aus einzelnen hochwertigen VHF- und UHF-Antennensystemen auf einem gemeinsamen Tragerohr zusammengebaut. Die Antennen werden über ein 240-Ohm-Schlauchkabel und eine dämpfungsarme Weichenanordnung miteinander verbunden. Der Antennenanschlußwert wurde wahlweise für 60/75 Ohm oder 240/300 Ohm dimensio-

Tab. I. Technische Übersichtsdaten der neuen Kombinations-Mehrbereichs-Antennen von Stolle

	LA 13/345		LA 24/345		LA 31/345	
	Bereich III 4 Elem.	Bereich IV/V 9 Elem.	Bereich III 7 Elem.	Bereich IV/V 17 Elem.	Bereich III 10 Elem.	Bereich IV/V 21 Elem.
Gewinn in dB	5... 6,5	6,5... 8	6... 7	8...12	6,5... 8,5	9...13
Vor-Rück-Verhältnis in dB	12...18	14...18	18...22	16...20	19...22	17...20

Tab. II. Technische Daten der neuen Koaxialkabel von Stolle

Typ	0060	0564
Wellenwiderstand in Ohm	60	60
Innenleiter- \varnothing in mm (versilbert)	1	1,4
Außen- \varnothing in mm	6,2	7,2
Dämpfung in dB/100 m		
100 MHz	8	6
200 MHz	12,5	9,5
600 MHz	23	18
800 MHz	27	21

niert. Die technischen Daten gehen aus Tab. I hervor.

Das Programm der vollabgeschirmten Koaxialkabel wurde um weitere hochwertige Ausführungen erweitert (Tab. II). Sie verwenden als Außenleiter ein dichtes Abschirmgeflecht, über das eine Metallfolie gewickelt wird. Durch das dichte Abschirmgeflecht vermeidet man Schwierigkeiten beim Anklemmen.

Telo

Das umfangreiche Antennenprogramm wurde vor allem um einige neue Bauteile ergänzt. Das neue dämpfungsarme Koaxialkabel „TK 67“ hat einen Innenleiter von 1,5 mm sowie eine Cu-Band-Abschirmung und ist vorzugsweise für Erdverlegung gedacht. Die Dämpfungswerte sind 8 dB/100 m bei 200 MHz und 17,2 dB/100 m bei 800 MHz. Die gleichen Daten wie „TK 67“ weist auch das andere neue Freileitungs-Koaxialkabel „TK 68“ auf. Es wird jedoch mit angespritztem Stahlseil für Freileitungs-montage geliefert. Die maximale freie Abspannlänge ist 50 m bei einem Durchgang von 2 m.

Neu entwickelt wurde eine Kabelverbindungs-dose „962“ für die Verbindung von Erdkabel mit normalem Koaxialkabel. Sie kann bis zu einem Kabel-



Kabelverbindungs-dose „962“ (Telo)

durchmesser von 10 mm verwendet werden. Außerdem ist die Kabelverbindungs-dose mit einer Meßbuchse (Entkopplungsdämpfung 20 dB gegen Stammelleitung) ausgestattet. Sie wird in einer Feuchtraumdose geliefert, damit

ein gefahrloser Einsatz in Kellern und feuchten Räumen möglich ist.

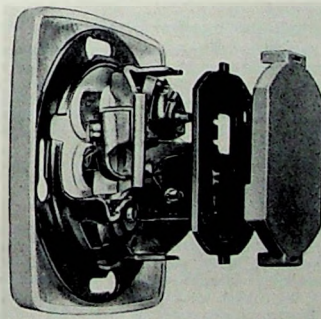
Wisi

Die neue abnehmbare Autoantenne „AC 22“ wurde so konstruiert, daß man die Antennenrute mit einem Handgriff vom Fahrzeug trennen kann. Der stabile Mehrzweck-Antennenfuß bleibt fest mit der Karosserie verbunden. Er hat zwei um 90° versetzte Einschraub-löcher und kann beliebig für seitliche, waagerechte und Holm-Montage verwendet werden. Das Aufsatz-Ende für



Abnehmbare Autoantenne „AC 22“ (Wisi)

die Antennenrute ist als Biegestück ausgebildet. Damit läßt sich die Richtung der Rute der Fahrzeugform harmonisch anpassen. Der 150 cm lange Antennenstab ist als Teleskop ausgeführt und im abgenommenen und eingeschobenen Zustand leicht im Fahrzeug unterzubringen. Die neue Auf-



(oben) Aufbau der Antennensteckdose „Futura“ (Wisi)

bauantenne eignet sich für jeden Wagentyp, besonders aber für Sportwagen (Heckmontage).

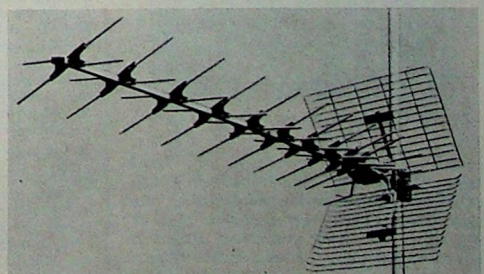
Als erster deutscher Antennenhersteller bringt Wisi eine neue Antennensteckdose „Futura“ mit koaxialer Steckverbindung nach IEC-Norm heraus. Damit steht ein völlig neues Antennensteckdosen-Programm zur Verfügung, das durch seine elektrischen Eigenschaften und die mechanische Gesamtkonzeption den in einzelnen Ländern teilweise noch divergierenden Vorschriften entspricht. Die neuen Antennensteckdosen sind also überall verwendbar und lösen gleichzeitig das bisherige Wisi-Antennensteckdosen-Programm ab.

Der flachgehaltene Dosenkörper besteht aus einem stabilen, vernickelten Stahlzerteil. Er ist verwindungsfrei und bei der Montage bruchstabil. Die UP-Typen haben Spreizklemmen- und Schraubbefestigungen. Sie lassen sich in Schalterdosen von 55 bis 65 mm Durchmesser einbauen. Die vorn liegenden Schraubanschlüsse und selbst-abhebenden Außenleiterschellen für den Anschluß der Koaxialkabel sind aus Zinnbronze. Diese Maßnahme sichert einen dauerhaften Kontakt und verhindert Korrosion bei Neubaufeuchtigkeit.

Elektrisch ist auch die neue Antennensteckdose „DV 70“ interessant. Wegen der Auskopplung der Antennenspannungen über einen Ferritübertrager hat die Steckdose ein günstiges Anpassungsverhalten im Leerlauf und bei Belastung. Auch der selektiven Auskopplung der Rundfunk- und Fernseh-frequenzen verdankt die Steckdose eine sehr niedrige Durchgangsdämpfung von 0,9 dB im Bereich 160 bis 800 MHz. Die Ausgangsdämpfung ist 13 dB. Unter Einhaltung einer Pegeldifferenz von 20 dB kann man bei direkter Übertragung von UHF-Kanälen bis zu 15 Steckdosen in einer Stammeleitung in Reihe schalten. Die neue Antennensteckdose ist modern in Form und Farbe. Es wurde eine Reihe von Schalter-Abdeckplatten entwickelt, um die Steckdosen auch mit den neuen Schaltermaterialserien der meisten deutschen Schalterhersteller verwenden zu können. Mit fünf verschiedenen Antennensteckdosen-Modellen (sie unterscheiden sich elektrisch) werden alle Anwendungsfälle erfaßt.

Zehnder

Mit den in Hannover gezeigten Neuheiten ergänzte Zehnder sein Gesamtangebot. So wurde die Typenreihe der Vierfach-Yagi-Antennen „Multi Vision“ um sechs Ausführungen erweitert. Es handelt sich um Kanal-

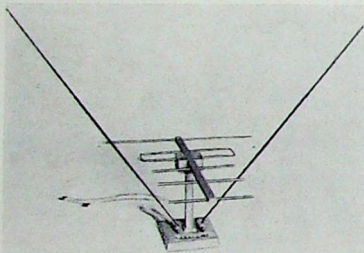


Vierfach-Yagi-Antenne „Multi-Vision AL 03“ mit 43 Elementen (Zehnder)

gruppenantennen für K 21... 28 und K 21... 48 mit 23, 43 oder 91 Elementen. Die UHF-Antennen zeichnen sich durch hohen Gewinn, sehr gutes Vor-Rück-Verhältnis, scharfe Richtcharakteristik, weitgehende Nebenzipfelunterdrückung und gute Anpassung aus. Die Baulänge wurde gegenüber herkömmlichen Antennen mit ähnlichen Leistungen wesentlich herabgesetzt. Der Anschlußwiderstand ist (eingebauter Symmetrierübertrager) wahlweise 60 oder 240 Ohm.

Bereich-III-Antennen gibt es jetzt bei Zehnder auch in einer preisgünstigen einfacheren Ausführung. Die elektrischen Eigenschaften bleiben gegenüber den Vorgängertypen unverändert. Die kleinere Windangriffsfläche (ein Vorteil des leichteren Aufbaues) gewährleistet gute mechanische Beständigkeit. Diese Antennen werden mit 4, 7, 10 und 12 Elementen geliefert. Die 4-Element-Ausführung kann mit Mastbefestigung oder mit Fensterbügel bezogen werden.

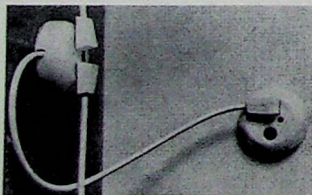
Das im letzten Jahre neu vorgestellte Zimmerantennen-Programm wurde um das neue Modell „AA 30“ erweitert. Es handelt sich um eine kombinierte Zim-



Zimmerantenne „AA 30“ (Zehnder)

merantenne für die VHF-Bereiche I bis III oder UKW und den UHF-Bereich IV/V. Der VHF-UKW-Teil besteht aus zwei schwenkbaren und abstimmbaren Teleskopen. Für den UHF-Empfang sorgt eine 5-Element-Antenne mit einem abstimmbaren Dipol. Der UHF-Teil läßt sich in jede beliebige Stellung drehen und in der vertikalen Ebene kippen.

Zu den neuen Bauteilen für Antennenanlagen gehören Empfänger-Anschlußkabel für Rundfunk- und Fernsehgeräte in Längen von 1,25 m, 2 m, 4 m, 5 m und 10 m, ferner Winkelstecker,



Zweigeräte-Verteilerdose „BM 32“ (Zehnder)

eine Koaxialsteckverbindung nach DIN 45 325 zum Anschluß von Fernseh-Rundfunk-Empfangsantennen und eine Zweigeräte-Verteilerdose „BM 32“ für den Anschluß von zwei Fernsehgeräten an eine Antennensteckdose.

W. W. Diefenbach

Neue aktive Empfangsantenne erfolgreich getestet

In Zusammenarbeit zwischen dem Institut für Hochfrequenztechnik der Technischen Hochschule München (Direktor: o. Prof. Dr. H. H. Meinke) und der Firma Rohde & Schwarz, München, wurde eine neuartige aktive Empfangsantenne für den Frequenzbereich 100 bis 156 MHz entwickelt. Alle bisher durchgeführten Messungen und Tests brachten gute Ergebnisse und bestätigten die hervorragenden Eigenschaften und Vorteile der mit aktiven Elementen versehenen Antenne. Als Anwendungsmöglichkeit ist an den Flugfunk gedacht, da hier Rauschmut, gutes Kreuzmodulationsverhalten, Unempfindlichkeit gegen Blitzschlag und andere Umwelteinflüsse sowie kleine Abmessungen besonders wichtig sind.

Die für praktische Anwendungen entscheidende Forderung nach Sicherheit der in die Antenne integrierten elektronischen Schaltung gegen Zerstörung durch Blitzschlag ließ sich durch die konstruktive Ausführung erfüllen. In der Mitte, unterhalb einer Kreisplatte von 30 cm Durchmesser, befindet sich der in einem Metallzylinder eingebaute und über einen Serienschwingkreis mit sehr kleiner Serienkapazität an die Dachplatte angeschlossene Transistorverstärker (s. Titelbild). Die Dachplatte wird von zwei Metallstäben gestützt, die gleichzeitig zur Erdung benutzt werden und mit dem korbbartigen Gegengewicht fest verbunden sind. Über ein durch das Ständerrohr geführtes Koaxialkabel erfolgen die Stromversorgung des Transistorverstärkers sowie die Weiterleitung der empfangenen und verstärkten HF-Signale.

Bei direktem Blitzschlag fließt der Blitzstrom über die beiden äußeren

Metallstäbe ab; der Raum, in dem sich die empfindliche Transistorschaltung befindet, bleibt frei von magnetischen Feldern. Schlagen die Blitze nur in der Nähe ein, dann bleibt die elektronische Schaltung ebenfalls fast stromfrei, da die Schaltung ähnlich angeordnet ist wie ein Nullanzeigeelement im Nullzweig einer abgeglichenen Brückenschaltung. Elektrisch stellt die Antenne einen stark kapazitiv belasteten, doppelt gefalteten Monopol dar. Der passive Antennenteil (Dachplatte) ist so ausgelegt, daß die Antenne bereits selbst für den Betriebsfrequenzbereich als Bandpaß wirkt. Filter zwischen dem passiven Teil der Antenne und dem Verstärker sind damit überflüssig. Durch die Bandpaßeigenschaft gelang es, Mischprodukte und Kreuzmodulation durch Frequenzen, die außerhalb des Betriebsfrequenzbereiches liegen, weitgehend zu unterbinden. Das aktive Element (Transistorverstärker) ist auf Grund der konstruktiven Anordnung mit kleinstmöglicher Rauschzahl optimal an die Antenne angepaßt (s. auch Seite 496).

Mit der in den Abmessungen verhältnismäßig kleinen aktiven Antenne „HA 430/141“ gelingt es, die empfangenen HF-Signale bei nur geringem Anstieg der Rauschtemperatur zu verstärken. Auch bei langen, dämpfungsbehafteten Kabeln zwischen Antenne und Empfänger bleiben die Empfangseigenschaften auf Grund der Verstärkung des Transistors sehr gut. Schließt man zum Beispiel einen Empfänger mit der Rauschzahl 7 über eine 50 m lange Leitung an die Antenne an, so bleibt die Rauschtemperatur des Gesamtsystems noch unter 2,5.

Persönliches

E. Böhne technischer Direktor des SFB

Auf Vorschlag des Intendanten hat der Verwaltungsrat des SFB am 10. 6. 1969 Erich Böhne (52 Jahre), zur Zeit technischer Direktor des Saarländischen Rundfunks, einstimmig zum neuen technischen Direktor des SFB gewählt. E. Böhne wird sein neues Amt am 1. 1. 1970 in Berlin anreten. Der gegenwärtige technische Direktor, Udo Blässer, wird am 31. Dezember 1969 in den Ruhestand treten.

B. W. A. Lehmann 65 Jahre

Direktor B. W. A. Lehmann, Geschäftsführer der Daimon GmbH, Rodenkirchen, und der Daimon Werke GmbH, Berlin, vollendete am 10. Juni 1969 sein 65. Lebensjahr. 1924 trat er bei Daimon im Werk Bodenbach a. d. Elbe ein. Nach Anschluß von Daimon an die englische Ever Ready Comp., London, übernahm B. W. A. Lehmann dort umfangreiche Aufgaben. 1957 wurde er als Senior in die Geschäftsführung der Daimon GmbH, Rodenkirchen, und Daimon Werke GmbH, Berlin, berufen. Zu seinem besonderen Verantwortungsbereich gehören die Leitung der Gesamtproduktion der Daimon Werke sowie die Förderung der Beziehungen zwischen Mutter- und Tochtergesellschaften.

E. Neff 40 Jahre bei Wisi

Prakurist Erwin Neff konnte am 29. Mai 1969 auf eine vierzigjährige Tätigkeit bei der Firma Wilhelm Sihl jr. KG (Wisi) zurückblicken. Mit 18 Jahren trat er nach abgeschlossener kaufmännischer Ausbildung in der Elektrobranche bei Sihl ein. Bereits damals wurden dort Bauteile für Empfangsantennen und Radio-Zubehör produ-

ziert. Schon bald bekleidete E. Neff eine Schlüsselposition. Nach Kriegsende war es seinem Bemühen und ungebundenen Wiederaufbauwillen mit zuzuschreiben, daß die Produktion sehr schnell wieder anlaufen konnte. Als Anerkennung verlieh ihm das Unternehmen dafür 1949 die Prämie. Heute, mit Führungsaufgaben im Geschäftsbereich mehr und mehr beansprucht, ist der Vertrieb sein Lieblingskind geblieben.

L. Roessing †

Am 11. Mai 1969 verstarb der langjährige Philips-Direktor Lothar Roessing im 76. Lebensjahr. Er trat 1949 in die Dienste der Deutschen Philips GmbH und baute hier die Abteilungen für Phonofonbandgeräte und für Haushaltsgeräte auf, die er bis zu seiner Pensionierung im Jahre 1960 leitete. Der Verstorbene war mehr als 35 Jahre in der deutschen Rundfunk-Industrie tätig.

R. Steidinger

Richard Steidinger, Mitinhaber der Firma Dual Gebrüder Steidinger, St. Georgen/Schwarzwald, starb am 5. Mai 1969 im Alter von 67 Jahren. Über fünf Jahrzehnte hatte R. Steidinger in der Firma Dual unternehmerisch gewirkt. Mit seiner gut fundierten Ausbildung als Feinwerktechniker wurde er von Anfang an mit verantwortlichen Aufgaben betraut. War es zunächst die Entwicklung neuer Laufwerke, so verlagerte sich der Schwerpunkt seiner Tätigkeit im Laufe der Zeit immer mehr auf die Leitung der Montage in verschiedenen Bereichen. Erhebliche Bedeutung erhielt seine Mitarbeit, als er den Aufbau einer Tonabnehmer-Produktion einschließlich der Kristallzucht übernahm.

Hochspannungserzeugung für Farbfernsehmultiplexer mit Spannungsverdreifachern

Die Hochspannungserzeugung für Farbfernsehgeräte mit Spannungsverdreifachern hat gegenüber der üblichen Hochspannungserzeugung mit Gleichrichterröhren gewisse Vorteile. Im folgenden werden zwei Eintransformatorschaltungen und zwei Zweittransformatorschaltungen mit Spannungsverdreifachern beschrieben. Bei der bisher noch nicht eingeführten getrennten Hochspannungserzeugung mit Spannungsverdreifachern beträgt die Rücklaufzeit im Hochspannungsteil 18 μ s. Dadurch ist zur Erzeugung von 1,3 bis 1,4 mA Strahlstrom bei 25 kV Hochspannung eine Horizontal-Endröhre PL 504 und als Boosterdioden eine Siliziumdiode BY 147 ausreichend.

1. Vor- und Nachteile verschiedener Schaltungskonzeptionen

Zur Erzeugung der Hochspannung und des Horizontalablenkstroms bestehen im wesentlichen drei Grundkonzeptionen. Bei der ersten werden Hochspannungs- und Ablenkenergie in einer Zeilen-Endstufe erzeugt, und mit einer vom Strahlstrom der Bildröhre gesteuerten Ballaströhre wird die Belastung und damit die Spannung des Hochspannungszweiges konstant gehalten. Bei der zweiten werden die Hochspannungs- und Ablenkenergie ebenfalls in einer Stufe erzeugt, jedoch verzichtet man auf eine Ballaströhre. Bei der dritten Konzeption schließlich wird die Hochspannung in einer getrennten Stufe erzeugt und durch eine Regelschaltung konstant gehalten.

Alle drei Lösungen haben Vor- und Nachteile. Bei der Ballaströhrenschaltung stört die Ballaströhre. Sie erzeugt eine, wenn auch schwache Röntgenstrahlung und beansprucht im Zeilenkäfig verhältnismäßig viel Platz. Netzteil, Zeilen-Endröhre und – je nach Schaltung – Impulsballaströhre für 7 kV oder Gleichstromballaströhre für 25 kV, Transformator und Hochspannungsgleichrichter sind stets voll belastet, obwohl der höchste zulässige Strahlstrom nur selten benötigt wird. Die große Verlustwärme dieser Röhren kann außerdem die Lebensdauer der übrigen Bauteile im Gerät verkürzen. Bei der Eintransformatorschaltung ohne Ballaströhre bleiben die Hochspannung und der Ablenkstrom bei Belastungsschwankungen nicht absolut konstant und die Bauelementetoleranzen wirken sich stärker aus. Dafür sind der Leistungs- und Platzbedarf der Schaltung verhältnismäßig gering.

Mit der getrennten Hochspannungserzeugung erreicht man zwar die besten

Ergebnisse, jedoch sind der Aufwand an Bauelementen, der Platzbedarf und die Verlustwärme entsprechend groß.

Grundsätzlich ist es möglich, bei allen drei Schaltungskonzeptionen die Hochspannung mit einem Halbweggleichrichter oder mit einem Spannungsverdreifacher zu erzeugen.

2. Gegenüberstellung von Halbweg- und Verdreifacherschaltungen

Bei einer Verdreifacherschaltung benötigt der Transformator – unabhängig davon, ob es sich um eine Eintransformatoren- oder Zweittransformatorschaltung handelt – keinen speziellen Hochspannungswickel. Er läßt sich deshalb mit kleinerer Streuinduktivität aufbauen und muß nicht auf eine ungeradzahlige Harmonische abgestimmt werden. Ein Mehrnormenbetrieb ist damit leichter durchführbar. Im Verdreifacher sind allerdings fünf Dioden, von denen jede mindestens ein Drittel der Hochspannung sperren muß, und vier beziehungsweise fünf Hochspannungskondensatoren erforderlich. Die Fokusspannung kann hinter der ersten Verdreifacherdiode abgegriffen werden.

Bei der Halbweggleichrichterschaltung muß die Röhren- oder Halbleiterdiode wenigstens die dreifache Sperrspannung der Einzeldiode des Verdreifachers haben. Meistens ist auch noch eine weitere Diode zur Fokusspannungserzeugung nötig. Wird ein Selengleichrichter zur Halbweggleichrichtung verwendet, so sind zusätzliche Maßnahmen zu ergreifen, damit der Selenstab an seinem Wechsellastspannungsende nicht durch kapazitive Verschiebestrome erwärmt wird.

Diese Maßnahmen sind bei Halbweggleichrichtung und Impulsspannungen mit Horizontalfrequenz ab etwa 10 bis 15 kV erforderlich. Sie entfallen aber beim Verdreifacher für 25 kV, da seine Eingangsimpulsspannung kleiner als 9 kV ist.

3. Horizontalablenkung und Hochspannungserzeugung mit gemeinsamem Transformator

Die Schaltung ist im Bild 1 dargestellt [1]. Es handelt sich hierbei um eine Regelschaltung, bei der eine der Hochspannung proportionale Spannung am Anschlußpunkt A des Verdreifachers abgegriffen und mit einer Referenzspannung an der Katode der PC 92 ($R_{\text{ö}3}$) verglichen wird (Sollwert-Istwert-Vergleich). $R_{\text{ö}3}$ arbeitet als gesteuerter Gleichrichter und erzeugt die negative Steuervorspannung für $R_{\text{ö}1}$. Mit dem Trimmwiderstand R_3 kann man den Innenwiderstand der Hochspannungsquelle und mit R_4 die Höhe der Hochspannung und die Bildbreite einstellen. Beide Einstellungen beeinflussen sich jedoch gegenseitig.

Die Fokusspannung U_{Fokus} wird dem Spannungsteiler, der am Anschluß A des Verdreifachers angeschlossen ist, entnommen. Nachteilig ist, daß sich die Fokusspannung ändern kann, wenn die Teilwiderstände unterschiedlich altern. Ein einziger Widerstand mit einem Abgriff oder ein VDR-Widerstand wäre hier zwar günstiger, da dieser jedoch im Zeilenkäfig untergebracht werden muß, würde die Einstellung der Bildschärfe dadurch erschwert. Die Bilder 2 und 3 zeigen das Verhalten der Schaltung bei Strahlstromänderungen und bei Netzspannungsschwankungen.

Auf die Regeltriode kann auch verzichtet werden. Dann ergibt sich die Schaltung nach Bild 4, die mit den herkömmlichen Schwarz-Weiß-Schaltungen Ähnlichkeit hat. Das dynamische Verhalten und das Verhalten bei Netzspannungsschwankungen ist jedoch etwas schlechter als das der Schaltung nach Bild 1. Beide Schaltungen eignen sich bei 24 kV Hochspannung für 1,2 bis 1,5 mA maximalen mittleren Strahlstrom.

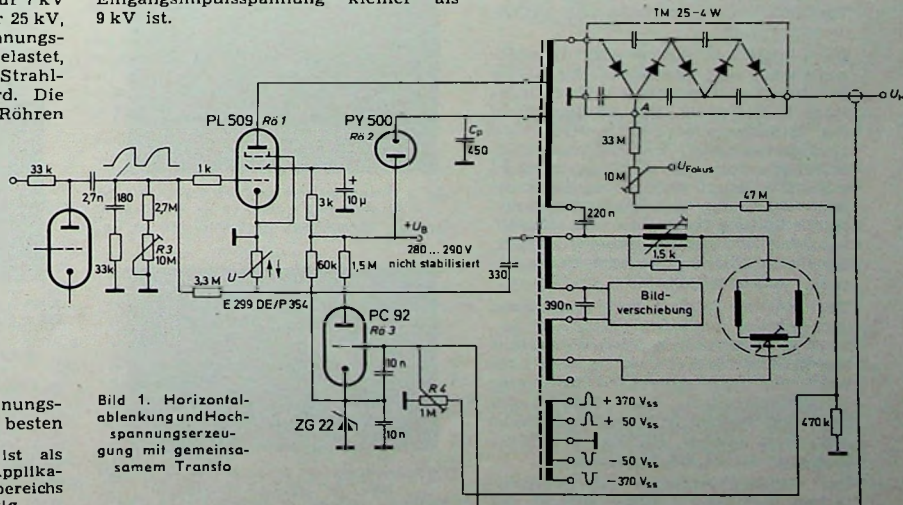


Bild 1. Horizontalablenkung und Hochspannungserzeugung mit gemeinsamem Transfo

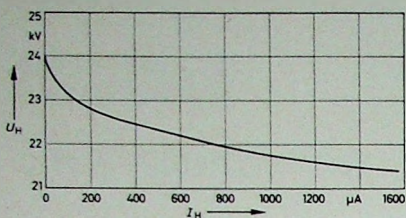


Bild 2. Ausgangsspannung U_H der Schaltung nach Bild 1 in Abhängigkeit vom Strahlstrom I_H

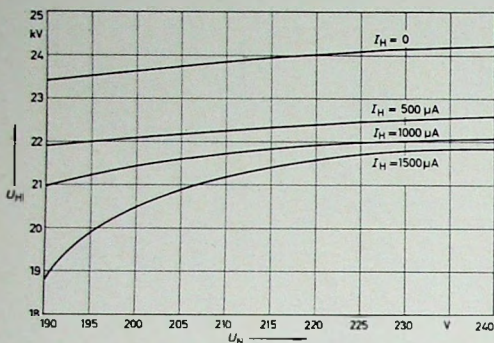


Bild 3. Verhalten der Schaltung nach Bild 1 bei Netzspannungsschwankungen

4. Getrennte Hochspannungserzeugung mit Spannungsverdreifacher

Hier handelt es sich um einen Schaltungsvorschlag (Bild 5), der mit Entwicklungsmustern für den Transformator und den Vervielfacher aufgebaut wurde. Die Ablenkschaltung ist wie bei der üblichen Zweittransformatoren-schaltung aufgebaut. Daher wird hier nur der Hochspannungsteil beschrieben. Die Rücklaufzeit der Schaltung beträgt nicht wie üblich 10...12 μ s, sondern 18 μ s. Dadurch kann die Hochspannung mit kleinerer Verlustleistung erzeugt werden [2]. Zur Erzeugung von 1,3 bis 1,4 mA Strahlstrom bei 25 kV Hochspannung reichen eine Horizontal-Endröhre PL 504 und eine Silizium-Boosterdiode BY 147 aus. Der Verdreifachertransformator ist nicht auf eine ungerade Harmonische abgestimmt und daher sehr einfach aufgebaut. Er hat die Größe des Ablenktransformators und liefert eine Ausgangsimpulsspannung von 8,5 bis 8,7 kV, die mit einem kleinen Vervielfacher verdreifacht und gleichgerichtet wird.

Der Platzbedarf und vor allem die Verlustwärme sind gegenüber der bisher üblichen Zweittransformatoren-schaltung stark herabgesetzt. Bei richtiger Wahl der Erdungspunkte im Ablenk- und Hochspannungsteil braucht man Bildstörungen durch die verlängerte Rücklaufzeit nicht zu befürchten. Die Vorteile der bisherigen Zweittransformatoren-schaltung wie getrennte Einstellung von Hochspannung und Bildbreite, konstante Hilfsimpulse und Hochspannung bleiben erhalten.

Der Sollwert-Istwert-Vergleich erfolgt hier wieder mit einer PC 92. Der Istwert wird mit einem VDR-Widerstand abgegriffen. Die Ansteuerung der PL 504 kann aus dem Ablenkteil über eine Impulsformerstufe (mit Röhre oder RC-Integrierglied mit Begrenzerdiode) gewonnen werden. Wichtig ist, daß die Sperrzeit der PL 504 $\geq 18 \mu$ s ist.

Der Innenwiderstand des Verdreifach-fers darf hierbei größer sein als der

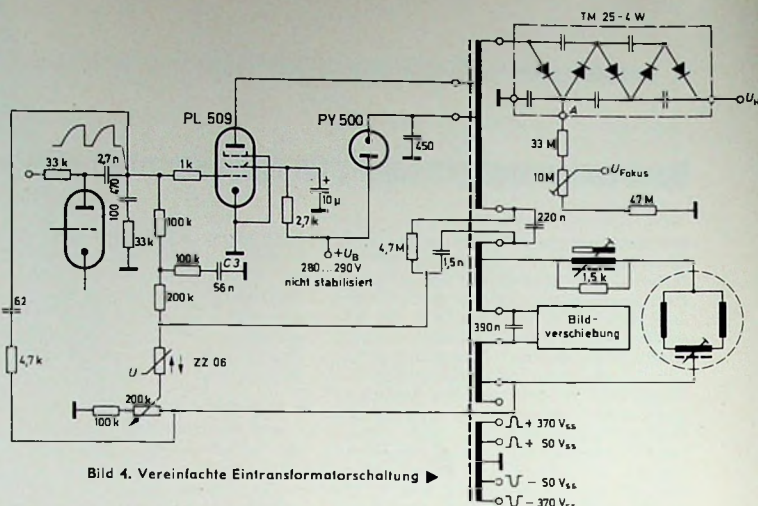


Bild 4. Vereinfachte Eintransformatorschaltung

Bild 5. Hochspannungserzeugung mit einem Verdreifacher und verlängerter Rücklaufzeit

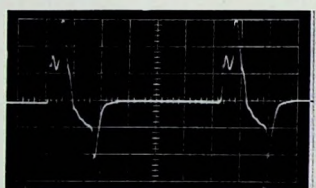
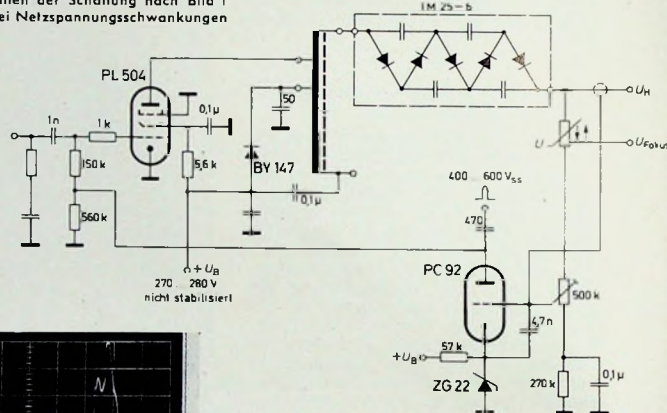


Bild 6. Eingangsstrom des Verdreifachers bei 1 mA Strahlstrom und 18 μ s Rücklaufzeit (vertikal: 20 mA/Tlg., horizontal: 10 μ s/Tlg.)

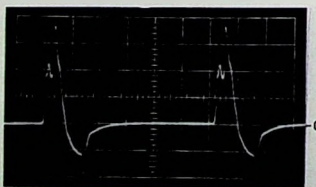


Bild 7. Eingangsstrom des Verdreifachers bei 1 mA Strahlstrom, jedoch 14 μ s Rücklaufzeit (vertikal: 20 mA/Tlg., horizontal: 10 μ s/Tlg.)

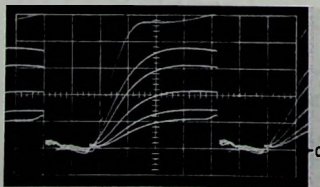


Bild 8. Anodenströme der PL 504 bei 50, 200, 500, 1000, 1500, 2500 μ A Strahlstrom (vertikal: 100 mA/Tlg., horizontal: 10 μ s/Tlg.)

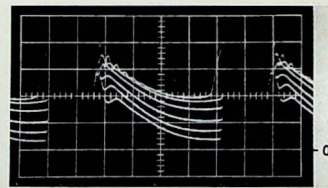


Bild 9. Anodenhinlaufspannungen der PL 504 für 220 V Netzspannung bei 50, 200, 500, 1000, 1500, 2500 μ A Strahlstrom (vertikal: 50 V/Tlg., horizontal: 10 μ s/Tlg.)

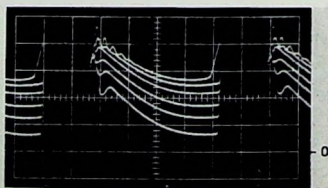


Bild 10. Anodenhinlaufspannungen der PL 504 für 240 V Netzspannung bei 50, 200, 500, 1000, 1500, 2500 μ A Strahlstrom (vertikal 50 V/Tlg., horizontal 10 μ s/Tlg.)

des Verdreifachers für die Eintransformatorschaltung, da die Hochspannung getrennt von der Ablenkung konstant gehalten wird und die Stromflußzeit in den Vervielfacherdioden größer ist. Dies veranschaulichen die Bilder 6 und 7. Bild 6 zeigt den Eingangsstrom des

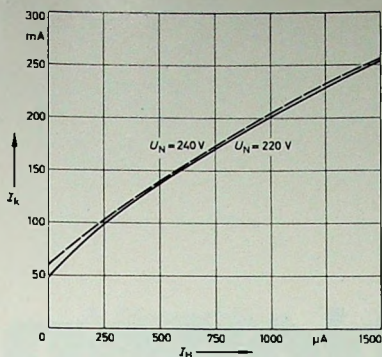


Bild 11. Katodenstrom I_k der PL 504 in Abhängigkeit vom Strahlstrom bei 220 V und 240 V Netzspannung

Verdreifachers. Der Strahlstrom ist dabei 1 mA und die Rücklaufzeit 18 μs. Im Bild 7 beträgt bei gleichen Bedingungen die Rücklaufzeit 14 μs. Ebenso ist der Verlauf des Boosterdiodenstroms

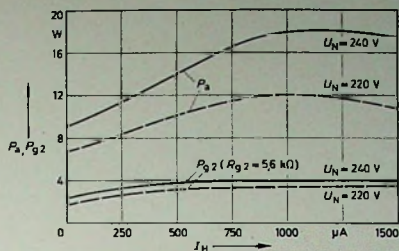
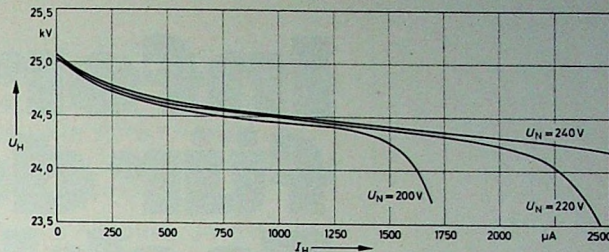


Bild 12 (oben). Verlustleistungen der PL 504 bei Netzenn- und Netzüberspannung

Bild 13. Ausgangsspannungen U_H der Schaltung nach Bild 5 in Abhängigkeit vom Strahlstrom I_H



Netzenn- und Netzüberspannung sind im Bild 12 dargestellt. Man muß jedoch beachten, daß der Katodenstrom und die Verlustleistungen des Vervielfachers und der Endröhre bei Schirmbildern mit großen Strahlstromspitzen und dabei gleichem mittleren Strahlstrom gegenüber gleichmäßig hellen Bildern etwas zunehmen, denn Strahlstromspitzen bewirken einen Anstieg des

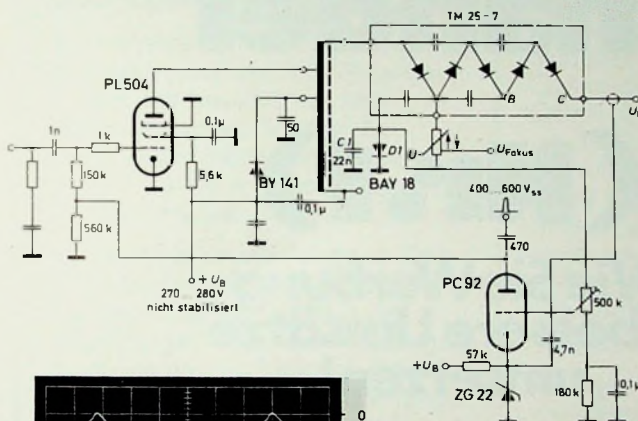


Bild 14 (oben). Variante der Schaltung nach Bild 5 mit einem VDR-Widerstand für 9 kV

Bild 15. Spannung am Kondensator C1 im Bild 14

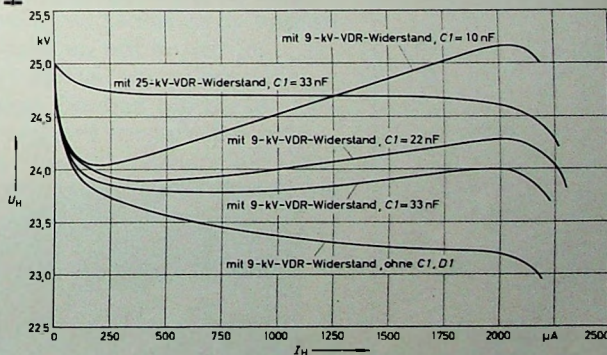
Bild 16. Spannung an C1 bei höherem Strahlstrom

Bild 17. Ausgangsspannungen U_H der Schaltung nach Bild 14 in Abhängigkeit vom Strahlstrom I_H bei $U_N = 220$ V

Effektivstroms. Der Innenwiderstand der Schaltung kann Bild 13 entnommen werden.

Da in der Schaltung nach Bild 5 der lange VDR-Widerstand für 25 kV für den Istwert-Abgriff störend ist, zeigt Bild 14 eine Schaltungsvariante mit einem 9-kV-VDR-Widerstand, der hinter der ersten Vervielfacherdioden angeschlossen ist. Da die Spannung an diesem Punkt der Hochspannung jedoch nicht exakt genug folgt, ist eine indirekte Störgrößenausschaltung mit C1 und D1 vorhanden. An C1 fällt eine Spannung nach Bild 15 ab. Nimmt der Strahlstrom zu, so erhält man an C1 eine Spannung nach Bild 16. D1 klemmt den positiven Maximalwert dieser Spannung auf Massepotential. An der Anode von D1 ergibt sich also mit steigendem Strahlstrom eine negativer werdende Spannung, die den Regelsinn am Gitter der PC 92 unterstützt. Die mit dieser Schaltung erreichten Ergebnisse veranschaulicht Bild 17.

In dem Vervielfacher nach Bild 14 ist der Kondensator zwischen B und C fortgelassen. Wäre er vorhanden, so



nicht besonders kritisch, da auf Ablenklinearität keine Rücksicht genommen werden muß.

Im Bild 8 sind die Anodenströme der PL 504 für Strahlströme von 50 μA, 200 μA, 500 μA, 1000 μA, 1500 μA und 2500 μA dargestellt. Die gleichen Parameter gelten auch für die Anodenhinlaufspannungen der PL 504, die Bild 9 für 220 V Netzspannung und Bild 10 für 240 V Netzspannung zeigt. Hiermit erhält man einen ersten Überblick über die bei verschiedenen Strahlströmen und Netzspannungen auftretenden Anodenverlustleistungen der PL 504, was besonders bei Netzüberspannung wichtig ist.

Die Anodenverlustleistung P_a ist

$$P_a = f \int_0^T (u_a \cdot i_a) dt / U_N \cdot I_H$$

Dabei bedeutet f die Zeilenfrequenz, i_a den Anodenstrom, u_a die Anoden-Spannung, U_N die Netzspannung und I_H den Strahlstrom. Am Ende des Hinlaufs darf die Anoden-Spannung bei Netzspannung jedoch nicht zu niedrig werden, da sonst die Gefahr von Barkhausen-Kurz-Schwingungen größer wird. Den Katodenstrom I_k der PL 504 in Abhängigkeit vom Strahlstrom I_H bei 220 und 240 V Netzspannung zeigt Bild 11. Die Verlustleistungen der PL 504 bei

würde die Diode D1 durch Hochspannungsüberschläge und im Entladekreis (Bildröhrenkapazität mit Entladefunktenstrecke und Reihenschaltung der Vervielfacherkondensatoren auf der Gleichspannungsseite) auftretende Entladespitzen gefährdet werden.

Schrifttum

- [1] Dangschat, R.: Horizontal-Ablenkungsschaltung mit Spannungsvervielfacher für Farbfernsehmultiplexer. Funkschau Bd. 39 (1967) Nr. 9, S. 694 bis 696
- [2] Reiber, H.: Thyristorbestückte Horizontal-Ablenkungsschaltung und Hochspannungserzeugung für Fernsehempfänger. Vortrag auf der Tagung der Fernseh-Technischen Gesellschaft 1967 in Aachen

Informationen für den Fachhandel

(Nr. 1)

Wie Sie Werbung in bessere Umsätze umsetzen!

Heute beginnt eine Serie von Informationen, mit denen die Deutsche Philips GmbH zu aktuellen Problemen des Fernsehgeräte-Geschäfts Auskunft gibt.



Leonhard Owsnicki
Werbeleiter
der Deutschen Philips GmbH

Millionenbeträge gibt die Industrie aus, um das Publikum für ihre Geräte zu interessieren und soweit wie möglich kaufgeneigt zu machen.

Aber wie oft haben (oder nutzen) Sie die Möglichkeit, dieses Zwiegespräch zwischen Werbung und Publikum in ein erfolgreiches Verkaufsgespräch in Ihrem Geschäft umzusetzen?

Der sicherste Weg dazu ist eine wirksame Kooperation zwischen Industrie und Handel.

Lassen Sie mich heute am Beispiel der Farbfernsehgeräte schildern, wie wir bei Philips die Werbung zu Ihrem und unserem Nutzen einsetzen.

A. Die werbliche Vorleistung

Fernsehen steht hoch in der Publikumsgunst. Unser Farbfernsehen erst recht. Es überzeugt mit seiner überragenden Qualität jeden, der es erlebt. Also müssen wir das Erlebnis vermitteln – farbig.

- 1.** In unseren Filialbüros laufen seit geraumer Zeit Vorführungen – sehr gut besucht, mit sehr guter Resonanz. So mancher Ihrer Käufer hatte bei uns seine erste praktische Begegnung mit dem Farbfernsehen.
- 2.** Die »Funkausstellungen«. Das brennende Interesse der vielen hunderttausend Besucher der diesjährigen Hannovermesse galt auch unseren Farbfernseh-Vorführungen. Auf der Funkausstellung in Stuttgart werden wir unser Angebot in noch erweitertem Rahmen präsentieren.
- 3.** Die überregionale Insertion bringt in großen Farbanzeigen das Erlebnis des Philips Farbfernsehens an Millionen künftiger Käufer. Ein breiterer »Vorverkauf« ist mit keinem anderen Medium möglich, wenn man bedenkt, daß man für Farbe farbig werben muß.

B. Die werbliche Zusammenarbeit

Je mehr Sie die Möglichkeiten zur Zusammenarbeit nutzen, um so mehr nutzen Sie die Werbe-millionen für Ihren Umsatz.

- 1.** Die »Schwarz-auf-Weiß-Information«, natürlich farbig. Der Prospekt gibt die genaue Information, die der Kunde bei einer so großen Anschaffung sucht. Nutzen Sie bitte unsere großzügigen und

ausführlichen Prospekte richtig. (Und achten Sie darauf, daß alte Prospekte zeitig aussortiert werden – sie stiften Verwirrung und sind eher Verkaufshindernisse als Verkaufsförderer.)

- 2.** Aktuelle Aktionen. Je aktueller Ihr Schaufenster, um so stärker wirkt es. Denken Sie an unser aktuelles Material zur Mexiko-Olympiade, zu Karneval, zu Ostern, zur Eishockey-Weltmeisterschaft. Und nutzen Sie den neuen Schaufenster-Wettbewerb »Die bunte Welt ins Haus«. Schon jetzt ist die Teilnehmerrate höher als erwartet – und wir haben die Auflage erhöht. Wenn Sie noch nicht dabei sind: Das ist Ihre Chance, doppelt zu gewinnen.
- 3.** Eigene Vorführungen. Wie man Vorführungen von Farbsehdungen am wirksamsten arrangiert und gestaltet, haben wir in unserer Aktion genau herausgefunden. Nutzen Sie diese Erfahrung und fordern Sie bitte unsere Spezialbroschüre mit Tips über Vorführungen in Ihrem Hause.

Soviel für heute. Wir wünschen Ihnen weiterhin guten Erfolg.

PHILIPS



Aktive Empfangsantennen

In einem Aufsatz „Aktive Empfangsantennen“¹⁾ beschreibt H. H. Meinke die Signalbandbreite kleiner Empfangsantennen, ihre Antennenhöhe und das Systemrauschen, rauscharme Antennen mit Resonanzcharakter und schließlich die zu erwartende Intermodulation und Kreuzmodulation.

Versuche zeigten, daß es im Empfangsfall auch für sehr kurze Dipolantennen zunächst keine prinzipielle Bandbreitengrenze für die Signalübertragung gibt, wenn man die Antenne direkt mit einem aktiven elektronischen Bauelement integriert, das im Eingang hochohmig und vorzugsweise kapazitiv ist. Liegt nach Bild 1 das aktive Bauelement direkt an der Antenne und die nachfolgende Leitung mit ihren Anpassungsschaltungen hinter dem Ein-

$$E_S = E_A \sqrt{1 + \left(\frac{U_A}{U_{1R}}\right)^2}$$

existieren würde, die sich aus der tatsächlichen Störfeldstärke E_A und einem Beitrag des elektronischen Rauschens zusammensetzt (U_{1R} = durch das Antennenrauschen an den Eingangsklemmen des aktiven Elements erzeugte Rauschspannung).

Für die äquivalente Gesamtstörfeldstärke E_S sind bei $U_A = 0,1 \mu V$ für eine Bandbreite von 1 kHz und $C_E = 6 \text{ pF}$ (C_E = wirksame Kapazität des verstärkenden elektronischen Elements, dessen Eingangsimpedanz durch die Parallelschaltung eines großen Widerstandes R_E und einer Kapazität ausgedrückt wird) im Bild 2 an untersuchten Versuchsmu-

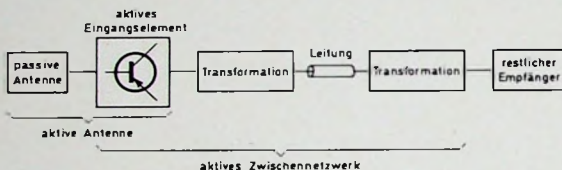
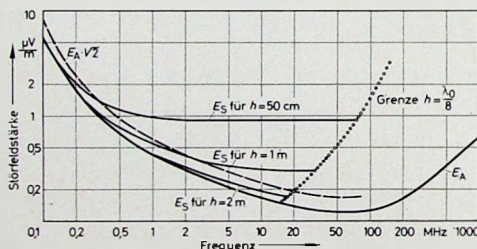


Bild 1. Schema eines Empfangssystems mit aktiver Antenne

Bild 3. Störfeldstärke E_A des Außenraums und fiktive Störfeldstärke E_S einiger aktiver Empfangssysteme



gangselement, dann treten tatsächlich keine ernsthaften Bandbreitenprobleme mehr auf, weil notfalls am Ausgang dieses Elements als verlustbehaftete Transformationen mit großer Bandbreite durchaus zulässig sind.

Wichtig ist das Signal-Rausch-Verhältnis jeder Antennenanordnung. Das Antennenrauschen wird als Quelle $E_A \cdot h_{\text{eff}}$ innerhalb der Antenne dargestellt (E_A = für den Empfangsort charakteristische, frequenzabhängige Störfeldstärke des Außenraums, h_{eff} = effektive Antennenhöhe). Das Rauschen des angeschlossenen Elements und das Rauschen des angeschlossenen Empfängers kann man in vereinfachter Form durch eine äquivalente Rauschspannung U_A in Serie zum aktiven Element ansetzen. Für E_A gibt es mittlere Erfahrungswerte, die für Mitteleuropa durch die Kurve E_A im Bild 2 dargestellt sind. Das Signal-Rausch-Verhalten einer Antenne läßt sich auch so beschreiben, als ob die elektronische Schaltung nicht rauscht und stattdessen im Außenraum eine größere Störfeldstärke

stern gemessene Kurven angegeben; verwendet wurden dabei eine Stabantenne von 1 cm Dicke und verschiedene Antennenhöhen h . Als rauschmäßig ideal ist ein Empfangssystem zu bezeichnen, wenn sein E_S nicht mehr als um den Faktor $\sqrt{2}$ über der theoretischen Grenze E_A liegt (Grenzkurve $E_A \cdot \sqrt{2}$ für ideales Rauschen s. Bild 2). Eine aktive Antenne wird nun so gebaut, daß für ihre rauschmäßig ungünstigsten Frequenzen die von der passiven Antenne erzeugte Rauschspannung etwa ebenso groß ist wie das Rauschen der elektronischen Schaltung. Breitbandantennen, deren Höhe h sehr klein gegen die Wellenlänge λ ist, gibt es daher nur für diejenigen Frequenzbereiche, in denen das Außenrauschen hoch ist, das heißt etwa für Frequenzen unter 30 MHz und auch nur bei direkter Integration zwischen Antenne und aktiven Eingangselement.

Der Bereich für die Verwendung resonanzfreier Antennen reicht etwa bis zu der im Bild 2 gezeichneten Grenze $h = \lambda_0/8$. Bei Antennen oberhalb 30 MHz kann man daher nur aktive Antennen mit Resonanzcharakter verwenden, wenn das Empfangssystem rauscharm sein soll. Die Verbesserung

des Signal-Rausch-Verhältnisses, die man mit aktiven Antennensystemen nach Bild 1 gegenüber einer üblichen passiven Antenne erreicht, liegt zwischen 6 und 12 dB je nach Leitungslänge und Frequenz.

Die Nichtlinearität der Transistorkennlinie führt beim gleichzeitigen Empfang vieler Frequenzen stets auch zu Bildung von Harmonischen, Summenfrequenzen, Differenzfrequenzen und zur Kreuzmodulation. Jede Antenne aktiver Antennensysteme wird deshalb möglichst so kurz gemacht, wie es gerade noch mit der Forderung nach Bandbreite und Rauschabstand verträglich ist. Die aktiven Antennen sind dann durchweg kleiner als die heute üblichen Antennen, und es vermindert sich die Amplitude aller empfangenen Nutz- und Störsignale. An Stelle von Leistungsanpassung wird ferner mit Rauschanpassung gearbeitet, wodurch sich die Signalamplituden am Transistoreingang weiter verringern. Da nun die nichtlinearen Effekte amplitudenabhängig sind, werden durch Verkleinern der Amplitude auch alle nichtlinearen Effekte verringert.

Für die praktische Anwendung wurden Bandfilter-Antennen entwickelt, deren Impedanz den Charakter eines zweikreisigen Resonanzbandfilters hat. Diese Antennen haben außerhalb des Nutzfrequenzbereiches eine gute Selektivität, so daß Störer, die außerhalb dieses Frequenzbereiches liegen, nur mit sehr kleiner Amplitude am Eingang des Transistors erscheinen und keine nichtlinearen Effekte störender Größe hervorrufen. Mit abstimmbaren Antennen, die schmalbandige Resonanzen und eine durch Varaktordioden verschiebbare Resonanzfrequenz haben, kann man ferner auch extremen Forderungen hinsichtlich der Vermeidung nichtlinearer Effekte genügen. jü.

INTERNATIONALE ELEKTRONISCHE RUNDschau

brachte im Juniheft 1969 unter anderem folgende Beiträge:

Aktive Empfangsantennen

Breitbandiger Avalanche-Dioden-Oszillator

Elektronischer Speicher für analoge Signale

Charakteristische Anwendungen der Dick- und Dünnschichttechnik

Löten nach dem Tangenten-Tauschlötverfahren

Heterodioden als Grundlage für die Entwicklung neuartiger Halbleiterbauelemente

Halbleiter auf der Hannover-Messe 1969

NTG-Fachtagung „Mikrowellentechnik“

Elektronik in aller Welt · Angewandte Elektronik · Persönliches · Neue

Bücher · Neue Erzeugnisse · Industrie-druckschriften · Kurznachrichten

Format DIN A 4 · monatlich ein Heft

Preis im Abonnement 12,75 DM vierteljährlich, Einzelheft 4,40 DM

Zu beziehen

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

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH
1 Berlin 52 (Borsigwalde)

¹⁾ Meinke, H. H.: Aktive Empfangsantennen. Elektron. Rdsch. Bd. 23 (1969) Nr. 6, S. 141-144

Hi-Fi-Stereo-Verstärker mit 2 x 12 W Ausgangsleistung

Technische Daten

Ausgangsleistung: 2 x 12 W Sinus
(2 x 16 W Musik) an 5 Ohm
Abschlußwiderstand bei gleichzeitiger
Aussteuerung beider Kanäle
Klirrfaktor: < 0,4% bei Nennleistung
im Bereich 40...12500 Hz
Intermodulation: < 0,5%
bei Vollaussteuerung (250/8000 Hz;
4:1)
Leistungsbandsbreite: 15 Hz...35 kHz
bei 1% Klirrfaktor
Fremdspannungsabstand: > 65 dB
bei Nennleistung und linearer
Klangreglerstellung
Übersprechdämpfung: 55 dB bei 1000 Hz,
> 40 dB zwischen 250 Hz und 10 kHz
Ausgangswiderstand: 0,18 Ohm
Dämpfungsfaktor: 30 (≈ 29 dB)
bei 5 Ohm Belastung
Tiefenregler-Regelbereich: + 14 bis
- 12 dB bei 20 Hz
Höhenregler-Regelbereich: + 14 bis
- 18 dB bei 20 kHz
Balanceregulierung: beide Kanäle
bis Null regelbar
Lautstärkeregelung: gehörrichtig
Rumpelfilter: - 20 dB bei 40 Hz
Rauschfilter: - 10 dB bei 15 kHz

Entzerrung für magnetischen Tonabnehmer: nach IEC-Norm (3180, 318, 75 μ s)
Eingänge: Magnet-TA oder Mikrofon, Kristall-TA, Radio (Tuner), Tonbandgerät
Eingangsempfindlichkeiten:
3 mV bei Magnet-TA
(Übersteuerung bei 100 mV),
100 mV bei den übrigen Eingängen
(Übersteuerung bei 6 V)
Eingangswiderstand: etwa 50 kOhm
bei Eingang Magnet-TA
oder Mikrofon,
1 MOhm bei den übrigen Eingängen
Lautsprecher Ausgang: 4...16 Ohm
(Nennleistung bei 5 Ohm)
Tonbandaufnahme-Ausgangsspannung:
etwa 25 mV
bei 100 mV Eingangsspannung
an einem Abschlußwiderstand
von 100 kOhm
Stromversorgung: 220 V, 50 oder 60 Hz
Leistungsaufnahme:
≈ 25 W bei Leerlauf,
≈ 75 W bei Vollaussteuerung
beider Kanäle
Abmessungen: 352 mm x 123 mm
x 266 mm

Schalter S2a läßt sich die Frequenzgangkorrektur abschalten und der Entzerrer-Vorverstärker dann als Mikrofon-Vorverstärker verwenden. Daran schließt sich der Emittierfolger mit der Mono-Stereo-Umschaltung an. Das niederohmige Signal gelangt über den Lautstärkeregel P1a zum Klangreglerverstärker mit den Potentiometern P2a und P3a zur Tiefen- und Höhenregulierung. Mit den Tasten B und D lassen sich Rausch- und Rumpelfilter einschalten. Das Potentiometer P4 ist der Balanceregler. Das im Klangreglerverstärker verstärkte Signal wird der Endstufe zugeführt. An die Buchse Bu5 wird der Lautsprecher angeschlossen. Die Stromversorgung des Verstärkers übernimmt der eingebaute Netzteil.

1. Vorverstärker für Tonabnehmer und Mikrofon

Der Vorverstärker (Bild 2) ist mit zwei rauscharmen Siliziumtransistoren BC 109 C bestückt, die bei niedrigen Kollektorströmen Rauschminimum haben. Als Arbeitswiderstand R3 des Transistors T1 wurde ein Wert von 270 kOhm gewählt, der den Kollektorstrom auf etwa 100 μ A festlegt.

T1 und T2 sind galvanisch gekoppelt und arbeiten in Emitterschaltung. Um einen möglichst großen Aussteuerungsbereich zu erhalten, sind zwei getrennte Gegenkopplungen angeordnet, die

Der heutige Stand der Transistortechnik läßt im NF-Verstärkerbau Qualitätsmerkmale zu, die denen von Röhrenschaltungen in vielen Punkten weit überlegen sind. Der eisenlose Ausgang bietet ein gutes Beispiel dafür.

Bei dem beschriebenen Verstärker werden die Lautsprecher direkt angeschlossen (4...16 Ohm Anpassung). Dadurch konnte der Klirrfaktor gerade in dem sonst so kritischen Frequenzbereich der tiefsten Bässe auf geringe Werte gebracht werden. Durch die verwendeten Silizium-Planar-Endstufentransistoren mit einer Transitfrequenz von 100 MHz wurde außerdem eine hohe obere Grenzfrequenz bei geringem Klirrfaktor erreicht. Die starke Gegenkopplung ergab neben geringem Klirrfaktor einen kleinen dynamischen Ausgangswiderstand des Verstärkers, der Ein- und Ausschwingvorgänge des angeschlossenen Lautsprechers stark dämpft.

Als typischer Universal-Verstärker hat das Gerät Eingänge für alle vorkommenden Mono- und Stereo-Schallquellen: magnetischer Tonabnehmer, Mikrofon, Kristall- oder Keramik-Tonabnehmer, Rundfunk-Tuner, Tonbandgerät. Die Eingangswahl, die Mono-Stereo-Umschaltung sowie die Einschaltung des Rausch- und Rumpelfilters erfolgen durch Drucktasten. Der eingebaute Vorverstärker für magnetischen Tonabnehmer hat eine normgerechte Entzerrung der Schallplatten-Schneidkennlinie. Durch Umschalten der frequenzabhängigen Gegenkopplung kann der Frequenzgang linearisiert und der Entzerrer-Vorverstärker als Mikrofonverstärker benutzt werden. Der Verstärker läßt sich nicht nur im Heim, sondern zum Beispiel auch in Vortragssälen, Klubräumen, Tanzcafés usw. einsetzen. Der Aufbau des Hi-Fi-Stereo-Verstärkers geht aus der Blockschaltung Bild 1 hervor. Da beide Kanäle des Verstärkers völlig gleich sind, wird im folgenden nur der linke Kanal beschrieben. Im Eingang des Verstärkers liegt der Betriebsartenschalter. In der Stellung „Magnet-TA“ wird das Signal im Entzerrer-Vorverstärker entsprechend der Schneidkennlinie entzerrt. Mit dem

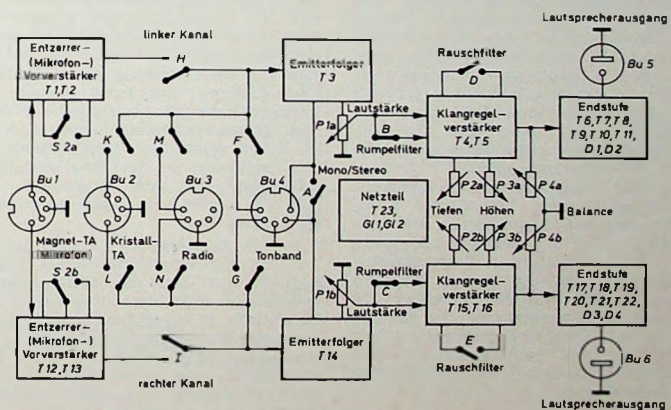


Bild 1. Blockschaltbild des Verstärkers

gleichzeitig den Arbeitspunkt stabilisieren. R1 zwischen der Basis von T1 und dem Emittier von T2 bewirkt eine Stromgegenkopplung. Der Gegenkopplungswiderstand R1 erzeugt gleichzeitig die Basisvorspannung von T1 und beeinflusst den Eingangswiderstand des Verstärkers. Er ist bei 1000 Hz etwa 50 kOhm. Magnetische Tonabnehmer und hochohmige Mikrofone sind daher richtig angepaßt. Eine weitere, mit dem Schieberegler S2a umschaltbare Spannungsgegenkopplung führt über einen Spannungsteiler vom Kollektor des Transistors T2 zum Emittier von T1.

gleichzeitig den Arbeitspunkt stabilisieren. R1 zwischen der Basis von T1 und dem Emittier von T2 bewirkt eine Stromgegenkopplung. Der Gegenkopplungswiderstand R1 erzeugt gleichzeitig die Basisvorspannung von T1 und beeinflusst den Eingangswiderstand des Verstärkers. Er ist bei 1000 Hz etwa 50 kOhm. Magnetische Tonabnehmer und hochohmige Mikrofone sind daher richtig angepaßt. Eine weitere, mit dem Schieberegler S2a umschaltbare Spannungsgegenkopplung führt über einen Spannungsteiler vom Kollektor des Transistors T2 zum Emittier von T1.

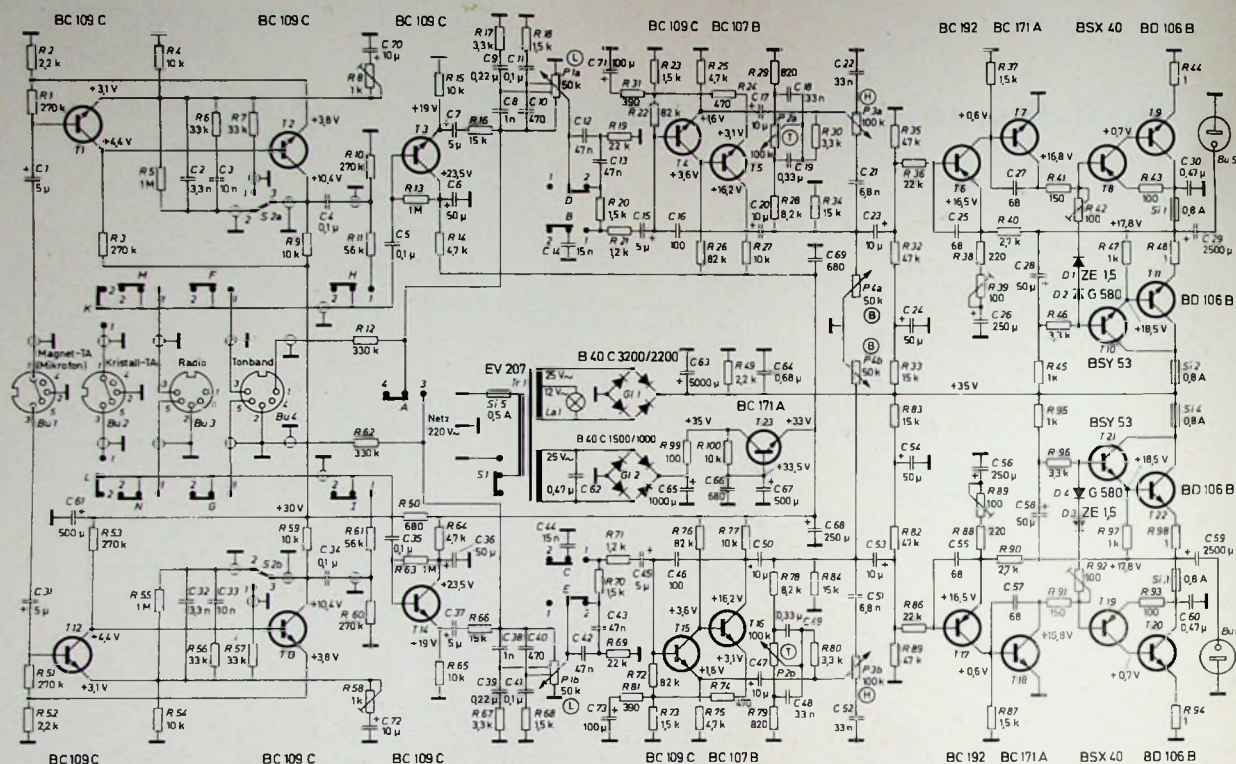


Bild 2. Schaltung des Verstärkers

Bei geschlossenen Kontakten 2 und 3 des Schalters S 2a ist eine frequenzabhängige Gegenkopplung wirksam. Der Gegenkopplungsspannungsteiler besteht für Gleichstrom aus den Widerständen R 4 und R 5. Für Wechselstrom setzt sich der Gegenkopplungslängswiderstand aus den Kondensatoren C 2, C 3 und dem Widerstand R 6 zusammen. Dadurch erhält man die für die Schneidkennlinienentzerrung notwendigen Zeitkonstantenglieder ($3180 \mu\text{s}$, $318 \mu\text{s}$ und $75 \mu\text{s}$) und den entsprechenden Frequenzgang. Die Kurve a im Bild 3 zeigt den Frequenzgang des Vorverstärkers in der Stellung „Magnet-TA“. Einen weiteren Wechselstromgegenkopplungsweig bilden R 5, R 8 und C 70. Mit dem Trimmregler R 8 läßt sich die Verstärkung des Entzerrer-Vorverstärkers bei 1 kHz einstellen. Allerdings wird damit gleichzeitig der Eingangswiderstand des Verstärkers etwas verändert.

Um tiefe Störfrequenzen – sie entstehen durch Rumpeln des Plattenspielers – möglichst von der Übertragung auszuschließen, erreicht die Verstärkung bei der Frequenz 40 Hz ihr Maximum und fällt bei noch tieferen Frequenzen steil ab. Dazu hat der Elektrolytkondensator C 70 in der Emitterschaltung von T 1 nur einen Wert von $10 \mu\text{F}$. Bei höheren Frequenzen ist der Blindwiderstand von C 70 klein gegenüber dem Widerstand von R 8 und deshalb zu vernachlässigen. Bei tiefen Frequenzen steigt der Blindwiderstand von C 70 dagegen erheblich an. Dadurch wird die Gegenkopplung in diesem Frequenzbereich ebenfalls größer, und die Verstärkung sinkt.

Werden die Schalterkontakte 1 und 3 (Schalter S 2a) geschlossen, dann wird die Spannungsgegenkopplung durch R 4 und R 7 bestimmt. Diese Gegenkopplung ist nur für Gleichstrom wirksam. Der Entzerrer-Vorverstärker hat in dieser Schalterstellung einen linearen Frequenzgang und kann deshalb als Vorverstärker für dynamische Mikrofone verwendet werden. Die Kurve b im Bild 3 zeigt den Frequenzgang des Vorverstärkers in der Schalterstellung „Mikrofon“. Mit dem Trimmregler R 8 läßt sich wieder die Spannungsverstärkung einstellen.

Über den Kondensator C 4 wird das mit T 1 und T 2 verstärkte Signal ausgekoppelt und über den Entkopplungswiderstand R 11 dem Kontakt 1 der Drucktaste H zugeführt. Die für beide Entzerrer-Vorverstärker-Kanäle gemeinsame RC-Kombination R 50, C 61 entkoppelt den Vorverstärker vom Hauptverstärker und siebt außerdem die Versorgungsspannung.

2. Eingangsschaltung

Der Hauptverstärker hat drei mit Drucktasten wählbare Eingänge (Kristall-TA, Radio, Tonband), deren Eingangswerte gleich sind. Der Eingangswiderstand ist etwa 1 MOhm und die Eingangsspannung rund 100 mV für Vollaussteuerung.

Bei der Tonbandbuchse Bu 4 wird über R 12 die Aufschreibspannung für das Tonbandgerät an den Kontakt 1 angeschlossen. Da die Tonband-Aufnahmepotentialspannung hinter dem Entzerrer-Vorverstärker abgenommen wird, kann dieser für die Tonbandaufnahme mitverwendet werden.

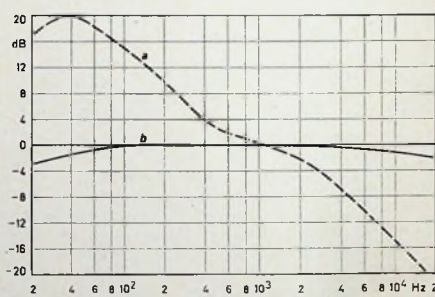


Bild 3. Frequenzgang des Entzerrer-Vorverstärkers; Kurve a in Schalterstellung „Magnet-TA“, Kurve b in Schalterstellung „Mikrofon“

3. Emitterfolger

Über den Koppelkondensator C 5 gelangt die NF-Spannung zur Basis des Vorstufentransistors T 3. Diese in Kollektorschaltung arbeitende Stufe ist ebenfalls mit dem besonders rauscharmen Siliziumtransistor BC 109 C bestückt. T 3 ist über den Emitterwiderstand R 15 stark gegengekoppelt, so daß die Verstärkung dieser Stufe < 1 ist. Der Eingangswiderstand ist etwa 1 MOhm , der Ausgangswiderstand 10 kOhm . Der Arbeitspunkt des Transistors T 3 wird selbsttätig mit Hilfe des zwischen Basis und Kollektor liegenden Widerstandes R 13 nachgeregelt. Das RC-Glied R 14, C 6 siebt die Betriebsspannung der Eingangsstufe und entkoppelt sie gleichzeitig von den übrigen Vorverstärkerstufen.

Über C 7 wird die niederohmige NF-Spannung ausgekoppelt und über den Entkopplungswiderstand R 16 dem Laut-

stärkereger *P1a* zugeführt. *R16* sorgt dafür, daß der Eingangswiderstand unabhängig von der Stellung des Lautstärkereglers ausreichend groß bleibt. Mit der Drucktaste *A* (Mono/Stereo) können beide Kanäle parallel geschaltet werden.

4. Lautstärkeregelung

An den Emitterfolger schließt sich die gehörrichtige Lautstärkeregelung an. Der Regelverlauf ist logarithmisch. Bei kleiner Lautstärke werden die tiefen und hohen Frequenzen angehoben. Das lineare 50-kOhm-Tandempotentiometer *P1a* mit einem Gleichlaufwert von 3 dB hat zwei Abgriffe, die mit RC-Gliedern beschaltet sind. Sie korrigieren bei der jeweils eingestellten Lautstärke den Frequenzgang des Verstärkers. Die RC-Glieder *C9*, *R17* und *C11*, *R18* bewirken bei zurückgeregelter Lautstärke eine Tiefenanhebung entsprechend ihrer Grenzfrequenz. Die Kondensatoren *C8* und *C10* heben die hohen Frequenzen an.

Bild 4 zeigt die Frequenzkurven der gehörrichtigen Lautstärkeregelung. Die Kurve *c* stellt den Frequenzgang des Verstärkers bei voll aufgeregeltem

15 kHz eine Absenkung von 10 dB erreicht werden (Bild 6).

6. Klangregelverstärker

Über *C15* gelangt das NF-Signal zur Basis des Transistors *T4*, der rauschmäßig an den Generatorwiderstand angepaßt ist. Der große Kollektorarbeitswiderstand *R26* legt den Kollektorstrom auf etwa 350 µA fest und sichert eine hohe Verstärkung dieser Stufe. Der Kollektorstrom des Transistors *T5* ist etwa 1,7 mA bei 33 V Betriebsspannung.

Die beiden Stufen mit den Transistoren *T4* und *T5* sind galvanisch gekoppelt. Um einen möglichst großen Aussteuerbereich zu erhalten, sind mehrere Gegenkopplungszweige vorhanden. Der Widerstand *R22* bewirkt eine Stromgegenkopplung zwischen der Basis von *T4* und dem Emitterspannungsteiler von *T5*. Gleichzeitig erhält *T4* über *R22* seine Basisvorspannung. Der Emittterwiderstand von *T5* wird aus *R23* und *R24* gebildet. Um diese Gegenkopplung für Wechselstrom weitgehend unwirksam zu machen, ist das Emittteraggregat mit der RC-Kombination *R31*, *C71* überbrückt. Wegen des verhältnis-

Der Spannungsteiler für die tiefen Frequenzen besteht aus den Widerständen *R28*, *R29*, den Kondensatoren *C18*, *C19* und dem Tiefenregler *P2a*. Um maximale Tiefenanhebung zu erreichen, muß der Schleifer des Potentiometers *P2a* den Kondensator *C18* kurzschließen. Durch Kurzschließen von *C19* werden die tiefen Frequenzen gedämpft.

Parallel zum Tiefenregler liegt der Höhenregler *P3a*. Steht der Schleifer am Kondensator *C22*, dann werden die Höhen durch Aufheben der Gegenkopplung angehoben. In der entgegengesetzten Stellung – der Schleifer steht dabei an *C21* – sind die hohen Frequenzen stärker gegengekoppelt und dadurch abgesenkt. *R30* entkoppelt den Tiefen- und den Höhenregler voneinander.

Beide Potentiometer des Klangregelnetzwerkes sollen eine negativ logarithmische Regelkennlinie haben, damit die Einstellung für linearen Frequenzgang etwa in der Mittelstellung der Potentiometer liegt. Bild 7 zeigt den Regelbereich der Klangregelung. Über *C20* wird das verstärkte Signal ausgekoppelt und dem Balanceregler *P4a* zugeführt. Beide Kanäle lassen sich bis auf Null regeln.

7. Treiber- und Endstufe

Die Endstufe des Stereo-Verstärkers wurde ausschließlich mit Silizium-Planar-Transistoren bestückt. *T6* ist der Eingangstransistor der Endstufe. Um den Endverstärker über alle Stufen gleichstrommäßig gegenkoppeln zu kön-

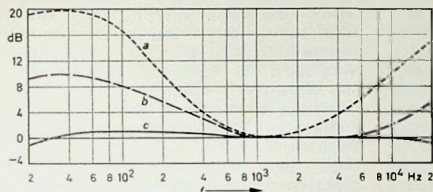


Bild 4. Wirkungsweise der gehörrichtigen Lautstärkeregelung. Die punktierte Kurve *a* zeigt den Frequenzgang des Verstärkers bei der Anzapfung des Lautstärkepotentiometers von 45°, die gestrichelte Kurve *b* den Frequenzverlauf bei der Anzapfung von 135° und die durchgezogene Kurve *c* den bei voll aufgedrehtem Lautstärkeregel.

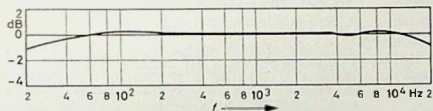


Bild 5. Frequenzgang des Verstärkers bei abgeklemmten Korrekturgliedern und voll aufgedrehtem Lautstärkeregel.

Lautstärkeregel dar. Kurve *b* den Frequenzverlauf bei der Schleiferstellung 135° und Kurve *a* den bei der Schleiferstellung 45°. Im Bild 5 ist der Frequenzgang des gesamten Verstärkers bei abgeklemmten Korrekturgliedern und aufgeregeltem Lautstärkeregel dargestellt.

Bild 6. Wirkungsbereich des Rausch-Rumpel-Filters

5. Rumpel- und Rauschfilter

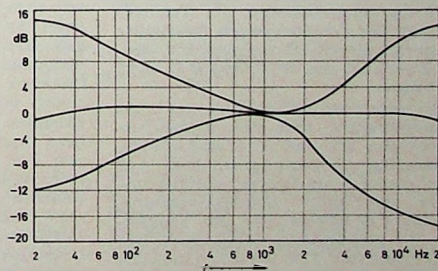
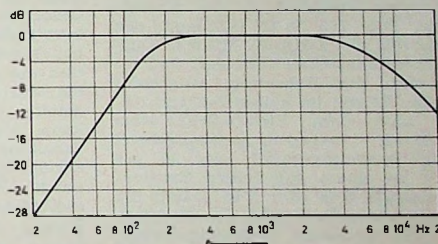
Zwischen dem Lautstärkeregel und dem Eingang der Klangregelstufen liegen das Rumpel- und das Rauschfilter, die durch entsprechende Drucktasten eingeschaltet werden können. Ist die Taste „Rumpeln“ gedrückt, so sind die Schalterkontakte *D-1* geschlossen, und das NF-Signal gelangt an das Filter zur Absenkung der Tiefen. Es besteht aus dem Hochpaß *C12*, *R19*, *C13*. Mit dieser RC-Kombination wird bei 20 Hz eine Absenkung von 28 dB erreicht (Bild 6). Bei geschlossenen Schalterkontakten *D-2* ist der Hochpaß überbrückt und das Rumpelfilter ausgeschaltet.

Beim Drücken der Taste „Rauschen“ wird zwischen die in Reihe liegenden Widerstände *R20* und *R21* der an Masse liegende Kondensator *C14* geschaltet. Diese RC-Kombination bildet einen Tiefpaß, der hohe Frequenzen sperrt. Durch geeignete Dimensionierung des RC-Gliedes konnte bei der Frequenz

Bild 7. Maximale Anhebung und Absenkung der Höhen und Tiefen

mäßig großen Wertes von *C71* ist die Gegenkopplung jedoch nur bei höheren Frequenzen wirksam. Der Frequenzgang wird dadurch bei tiefen Frequenzen verbessert. *C16* verhindert eine Selbsterregung des Klangregelverstärkers.

Zwischen dem Ausgang von *T5* und dem Emitter von *T4* liegt der Gegenkopplungsspannungsteiler, der durch das Klangregelnetzwerk gebildet wird. Das Klangregelnetzwerk (Fächerentzerrer) liegt hier also im Gegenkopplungszweig.



nen, wurde als Eingangstransistor ein PNP-Typ verwendet. Die Basisvorspannung wird mit dem Spannungsteiler *R32*, *R35* erzeugt, dem ein Siebglied *R33*, *C24* vorgeschaltet ist. Der in der Basisleitung liegende Widerstand *R36* verhindert ein Schwingen der Endstufe bei hohen Frequenzen. Da der Eingangswiderstand an der Basis von *T6* etwa 5 MOhm ist, hat *R36* keinen Einfluß auf die Eingangsempfindlichkeit. Der Eingangswiderstand der Endstufe ergibt sich aus der wechselstrommäßigen Parallelschaltung der Wider-

stände R 32, R 34 und R 35 zu etwa 10 kOhm. Der Emittor von T 6 ist über R 40 mit der Mittelpunkt-Spannung verbunden. Sie erreicht infolge der starken Gleichstromgegenkopplung etwa 17,8 V und setzt sich aus der Basisspannung des Eingangstransistors T 6, dessen Basis-Emitter-Spannung und dem Spannungsabfall am Emittorwiderstand R 40 zusammen.

Die Verstärkung der Endstufe wird praktisch nur durch den Gegenkopplungsspannungsteiler R 38, R 39, C 26, R 40 bestimmt. Mit dem Trimpotentiometer R 39 ist das Teilverhältnis und damit die Verstärkung einstellbar. C 26 legt R 39 wechselstrommäßig an Masse. Der Gegenkopplungsfaktor der Endstufe ist im Mittel etwa 60 dB. Deshalb bleibt der Klirrfaktor niedrig. Durch den verhältnismäßig großen Wert von C 26 erreicht man, daß sich die Gegenkopplung auch bei tiefen Frequenzen nicht verringert. Der Gegenkopplungskondensator C 25 verhindert etwaiges Schwingen des Verstärkers bei hohen Frequenzen.

In Emitterschaltung arbeitet auch der Treibertransistor T 7. In seiner Kollektorleitung liegen zwei Dioden, und zwar eine Silizium-Doppeldiode ZE 1,5 (D 1) und eine Germaniumdiode G 580 (D 2). Sie stabilisieren den Endstufenruhestrom gegen Betriebsspannungsschwankungen. Die Temperaturabhängigkeit der Durchlaßspannung der Dioden bewirkt außerdem eine Temperaturkompensation des Ruhestroms gegenüber Schwankungen der Umgebungstemperatur.

Der Spannungsabfall an der Kombination D 1, D 2, R 42 bestimmt den Ruhestrom der Endstufe. Mit R 42 kann der Spannungsabfall verändert und somit auch der Ruhestrom eingestellt werden. Er soll im kalten Zustand (direkt nach dem Einschalten) etwa 10 ... 20 mA betragen, entsprechend einem Spannungsabfall von 10 bis 20 mV an einem der beiden Emittorwiderstände R 44 oder R 48. Damit die Phasenumkehrstufe und die Endstufe über den gesamten Spannungsbereich durchgesteuert werden können, muß die Versorgungsspannung der Treiberstufe mit der sich ändernden Ausgangsspannung mitgeführt werden. Zu diesem Zweck ist das RC-Glied R 45, C 28 angeordnet.

Die Transistoren T 8 und T 10 der Phasenumkehrstufe und die Endstufentransistoren T 9 und T 11 sind gleichstrommäßig in Serie geschaltet. Auf jeden dieser Transistoren entfällt ungefähr die halbe Betriebsspannung. T 8 und T 10 werden von der Treiberstufe T 7 gleichphasig angesteuert. Der NPN-Transistor T 10 verstärkt nur die positive, der PNP-Transistor T 8 nur die negative Halbwelle des Treiber Signals. Wenn der eine Transistor leitet, ist der andere gesperrt. Der jeweils leitende Transistor steuert den ihm nachgeschalteten Endstufentransistor ebenfalls in den leitenden Zustand. Die beiden Transistoren T 8 und T 9 arbeiten in Emitterschaltung, während die beiden anderen Transistoren T 10 und T 11 in Kollektorschaltung einen Darlington-Verstärker bilden. Über C 29 wird die Ausgangswechselspannung ausgekoppelt.

Die Transistoren der Phasenumkehrstufe und der Endstufe müssen gepaart

sein, da bei ungepaarten Transistoren der Klirrfaktor wesentlich ansteigt. Eine ungepaarte Phasenumkehrstufe läßt zum Beispiel den Klirrfaktor im ungünstigsten Fall auf das Doppelte ansteigen.

8. Netzteil

Der Netzteil des Stereo-Verstärkers ist für 220 V Netzspannung ausgelegt. Der Netztransformator Tr 1 wurde auf möglichst geringen Innenwiderstand ausgelegt. Für die Vorstufen und die Endstufen sind zwei getrennte Spannungen vorhanden. Die Versorgungsspannung für die Endstufe richtet der Brückengleichrichter G 11 gleich. Der Elektrolytkondensator C 63 ist der Ladekondensator. Der Widerstand R 49

sorgt dafür, daß die Spannung für die Endstufe im Leerlauf nicht ansteigt. Die Kondensatoren C 62 und C 64 unterdrücken etwaige vom Lichtnetz kommende Störspannungen.

Die Betriebsspannung für die Vorstufen wird mit einem Brückengleichrichter G 12 gleichgerichtet. C 65 ist der Ladekondensator. Als Siebung dient der Transistor T 23. Der Elektrolytkondensator C 67 an der Basis von T 23 wird in seiner Kapazität um den Stromverstärkungsfaktor des Transistors erhöht. Durch diese Schaltungsmaßnahme wurde ein hoher Störspannungsabstand erreicht. Der Kollektorwiderstand R 99 schützt T 23 vor ausgangsseitiger Überbelastung. Am Emittor von T 23 liegt die gesiebte Spannung von 33 V.

(Schluß folgt)

Elektronische Orgeln

Elektronische Musikinstrumente mit automatisch exakter Stimmung

Eine einfache und sehr genaue Methode zum Erzeugen von Tönen in elektronischen Musikinstrumenten ist in der akustischen Forschungsgruppe von Dr. Ir. N. V. Franssen im Philips-Forschungslaboratorium, Eindhoven, ausgearbeitet worden. Durch dieses elektronische System ist gewährleistet, daß die relative Tonhöhe jeder Note mit einer Toleranz von 0,05 % eingehalten wird. Außerdem läßt sich die absolute Höhe der Stimmung leicht verändern. Dieses neue elektronische Verfahren beruht darauf, daß die Frequenz eines beliebigen Tons durch eine Kombination geeigneter Impulsreihen, die von ein und derselben Grundfrequenz abgeleitet werden, dargestellt werden kann. Um die Anwendung logischer Schaltungen in diesem Instrument zu ermöglichen, findet diese Darstellung durch einen binären Code (Zahlensystem mit nur zwei Ziffern) statt.

► Man kann sich das Verfahren am besten durch die Forderungen verständlich machen, die an die Stimmung eines Tasteninstrumentes gestellt werden. Der Tonomfang eines Tasteninstrumentes ist im allgemeinen mehrere Oktaven, wobei es in jeder Oktave zwölf verschiedene Noten gibt. Die Frequenz der höchsten Note einer Oktave muß genau doppelt so groß sein wie die Frequenz der tiefsten Note (zum Beispiel von c¹ bis c²). Bei der üblichen temperierten Stimmung hat die zehnte Note der Oktave eine 1,681793mal so hohe Frequenz wie der Grundton der Oktave. Eine relative Genauigkeit von 0,05 % ist erforderlich, damit das Instrument rein klingt, und das führt zu 11 Binärziffern. Im Binärsystem wird die erwähnte Frequenz wiedergegeben durch die Zahlen 11 010 111 010 und die Oktave (also das Verhältnis 2:1) durch die Zahl 100 000 000 000.

Um nach diesem neuen Verfahren alle Noten zu erzeugen, die in einer Oktave vorkommen, benutzt man einen Impuls-generator, der jene Frequenz f erzeugt, die die höchste Note der Oktave haben soll. Dieser Generator speist eine Reihe von 11 Teilerschaltungen, die jeweils ihre Eingangsfrequenz durch 2 teilen,

so daß an den Ausgängen dieser Teiler die Frequenzen $f/2$, $f/2^2$, ..., $f/2^n$, ..., $f/2^{11}$ zur Verfügung stehen. Diese Impulsreihen sind derart geformt, daß niemals zwei Impulse aus verschiedenen Reihen zusammenfallen. Für eine bestimmte Note wird der Ausgang des n-ten Teilers aber nur dann mit einer Addierschaltung verbunden, wenn die n-te Ziffer der Binärzahl, die die gewünschte Tonhöhe bezeichnet, eine 1 ist. Es entsteht dann eine Impulsreihe, deren Mittelwert gerade die richtige Frequenz ist. Für jeden Ton in der höchsten Oktave des Instruments gibt es eine solche Addierschaltung.

Da aber die Impulse nicht regelmäßig auf die Zeit verteilt sind, wird der Ton im allgemeinen zu heiser klingen. Dem wird dadurch abgeholfen, daß die Frequenz f des Impulsgenerators nicht wirklich gleich der Frequenz des höchsten Tons in der betreffenden Oktave, sondern gleich einem großen Vielfachen davon gemacht wird, zum Beispiel 2¹⁰- oder 2¹⁶mal so hoch. Hinterher werden dann die von den Addierwerken abgegebenen Impulsreihen durch die gleiche Zahl geteilt, und dann sind die Impulse zeitlich ausreichend gleichmäßig verteilt. In der Praxis kann man f in die Nähe von 1 MHz legen.

► Nach der beschriebenen Methode wird zuerst die Tonhöhe aller Noten in der höchsten Oktave des Instruments festgelegt. Die Noten der tieferen Oktaven erhält man dadurch (und zwar automatisch genau im gewünschten Verhältnis zueinander), daß man die Frequenz jedes dieser zwölf Töne jeweils durch zwei teilt. Die absolute Tonhöhe des Musikinstrumentes läßt sich nach Wunsch leicht durch Verändern der Frequenz f des verwendeten Impulsgenerators einstellen.

► Abschließend darf festgestellt werden, daß durch dieses neue System (das sich leicht als integrierte Schaltung ausführen läßt) der Bau genau gestimmter elektronischer Musikinstrumente wesentlich vereinfacht werden kann. Das System ist bisher nur als experimentelles Forschungsmodell realisiert worden.

AM-modulierbare 150-mW-Sender-Endstufe mit BFS 50

1. Einleitung

Bei mit Transistoren bestückten AM-Sendern kleiner und mittlerer Leistung wurde bisher vorwiegend die Kollektorspannungsmodulation angewendet. War ein hoher Modulationsgrad bei kleinem Klirrfaktor gefordert, dann wurde zusätzlich an der Basis der Endstufe oder in der Vorstufe moduliert. Die zusätzliche Modulation erforderte einen Mehraufwand. Außerdem vergrößerte besonders die Vorstufenmodulation die Rückwirkung auf den Oszillator. Diese Rückwirkung kann eine unerwünschte Frequenzmodulation zur Folge haben, die sich nicht mehr eliminieren läßt.

Ein weiterer Nachteil der Kollektorspannungsmodulation ist der meistens erforderliche NF-Übertrager, der wegen seiner Größe und seines Gewichts beim Aufbau kleiner transportabler Sender sehr hinderlich ist. Schaltungen zur Kollektorspannungsmodulation ohne NF-Übertrager bedingen einen zusätzlichen Leistungsverbrauch. Um diese Nachteile zu vermeiden, wurde der in der vorliegenden Arbeit beschriebene Emittterstrommodulator entwickelt, dessen prinzipielle Wirkungsweise erläutert wird.

Mit dem Emittterstrommodulator erreicht man Modulationsgrade bis 100 % bei relativ kleinem Klirrfaktor. Es ist

muß die Stromquelle möglichst hochohmig sein, beziehungsweise der HF-Verstärker muß für die Stromquelle einen möglichst niederohmigen Lastwiderstand darstellen.

3. Schaltungsbeschreibung

Es war ein amplitudenmodulierbarer Sender für Batteriebetrieb mit folgenden Daten zu erstellen:

Mittlere Ausgangsleistung	P_0	= 150 mW
Sendefrequenz	f_{HF}	= 145,5 MHz
Modulationsfrequenz	f_{mod}	= 300 Hz ... 3,4 kHz
Klirrfaktor ($m = 60\%$)	k	< 3 %
Klirrfaktor ($m = 95\%$)	k	< 12 %
Batterie-spannung	U_B	= 12 V
Batterie-strom	I_B	< 60 mA

Um diese Werte mit geringem Aufwand zu erreichen, wurde als Konzeption festgelegt: ein Quarzoszillator mit anschließendem passiven Verdreifacher, eine Treiberstufe und als Endstufe der Emittterstrommodulator (Bild 1).

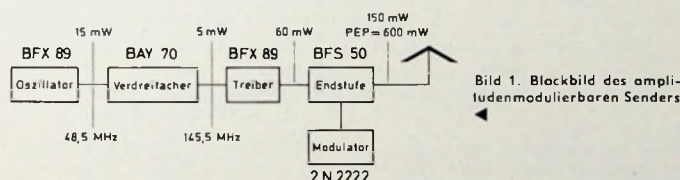


Bild 1. Blockbild des amplitudenmodulierten Senders

kein NF-Übertrager erforderlich, und somit eignet sich der Modulator vorzüglich für eine Miniaturbauweise.

Nach diesem Prinzip wurde ein Sender für 150 mW Ausgangsleistung bei 145,5 MHz aufgebaut und erprobt. Die Endstufe erhielt den HF-Transistor BFS 50 und der Modulator den Schalttransistor 2N 2222. Beide Transistoren erwiesen sich für diese Schaltung als besonders geeignet.

2. Prinzip der Emittterstrommodulation

Betreibt man einen mit Transistoren bestückten HF-Verstärker im C-Betrieb, dann ist in einem weiten Aussteuerbereich die Ausgangsamplitude proportional dem mittleren Emittterstrom. Steuert man diesen Emittterstrom mittels einer Stromquelle im Takte einer Modulationsfrequenz, dann erscheint am Ausgang des Verstärkers ein modulierte Hochfrequenzsignal. Um eine Stromsteuerung zu erreichen,

Karl-Heinz Kersten ist Laboringenieur im Fachbereich Halbleiter von AEG-Telefunken, Heilbronn.

Tab. I. Wichtigste Kenndaten der Transistoren

	BFS 50	2 N 2222
U_{CE0}	20	30 V
U_{EB0}	3,5	5 V
I_{Cmax}	0,4	0,8 A
B_{typ}	40	75 ¹⁾
f_{Tmax}	800	250 MHz
P_{otyp}	1,2 ¹⁾	W
U_{CEsat}		0,4 V

¹⁾ bei $f = 400$ MHz, $U_{CE} = 12$ V,
 $P_i = 0,25$ W
²⁾ bei $I_C = 10$ mA

an 50 Ohm angepaßt. Der Emittter liegt über C 7 HF-mäßig an Massepotential. Die Basis erhält über die Z-Diode Z und die HF-Drossel Dr eine feste Gleichspannung. Dabei fließt durch die Z-Diode nur der Basisstrom des Transistors T1 und kein zusätzlicher Querstrom. Das verbessert den Wirkungsgrad der Schaltung. Für die Modulationsfrequenzen bilden Dr und die beiden an Masse liegenden Kondensatoren einen Kurzschluß von der Basis von T1 zum Massepotential. Dadurch wird erreicht, daß der Transistor T1 für den Transistor T2 einen sehr niederohmigen Arbeitswiderstand darstellt und somit der Transistor T2 mit niedriger Kollektorspannung arbeiten kann. Der größte Teil der Betriebsspannung wird

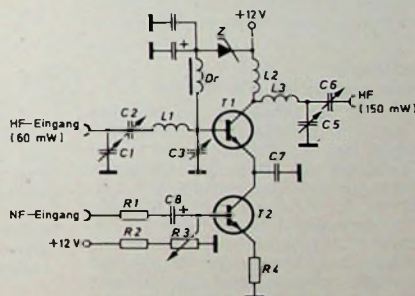


Bild 2. Prinzipschaltung der 150-mW-Sender-Endstufe mit dem Emittterstrommodulator

Zuerst wurde der Emittterstrommodulator getrennt aufgebaut und erprobt. Mit dem hierbei im HF-Verstärker verwendeten niederohmigen HF-Transistor BFS 50 kann in diesem Frequenzbereich bei 12 V Kollektorspannung eine Ausgangsleistung von 1,2 W und zwölf-fache Leistungsverstärkung erreicht werden.

Die NF-Stromquelle ließ sich mit dem Schalttransistor 2N 2222 realisieren. Dieser Transistor hat eine sehr geringe Kollektor-Sättigungsspannung. Die wichtigsten Kenndaten beider Transistoren sind aus Tab. I ersichtlich. Bild 2 zeigt die Schaltung der Sender-Endstufe mit dem Emittterstrommodulator. Der Transistor T1 arbeitet als HF-Verstärker in Emitterschaltung. Eingang und Ausgang des Transistors sind durch Transformationsnetzwerke

jetzt für den HF-Verstärker T1 als Kollektor-Emitter-Spannung ausgenutzt. Das ist erforderlich, um bei der gegebenen Batteriespannung die geforderte Ausgangsleistung bei möglichst niedrigem Kollektorstrom zu erreichen.

Mit R2 und R3 wird der Kollektorstrom der Transistoren T1 und T2 eingestellt. C8 trennt die Basisgleichspannung des Transistors T2 vom NF-Generator. R1 erhöht den Innenwiderstand des NF-Generators und bewirkt eine Stromsteuerung des Transistors T2. Eine Gegenkopplung mittels R4 stabilisiert den Arbeitspunkt und linearisiert die Steuerkennlinie. Der Widerstand R4 muß dabei sehr klein gewählt werden, damit an ihm nur ein kleiner Teil der Batteriespannung abfällt und die Kollektor-Emitter-Spannung des Transistors T1 nicht wesent-

lich verringert wird, was aus oben angeführten Gründen von großer Bedeutung ist.

Der Transistor T2 arbeitet in dieser Schaltung als hochohmige NF-Stromquelle für den Transistor T1 und steuert dessen Emitterstrom.

4. Abgleich der Modulatorstufe

Zum Abgleich wird am HF-Eingang über ein Dämpfungsglied und ein Reflektometer ein Meßsender angeschlossen. Der Ausgang wird ebenfalls über ein Dämpfungsglied mit einem Leistungsmeßgerät verbunden. Danach ist der Modulator wie folgt abzugleichen:

- Einstellen der geforderten Eingangsleistung am Meßsender (in diesem Beispiel etwa 60 mW).
- Mit R3 den Kollektorstrom auf maximalen Wert einstellen (etwa 120 mA).
- C1, C2, C3 auf Anpassung am Eingang abgleichen (minimaler Reflexionsfaktor; bei nichtvorhandenem Reflektometer auf maximale Ausgangsleistung am Leistungsmesser abgleichen).
- C5, C6 auf maximale Ausgangsleistung abgleichen.
- Abgleichsschritte b) und c) wechselseitig wiederholen. Dabei ist die Eingangsleistung so einzustellen, daß eine Ausgangsleistung von 600 mW erreicht wird.
- Mit R3 den Kollektorstrom verringern, bis die Ausgangsleistung auf 150 mW gesunken ist.
- NF-Generator anschließen und den gewünschten maximalen Modulationsgrad einstellen.
- Mit C1, C2, C3, C5, C6 auf minimalen Klirrfaktor bei gleichbleibender Ausgangsleistung abgleichen.

5. Schaltung eines kompletten AM-Senders

Bild 3 zeigt das Schaltbild des kompletten Senders. Der Quarzoszillator (T1) schwingt auf 48,5 MHz und gibt 15 mW HF-Leistung ab. Der darauffolgende Varaktorvervielfacher (BAY 70) verdreifacht die Frequenz auf 145,5 MHz; der Wirkungsgrad ist 33 %. Die Treiberstufe (T2) arbeitet im C-Betrieb und verstärkt die Leistung auf 60 mW. Mit dieser HF-Leistung wird die Endstufe (T3) angesteuert. Dem NF-Eingang des Modulators ist eine Kollektorstufe vorgeschaltet. Dadurch wird der Modulatoreingang hochohmig und kann aus einer hochohmigen NF-Quelle gespeist werden. Der Sender wurde mit Sinusspannungen im Frequenzbereich 120 Hz bis 10 kHz moduliert, und dabei wurden der Klirrfaktor und die Stromaufnahme in Abhängigkeit des Modulationsgrades gemessen. Die Meßergebnisse sind in den Bildern 4 und 5 wiedergegeben.

Bild 6 zeigt eine zweite, ebenfalls aufgebaute und erprobte Schaltung des kompletten Senders. In dieser Konzeption schwingt der Quarzoszillator auf 72,75 MHz. Der nachfolgende aktive Verdoppler ist mit dem Transistor BFX 89 bestückt. Die Treiber- und Endstufe sind von der ersten Konzeption nach Bild 3 übernommen.

Der Stromverbrauch dieser Schaltung ist um etwa 2 mA geringer. Im übrigen

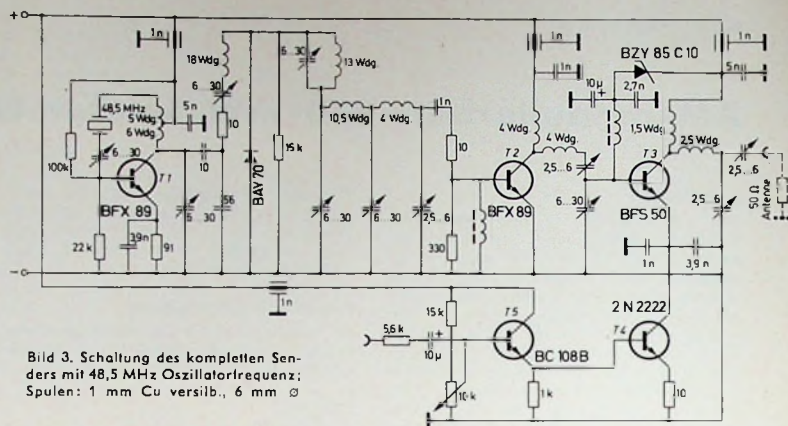


Bild 3. Schaltung des kompletten Senders mit 48,5 MHz Oszillatorfrequenz; Spulen: 1 mm Cu versilb., 6 mm Ø

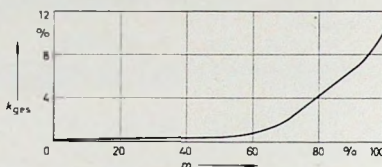


Bild 4. Klirrfaktor k_{ges} des Senders nach Bild 3 in Abhängigkeit vom Modulationsgrad m

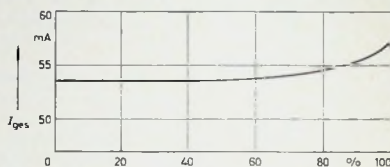


Bild 5. Stromaufnahme I_{ges} des Senders nach Bild 3 in Abhängigkeit vom Modulationsgrad m

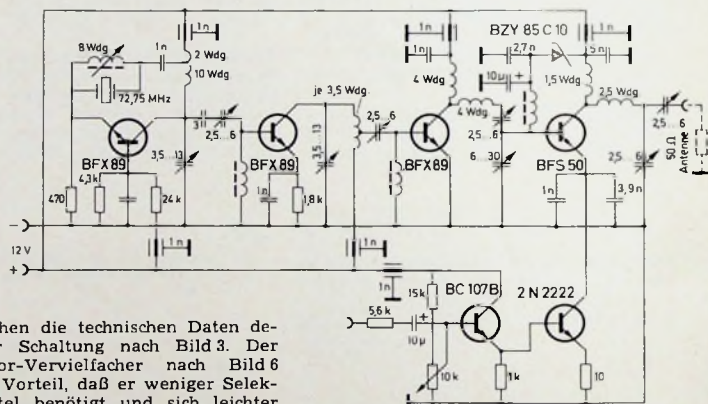


Bild 6. Schaltung einer Variante des Senders mit 72,75 MHz Oszillatorfrequenz; Spulen: 1 mm Cu versilb., 6 mm Ø

entsprechen die technischen Daten denen der Schaltung nach Bild 3. Der Transistor-Vervielfacher nach Bild 6 hat den Vorteil, daß er weniger Selektionsmittel benötigt und sich leichter abstimmen läßt als der Diodenvervielfacher nach Bild 3. Das berechtigt den Aufwand eines zusätzlichen Transistors.

8. Internationales Bodensee-Treffen der Funkamateure

Der Organisator und Tagungsleiter des vom DARC am 5. und 6. 7. 1969 veranstalteten internationalen Bodensee-Treffens in Konstanz, R. Kühnle (DJ 8 PO), steht in diesem Jahr vor einem besonders schwierigen Problem: Das Konstanzer Konzilgebäude wird seit mehreren Monaten umgebaut und restauriert. Aus dieser Situation heraus mußte für die Funker für 1969 ein erträglicher Ausweg gefunden werden, der nicht ohne Romantik ist. Die Lösung sieht für die Amateurgeräte-Messe ein großes Zelt auf dem Konstanzer Döbele-Platz vor. Diese Gerätemesse aller Firmen, die Amateurfunkgeräte oder Teile dafür herstellen oder vertreiben, ist für den besuchenden Funkamateure „die“ Gelegenheit sich zu in-

formieren und auch eventuell seinen Gerätepark zu ergänzen oder zu modernisieren. Diese Messe hat in Technik und Angebot absolut internationalen Charakter. Auf dem Döbele-Platz steht auch die Tagungs-Funkstation DL Ø IM, die während der zwei Tage mit Amateuren aus aller Welt Grüße austauschen wird.

Am Samstag (5. Juli) findet nachmittags ein zweistündiger Mobilwettbewerb im Bereich des Bodensees statt, und am Sonntag (6. Juli) steigen vormittags allen Funkbegeisterten offenstehende Fuchsjagden. Ein Höhepunkt wird wieder das große HAM-Fest am Samstagabend sein; es findet dieses Mal auf zwei anerkannten großen Bodensee-Schiffen statt.

Zähldekade für direkte Ziffernanzeige

Zähldekaden nach dem Binärprinzip benötigen 8 Transistoren und meist 10 Dioden. Dazu kommen 30 Dioden für die Dekodiermatrix und 10 Transistoren zum Steuern der Anzeigeröhre. Gegenüber diesen 18 Transistoren und 40 Dioden kommt die vorgeschlagene Schaltung mit 12 Transistoren und 4 Dioden aus. Durch Verwendung eines biquinären Zählwerkes wird der direkte Anschluß an eine Ziffernanzeigeröhre

R_{A1} an +200 V, während die nicht stromführende Anode A_2 eine Spannung von +100 V erhält. An A_1 stellt sich eine Brennschpannung von etwa 140 V ein. Der zu den Ziffern 0 und 1 führende Anschluß liegt an Masse. Die anderen Katoden führen keinen Strom, da sie, wie auch die innere Abschirmung, eine Vorspannung von +50 V erhalten. Beim ersten Zählschritt (Ziffer 1) werden nur die Anodenspannungen ausgetauscht,

Die Anzeigeröhre kann direkt an eine Zähldekade angeschlossen werden, wenn diese am Eingang eine binäre Kippstufe besitzt, auf die ein fünfstelliger Zählring folgt.

Schaltung des Zählringes

Der Zählring besteht aus fünf der im Bild 3 dargestellten bistabilen Kippstufen. Wenn T_2 gesperrt ist, dann liegt an seinem Kollektor eine Spannung von etwa 50 V, bestimmt durch den Spannungsteiler R_1, R_4 . Sie entspricht der Vorspannung an einer nicht stromführenden Katode. Über R_1 erhält T_1 einen zur Sättigung ausreichenden Basisstrom, wodurch T_2 gesperrt bleibt. Ein negativer Basisimpuls sperrt T_1 und macht T_2 leitend. Seine Kollektorspannung geht dann auf etwa 3,5 V zurück, und der Teiler R_1, R_2 bringt an die Basis von T_1 eine Spannung, die unter dem Schwellenwert (0,6 V) eines Siliziumtransistors liegt. T_1 bleibt damit gesperrt. Ein positiver Eingangsimpuls bewirkt die erneute Sperrung von T_2 . Die beim Umschalten erfolgende Spannungsänderung an R_5 wird mit C an die folgende Kippstufe des Zählringes geleitet.

Die Wirkungsweise des Zählringes wird im Bild 4 an Hand eines dreistelligen Schieberegisters dargestellt. Als leitend wird dabei diejenige Stufe betrachtet, in der T_2 gesättigt ist. Wenn dies nur bei der ersten Stufe der Fall ist, dann wird ein an R_6 gelangender positiver Eingangsimpuls nur diese Stufe sperren, da die andere bereits gesperrt sind. Dabei überträgt C einen negativen Impuls an die nächste Stufe, die leitend wird, wenn der Steuerimpuls abge-

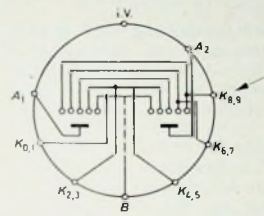


Bild 1. Sockelschaltung der biquinären Ziffernanzeigeröhre ZM 1030

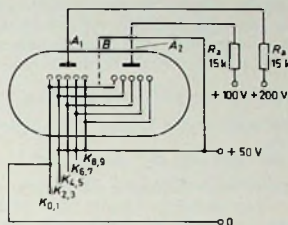


Bild 2. Betriebsbedingungen der biquinären Ziffernanzeigeröhre

möglich. Die Schaltung benötigt nur eine Speisespannungsquelle (200 V, 8 mA) und ist für Eingangsfrequenzen bis 200 kHz brauchbar.

Biquinäre Ziffernanzeige-Glimmröhre

Die Anzeigeröhre ZM 1030 (Valvo) hat zwei Anoden, denen je fünf Katoden gegenüberstehen. Bild 1 zeigt die Sockelschaltung, und im Bild 2 sind die Betriebsbedingungen beim Aufleuchten der Zahl „0“ angegeben. Dabei liegt die aktive Anode A_1 (gerade Zahlen) über

beim nächsten (Ziffer 2) sind die eingezeichneten Anodenspannungen wieder gültig, aber Katode $K_{2,8}$ liegt an Masse, alle anderen an +50 V. Eine Abweichung von ± 10 V der angegebenen Spannungswerte schadet weder der Röhre noch dem Kontrast der Leuchtziffern.

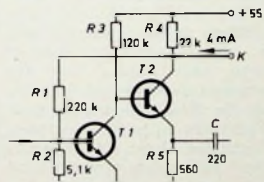


Bild 3. Schaltung einer der im Zählring verwendeten Kippstufen

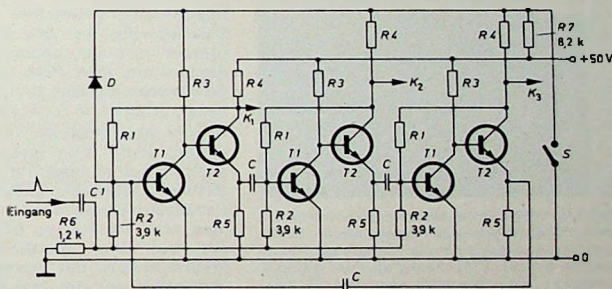
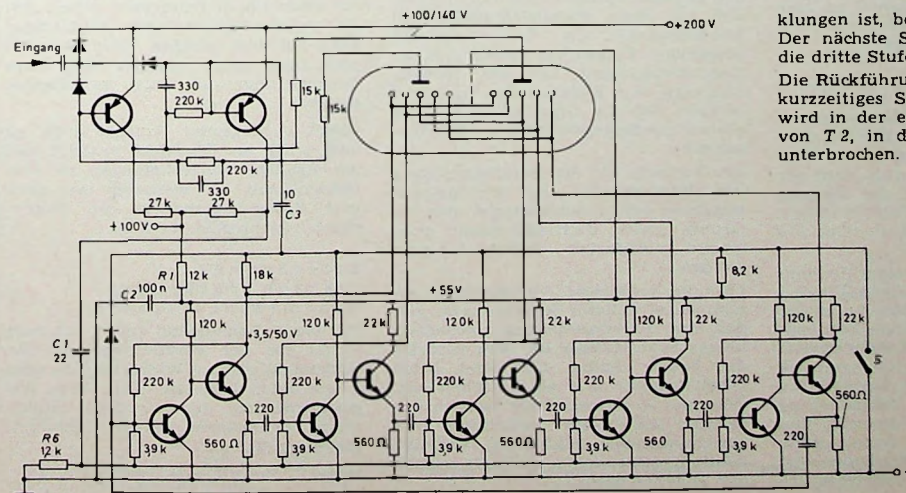


Bild 4. Zum Zählring geschlossenes Schieberegister mit Kippstufen nach Bild 3



klungen ist, bevor C sich entladen hat. Der nächste Steuerimpuls macht dann die dritte Stufe leitend.

Die Rückführung auf Null erfolgt durch kurzzeitiges Schließen von S . Dadurch wird in der ersten Stufe die Speisung von T_2 , in den anderen die von T_1 unterbrochen. Gleichzeitig wird durch

Bild 5. Schaltung der Zähldekade: eine Binärstufe dient zum Umschalten der Anoden und ein Zählring zum Steuern der Katoden der Ziffernanzeigeröhre

D der Eingang der ersten Stufe gesperrt. Wenn *S* wieder geöffnet wird, kann also nur die erste Kippstufe leitend sein.

Schaltung der biquinären Dekade

Die Umschaltung der Anoden der Anzeigeröhre wird im Bild 5 durch eine mit PNP-Siliziumtransistoren bestückte bistabile Kippstufe vorgenommen.

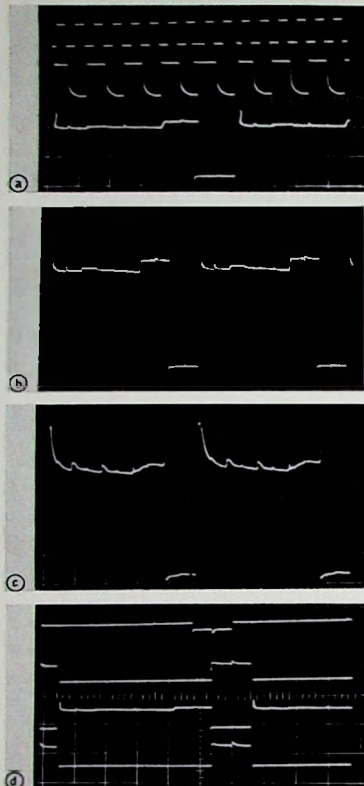


Bild 6. a) Vergleich der Eingangsspannung (oben) mit den Spannungsformen am Ausgang der Binärstufe (Mitte) und an einer der Katoden der Anzeigeröhre (unten); b) Spannung an einer Anzeigeröhre bei einer Steuerfrequenz von 10 kHz; c) entsprechende Spannungsform bei 200 kHz; d) Spannungsformen an einer Kippstufe des Zählrings; von oben nach unten: Basis und Kollektor von *T* 1, Kollektor und Emitter von *T* 2

Im gesperrten Zustand liegt eine Spannung von 100 V zwischen Emitter und Kollektor dieser Transistoren (geeignet sind beispielsweise BCY 97, 2 N 1234, 2 N 1477, 2 N 3064, 2 N 3495, 2 N 3634). Vom Ausgang der Binärstufe wird der Steuerimpuls über *C* 1 an den Eingang des Ringzählers gegeben. Beim Betätigen von *S* erhält die Kippstufe über *C* 3 einen Rückstellimpuls.

Die Speisung erfolgt in einer Reihenschaltung bestehend aus dem Fünfering (0 ... 55 V), *R* 1 (55 ... 100 V) und der Binärstufe (100 ... 200 V). Zur Entkopplung genügt ein 0,1-µF-Kondensator (*C* 2), da in allen Schaltstellungen der Betriebsstrom etwa 4 mA beträgt. Die Leistungsaufnahme der Zählerschaltung errechnet sich damit zu 800 mW, und die Verlustleistung in der Anzeigeröhre und deren Anodenwiderständen ist ebenfalls 800 mW. Die Betriebsspan-

nung muß auf $\pm 5\%$ konstant gehalten werden. Der Temperatureinfluß ist gering und kann bei entsprechender Verringerung von *R* 6 durch eine mit diesem Widerstand in Reihe liegende Diode kompensiert werden.

Die Rückstellstufe *S* muß nach Anlegen der Betriebsspannung betätigt werden, weil beim Einschalten die Stellung des Fünferings zunächst nicht definiert ist und dadurch mehrere Zahlen gleichzeitig aufleuchten können.

Für Werkstatt und Labor

Über das Zusammenschalten von Widerständen und Kondensatoren

Häufig werden in der Funktechnik und in der Elektronik Widerstände und Kondensatoren mit ausgefallenen Werten benötigt. Wenn auch die internationale Normreihe der Abstufung $1 : \sqrt[24]{10}$, die sogenannte E-24er- oder 5-%-Reihe,

oder gar die der Abstufung $1 : \sqrt[96]{10}$ kaum noch Wünsche offen läßt, so sind in den meisten Labors und Werkstätten sowie beim Fachhandel doch nur Werte der E-12er-Reihe mit 10 % Toleranz vorrätig. Ausgefallene, sogenannte „krumme Werte“ lassen sich eventuell mit Hilfe eines Ohmmeters oder einer Meßbrücke aus einer genügenden Anzahl von Widerständen beziehungsweise Kondensatoren herausuchen, da doch der Sinn dieser Normung eine durch die positiven und negativen Toleranzen entstehende Überlappung ist. Die Betonung liegt hierbei aber auf „genügenden Anzahl“, denn wenn man Pech hat, haben alle Schaltelemente eine in die gleiche Richtung verlaufende Abweichung.

Besser und schneller kann man sich helfen, wenn man mehrere Schaltelemente zusammenschaltet. Es kann die Reihen- (Hintereinander-) oder die Parallelschaltung zur Anwendung kommen, wobei jedoch zu beachten ist, daß sich bei einer Parallelschaltung von Widerständen der Gesamtwiderstand verringert (er ist immer kleiner als der kleinste Einzelwiderstand) und daß sich bei einer Parallelschaltung von Kondensatoren die Gesamtkapazität vergrößert. Umgekehrt erhöht sich der Gesamtwiderstand bei der Reihenschaltung von Widerständen und verkleinert sich die Gesamtkapazität von hintereinandergeschalteten Kondensatoren.

Die Formeln für die Parallelschaltung von Widerständen und die Reihenschaltung von Kondensatoren sind im Grunde gleich, doch soll darauf noch einmal ausführlich zurückgekommen werden.

Für die praktische Verarbeitung zusammengesetzter Schaltelemente gilt, daß eine Parallelschaltung mechanisch immer zuverlässiger ist. Man verdrillt die beiden Enden und lötet beide Schaltelemente wie ein einzelnes ein. Bei einer Reihenschaltung wird in den meisten Fällen ein zusätzlicher Lötbeziehungsweise Stützpunkt benötigt, da die Kombination sonst leicht wacklig und unsicher wird.

Bei Verwendung von Plastiktransistoren (BC 147, BC 167, 2 N 3903 oder ähnlichen) im Zählring kann eine Zählfrequenz von mehr als 200 kHz erreicht werden.

Die Oszillogramme im Bild 6 erläutern die Arbeitsweise der Zähldekade nach Bild 5. Bei verringerten Lastwiderständen ist auch schnelleres Zählen möglich. Die höhere Verlustleistung vermindert dann aber die Vorteile gegenüber der Dekade mit vier Binärstufen.

Etwas Theorie

Bei der Reihenschaltung (der Hintereinanderschaltung) von Widerständen und der Parallelschaltung von Kondensatoren handelt es sich um einfache Additionsaufgaben ($R_{ges} = R_1 + R_2$, $C_{ges} = C_1 + C_2$). Die Parallelschaltung von Widerständen und die Reihenschaltung von Kondensatoren sieht auf den ersten Blick jedoch etwas kompliziert aus, so daß es, ehe der eigentliche Zweck dieses Aufsatzes behandelt wird, angebracht scheint, ein wenig (wirklich nur wenig!) Mathematik zu bringen.

Wenn man bei der Zusammenschaltung von Schaltelementen mit dem Kehrwert des Widerstandes, also mit dem Leitwert arbeitet, versteht man nicht nur die Zusammenhänge leichter, sondern es wird einem auch sofort klar, warum sich für die Parallelschaltung von Widerständen und für die Reihenschaltung von Kondensatoren die gleichen Formeln, die gleichen Tabellen und das gleiche Nomogramm anwenden lassen. Hat doch auch ein Kondensator einen (allerdings frequenzabhängigen) Widerstand. Da zusammengesetzte Kondensatoren aber immer von der gleichen Frequenz durchflossen werden, braucht man die Frequenzabhängigkeit in diesem Fall nicht zu berücksichtigen. Diese Überlegungen lassen sich auch für Induktivitäten anwenden. Induktivitäten kann man beim Zusammenschalten wie Widerstände betrachten, sofern sich die zusammengesetzten Wicklungen nicht auf dem gleichen Kern befinden oder über einen anderen Weg (zum Beispiel über die Luft) aufeinander koppeln.

Damit vorliegender Aufsatz nicht zu lang wird, an Übersicht verliert und um ständige Wiederholungen zu vermeiden, soll im weiteren nur noch vom Zusammenschalten von Widerständen gesprochen werden.

Errechnung des sich ergebenden Gesamtwiderstandes

Der Gesamtwiderstand ergibt sich nach Gl. (1) aus der Parallelschaltung von Widerstand *R* 1 und Widerstand *R* 2 oder – wie schon erwähnt – aus dem Zusammenschalten der einzelnen Kehrwerte. Es entsteht so die Kehrwertgleichung (2).

$$R_{ges} = R_1 \parallel R_2, \quad (1)$$

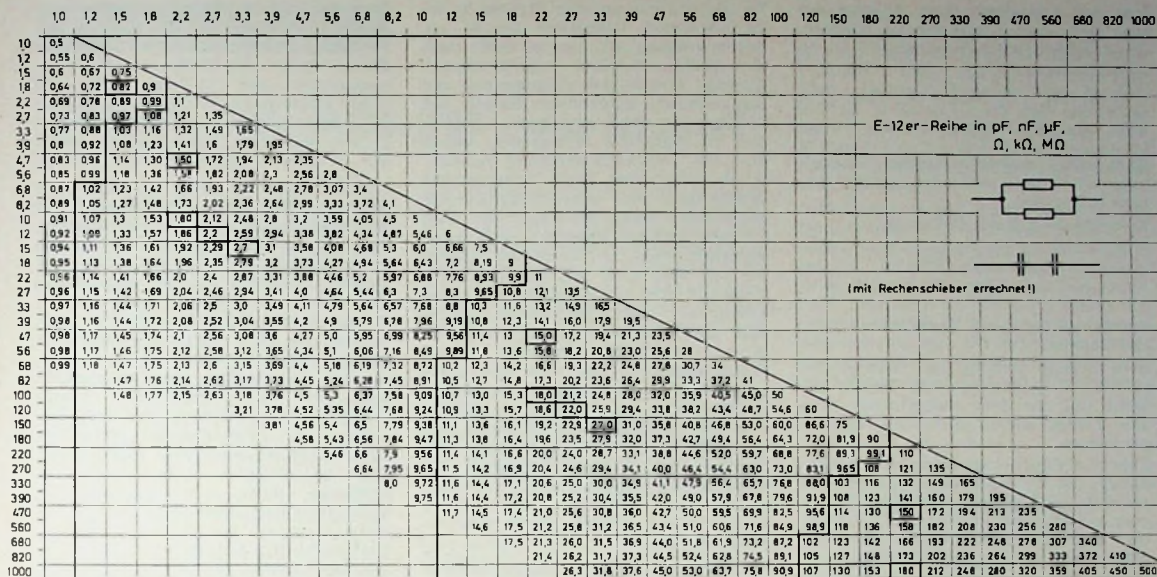


Bild 1 (oben). Tabellarische Zusammenstellung von Werten der genormten E-12er-Reihe für das Parallelschalten von zwei Widerständen beziehungsweise das Hintereinanderschalten von zwei Kondensatoren. Die einzelnen Dekaden sind durch Grenzlinien markiert; umrandete Werte sind als Einzelwiderstände und -kondensatoren erhältlich

$$\frac{1}{R_{ges}} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \quad (2)$$

Um nun nach R_{ges} auflösen zu können (das heißt um R_{ges} über den Bruchstrich zu bekommen), zieht man die beiden Brüche zuerst einmal zusammen. Man bildet den gemeinsamen Nenner $R_1 \cdot R_2$ und setzt diesen ein:

$$\frac{1}{R_{ges}} = \frac{1 \cdot R_2}{R_1 \cdot R_2} + \frac{1 \cdot R_1}{R_1 \cdot R_2} \quad (3)$$

$$\frac{1}{R_{ges}} = \frac{R_1 + R_2}{R_1 \cdot R_2} \quad (4)$$

Nach der Zusammenfassung in Gl. (4) ist es erlaubt, beide Seiten der Gleichung „herumzuklappen“, so daß R_{ges} im Zähler beziehungsweise allein steht.

Man erhält dann die bekannte Formel:
 $R_{ges} = \text{Produkt durch Summe}$

$$R_{ges} = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \quad (5)$$

Errechnung eines erforderlichen Nebenwiderstandes

Zum Errechnen des Widerstandes R_2 , der dem vorhandenen Widerstand R_1 parallelgeschaltet den gewünschten Wert R_{ges} gibt, lassen sich mehrere Wege gehen. Man kann entweder wieder mit dem Leitwert rechnen und zieht den Leitwert des R_1 vom Leitwert des R_{ges} ab, oder aber – und das soll jetzt gezeigt werden – man stellt die eben aus der Kehrwertgleichung (2) entwickelte Gl. (5) entsprechend um:

Zuerst beseitigt man nun den Bruchstrich und rechnet die so entstehende Klammer aus. Aus Gl. (5) entstehen dann Gl. (6) und (7).

$$R_{ges} = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \quad (5)$$

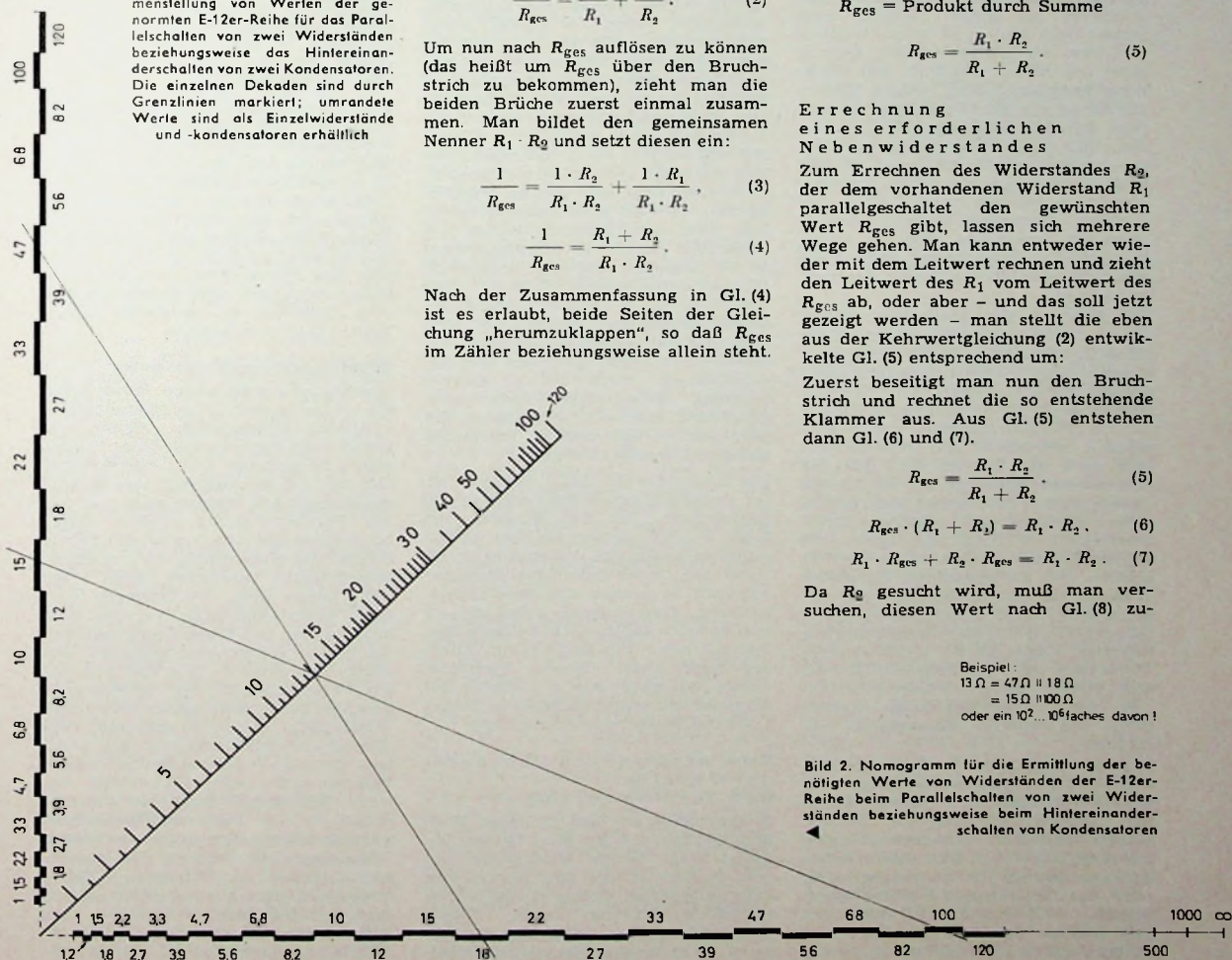
$$R_{ges} \cdot (R_1 + R_2) = R_1 \cdot R_2 \quad (6)$$

$$R_1 \cdot R_{ges} + R_2 \cdot R_{ges} = R_1 \cdot R_2 \quad (7)$$

Da R_2 gesucht wird, muß man versuchen, diesen Wert nach Gl. (8) zu

Beispiel:
 $13 \Omega = 47 \Omega \parallel 18 \Omega$
 $= 15 \Omega \parallel 100 \Omega$
oder ein $10^2 \dots 10^6$ aches davon!

Bild 2. Nomogramm für die Ermittlung der benötigten Werte von Widerständen der E-12er-Reihe beim Parallelschalten von zwei Widerständen beziehungsweise beim Hintereinanderschalten von Kondensatoren



erst mit und dann ohne Anhang auf eine Seite der Gleichung zu schaffen. Anschließend wird entsprechend Gl. (9) ausgeklammert.

$$R_1 \cdot R_2 - R_2 \cdot R_{ges} = R_1 \cdot R_{ges} \quad (8)$$

$$R_2 \cdot (R_1 - R_{ges}) = R_1 \cdot R_{ges} \quad (9)$$

Nach einer weiteren kleinen Umstellung erhält man dann die weniger bekannte Formel:

R_2 = Produkt durch Differenz

$$R_2 = \frac{R_1 \cdot R_{ges}}{R_1 - R_{ges}} \quad (10)$$

Vereinfachung durch Nomogramm und Tabelle

Nach diesem Ausflug ins Theoretische sei schnell wieder an die Praxis gedacht und zu dem eigentlichen Sinn und Zweck dieses Aufsatzes zurückgekommen.

Über die Parallelschaltung von Widerständen ist wohl schon manche Tabelle gedruckt und schon manches Nomogramm angefertigt worden. Immer aber geht man davon aus, welcher Wert sich ergibt, wenn nach Gl. (2) und Gl. (5) ein bestimmter Widerstand einem anderen bestimmten Widerstand parallel geschaltet wird. Was dem Praktiker bei seiner Tätigkeit aber immer noch fehlte, ist etwas anderes, und zwar ein Hilfsmittel, mit dem er ohne viel Arbeit und ohne jede Rechnung feststellen kann, welche Widerstände er aus der Schublade nehmen muß, um den benötigten Wert zu bilden. Und das wichtigste ist, daß diese so ermittelten Widerstände gängige Widerstandswerte sein sollen. Sie müssen also in den genormten Reihen vorkommen. Was nützt es zum Beispiel, wenn der errechnete oder aus einem Nomogramm entnommene Widerstand ebenfalls einen Wert aufweist, der nicht vorrätig ist.

Für diese bei der praktischen Arbeit immer wieder vorkommenden Fälle (Zusammenbau eines Meßwiderstandes, genauer Abgleich einer Schaltung usw.) wurden vom Verfasser eine Tabelle (Bild 1) sowie ein Nomogramm (Bild 2) für die Parallelschaltung von Widerständen entwickelt. Das Nomogramm und auch die Tabelle sind für die E-12er-Reihe ausgelegt. Die Felder des Nomogramms entsprechen den gemittelten positiven und negativen Toleranzwerten. Für kritische Leser und genaue Rechner soll nicht unerwähnt bleiben, daß die bekannten Werte der E-12er-Reihe auf- beziehungsweise abgerundete Werte sind (zum Beispiel 1,2 oder 4,7). Die E-96er-Reihe mit ihrer höheren Genauigkeit weist andere Werte auf (so zum Beispiel 1,21 und 4,75). Andere Reihen würden also, sofern das zeichnerisch noch sinnvoll wäre, ein anderes Nomogramm erfordern.

Bei der Konstruktion der Nomogrammskalen ist folgendes zu beachten: Eine lineare Aufteilung der Skalen würde die Toleranzfelder für die kleinen Werte überstark zusammendrängen, während sich die Felder am anderen Ende zu sehr in die Länge zögen. Es wäre also mit linearem Maßstab kaum möglich, auch nur eine Dekade der E-12er-Reihe mit ausreichender Ablesegenauigkeit aufzuzeichnen.

Da die Aufteilung einer Strecke im logarithmischen Verhältnis bereits ein Rechenvorgang ist, um so mehr nach das Halbieren einer logarithmischen Strecke, konnte das Nomogramm mit logarithmisch aufgeteilten Skalen von vornherein nicht gezeichnet werden. Das ist eigentlich bedauerlich, wären doch die Toleranzfelder einer logarithmisch aufgeteilten Skala einigermaßen gleich lang. Auf einer logarithmisch aufgeteilten Skala fehlt aber der Wert 0 (Null) und der eigentlich noch interessantere Wert ∞ (Unendlich). Letzterer soll aber nach Möglichkeit mindestens auf einer Skala des Nomogramms erkennbar sein, da dieser Punkt eine gute Zeichenkontrolle ermöglicht. Wieso?, wird der Praktiker fragen. Wenn (natürlich nur rein theoretisch betrachtet) ein Widerstand von 10 Ohm benötigt wird, aber schon ein solcher von 10 Ohm vorhanden ist, dann muß der zweite, parallel zu schaltende Widerstand den Wert ∞ aufweisen. Die Rechen- oder Hilfslinie in einem Nomogramm muß dann bei genauer Konstruktion der Skalen durch den ∞ -Punkt verlaufen.

Verschiedene Versuche zeigten schließlich, daß sich Skalen, die von 0 beziehungsweise 1 bis ∞ aufgeteilt sind, für ein solches Nomogramm am besten verwenden ließen. Die Strecke oberhalb 100 Ohm sollte dann so stark zusammengedrängt werden, daß sie nur noch unwesentlich in Erscheinung tritt beziehungsweise ganz entfällt. Es ist so eine Aufteilung über zwei Dekaden der E-12er-Reihe (also von 1 über 10 nach 100) entstanden, deren Ablesegenauigkeit ausreicht. Für höhere Ansprüche muß dann eben zur Tabelle gegriffen werden; es wird aber kaum erforderlich sein, zum Beispiel 10 Ohm mit 10 000 Ohm parallel zu schalten. Ferner ist zu bedenken, daß eine überspitzte Genauigkeit keinen Vorteil mehr bringt, da die in den bei Einzelwiderständen enthaltene Toleranz von 10 % auch bei der Zusammenschaltung erhalten bleibt. Eine Erhöhung der Gesamt toleranz durch die in gleicher Richtung verlaufenden Toleranzwerte tritt jedoch nicht auf, wohl können sich aber positive und negative Toleranzen mehr oder weniger aufheben.

Für Leser, die sich dafür interessieren, sei vollständigkeitshalber noch darauf hingewiesen, daß sich Strecken von 0 bis ∞ auch anders als hier gezeigt aufteilen lassen und daß man es in der Hand hat, jeden beliebigen Streckenabschnitt zu dehnen oder auseinanderzuziehen. Zum Beispiel ließen sich im vorliegenden Beispiel die äußeren Skalen zwischen 1 Ohm und 4,7 Ohm durchaus noch etwas dehnen. Hierdurch würde sich aber dann der höhere Bereich auf der mittleren Skala in unverhältnismäßiger Weise zusammendrängen.

Zum praktischen Gebrauch der Tabelle und des Nomogramms

Angenommen, es wird für einen Meßgerätewiderstand der Wert 13 Ohm benötigt. Frage: Welche Widerstände muß man parallel schalten oder kommt man dem geforderten Ohmwert durch Hintereinanderschaltung zweier Widerstände näher? Da aus Gründen der besseren Verarbeitung der Parallelschal-

tung der Vorzug gegeben werden soll, schaut man zuerst in die hierfür geschaffene Tabelle (Bild 1). In dieser Tabelle findet man 13 Ohm auf 100 Ohm waagrecht und 15 Ohm senkrecht. Sollte einer dieser Widerstände gerade nicht vorrätig sein, dann ergibt sich für 13 Ohm noch eine zweite Lösung, nämlich 47 Ohm waagrecht und 18 Ohm senkrecht.

Natürlich läßt sich auch durch eine Reihenschaltung von zwei Widerständen der gesuchte Wert bilden. Wer die internationale Reihe im Kopf hat, und welcher Praktiker hat das nicht, kann ebenso wie $12 + 1 = 13$ auch andere Werte durch einfache Addition oder Subtraktion ohne Tabelle ausrechnen. Auf die Veröffentlichung einer entsprechenden Tabelle für eine Reihenschaltung von zwei Widerständen wurde deshalb hier verzichtet. Bei der Benutzung des Nomogramms wird der Zahlenwert des benötigten Widerstands (hier im Beispiel 13 Ohm) auf der mittleren Skala zweckmäßigerweise durch eine Stecknadel oder eine Zirkelspitze markiert. Die Nadel bildet den Drehpunkt für ein durchsichtiges Lineal oder besser für einen gespannten Zwirnsfaden. Jetzt versucht man mit dem Faden (oder dem Lineal) auf den beiden äußeren Skalen zwei Toleranzfelder möglichst in der Mitte zu schneiden. In dem gewählten Beispiel gelingt das im Nomogramm (Bild 2) ebenfalls zweimal.

Die Tabelle (Bild 1), ganz besonders aber die weit auseinanderlaufenden Nomogrammhilfslinien (Bild 2), zeigen deutlich, wie weit die Werte der parallel zu schaltenden Widerstände auseinander liegen können. Man erkennt unschwer, daß das Probieren mit zwei unbekannten Größen sehr zeitraubend ist und meistens doch nur durch Zufall zum Ziel führen kann. Der Verfasser hofft daher, mit vorliegender Arbeit dem Praktiker ein nützliches Hilfsmittel anbieten zu können.

Belastbarkeit von Widerständen

Abschließend noch einige Worte über die Belastbarkeit von zusammengeschalteten Widerständen. Häufig begegnet man (vornehmlich beim technischen Nachwuchs) dem Aberglauben, daß sich die Belastbarkeit von zusammengeschalteten Widerständen nur bei der Parallelschaltung erhöhe beziehungsweise daß man nur bei der Parallelschaltung Widerstände mit geringerer Belastbarkeit verwenden kann. Das trifft jedoch auch, wie folgende einfache Überlegung zeigt, bei der Reihenschaltung zu. Davon ausgehend, daß die beiden zusammengeschalteten Widerstände den gleichen Ohmwert aufweisen, verteilt sich bei der Parallelschaltung der Strom gleichmäßig über beide Widerstände. Jeder Widerstand verarbeitet die halbe Leistung, und wenn man thermische Effekte bei zu dichter Packung außer acht läßt, erhitzt sich jeder Widerstand auch nur um die Hälfte. Bei der Reihenschaltung fließt zwar derselbe Strom durch die beiden Widerstände, da sich aber der am Gesamtwiderstand auftretende Spannungsabfall ebenfalls auf beide (gleich große) Widerstände gleichmäßig verteilt, nimmt auch in diesem Fall jeder Widerstand nur die halbe Leistung auf.

PN-FET, MIS-(MOS-)FET - was ist das?

Der Feldeffekttransistor (FET) ist ein Halbleiterbauelement mit Verstärkereigenschaften, ebenso wie der herkömmliche Injektionstransistor, der sich vom Sperrschichttransistor des Erfindjahres 1948 („Typ A“-Transistor von Bardeen und Brattain) über den Legierungstransistor und den Diffusions-Legierungs-Transistor - beides Transistoren mit flächenhaften Übergängen zwischen den Zonen - zum reinen Diffusionstransistor (Planartransistor) weiterentwickelte. Das Prinzip des FET wurde bereits vor der Erfindung des Injektionstransistors vorgeschlagen; schon in den Jahren 1933 und 1935 wurden Vorschläge für Feldeffekt-Halbleiter-Verstärkerelemente patentiert (s. a. Funk-Technik 5/1966, S. 163-164). Eine technische Realisierung war aber erst auf der Grundlage der bei der Entwicklung der Injektionstristoren gewonnenen technologischen Kenntnisse möglich, so daß es technisch brauchbare Feldeffekttransistoren erst seit kurzem gibt.

Während beim Injektionstransistor Ladungsträger beiderlei Vorzeichens (negative Elektronen und positive Löcher) am Stromtransport beteiligt sind, übernehmen beim FET nur Ladungsträger einer Art, das heißt Elektronen oder Löcher, diese Aufgabe, und zwar je nachdem, ob die einen oder die anderen auf Grund der gewählten Dotierung in der Überzahl (Majoritätsladungsträger) sind. Man nennt deshalb die Injektionstristoren auch bipolare und die Feldeffekttransistoren unipolare Transistoren.

Analog zur Wortwahl „Injektion“ bezeichnet das Wort „Feldeffekt“ den für die Funktion des FET maßgeblichen Vorgang: Bei ihm wird die Anzahl der in der halbleitenden Zone zur Verfügung stehenden Majoritätsladungsträger und damit der Widerstand dieser Zone durch ein elektrisches Feld gesteuert. Es entsteht durch eine über eine Steuerelektrode angelegte Spannung.

Je nach dem Aufbau der gesteuerten halbleitenden Zone unterscheidet man zwei Grundformen von Feldeffekttransistoren: Sperrschicht-Feldeffekttransistoren, auch PN-FET oder JFET (Junction-FET) genannt, und Isolierschicht-Feldeffekttransistoren, auch MIS-FET (Metal-Isolator-Semiconductor-FET) oder IG-Fet (Insulated-Gate-FET) genannt, von denen der MOS-FET (Metal-Oxid-Semiconductor-FET) der bekannteste ist.

Sperrschicht-Feldeffekttransistor PN-FET (JFET)

Beim Sperrschicht-Feldeffekttransistor handelt es sich im Prinzip um einen Siliziumkristall, in dem P- und N-leitende Zonen so eindiffundiert sind, daß ein von zwei PN-Übergängen begrenzter halbleitender Kanal entsteht. Die Ausdehnung des Kanals und damit auch

sein elektrischer Widerstand sind mit Hilfe einer (an eine Steuerelektrode, das sogenannte Gate) bezüglich der beiden PN-Übergänge in Sperrrichtung angelegten Spannung veränderbar. Es gibt N-Kanal- und P-Kanal-Sperrschicht-Feldeffekttransistoren mit den Zonenfolgen PNP beziehungsweise

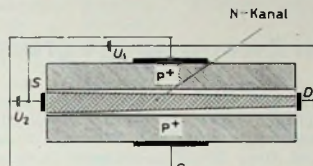


Bild 1. Querschnitt durch einen N-Kanal-PN-Feldeffekttransistor; S = Sourceanschluß, D = Drainanschluß, G = Gateanschluß

NPN. Bild 1 zeigt den schematischen Querschnitt durch einen N-Kanal-PN-FET. Verbindet man bei einem N-Kanal-Sperrschicht-FET zwei zu beiden Seiten des N-leitenden Kanals auf den Kristall aufgetragene Elektroden mit einer Spannungsquelle, dann fließt durch den Kanal von der einen, in diesem Fall mit dem negativen Pol der Spannungsquelle verbundenen Elektrode, dem Sourceanschluß, zu der anderen, dem Drainanschluß, ein Elektronenstrom. Dieser Strom ist am stärksten, wenn die Steuerspannung Null ist. Bei (in Sperrrichtung) anliegender Steuerspannung entstehen an beiden den Kanal begrenzenden PN-Übergängen, den „Ufern“ des Kanals, von freien Ladungsträgern entblößte und deshalb nichtleitende sogenannte Raumladungszonen, die den Kanal verengen. Diese Zonen wachsen mit zunehmender Steuerspannung immer tiefer in den Kanal hinein, so daß dieser immer enger, sein elektrischer Widerstand für den Längsstrom also immer größer wird. Wegen des Spannungsabfalls entlang der Strombahn wächst die an den PN-Übergängen wirksame Sperrspannung und damit auch die Ausdehnung der nichtleitenden Raumladungszonen vom Source zum Drain hin.

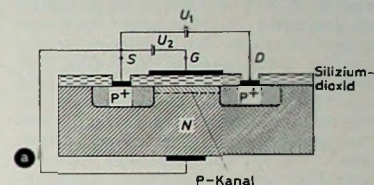
Isolierschicht-Feldeffekttransistor: MIS-(MOS-)FET (IG-FET)

Im Prinzip besteht ein Isolierschicht-Feldeffekttransistor aus einem N- oder P-leitenden Halbleiterkristall, in dem an zwei Stellen P+- beziehungsweise N+-leitende¹⁾ Zonen eindiffundiert sind (Bild 2). Über dem N- oder P-leitenden Bereich zwischen den Zonen befindet sich auf dem Halbleiter eine Metallschicht, die durch eine dünne Isolierschicht elektrisch vom Halbleiter getrennt ist. Die beiden eindiffundierten Zonen bilden Source und Drain, die Metallschicht bildet das Gate; unter der Oberfläche der Siliziumschicht zwischen

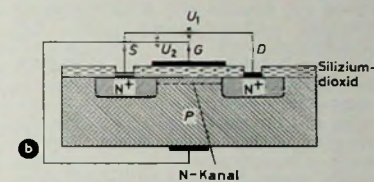
¹⁾ Das Pluszeichen bei N und P bedeutet besonders starke Dotierung.

Source und Drain entsteht der Kanal. Ebenso wie beim Sperrschicht-FET gibt es auch beim Isolierschicht-FET einen P-Kanal- und einen N-Kanal-Typ. Beim P-Kanal-Typ ist der Grundkristall N-leitend, und die eindiffundierten Zonen sind P+-leitend; beim N-Kanal-Typ ist der Grundkristall P-leitend, und die eindiffundierten Zonen sind N+-leitend.

Der jüngste und bis heute bedeutendste Isolierschicht-FET ist der MOS-FET, dessen Isolierschicht aus Siliziumdioxid besteht. Bild 2a zeigt den schematischen Querschnitt eines P-Kanal-MOS-FET. Legt man an das Gate dieses mit einem Kondensator vergleichbaren Bauelements (die Steuerung erfolgt ja elektronisch) den negativen Pol einer Spannungsquelle und an den Source-



P-Kanal-MOS-FET vom Anreicherungstyp



N-Kanal-MOS-FET vom Verarmungstyp

Bild 2. Querschnitte durch MOS-Feldeffekttransistoren mit vereinfacht dargestellter Kanalfarm

anschluß den positiven Pol, dann werden mit von Null ansteigender Spannung immer mehr Elektronen von der Oberfläche des N-leitenden Siliziums zwischen Source und Drain zurückgedrängt. Bei einer bestimmten Spannung sind alle Elektronen aus der Oberflächenschicht verdrängt, und sie ist nur noch eigenleitend (intrinsic conduction im angelsächsischen Sprachgebrauch). Bei weiterer Spannungsanstieg werden in zunehmender Anzahl Löcher an die Siliziumoberfläche gezogen. Dann entsteht als sogenannte Inversionsschicht (Schicht mit umgekehrter Leitungsart) zwischen den gleichfalls P-leitenden Source- und Drainzonen ein P-leitender Kanal, und beim Anlegen der Spannung zwischen Source und Drain fließt als Drainstrom ein Löcherstrom. Weil sich durch Ändern der Spannung zwischen Gate und Grundkristall (Substrat) die Löcherdichte und damit auch der Widerstand des P-Kanals ändern läßt, ist der Drainstrom durch die Gatespannung steuerbar. Man nennt diese Steuerungsart auch Inversionssteuerung.

Beim N-Kanal-MOS-FET ist der Grundkristall (Substrat) P-leitend, während Source und Drain N+-leitend sind. Die Polarität der Gatespannung ist im Vergleich zum P-Kanal-MOS-FET umgekehrt; der Drainstrom also entgegengesetzt gerichtet.

Die beiden bisher beschriebenen MOS-FET sind vom Anreicherungs- oder Steigerungstyp (enhancement type im angelsächsischen Sprachgebrauch). Bei der Gatespannung Null gibt es zwischen Source und Drain keine (im Leitungstyp diesen Zonen entsprechende) Kanalzone. Erst nach Anlegen einer genügend hohen Gatespannung bildet sich im Bereich zwischen Source und Drain eine mit entsprechenden Ladungsträgern angereicherte Kanalzone aus, und es kann dann ein Drainstrom fließen. Als Schalter betrachtet, ist dieser MOS-FET bei der Gatespannung Null praktisch stromlos, das heißt ausgeschaltet.

Außer dem Anreicherungstyp gibt es noch den Verarmungs- oder Ausschöpfungstyp (depletion type im angelsächsischen Sprachgebrauch). Bei diesem MOS-FET werden in der Siliziumdioxidschicht vorhandene Ladungsträger wirksam. Sie bewirken bereits bei der Gatespannung Null eine Umkehrung (Inversion) der Leitungstyp des halbleitenden Kanals zwischen Source und Drain, so daß schon dabei ein wesentlicher Drainstrom fließen kann. Mit in entsprechender Richtung von Null an zunehmender Gatespannung verarmt der ursprünglich zwischen Source und Drain vorhandene Kanal an den für den Stromtransport nötigen Ladungsträgern, und der Drainstrom sinkt auf Null ab. Als Schalter betrachtet, ist ein MOS-FET vom Verarmungstyp bei der Gatespannung Null also durchgeschaltet und wird erst stromlos, wenn man eine bestimmte Gatespannung anlegt. Bild 2b zeigt den schematischen Querschnitt durch einen N-Kanal-MOS-FET vom Verarmungstyp.

Besonderheiten von Feldeffekttransistoren

Alle Feldeffekttransistoren haben im Gegensatz zu den Injektionstransistoren einen sehr hohen Eingangswiderstand zwischen Gate und Source. Er liegt zwischen 10^{11} und 10^{14} Ohm, ist also mindestens ebenso groß wie bei Röhren und ermöglicht eine nahezu leistungslose Steuerung. Außerdem gleichen die Strom-Spannungs-Kennlinien der Feldeffekttransistoren in hohem Grade denen von Pentoden. Diese Eigenschaften erschließen den Halbleiterbauelementen Anwendungen, bei denen man bisher noch Röhren bevorzugte.

Im Unterschied zum PN-FET hängt beim MOS-FET der hohe Eingangswiderstand nicht von der Polarität der Gatespannung ab (weil keine Gate-Source-Sperrschicht vorhanden ist), und die Gate-Leckströme bleiben selbst bei sehr hohen Gatespannungen noch vernachlässigbar klein.

MOS-FET lassen sich viel einfacher herstellen als Injektionstransistoren, weil nur ein Diffusionsschritt notwendig ist. In monolithische integrierte Schaltungen lassen sich MOS-FET ohne gegenseitige Isolation einfügen, das heißt, man kann auf die bei Injektionstransistoren nötigen Isolierwänden verzichten und auf einer Oberfläche von 2,5 mm × 2,5 mm etwa 500 Zweifach-NAND-Glieder, bestehend aus 2000 MOS-FET, unterbringen, während man

mit Hilfe von Injektionstransistoren auf der gleichen Oberfläche nur etwa 30 derartige Schaltungen anordnen kann.

Bei allen Feldeffekttransistoren wird die obere Grenzfrequenz durch die Beweglichkeit der Majoritätsladungsträger bestimmt. Weil in den meisten Halbleitern die Beweglichkeit der Elektronen größer als die der Löcher ist, erreicht man mit Feldeffekttransistoren vom N-Kanal-Typ höhere Grenzfrequenzen als mit P-Kanal-Ausführungen. Man versucht, die Grenzfrequenz

zu erhöhen, die heute bei einigen hundert Megahertz liegt, also nur ein Zehntel der mit Injektionstransistoren erreichbaren Frequenzen beträgt. Unter anderem bietet sich dazu die Verwendung von Galliumarsenid als Grundkristall an, weil die Beweglichkeit der Ladungsträger in diesem sogenannten Verbindungshalbleiter sehr viel größer ist als in Germanium oder Silizium.

(Nach Metschl, E. C.: PN-FET, MIS-(MOS)-FET - was ist das? Siemens-Bauteile-Information Bd. 7 (1969) Nr. 1, S. 2-4)

Ausbildung

Der Zwang zur progressiven Ausbildung im Service

Entwicklung und technischer Fortschritt verlangen einen ständigen Zwang zur Ausbildung und Weiterbildung. Viele haben diese Situation erkannt; Diskussionen um moderne, neuzeitliche Ausbildungsmethoden, der Ruf nach sicherlich notwendiger Reform in manchen Bildungsfragen, wollen nicht verstummen.

Werden auch diese aktuellen Momente in unserer Branche so lebhaft diskutiert? Das Streben nach Fortschritt, nach Komfort, nach „Neuer Technik“ war gerade in den zwei letzten Jahrzehnten groß, insbesondere der elektronische Unterhaltungssektor erlebte einen kometenhaften Aufstieg.

Nach dem Einkreiser, Reflexempfänger, AM-Super erfolgte ein Durchbruch der UKW-Technik. Die Stereo-Hi-Fi- und -HF-Technik mit dem komplizierten Pilotton-, Hüllkurven-Matrix- und Schalterverfahren mußten beherrscht werden. Die Industrie entwickelte das Schwarz-Weiß-Fernsehen; parallel dazu wurde der Service mit der Tonbandgeräte-Technik konfrontiert. Auf dem Antennensektor rückten die großen Gemeinschafts-Antennenanlagen, die Stadtteile und ganze Ortschaften versorgen, immer häufiger in den Vordergrund. Abgerundet wird das Programm durch das Gebiet der Farbfernsehtechnik mit seiner schwierigen Send- und Empfangstechnik, das nicht leicht genommen werden kann und gewiß einige Ansprüche an den Service stellt.

Aber damit nicht genug. Die Bauelemententwicklung war ebenso rührig. Neue Bauteile entstanden. Die Halbleitertechnik mit Germanium-, Silizium- und Feldeffekttransistoren marschierte an die Front. Fertigungsverfahren wurden verbessert; die konventionelle Verdrahtung wich der gedruckten Schaltung mit den im Tauchbad eingelöteten Einzelteilen. Die vermehrte Anwendung der integrierten Schaltung steht vor der Tür, und die weitere Entwicklung ruht nicht. Im steten Drang nach Leistung und Fortschritt werden die einzelnen Entwicklungsstufen in immer kürzeren Zeitintervallen auftreten.

Was bedeutet das für den Ausbildungsgang des Technikers im Service? Wie soll der Lehrplan, der das umfangreiche Programm bis zum Farbfernsehgerät berücksichtigt, aussehen? Diese gesamte Entwicklungsskala und das, was uns die Industrie in nächster Zeit

noch bescheren wird, muß dem Lehrling in 3½ Jahren neben den Grundlagen konsequent vermittelt werden.

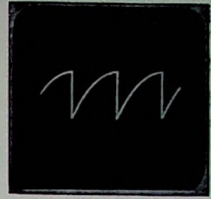
Hierbei ist nach den vorliegenden Erfahrungen das althergebrachte Berufsbild vom Rundfunk- und Fernseh-Mechaniker längst überholt. Der augenblickliche Entwicklungsstand verlangt vom Service das echte Berufsbild des „Technikers“, das heißt, der Ausbildungsplan und der spätere Ausbildungsstand müssen geprägt sein von überwiegend theoretischen Schulungselementen, zumindest aber sollte ein gleichermaßen paritätisches Verhältnis von Theorie und Praxis vorhanden sein. Der alte Zopf der dominierenden praktischen Lehrzeit muß abgeschnitten werden. Die Fronten haben sich verschoben.

Ohne einen mindestens 50%igen Anteil theoretischen Unterrichts an der gesamten Lehrzeit geht es nicht mehr. Der Lehrling, der ohne ausreichende theoretische Grundlagen zum praktischen Service herangezogen wird, kann hier nur Unzureichendes leisten und arbeitet auf Grund fehlenden theoretischen Unterbaues ohne das notwendige Maß an Verständnis für den Funktionsablauf am „toten Objekt“.

Sowohl der theoretischen wie auch der praktischen Ausbildung muß heute gleichermaßen Beachtung geschenkt werden. Beide müssen konform laufen. In Industrie und großen Handelshäusern ist man dieser Erkenntnis schon ein Stück nähergerückt und hat die praktische Ausbildungszeit zugunsten der fachtheoretischen Überhöhung in eigenen Schulzentren reduziert.

Es ist Sache der Verantwortlichen, rasch Mittel und Wege zu suchen, um die theoretische Ausbildung konsequent zu forcieren, um letztlich das Berufsbild des „Techniker“ zu formen. Das Gebot der Stunde heißt: Neue Ausbildungsrichtlinien für den Rundfunk- und Fernseh-Techniker, die der Berufsbezeichnung „Techniker“ gerecht werden. Die Richtlinien müssen modern, flexibel, das heißt progressiv gestaltet werden. Weg vom starren Ausbildungsschema! Nur so können in Zukunft Nachwuchssorgen beseitigt, wirtschaftlicher, rationeller Reparaturablauf im Service und technische Qualität der Reparatur gewährleistet werden.

H. Kron



Der Oszillograf in der Service-Werkstatt

Fortsetzung von FUNK-TECHNIK Bd. 24 (1969) Nr. 12, S. 474

4.3.4. Oszillografische Prüfungen bei Mikrofonen

Die exakte Prüfung von Mikrofonen setzt ähnlich wie die entsprechende Prüfung von Lautsprechern einen schalltoten Raum voraus. Ferner müssen eine Normal-Schallquelle und ein sehr linearer Verstärker vorhanden sein. Auch über diese Mittel verfügt der Servicetechniker nicht; er kann darauf aber auch verzichten. Will er wirklich ein Mikrofon prüfen, so genügt häufig ein subjektiver akustischer Vergleich mit einem garantiert einwandfreien Mikrofon, und zwar bei Erregung mit Sprache oder Musik. Für Vergleiche ist auch eine oberflächliche Messung möglich, indem man das Mikrofon gegenüber einem guten Lautsprecher anordnet, der aus einem möglichst verzerrungsarmen Verstärker gespeist wird. Arbeitet man dann mit einer konstanten Frequenz, so schaltet man die akustischen Verhältnisse des Raumes weitgehend aus. Diese Methode erlaubt zwar nur einfache Vergleiche mit einem guten „Normalmikrofon“, man kann auf diese Weise aber nichtlineare Verzerrungen, die das Mikrofon eventuell hervorbringt, lokalisieren. Das erfolgt durch Betrachten der Spannungscurve am Oszillografen.

Falls man es für erforderlich hält, kann man natürlich auch den Phasenwinkel des Mikrofons (zwischen Mikrofonspannung und Mikrofonstrom) ähnlich wie im Bild 85 feststellen. Dieser Phasenwinkel ist bei Kristallmikrofonen kapazitiv, bei Bändchen- und Tauchspulmikrofonen induktiv. Solche Messungen sind jedoch nur in Spezialfällen erforderlich.

4.3.5. Aufnahme von Niederfrequenz-Wobbelkurven

Grundsätzlich kann man auch den Frequenzgang von Niederfrequenzverstärkern nach dem Wobbelprinzip auf dem Oszillografenschirm sichtbar machen. Das Prinzip des Verfahrens wurde in allen Einzelheiten im Abschnitt 1.3.3. besprochen. Schon dort wurde jedoch darauf hingewiesen, daß der Wobbelgeschwindigkeit nach oben Grenzen gesetzt sind. Sie wird durch die Anschwing- und Ausschwingzeit des Prüflings bestimmt, die der Bandbreite umgekehrt proportional sind. Bei Niederfrequenzverstärkern sind diese Zeiten aber außerordentlich groß, insbesondere da parasitäre Resonanzgebilde vorliegen können, die eine hohe Güte, also eine lange Ankling- und Abklingzeit, haben. Deshalb muß man die Wobbelgeschwindigkeit extrem niedrig wählen. Eine Wobbelfrequenz von etwa 25 Hz ist in den meisten Fällen schon viel zu hoch und liefert unsaubere Kurven, die von Anschwingvorgängen aller Art überlagert sind. Es kommen daher nur Wobbelfrequenzen bis maximal 3 Hz in Betracht, wenn man wirklich einwandfreie Kurven erhalten will.

Oszillogramme mit so niedriger Folgefrequenz rufen auf dem Leuchtschirm, selbst wenn er eine gewisse Nachleuchtzeit hat, ein so starkes Flackern hervor, daß ihre Auswertung praktisch nicht möglich ist. Man muß daher in solchen Fällen Spezial-Oszillografenröhren mit extrem lange nachleuchtenden Schirmen verwenden, die die Wobbelkurve ein einziges Mal schreiben und dann in möglichst kurzer Zeit das Nachleuchtbild auswerten. Man kann die Kurve auch als einmaligen Vorgang fotografisch festhalten. Verfügt man nicht über einen speziellen Niederfrequenz-Oszillografen, der sehr langsame Zeitablenkungen gestattet, so muß man den Drehknopf des Tongenerators, mit dem man die veränderbare Frequenz im gewünschten Intervall erzeugt, mit dem Knopf eines linearen Potentiometers kuppeln, an dem man eine erdsymmetrische Gleichspannung abgreift, mit der man den Leuchtfleck auf dem Schirm in horizontaler Richtung von links nach rechts ablenkt. Dann besteht ein starrer Zusammenhang zwischen vertikaler und horizontaler Ablenkung, und die Frequenzkurve wird ebenso geschrieben, wie wir das bei der Aufnahme von Frequenzkurven bei höherer Wobbelgeschwindigkeit bereits kennengelernt haben. Selbstverständlich ist dieses Verfahren umständlich und setzt einen Aufwand voraus, den der in seiner Zeit oft beschränkte Servicetechniker nicht gerne sieht.

Es gibt nun ein Verfahren [2], mit dem man dasselbe Ziel erreicht, das jedoch die mechanische Kupplung eines Poten-

tiometers mit dem Drehknopf des Tongenerators umgeht. Im Bild 86 ist das Grundprinzip angedeutet. Die Spannung eines Tongenerators gelangt zu dem zu prüfenden Verstärker, dessen Ausgangsspannung gleichgerichtet und dem Y-Eingang des Oszillografen zugeführt wird. Bei einer Veränderung der Tongeneratorfrequenz entsteht dann am Ausgang eine Spannung, die für den Frequenzgang des Prüflings charakteristisch ist. Die synchron laufende Zeitablenkung wird

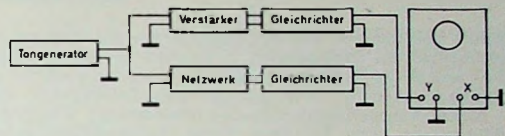


Bild 86. Darstellung von NF-Wobbelkennlinien mit Nachleuchtröhre

durch eine zweite Einrichtung erzeugt, die aus einem Netzwerk und einem weiteren Gleichrichter besteht. Der Tongenerator speist den Eingang dieses Netzwerkes, das so bemessen ist, daß seine Ausgangsspannung eine möglichst lineare Funktion der Frequenz ist. Die Ausgangsspannung muß mit zunehmender Frequenz steigen, so daß sie, wenn man sie nach Gleichrichtung dem X-Eingang des Oszillografen zuführt, die gewünschte zeitproportionale Ablenkung in der Horizontalrichtung bewirkt. Nun wird ebenso wie bei dem Verfahren mit gekoppeltem Potentiometer die Frequenzkurve auf dem Schirm geschrieben. Selbstverständlich muß man auch hier einen stark nachleuchtenden Schirm verwenden, wenn man nicht eine einmalige fotografische Aufnahme vorzieht. Dauernde Schirmbilder erhält man, wie schon gelegentlich erwähnt, mit den sogenannten Blauschirfröhren. Hier hat man Zeit genug, um das Oszillogramm in aller Ruhe auszuwerten und anschließend durch Erhitzen zu löschen.

Wenn auch die exakte Untersuchung besonders hochwertiger Hi-Fi-Anlagen unter Umständen den Einsatz so komplizierter Verfahren rechtfertigt, so ist doch der Aufwand zu groß, als daß sich nähere Angaben zum Aufbau des Netzwerkes lohnen. Im wesentlichen besteht dieses Netzwerk beispielsweise aus vier in Reihe geschalteten Parallel-RC-Gliedern, wobei jeder Widerstand und jeder Kondensator bestimmte Werte hat. Diese Reihenschaltung ist durch einen ohmschen Widerstand abgeschlossen. Die an ihm auftretende Spannung wird gleichgerichtet und über ein Siebglid dem X-Verstärker zugeführt. Der Gleichrichter für den Y-Kanal braucht keine besonderen Bedingungen zu erfüllen. Als Gleichrichter verwendet man zweckmäßigerweise Halbleiterdioden.

4.3.6. Oszillografische Ermittlung linearer Verzerrungen

Lineare Verzerrungen sind durch unerwünschte Anhebungen oder Absenkungen bestimmter Frequenzgebiete charakterisiert. Man kann diese Gebiete durch Messungen mit Zeigerinstrumenten lokalisieren, hierfür aber auch das im vorigen Abschnitt beschriebene Wobbelverfahren anwenden. Es eignet sich auch dann, wenn man beispielsweise den Einfluß der Klangregler untersuchen will. Man markiert dann die Stellungen der Klangregler und nimmt für jede Stellung die Wobbelkurve nach Abschnitt 4.3.5. auf. Macht man das bei ausreichend lang nachleuchtenden Schirmen schnell genug, so bekommt man auf dem Leuchtschirm Kurvenscharen, bei denen der Parameter stets die jeweilige Einstellung des Klangreglers ist. Auf diese Weise läßt sich die Wirkung von Klangregelschaltungen schnell beurteilen. Natürlich haben auch solche Untersuchungen für den Servicetechniker nur bedingten Wert; sie können jedoch nützlich sein, wenn ein Kunde beispielsweise näheren Aufschluß über die Eigenschaften seiner Anlage wünscht.

4.3.7. Oszillografische Ermittlung nichtlinearer Verzerrungen. Nichtlineare Verzerrungen werden durch Angabe des Klirrfaktors gekennzeichnet. Die kleinen Klirrfaktorwerte von Hi-Fi-Anlagen lassen sich jedoch mit einem Oszillografen praktisch nicht mehr feststellen. Das Betrachten der Ausgangsspannung selbst genügt nicht, denn auch das Auge kann Klirrfaktoren, die unter 5% liegen, durch Betrachten der Spannungskurve nicht mehr feststellen. Man braucht daher genügend genaue Klirrfaktormesser. Es besteht höchstens die Möglichkeit, aus einer nahezu unverzerrten Sinuskurve, wie sie zum Beispiel gute Wienbrücken-Tongeneratoren liefern, und der Ausgangsspannung des zu untersuchenden Verstärkers eine Lissajous-Figur zu bilden und die Phasenbeziehungen so zu wählen, daß ein exakter Kreis entsteht. Legt man als Schablone einen mit dem Zirkel gezeichneten Kreis auf den Leuchtschirm, so kann man schon kleine Abweichungen feststellen, die nur durch den Klirrfaktor des Prüflings hervorgerufen werden können. Dabei sind natürlich die exakte Einstellung eines Phasenwinkels von 90° sowie Amplitudengleichheit erforderlich.

Hiermit beenden wir die Besprechung der Anwendung des Elektronenstrahl-Oszillografen in Geräten der Phono-, Tonband- und Hi-Fi-Technik. Manche der Hinweise sind nur als Anregungen gedacht. Wie man gesehen haben wird, sind die Anwendungsmöglichkeiten des Oszillografen auf diesem Gebiet relativ klein. Trotzdem bringt der Oszillograf in bestimmten Fällen Vorteile, die man sich nicht entgehen lassen sollte.

5. Kennliniendarstellungen und sonstige Anwendungen

Wir haben nun, wenn auch oft nur in groben Zügen, alle Anwendungen des Oszillografen in der Unterhaltungselektronik kennengelernt, soweit sie für den Servicetechniker interessant sind. Es gibt noch einige weitere Anwendungen, die der Servicetechniker für seine Tätigkeit zwar nicht unmittelbar benötigt, die ihm jedoch bei geringem Aufwand tiefere Einblicke in die Funktion von Bauteilen und Schaltungen ermöglichen, die in der Unterhaltungselektronik von Bedeutung sind. Beispielsweise gehört hierher die Aufnahme der Kennlinien von Einzelteilen, vor allem der Kennlinien von Röhren, Dioden, Transistoren und ähnlichen Bauteilen. In der Servicepraxis nimmt man heute zwar kaum noch Kennlinien auf, trotzdem ist es reizvoll und auch lehrreich, solche Kennlinien auf dem Leuchtschirm des Oszillografen darzustellen. Mit wenigen Mitteln kann man auch Transistoren auf ihr Impulsverhalten untersuchen. In den zugehörigen Oszillogrammen kommt dann die Trägheit dieser Bauelemente zum Ausdruck. Weiterhin sind beispielsweise die Kennlinien von Photowiderständen, die Bestimmung von Kondensatorverlusten, die Untersuchung modulierter Schwingungen, die Darstellung von Reflexionen, gedämpften Schwingungen usw. von Interesse. Einige ausgewählte Beispiele bringt dieser Abschnitt [1, 2, 6, 10, 11].

5.1. Kennlinien von Dioden

Bei Dioden interessiert die Anodenspannungs-Anodenstrom-Kennlinie, also die Abhängigkeit des Anodenstroms von der Anodenspannung. Wollen wir eine derartige Kennlinie darstellen, so müssen wir die Diode mit einer Wechselspannung

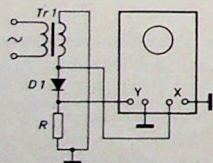


Bild 87. Schaltung zur Kennlinienaufnahme von Dioden

speisen, die als Anodenspannung wirkt. Diese Wechselspannung muß den Elektronenstrahl in der X-Richtung ablenken. Mit dem Strom müssen wir die Y-Richtung aussteuern, was wiederum auf dem Umweg über einen Hilfswiderstand erfolgt. Damit ergibt sich die Schaltung nach Bild 87. Der Transformator $Tr1$ (Sekundärseite) ist die Wechselspannungsquelle, die über die Diode $D1$ und den Hilfswiderstand R einen Strom treibt. Zwischen Diode und Nullpunkt herrscht die Anodenspannung der Diode (Spannungsabfall an R vernachlässigt), und an R tritt ein dem Strom proportionaler Spannungsabfall auf. Er gelangt an den Y-Eingang

des Verstärkers vom Oszillografen, während die Diodenspannung am X-Eingang liegt. Nunmehr steht der Elektronenstrahl unter dem Einfluß zweier Komponenten; der Zusammenhang ist durch die Kennlinie der Diode gegeben. Daher wird unmittelbar die Diodenkennlinie auf dem Schirm dargestellt.

Bei solchen Versuchen ist die Anwendung eines gleichspannungsgekoppelten Y- und X-Verstärkers sehr ratsam, wenn man bei Vornahme irgendwelcher Änderungen eine Verschiebung des Leuchtschirmbildes vermeiden will. Die Übertragung der Gleichstromkomponenten ist auch erforderlich, weil man solche Versuche meistens mit Netzfrequenz durchführt. Eine Dachschräge im wechsellspannungsgekoppelten Oszillografenverstärker könnte dann Verfälschungen des Kurvenbildes zur Folge haben.

Selbstverständlich ist die Schaltung nach Bild 87 für Dioden beliebiger Art geeignet. Man kann damit Z-Dioden, Tunnelioden, Vierschichtdioden usw. untersuchen (Bilder 88 bis 92). Soll dabei eine Diode eine bestimmte Vorspannung haben, so läßt sich diese leicht in den Stromkreis der Diode einfügen, beispielsweise über ein Potentiometer, an dem die erforderliche Gleichspannung abgegriffen wird. Besitzt man einen geeichten Oszillografen, so kann man (unter Berücksichtigung seines Ablenkfaktors) die Kennlinie natürlich



Bild 88. Darstellung der Kennlinie einer Siliziumdiode; der Anstieg ist sehr steil



Bild 89. Darstellung der Kennlinie einer Germaniumdiode; der Anstieg ist relativ flach

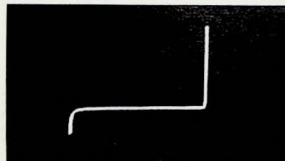


Bild 90. Darstellung der Kennlinie einer Z-Diode (Zenerbereich und Durchlaßbereich sind sichtbar)



Bild 91. Oszillogramm einer Tunneliode bei Durchlaufen des negativen Kurvenastes; die zugehörige Zeit ist so klein, daß sie im Oszillogramm als Leuchtstrich nicht mehr sichtbar ist

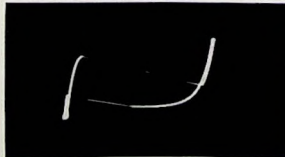


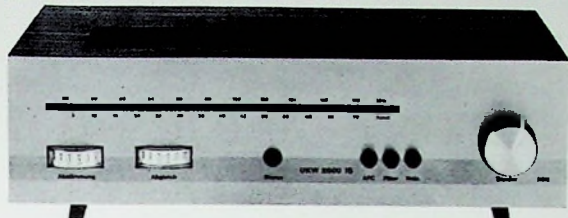
Bild 92. Kennlinie einer Tunneliode bei künstlicher Verkleinerung der Umkippszeit; die Linien sind jetzt gegenüber Bild 91 sichtbar

auch zahlenmäßig auswerten. Das ist besonders bei Massenuntersuchungen wertvoll. Man kann aber auch ohne Eichung Vergleichsmessungen mit einer „Normaldiode“ durchführen, deren Kennlinie einmal oszillografisch aufgenommen und auf durchsichtiges Papier gezeichnet wird. Dieses Papier legt man dann auf den Leuchtschirm und hat so stets die Normal-kennlinie der Diode zum Vergleich mit den Kennlinien der Prüfdioden vor sich. Die Kennlinie der Normaldiode läßt sich natürlich auch elektronisch schreiben, beispielsweise mit Hilfe eines Elektronenstrahl-Umschalters, der einmal die Kennlinie der Normaldiode und darauf die Kennlinie der zu prüfenden Diode schreibt. (Fortsetzung folgt)



Der neue UKW-HiFi-Tuner »UKW 2000 IS«

für Mono- u. Stereoeingang - Mit Feldeffekt - HF - Eingangsteil und ZF-Verstärker mit 4 integrierten Schaltkreisen.



Frequenzbereich: 87,5–108 MHz. Anzahl der Kreise: 14.
Bestückung: 2 Feldeffekt-Trans., 10 Trans., 4 IS, 1 Zener-Dio. u. 11 Dio.
Maße des Chassis: 299 X 225 X 70 mm.

Besonderheiten:

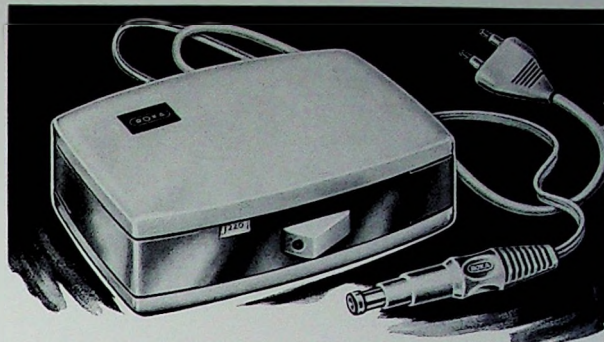
Vierfachabstimmung. Abschaltbare autom. Scharfabstimmung. Abschaltbare Rauschsperrung. Je 1 beleuchtetes Instrument für Feldstärke- und Radiomittelanzeige. 3stufiger Stereodecoder mit autom. arbeitendem Stereoindikator mit NF-Nachverstärker. Teilweise stabilisiertes Netzteil u. a. Vorteile mehr.

Preise:

Kompl. Chassis-Bausatz 399,- DM
Baumappe dazu 5,- DM
Betriebsfertiges Chassis 479,- DM
Gehäuse zu 30,- DM (Holz) u. 39,- DM (Metall)

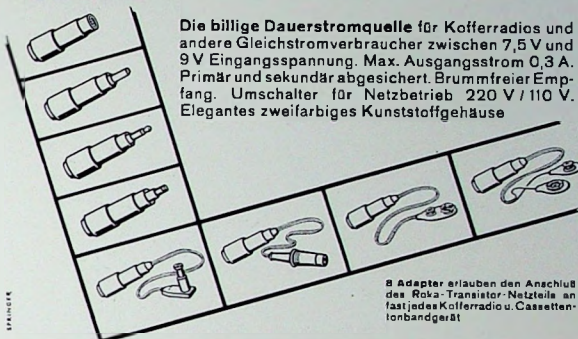
RADIO-RIM

Abt. F 2, 8 München 15, Bayerstr. 25
Telefon (08 11) 55 72 21
Telex 05-28 166 rarim-d



ROKA TRANSISTOR- NETZTEIL

Die billige Dauerstromquelle für Kofferradios und andere Gleichstromverbraucher zwischen 7,5 V und 9 V Eingangsspannung. Max. Ausgangsstrom 0,3 A. Primär und sekundär abgesichert. Brummfreier Empfang. Umschalter für Netzbetrieb 220 V/110 V. Elegantes zweifarbiges Kunststoffgehäuse



8 Adapter erlauben den Anschluss des Roka-Transistor-Netzteil an fast jedes Kofferradio, Cassettentonbandgerät

ROBERT KARST · 1 BERLIN 61

GNISENAUSTRASSE 27 · TELEFON 6 98 60 36 · TELEX 018 3057

Preiswerte Halbleiter 1. Wahl



AA 117	DM —,55
AC 122	DM 1,25
AC 187/188 K	DM 3,45
AD 133 III	DM 6,95
AD 148	DM 3,95
AF 118	DM 3,55
BA 170	DM —,60
BAY 17	DM —,75
BC 107	DM 1,20 10/DM 1,10
BC 108	DM 1,10 10/DM 1,—
BC 109	DM 1,20 10/DM 1,10
BC 170	DM 1,05 10/DM —,95
BF 224	DM 1,75 10/DM 1,65
BRY 39	DM 5,90 10/DM 5,50
ZG 2,7 ... ZG 33	je DM 2,20
1 N 4148	DM —,85 10/DM —,75
2 N 708	DM 2,15 10/DM 2,—
2 N 2218	DM 2,85 10/DM 2,70
2 N 2219 A	DM 3,50 10/DM 3,30

Kostenl. Bauteile-Liste anfordern.
NN-Versand

M. LITZ, elektronische Bauteile
7742 St. Georgen, Gartenstraße 4
Postfach 55, Telefon (07724) 71 13



Neue RIM-NF-Bausteinfilen

mit Kombinationsbeispielen. Eine NF-Schaltungs- und Baugruppen-sammlung, ca. 40 DIN A 4-Blätter. Schutzgebühr DM 3,50
+ DM 0,70 für Porto. Vorauszahlung bitte auf Postscheckkonto München Nr. 137 53 oder in Briefmarken.

RADIO-RIM Abt. F 2, 8 München 15, Bayerstraße 25. Telefon 0811/55 72 21

Kaufgesuche

Röhren und Transistoren aller Art

kleine und große Posten gegen Kasse.

Röhren-Möller, Keikheim/Ts., Parkstr. 20

Spezialröhren, Rundfunkröhren, Transistoren, Dioden usw., nur fabrikmäßig Ware, in Einzelstücken oder größeren Partien zu kaufen gesucht.

Hans Keminsky
8 München-Sölln
Spindlerstraße 17

Labor-Meßinstrumente aller Art, Charlottenburger Motoren, Berlin 30



Moderne Elektronik-Fachbücher

für Techniker - Studenten - Amateure.
Verlangen Sie kostenlos „RIM-Literaturfilen“!

RIM-Electronic-Jahrbuch '69

- 520 Seiten - Schutzgebühr DM 4,50, Nachn.
Inland DM 6,30. Vorkasse Ausland DM 6,40,
(Postscheckkonto München Nr. 137 53).

8 München 15, Bayerstraße 25 - Abt. F 2

Telefon 0811/55 72 21

Telex 05-28166 rarim-d.

RADIO-RIM

FERNSEHANTENNEN

Beste Markenware

VHF, Kanal 2, 3, 4	
2 Elemente	DM 18,90
3 Elemente	DM 24,80
4 Elemente	DM 30,90
VHF, Kanal 5—12	
4 Elemente	DM 7,90
6 Elemente	DM 12,90
8 Elemente	DM 18,90
14 Elemente	DM 24,90
UHF, Kanal 21—60	
6 Elemente	DM 6,70
12 Elemente	DM 12,90
16 Elemente	DM 17,60
22 Elemente	DM 23,80
26 Elemente	DM 27,80
X-System 23 Elemente	DM 19,50
X-System 43 Elemente	DM 29,50
X-System 51 Elemente	DM 35,50
Gitterantenne 14 dB	
8-V-Strahler	DM 13,90
Welchen	
240-Ohm-Antenne	DM 6,50
240-Ohm-Gerät	DM 3,70
60-Ohm-Antenne	DM 7,60
60-Ohm-Gerät	DM 3,95
2 El.-Stereo-Ant.	DM 14,—
5 El.-Stereo-Ant.	DM 24,—
8 El.-Stereo-Ant.	DM 39,—
Bandkabel	DM —,14
Schaumstoffkabel	DM —,25
Koaxialkabel	DM —,48

Alles Zubehör preiswert,
Versand verpackungsfrei
NN + Porto + Mwst.

Bergmann, 437 Marl, Hölsestr. 3a
Postl. 71, Tel. 4 31 52 und 63 78



Achtung! Ganz neu!

Kleinzangen-Amperemeter
mit Voltmeter,

Md. | Amp. ~ | Volt ~

A 5/25 150/300/600

B 10/50 150/300/600

C 30/150 150/300/600

D 60/300 150/300/600

netto n. 122,- DM + MW.

mit eingeb. Ohmmesser

(300 Ω) 168,50 DM + MW.

Elektro-KG - Abt. B 75

6 Ffm. 50, A.E. Schlag 22

Vers. p. Nachn. ab Lager. Preise inklusi-
ve Mehrwertsteuer.
Verlangen Sie Liste.

Conrad 8452 Hirschau Fach FT 20
Ruf 0 96 221 225 Anrufbeantworter

Erste Wahl Orig.-Siemens- u.
Valvo-Trans.
AF 139 1 St. 4,35 10 St. a 3,90 25 St. a 3,45
AF 239 1 St. 4,80 10 St. a 4,30 25 St. a 3,85

Im August - noch vor Beginn der Deutschen Funkausstellung 1969 Stuttgart erscheint das

Herausgegeben vom Verband
Deutscher Rundfunk- und Fernseh-
Fachgroßhändler (VDRG) e. V.



10020

Bearbeitet von der Redaktion
der FUNK-TECHNIK

E.-Th. I. mann - Str. 56



Erscheint 1969
bereits
im 20. Jahrgang

Das HANDBUCH enthält auf annähernd 524 Seiten technische
Daten, Bilder und, soweit kartellrechtlich zugelassen, auch
Preisangaben für Geräte nachstehend aufgeführter Gruppen:

- | | |
|----------------------|-------------------------|
| Farbfernsehempfänger | Zerhacker |
| Schwarz-Weiß- | Wechselrichter |
| Fernsehempfänger | Wechselgleichrichter |
| Rundfunk- | Phonogeräte |
| Tischempfänger | Tonabnehmer |
| Kombinierte | Phonomöbel |
| Rundfunkempfänger | Tonbandgeräte |
| Stereo-Steuergeräte | Tonbänder |
| Hi-Fi-Tuner | Spulen und Kassetten |
| Hi-Fi-Verstärker | Antennen |
| Hi-Fi-Lautsprecher | Röhren |
| Kofferempfänger | Halbleiterdioden |
| Taschenempfänger | Transistoren |
| Autoempfänger | Halbleitergleichrichter |
| Omnibusempfänger | |

Das HANDBUCH ist ausschließlich für den persönlichen Gebrauch
der Angehörigen der Rundfunk- und Fernsehwirtschaft bestimmt

**VERLAG FÜR RADIO-
FOTO- KINOTECHNIK
GMBH Katalogabteilung**

1 Berlin 52 (Borsigwalde), Eichborndamm 141-167
Tel. (0311) 412 10 31, Fernschreiber 0181 632 vrfkt