

A 3109 D

BERLIN

FUNK- TECHNIK



NEU

und schon
im
Gespräch!

(Wenn von Bestsellern
die Rede ist)



Bei seinem Vorgänger war es nicht anders. Bestseller dieses Schlages (RF 145 war der Vorgänger, RF 245 heißt „der Neue“) brauchen keine Anlaufzeit. Sie sind sofort „da“! Mitten im Markt. Bewährte Technik in neuer Form: flacher, eleganter, noch ansprechender. Maß-

geschneidert für den Markt, für Ihren Umsatz!

- UKW/MW/LW/KW 40-51 m
- 5 Röhren, 2 Dioden
- 3-Watt-Endstufe
- Furniere: md, hell, Teak

GRUNDIG

Mach Dir's leicht –
verkaufe GRUNDIG!

A U S D E M I N H A L T

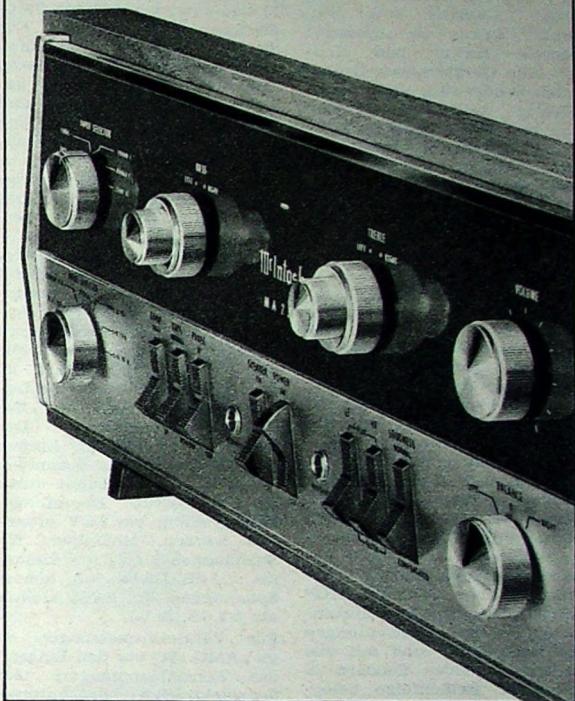
1. Märzheft 1967

gelesen · gehört · gesehen	132
FT meldet	134
Anwendungen und Technologien elektronischer Geräte	137
Neuzeitliche aktive Bauelemente zur Erzeugung höchster Frequenzen	138
Personelles	140
Schaltkreise	
Dickschicht-Hybridschaltungen	141
Funknavigation	
Das Eurocontrol-Versuchszentrum Brétigny	143
Farbfernsehen	
Einführung in die Farbfernsehtechnik	F 81
Farbdifferenzsignal-Verstärker mit drei Röhren EF 184	145
Neue Elektronik-Baukästen	146
Gleichspannungswandler für Elektronenblitzgeräte	147
Für Werkstatt und Labor	148
Stereophonie	
Stereo-Endverstärker 2 x 10/15 W mit Planartransistoren	149
Fernseh-Service	151
Für den KW-Amateur	
Transistor-Dreifachsuper für das 2-m-Band	152
KW-Kurznachrichten	156
Memorandum: Empfangsantennenanlagen für den Ton- und Fernseh-Rundfunk	157
Aus dem Jahresbericht der Deutschen Bundespost: Fortschreitende Automation	158

Unser Titelbild: Blick in den neuen klimatisierten Arbeitssaal der SEL für die Systemfertigung von Bildröhren; dieser Raum ist auch besonders zur Montage der Systeme von Farbbildröhren geeignet
Aufnahme: SEL

Aufnahmen: Verfasser, Werkaufnahmen, Zeichnungen vom FT-Atelier nach Angaben der Verfasser. Seiten 130, 133, 135, 136, 155, 159 und 160 ohne redaktionellen Teil

McIntosh



Der hörbare Unterschied

Ein HiFi Stereo-Verstärker muß umso besser sein, je höher seine Ausgangsleistung ist.

Ist das auch Ihre Meinung?

Oder beachten Sie zusätzlich auch die Brillanz der Wiedergabe, die noch hörbaren Störgeräusche, wie Rauschen und Brummen?

Einen McIntosh-Verstärker können Sie ruhig und kritisch anhören, Sie werden nichts hören, was Sie stört. Kein Rauschen, Brummen, Verzerren. Und das bei einer Leistung und Wiedergabequalität, die für höchste Ansprüche und für den größten Raum bemessen ist.

Wenn Ihnen technische Daten nicht viel sagen, sollten Sie sich auf Ihre Ohren verlassen — der Unterschied ist hörbar.

Thorens

High-Fidelity-Geräte von Weltruf

Paillard-Bolex GmbH, Abt. Thorens
8000 München 23, Leopoldstraße 19

Vertretung für die Schweiz:

Egli, Fischer & Co. AG Zürich
CH-8022 Zürich, Gotthardstr. 6

Neue Fernsehempfänger

Metz

Das Fernsehempfängerprogramm 1967/68 von Metz umfaßt sechs Tischgeräte („Santos“, „Java“, „Samoa“, „Malorca“, „Capri-S“ und „Panama“) sowie die Schrankmodelle „Hawai“ und „Sizilia“. Alle Geräte haben Drucktasten-Senderwahl mit sechs beliebig belegbaren Tasten oder vier UHF- und vier VHF-Tasten. „Capri-S“ und „Panama“ weisen außerdem eine schwenkbare Bildröhre auf. Für die Tischgeräte stehen Fußgestelle bzw. ansschraubbare Füße zur Verfügung.

Nordmende

Unter der Bezeichnung „Goldene 20“ ist von Nordmende eine neue Reihe von Fernsehempfängern herausgebracht worden. Die drei 59-cm-Tischgeräte „Goldene 20 - 207“, „Goldene 20 - 307“ und „Goldene 20 - 407“ gibt es jeweils in verschiedenen Holzarten („Goldene 20 - 207“ hat eine graue Kunststofffrontmaske). Ergänzt wird die Reihe durch das 59-cm-Standergerät „Goldene 20 - 507“ mit Jalou sie-Schiebetür. Alle Geräte haben den neuen „Diomat“-Programmwähler, einen UHF/VHF-Tuner mit Diodenabstimmung. Die acht Raststellungen des Drehknopfs sind mit den zu empfangenden Sendern in beliebiger Reihenfolge belegbar.

Gemeinschaftsantenne für fast 600 Wohnungen

18 Wohnblöcke mit 595 Wohnheiten in Nürnberg-Langwasser haben eine Siemens-Großgemeinschaftsantenne für sämtliche Hörfunkbereiche sowie das I., II. und III. Fernsehprogramm erhalten. Die Teilnehmer werden von der Hauptverstärkerstelle aus über Koaxialkabel mit Antennenenergie versorgt. Die Anlage garantiert einen einwandfreien Hörfunk- und Fernsehempfang auch in den Wohnblöcken, die im Sendeschatten höherer Gebäude liegen.

Fernsehantennen-Meßgerät „AMG 134“

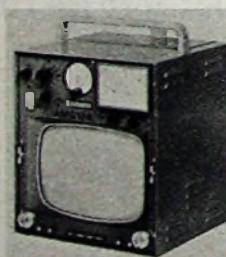
Hirschmann hat das Antennenmeßgerät „AMG 134“ in das Vertriebsprogramm aufgenommen. In dem Gerät sind ein 23-cm-Fernsehempfänger für alle VHF- und UHF-Kanäle nach der CCIR-Norm und Zusatzeinrichtungen zur Spannungsmessung nach drei Meßverfahren vereinigt. Es ist in Voll-Transistorotechnik ausgeführt und kann aus dem Wechselstromnetz (110 oder 220 V, etwa 30 W) oder aus einem Einbauakkumulator (12 V, etwa vier

Stunden Benutzungszeit bei rund 15 W Entnahme) betrieben werden.

Der Empfänger ist für die VHF-Bereiche mit einem Kanalwähler für die Kanäle 2 bis 12 und einer zusätzlichen Feinabstimmung ausgestattet. Für die UHF-Bereiche hat er einen kontinuierlich einstellbaren Tuner mit in Frequenzen geeichter Anzeigetrommel und Feintrieb. Es wird auf den Höchstwert der Spannung abgestimmt, die von dem eingebauten Spannungsmesser angezeigt wird. Dann ist zugleich die beste Bildschärfe eingestellt.

Für die selektive Messung der Kanalspannung 20 μ V ... 2,6 mV an 60 Ohm hat der Spannungsmesser drei durch einen Umschalter wählbare Bereiche mit einzeln geeichten Skalen. Für die Messung maßgebend ist der Effektivwert der Hochfrequenzspannung während des Synchronisierimpulses. Der Bildinhalt hat keinen Einfluß auf die angezeigte Spannung. Die Meßbereiche können durch die eingebaute Dämpfungsleitung stetig bis 2,6 V erweitert werden. Meßfehler: für Spannungen bis 2,6 mV kleiner als ± 1 dB (10 %), für höhere Spannungen bis 2,6 V kleiner als ± 2 dB (20 %).

Für Vergleichsmessungen ist im „AMG 134“ vor den Eingang des Fernsehempfängers und des selektiven Kanalspannungsmessers eine Dämpfungsleitung eingeschaltet. Mit einem Drehknopf können auf einer Skala



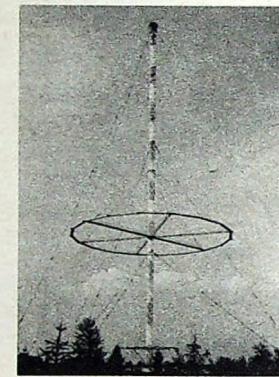
angezeigte Dämpfungen zwischen Null und 60 dB stetig eingestellt werden. Meßfehler der Präzisionsdämpfungsleitung: kleiner als ± 1 dB.

Zur frequenzunabhängigen Spannungsmessung (Breitbandmessung) dient eine eingebaute Meßdiode mit eigenem 60-Ohm-Eingang. Sie ermöglicht im Bereich 0,1 ... 830 MHz frequenzunabhängige Spannungsmessungen zwischen 0,1 und 6 V an 60 Ohm in zwei Meßbereichen. Mit diesem Diodenvoltmesser kann man zum Beispiel sehr schnell nachprüfen, ob die höchstzulässigen Ausgangsspannungen von An-

tennenverstärkern eingehalten sind. Das ist besonders wichtig für das zukünftige Farbfernsehen.

Größte Reusenantenne der Deutschen Bundespost

Eine Reusenantenne für den Mittelwellenbetrieb steht seit Mitte November 1966 im Dienst der Deutschen Bundespost in Mainflingen/Hessen. Sie hat eine maximale Leistungsaufnahme von 500 kW effektiv. Die Antennenhöhe (144 m bei einem Reusendurchmesser von 60 m) bestimmt die untere Grenzfrequenz mit 530 kHz, die obere ist 5 MHz.



Statik und Stahlbauerbeiten führte die Firma Hein, Lehmann & Co. aus, für das elektrische Konzept zeichnete Rohde & Schwarz verantwortlich. Der gesamte Reusenkörper liegt statisch über einem Fußisolator parallel liegende Spule auf Erdpotential. Als elektrisches Gegengewicht dient ein aus 100 radial verlegten Bändern bestehendes Erdnetz.

Selbond-Bildröhren mit 41-, 47- und 65-cm-Bildschirm

Das große Interesse, das die von SEL herausgebrachte „Selbond“-Röhre mit 59-cm-Bilddiagonale (s. FUNK-TECHNIK Nr. 18/1966, S. 836) fand, veranlaßte SEL, weitere Typen in dieser neuen Technik zu fertigen. Das Verkaufsprogramm an „Selbond“-Bildröhren umfaßt jetzt die Typen A 41-10 W (41-cm-Röhre), A 47-27 W (47-cm-Röhre), A 59-22 W (Interimsbezeichnung A 59/12 W/S, 59-cm-Röhre) und A 65-13 W (65-cm-Röhre).

Halbleiter-Meßautomat

Bei der Frankfurter Firma Telefonbau und Normalzeit hat vor kurzem ein von Rohde & Schwarz gelieferter Halbleiter-Meßautomat „BMA“ die automatische Prüfung von Halbleiterbauelementen übernommen.

Die Anlage prüft bis zu 20 Parameter je Bauelement mit einer Meßfolge von 0,1 s je Parameter. Das mit Karten eingegebene Programm läuft automatisch ab; die Meßwerte erscheinen einzeln oder als summarische Gut-Schlecht-Bewertung. Mit Zusatzbausteinen lassen sich die erfaßten Werte digital weiterverarbeiten und klassieren.

Oszilloskopröhre D 3-11

Die neue Oszilloskopröhre D 3-11 von AEG-Telefunken, ein Paralleltyp zur DG 3-12 A, unterscheidet sich bei gleichen Abmessungen und elektrischen Daten von dieser nur durch den 13stifigen Allglas-Sockel nach DIN 44 434. Dadurch ist es möglich, für die D 3-11 den preisgünstigen genormten Sockel nach DIN 44 455 zu verwenden. Die neue Röhre wird als D 3-11 GJ mit grünleuchtendem Schirm mittlerer Nachleuchtdauer und als D 3-11 BG mit blauleuchtendem Schirm mit mittelkurzer Nachleuchtdauer (für Registriergeräte) geliefert.

UHF-Leistungstransistor 2N4350

Der neu ins Transiton-Programm aufgenommene Si-Planartransistor 2N4350 wird in Overlay-Technik (Multi-Emitter-Transistor) hergestellt. Er eignet sich besonders für militärische und kommerzielle UHF-Sender kleiner Leistung und hat eine Ausgangsleistung von 1,5 W bei 200 MHz.

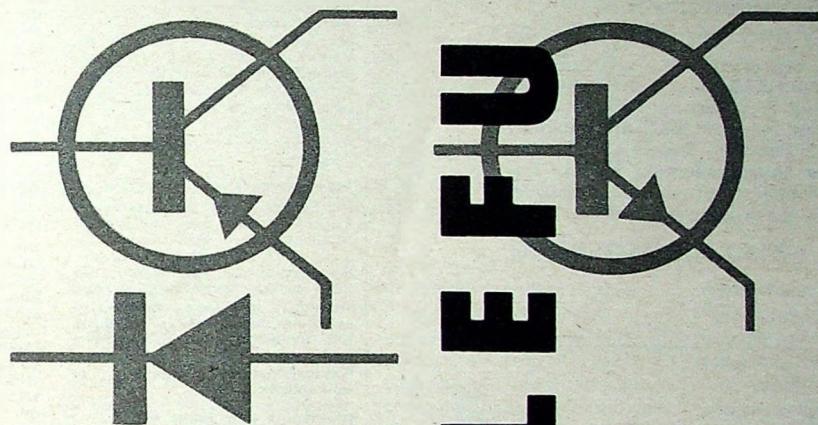
Integrierte Schaltkreise im Spritzgußgehäuse

Die digitalen Integrierten Schaltkreise der Serie 930, von Texas Instruments, die 11 Typen umfaßt, werden jetzt unter der Serienbezeichnung 15830N auch im Plastik-Spritzgußgehäuse geliefert. Das Spritzgußgehäuse hat 14 in zwei Reihen angeordnete Steckpins, die eine Bestückung von Hand oder mit Bestückungsmaschinen erlauben. Die sehr gute Wärmeableitung (70 °C/W in freier Luft) wird durch vollen Kontakt des Plastikmaterials rund um das Siliziumplättchen erreicht.

Klarsichtkassette für Stecker, Buchsen, Kupplungen und Zwischenstücke

Eine neue Klarsichtkassette der Servi - Vertriebsgesellschaft mbH, München, ermöglicht Radio- und Fernsehwerkstätten die komplette Lagerhaltung von insgesamt 193 Steckern, Buchsen, Kupplungen und Zwischenstücken (nach DIN 45 315, DIN 45 318, DIN 45 317) auf kleinstem Raum. Jeder Typ ist in einem besonderen Fach untergebracht.

TELEFUNKEN



BAUELEMENTE

für Elektronik und Nachrichten-Technik

Germanium-

Legierungs-Transistoren
Drift-Transistoren
Planar-Transistoren

Silizium-

Planar-Transistoren
in Metallgehäuse
und Kunststoffgehäuse

Germanium-

Spitzen-Dioden
Flächen-Dioden
Planar-Dioden
Dioden-Quartette

Silizium-

Kapazitäts-Variations-Dioden
Zener-Dioden
Universal-Dioden
Planar-Dioden in DH-Technik
Dioden-Quartette

Integrierte Halbleiter Schaltungen

in RTL und DTLZ-Technik

TELEFUNKEN-Bauelemente
für Elektronik und Nachrichtentechnik

immer zuverlässig und von hoher Präzision

ALLGEMEINE ELEKTRICITÄTS-GESELLSCHAFT
AEG-TELEFUNKEN

FACHBEREICH HALBLEITER Vertrieb
7100 Heilbronn 2 Rosskampfstraße 12

Wir senden Ihnen gern Druckschriften mit technischen Daten



Jeder BERU-Entstörmittelsetz
ist so zusammengestellt, daß er die für die Entstörung eines bestimmten Fahrzeugs notwendigen Teile und eine genaue Anleitung mit Bildern und technischen Daten enthält. Das erleichtert die Arbeit und vermeidet Fehler beim Einbau, da alles maß- und formgerecht zur Hand ist. Verlangen Sie das „ABC der Funkentstörung“ oder die Schrift 433. Sollten Sie eine Einbauanleitung für ein bestimmtes Fahrzeug brauchen, dann fordern Sie diese bitte bei uns an.

BERU / 7140 LUDWIGSBURG



ANTENNENSTECKER UND BUCHSEN

NACH IEC- UND DIN-NORM

Kein Löten!

Montage der Stecker durch einfache und zeitsparende Quetschverbindung



Kein Schrauben!

Buchse eindrücken und schon fester Sitz im Chassis durch Einrasten von 2 federnden Keilen



Schnell · Bequem · Fortschrittlich

ROBERT KARST · 1 BERLIN 61
GNEISENAUSTRASSE 27 · TELEFON 66 56 36 · TELEX 018 3057

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

Brown Boveri Japan Ltd.

Die japanische Regierung hat die Gründung der Brown Boveri Ltd., Tokio, genehmigt. Die Gesellschaft, deren Aktienkapital 90 Mill. Yen beträgt, befaßt sich mit dem Verkauf der Brown-Boveri-Produkte, betreut die japanischen Lizenznehmer und koordiniert den Einkauf von japanischen Produkten für den gesamten Brown-Boveri-Konzern.

VDE-Prüfzeichen für Klein-Netzsteckverbindungen

Die kleinen dreipoligen Netzsteckverbindungen mit Schutzkontakt, die von Hirschmann seit zwei Jahren hergestellt werden, dürfen jetzt mit dem VDE-Prüfzeichen versehen werden. Aufbau, Werkstoffe und Anschlußklemmen dieser Steckverbindungen erfüllen die Forderungen der VDE-Vorschrift 0620, die Kriech- und Luftstrecken entsprechen der VDE-Vorschrift 0110 für die Isolationsgruppe C bei 380 V. Werden die Steckverbindungen nicht oder nur in Ausnahmefällen unter Last getrennt, so sind sie bis 380 V mit 10 A Dauerstrom belastbar.

Funkberater-Tagung 1967

Vom 7. bis zum 17. März findet in Flims/Schweiz die diesjährige Internationale Funkberater-Tagung statt. Funkberater aus der Bundesrepublik, Österreich, der Schweiz und Frankreich treffen sich dort mit Delegationen aus anderen europäischen Ländern, um Branchenfragen zu erörtern und die neuen Funkberater-Exklusiv-Geräte vorgestellt zu bekommen.

Elektronik-Lehrgänge der Volkshochschule Hamburg

Die Volkshochschule Hamburg setzt Anfang April 1967 ihre Elektronik-Lehrgänge fort. Die Akademien „Elektronik A“ und „Elektronik B“ beginnen am Mittwoch, dem 5. April 1967, 17.45 bis 18.45 Uhr, im Elektro-Labor, den Anfängerlehrgänge (vom Dienstag und Donnerstag) kommen am Dienstag, dem 4. April 1967, 17.45 Uhr, ausnahmsweise im großen Hörsaal des Pädagogischen Institutes der Universität Hamburg zusammen. Die bisherige Aufteilung in drei Kurse soll beibehalten werden.

Begriffe, Benennungen

Normblatt über Funksender

Vom Fachnormenausschuß Elektrotechnik im Deutschen Normenausschuß (DNA) wurde mit Wirkung vom Oktober 1966 das Normblatt DIN 45010 (zu beziehen durch die Beuth-Vertrieb GmbH, Berlin 30 und Köln) herausgegeben. Es enthält folgende Begriffe aus dem Gebiet der Funksender, die auch für den Funkamateuren von Interesse sind: Funksender und Geräte, Anwendung der Funksender, Frequenz, Sendearten, Ausstrahlung eines Funksenders.

Die vor einigen Jahren von der Union Internationale des Télécommunications (UIT) festgelegten Begriffsbestimmungen über Funksender wurden unverändert übernommen. Weiterhin sind die Festlegungen des Comité Consultatif des Radiocommunications (CCIR) und des Ausschusses für Einheiten und Formelgrößen (AEF) im DNA berücksichtigt. Die Normung der Maßverfahren für Funksender ist jedoch noch unvollständig, da die nationalen und internationalen Arbeiten auf diesem Gebiet noch nicht abgeschlossen sind. Bei einer künftigen Überarbeitung der Norm wird hier noch einiges auszuwerten sein, ebenso wie bei der Festlegung von bestimmten Kennzeichen für die verschiedenen Sendearten, die nach den Richtlinien der UIT in die Norm übernommen wurden. Da die Fortentwicklung auch hier noch weitere Begriffe bringen wird, ist eine Änderung und Ergänzung der Norm DIN 45010 in absehbarer Zeit zu erwarten.

Tonbildschau Farbfernsehen

Kathrein hat seit längerer Zeit Laboruntersuchungen darüber angestellt, wie Farbfernsehseiten durch Gemeinschaftsantennen übertragen werden und welche Störungen dabei auftreten können. Dabei wurde die bereits bekannte Tatsache bestätigt, daß Anlagen, die einwandfreie Schwarz-Weiß-Bilder liefern, auch Farbsendungen einwandfrei übertragen. Einzelheiten sind in einer Tonbildschau zusammengefaßt, die vom Kathrein-Werk Kunden- und Dienst für Unterrichtszwecke eingesetzt wird.

Lehrgänge über Antennenprobleme beim Farbfernsehen

Die Werkschule von Hirschmann hat im Jahre 1966 elf zweitägige Lehrgänge abgehalten, bei denen die Bedeutung einer guten Antennenanlage für das Farbfernsehen behandelt wurde. Neben theoretischen Ausführungen über die Grundlagen des Farbfernsehens wurde auch der Empfang von Farbfernsehseiten über fehlerfreie und fehlerbehaftete Antennenanlagen demonstriert. Diese Lehrgänge sollen 1967 weitergeführt werden.

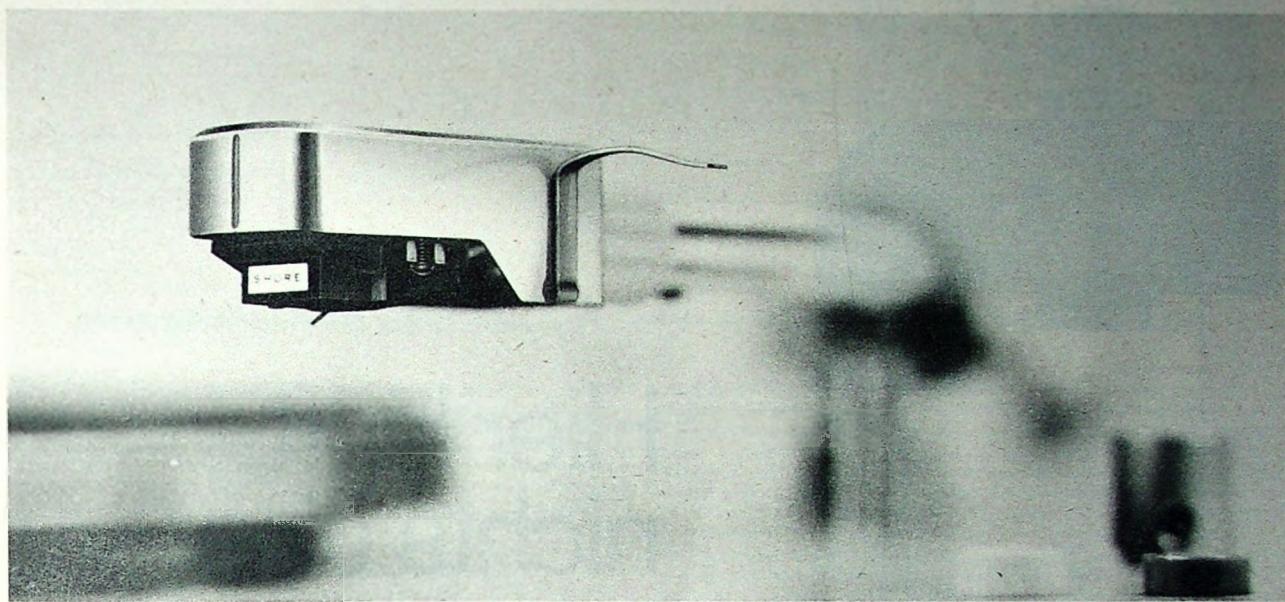
134 Mill. DM für Forschung

Die Arbeitsgemeinschaft Industrieller Forschungsvereinigungen hat im Jahre 1966 mit den Eigenmitteln der ihr angeschlossenen 65 Forschungsvereinigungen insgesamt rund 112 Mill. DM für die industrielle und gewerbliche Gemeinschafts-Forschung und Entwicklung aufgewandt. Bund und Länder waren an der Mehrzahl der Forschungsvorhaben mit einem Zuschuß von rund 22 Mill. DM beteiligt.

„International Datel“-Dienst

Zwischen Deutschland und den Vereinigten Staaten von Amerika wurde von der ITT World Communications Inc. (ITT Worldcom) in Zusammenarbeit mit der Deutschen Bundespost ein neuer Datenübertragungsdienst eröffnet. Es können jetzt Daten über Fernsprechleitungen mit einer Geschwindigkeit bis zu 1200 bit/s durch den als „International Datel“ bezeichneten Dienst abgewickelt werden.

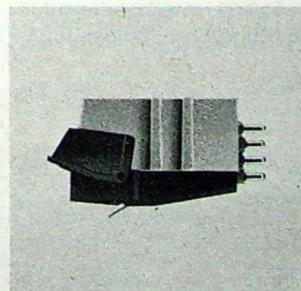
Drei neue Tonabnehmer von Shure



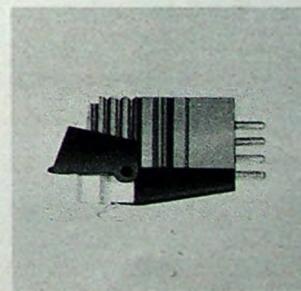
Entwickelt mit Hilfe eines Analog-Rechners, sind sie die wichtigste Weiterentwicklung bei Tonabnehmern. «Trackability» (maximale Abtastfähigkeit) ist der neue Vergleichsmaßstab für die Gesamtleistung. Trotz der hohen Leistungsmerkmale bisheriger Tonabnehmer, konnten kritische Schallplatten mit besonders großer Aussteuerung (mit

«Schnelle» bezeichnet) nicht immer sauber abgetastet werden. Besonders bei kurzzeitigen Impulsen (Klavier, Cembalo etc.) in mittelhohen und hohen Lagen, oder bei stark modulierten Baßlagen entstand ein Kontaktverlust zwischen Abtaststift und Plattenrille. Die Abtastfähigkeit war begrenzt, Verzerrungen trübten den Musikgenuss. Shure Ingenieure

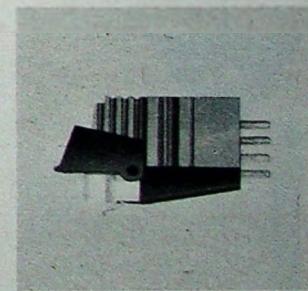
haben hunderte von problematischen Schallplatten untersucht; bei allen war die Normalaussteuerung von 8 cm/s Schnelle überschritten. Anhand der gewonnenen Erkenntnisse haben sie einen Tonabnehmer entwickelt, der absolute «trackability» über das gesamte hörbare Klangspektrum bei maximaler Aussteuerung, sowie bei geringen Auflagekräften sichert.



Shure Super-Track® V-15 Type II
Das Shure Spitzensystem mit einem Frequenzbereich von 20...25000 Hz. «Trackability» bei $\frac{3}{4}$ -p (im Shure SME-Tonarm montiert) 18 cm/s Schnelle bei 400 Hz, 26 cm/s bei 1000 und 5000 Hz, 18 cm/s bei 10000 Hz! Bi-radial, elliptischer Abtaststift, $\frac{3}{4}$ - $1\frac{1}{2}$ -p Auflagekraft, vertikaler Spurwinkel von 15°.



Shure Hi-Track® M 75 E
Ein Shure Hochleistungssystem mit Frequenzbereich von 20...20000 Hz und hervorragender «trackability» (bei 1 p 18 cm/s Schnelle bei 400 Hz, 25 cm/s bei 1000 Hz, 14 cm/s bei 10000 Hz). Bi-radial, elliptischer Abtaststift, $\frac{3}{4}$ - $1\frac{1}{2}$ -p Auflagekraft, vertikaler Spurwinkel von 15°.

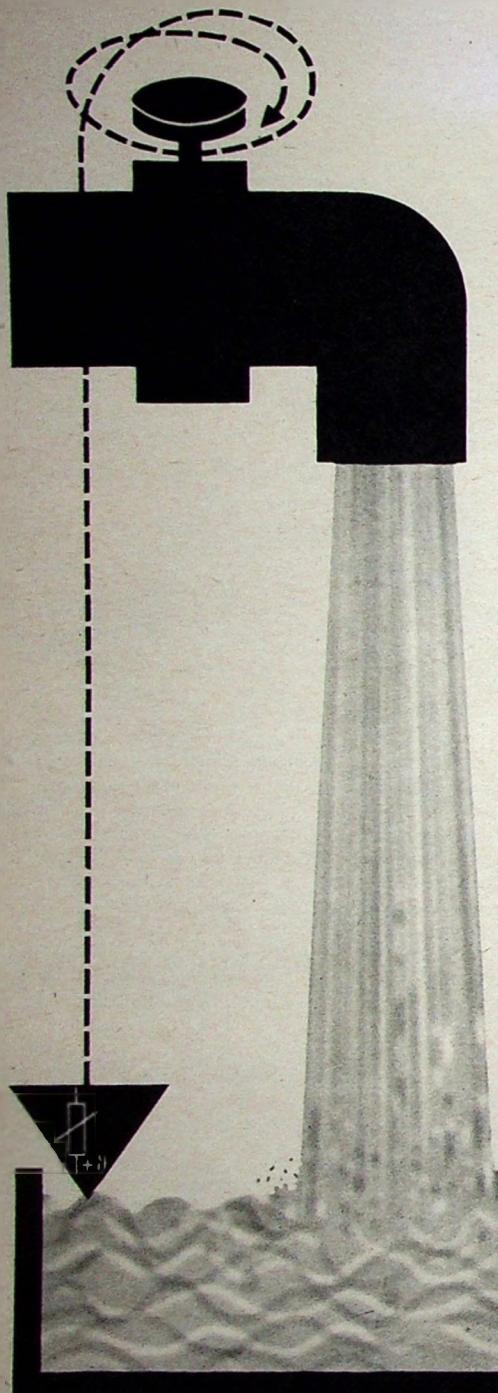


Shure Hi-Track® M 75-G
Gleiche Leistung wie M 75 E, jedoch für Auflagekraft von $1\frac{1}{2}$ -3 p und mit konischem Abtaststift von 15 μ nach DIN. M 75 G für $\frac{3}{4}$ - $1\frac{1}{2}$ -p Auflagekraft.

Das Programm wird durch die preiswerten Tonabnehmer M 55 E, Serie M 44, vervollständigt.

SHURE

Shure Vertretungen: Deutschland: Braun AG, 6 Frankfurt, Rüsselsheimer Str. 22; Schweiz: Telion AG, Zürich, Albisrieder Str. 232; Österreich: H. Lurf, Wien I, Reichenstr. 17, Orchester Sektor; E. Dematté & Co., Innsbruck, Bozner Platz 1; Niederlande: Tempofoon, Tilburg



Hier läuft nichts über!

dafür sorgt unser Kaltleiterfühler P 430 – E 11.
Er ist das wichtigste Bauteil in Abfüllsicherungen
für Heizöl- und Kraftstofftankanlagen.

Ist ein Tank nicht völlig gefüllt, dann ist der Kaltleiter
von Luft umgeben. Über das elektronische
Schaltgerät nimmt er eine elektrische Leistung auf,
die der abgegebenen Wärme entspricht.
Taucht er infolge steigender Tankfüllung in die Flüssigkeit
ein, dann wird mehr Wärme abgeführt als in der Luft,
und die elektrische Leistungsaufnahme steigt. Die daraus
resultierende Stromänderung dient zur Signalgabe,
z. B. zum Schließen eines Magnetventils.

Weitere Informationen gibt Ihnen die nächstgelegene
Siemens-Geschäftsstelle oder unser Werk für Halbleiter,
8000 München 8, Balanstraße 73

Aus unserem Lieferprogramm: Germanium-HF-Transistoren · Germanium-NF-Transistoren
Germanium-NF-Leistungstransistoren
Silizium-NF-Transistoren · Silizium-HF-Transistoren
Silizium-HF-Leistungstransistoren · Germaniumdioden
Germanium-Tunneldioden · Germanium-Backward-dioden · Silizium-Kleinflächendioden · Silizium-Miniatur-

dioden · Silizium-Planardioden · Silizium-Z-Dioden
Germanium-Photodioden · Silizium-Photoelemente
Kompensations- und Meßheißleiter · Anlaßheißleiter
Regelheißleiter · Fremdgeheizte Heißleiter · Kaltleiter
Hallgeneratoren · Feldsonden · Ferrit-Hallgeneratoren
Hallmultiplikatoren · Feldplatten

Chefredakteur: WILHELM ROTH

Chefkorrespondent: WERNER W. DIEFENBACH

RUNDFUNK
FERNSEHEN
PHONO
MAGNETTON
HI-FI-TECHNIK
AMATEURFUNK
MESSTECHNIK
ELEKTRONIK

**FUNK-
TECHNIK**

Anwendungen und Technologien elektronischer Geräte

Die wissenschaftliche und technische Entwicklung wächst im großen und ganzen streng exponentiell, hat also eine gesetzmäßige Tendenz. Das Wachstum ist mit ein Ergebnis der in gleicher Weise zunehmenden Bevölkerung der Erde. Heute werden viermal so viele Menschen wie im Jahre 1800 gezählt, nämlich etwa 3,5 Milliarden; im Jahre 2000 — also in 33 Jahren — werden es fast doppelt so viele sein. In diesem Rahmen muß man auch die Aufgabenstellung und die Entwicklung der modernen Elektronik betrachten.

Während noch vor 60 Jahren elektronische Geräte fast unbekannt waren, ist das Leben von heute ohne diese „Bausteine für das Nervensystem der Zivilisation“ undenkbar. Die jährliche Zuwachsrate von Erzeugnissen der Elektrotechnik ist an sich einer der höchsten im Vergleich zu anderen Gütern. Dabei wird der künftige Zuwachs der Elektronik nach allen Prognosen am steilsten ansteigen.

Schon die historische Entwicklung läßt die steile Zunahme der Anwendungsbereiche für die Elektronik erkennen. Anfang dieses Jahrhunderts begann das klassische Anwendungsbereich der Elektronik mit der drahtlosen Telegrafie. Daraus entstanden die umfassenden Gebiete der Nachrichtentechnik, der Unterhaltungselektronik sowie der Meß-, Steuerungs- und Regelungstechnik. Einen zusätzlichen Auftrieb brachten in den letzten Jahrzehnten die elektronischen Rechner. K. Zuse nahm 1934 Vorarbeiten auf, die zum ersten Digitalrechner führten; die IBM baute 1948 einen Rechenautomaten mit 12500 Röhren und 21400 Relais für ein binär codiertes Dezimalsystem. Davon ausgehend, konnte schließlich das heutige große Anwendungsbereich der digitalen Computer schnell Realität gewinnen.

Die komplexe Verknüpfung der Computer mit anderen elektronischen Systemen ist besonders auch bei der Systemforschung erkennbar, und — um noch ein modernes Beispiel zu nennen — die Verfahren der Radartechnik sind jetzt unentbehrliche Hilfsmittel bei der Bewältigung von Verkehrsproblemen. Selbst Abläufe bei der Atomenergieerzeugung werden nach vorbestimmten Programmen elektronisch gesteuert. Ein zur Starkstromtechnik übergreifendes neues Anwendungsbereich ist die Leistungselektronik.

Über die zukünftige Entwicklung der praktischen Anwendung von elektronischen Einrichtungen machen unter anderem Gordon und Helmer interessante Voraussagen:

1973: verzehnfache Investitionen (gegenüber 1963) bei Computern für Prozeßsteuerung;

1974: automatische, vorausschauende und detaillierte Luftverkehrs kontrolle — umfangreicher Gebrauch einfacher Lehrautomaten;

1975: Automatisierung der Büroarbeit führt zur Verdrängung von 25% der gegenwärtigen Arbeitskapazität — verbreitete Anwendung komplexer Lehrautomaten;

1979: umfangreiche Anwendung automatischer Entscheidungen für industrielle und nationale Planung höheren Niveaus;

1980: Implantierte künstliche Organe aus Plastik und elektronischen Komponenten.

Die Möglichkeiten elektronischer Anwendungen weiten sich demnach außerordentlich. Dabei werden jedoch auch die Forderungen nach einer „vernünftigen“ Entwicklung immer dringlicher. Diese Frage sollte allerdings nicht allzu pessimistisch beurteilt werden, weil es eine von der Technik ausgehende Rückwirkung auf den Menschen gibt, die ihm neue, zwingende Einsichten erschließt. Insbesondere der Einfluß von Computern veranlaßt den Menschen zu neuen, rationalen Denkansätzen in bezug auf seine eigenen Zielsetzungen. Trotz aller technischen Fortschritte darf es nicht zu einer Herrschaft der Technik kommen: Der Mensch selbst muß im Vordergrund bleiben. Das setzt vor allem auch

den Dienst an der Gesundheit des Menschen voraus, und hier gewann die Medizinwissenschaft einen kraftvollen Verbündeten in der Elektronik.

In ähnlicher Weise wie bei der Ausweitung der Anwendungsmöglichkeiten läßt sich eine adäquate Entwicklung bei den Technologien für aktive und passive elektronische Bauelemente beobachten. Die Vorherrschaft der Elektronenröhre mit immer kleiner werdenden Bauformen in den Jahren ab etwa 1910 bis Mitte der fünfziger Jahre wird heute von der Halbleitertechnik durchbrochen.

Die Regierungsaufträge für Weltraumprojekte der großen Staaten haben in mancher Hinsicht bedeutende Fortschritte ermöglicht. Neue Technologien wurden dabei auch für den Aufbau ganzer Geräte entwickelt, die viele Gebiete der Technik entscheidend beeinflußt oder gewandelt haben

Aus speziellen Anwendungen der Elektronik ergeben sich ganz bestimmte Anforderungen an die einzelnen elektronischen Baugruppen. Die allgemeingültigen Forderungen sind: mehr Funktionen je Volumeneinheit, Verbesserung der Zuverlässigkeit, Verminderung des Leistungsbedarfs, Verminderung der Störstrahlung und schließlich eine stets gewünschte Senkung der Fertigungskosten. Mit Hilfe der Integration und Miniaturisierung lassen sich diese Forderungen je nach der angewandten Technologie mehr oder weniger weitgehend erfüllen.

Eine erste Stufe der Integration in elektronischen Geräten stellt schon die gedruckte Schaltung dar. In der noch anhaltenden weiteren Entwicklung werden miniaturisierte Bauelemente zusammengefügt, Widerstände und Induktivitäten gedruckt ausgeführt, Kapazitäten im Maskierungsverfahren auf Dünnfilm hergestellt und mit Halbleiterkristallen verbunden. Die oft umfangreiche Anzahl der Funktionen zwingt dabei auch zu neuen Lösungen von Kontaktierungs-, Verbindungs- und Anschlußproblemen.

Den Anstoß zur Baugruppen-Miniaturisierung gaben Mikromodule, Anordnungen aus vielen diskreten Miniaturbauteilen auf einer gemeinsamen Isolierplatte von einigen Quadratzentimetern Größe.

Die moderne Dickschichtschaltung ist eine Weiterentwicklung der geätzten Leiterplatte mit Miniaturleiterbahnen und -widerständen, die in Pastenform auf den Keramikträger aufgetragen und dann eingebrannt werden. Aktive Bauelemente und Kondensatoren müssen allerdings noch nachträglich eingelötet werden. Die Packungsdichte ist etwa 10...15 Elemente/cm².

Bei der Dünnfilmschaltung werden auf einem Glasträger dünne Schichten aus leitenden und nichtleitenden Substanzen für Leiterbahnen, Widerstände und Kondensatoren durch Aufdampfen über Masken aufgetragen. Aktive Bauelemente müssen meistens auch hier nachträglich eingelötet werden, jedoch sind voraussichtlich Dünnfilmtransistoren auch in Serienfertigung realisierbar.

Festkörperschaltkreise entstehen durch aufeinanderfolgende Diffusionsprozesse in einem Halbleiter-Einkristallblock (monolithische Technik). Diese Technik bildet den bisher höchsten Grad der Miniaturisierung und erlaubt gemeinsame Montage von aktiven und passiven Elementen in hermetisch verschlossenen Kleinstgehäusen. Die Packungsdichte erreicht 1000 Elemente/cm³.

Als Beispiel für das bisher bei Mikrokonstruktionen elektronischer Geräte Erreichte sei abschließend auf ein Gerät für die Ausrüstung von Raumfahrzeugen hingewiesen, das bei einem Bauelementeninhalt, der demjenigen von 400 Fernsehgeräten entspricht, eine Größe von nur 34 cm x 17 cm x 13 cm hat.

Dem Trend zu Mikrokonstruktionen sind außer aus technologischen Gründen auch andere Grenzen gesetzt; so müssen Armaturen und Anzeigegerüchte der vom Menschen zu handhabenden Geräte zur Bedienung und Ablesung ausreichende Mindestgrößen haben. E. Fendler

Neuzeitliche aktive Bauelemente zur Erzeugung höchster Frequenzen

Die Quantenelektronik ist momentan damit beschäftigt, den Boden für einige im Prinzip vollkommen neue Höchstfrequenzgeneratoren zu ebnen. Zu den interessantesten Oszillatoren zählen die, die vom Josephson-Effekt und vom Gunn-Effekt Gebrauch machen. Auch auf dem Gebiet der Dioden- und Transistoroszillatoren für höchste Frequenzen sind Fortschritte zu verzeichnen. Ganz neue Perspektiven haben sich auf dem Gebiet der Maser eröffnet. Der kosmische Maser ist nun im Gespräch, und der Elektronenstrahl-Maser wird nicht mehr auf sich warten lassen.

1. Josephson-Oszillator

Mit Hilfe von Josephson-Ubergängen (zwei Supraleiter, die durch eine sehr dünne Isolierschicht voneinander getrennt sind) lassen sich prinzipiell Generatoren kohärenter elektromagnetischer Strahlung für den gesamten Frequenzbereich von fünf bis tausend Gigahertz verwirklichen. Das physikalische Verhalten solcher Übergänge wurde 1962 von Brian D. Josephson (University of Cambridge, England) vorgeschlagen. Experimentell nachgewiesen wurden die Josephson-Effekte (es gibt zwei) erst vor kurzem. Heute gehören diese Effekte zu dem Modernsten, was die Physik aufzuweisen hat. Sie liefern einen neuen Schlüssel zum tieferen Verständnis einer Reihe bisher dunkel gebliebener Supraleitfähigkeits-Effekte und geben damit der Grundlagenforschung einen neuen Impuls. Der Josephson-Oszillator selbst befindet sich zur Zeit noch im Experimentierstadium. Er wurde jedoch schon für verschiedene Mikrowellenbereiche verwirklicht [1].

1.1. Physik

der Josephson-Effekte

Das physikalische Wesen der Josephson-Effekte kann man sich klarmachen, wenn man die Vorgänge an einem Supraleiter betrachtet, der von einem Strom durchflossen wird. Bild 1 zeigt vier verschiedene

Meßkreise, die einen stromdurchflossenen Supraleiter enthalten. Die entsprechenden Ausschläge des Voltmeters und des Ampermeters sind eingezzeichnet. Im Meßkreis nach Bild 1a wird kein Spannungsabfall registriert, obwohl ein Gleichstrom fließt. Der Spannungsabfall muß selbstverständlich Null sein, da ein Supraleiter kei-

nen Widerstand aufweist. Was geschieht, wenn man den Supraleiter in zwei Hälften zerteilt? Im Meßkreis von Bild 1b sind die beiden Hälften ziemlich weit voneinander entfernt, zum Beispiel 1 cm, und es passiert nichts Überraschendes. Da die beiden Teile keine Verbindung haben, fließt auch kein Strom, und das Voltmeter zeigt die Leerlaufspannung der Batterie an. Rückt man nun aber die beiden Supraleiter sehr nahe zusammen, zum Beispiel bis auf einen Abstand von 10 \AA ($= 1 \text{ nm}$), dann kann eins von zwei unerwarteten Phänomenen auftreten. Die erste Möglichkeit ist im Bild 1c dargestellt: Obwohl keine mechanische Verbindung zwischen den beiden Supraleitern besteht, fließt ein Gleichstrom aus der Batterie durch die Supraleiter. Dieses Phänomen wird Gleichstrom-Josephson-Effekt genannt. Die andere Alternative veranschaulicht Bild 1d. Hier fließt ebenfalls ein Gleichstrom; es wird aber auch eine Spannung gemessen, und gleichzeitig strahlt der zwischen den beiden Supraleitern frei gelassene schmale Spalt hochfrequente elektromagnetische Wellen ab, die auf das Vorhandensein eines hochfrequenten Wechselstroms im Spalt hinweisen. Diese Erscheinung wird als Wechselstrom-Josephson-Effekt bezeichnet. Beide Josephson-Effekte hängen unmittelbar mit der Supraleitung zusammen.

1.2. Allgemeines über Supraleitfähigkeit

Es gibt mehrere hundert metallische Elemente, Metallegierungen und Halbleiter, die keinen elektrischen Widerstand mehr zeigen, wenn man sie sehr tief kühlt (mindestens unter $20 \text{ }^{\circ}\text{K}$, gewöhnlich unter $5 \text{ }^{\circ}\text{K}$). Hat man ein Stück eines solchen Materials bei einer hohen Temperatur (so daß es einen normalen Leiter darstellt), bringt man es in ein magnetisches Feld und vermindert die Temperatur dann, bis sich das Stück in einen Supraleiter verwandelt, dann wird das Feld abgestoßen. Mit anderen Worten, ein eigener Strom beginnt dann im Supraleiter zu

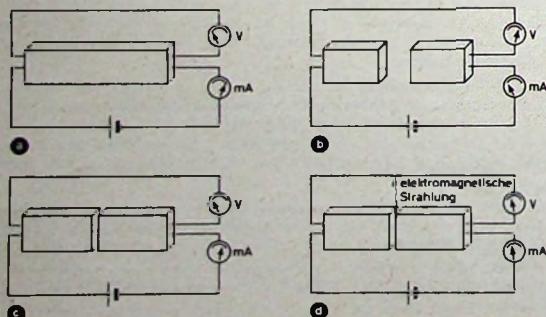


Bild 1. Vier Meßkreise, die einen stromdurchflossenen Supraleiter enthalten (siehe Text)

das Metallgitter bewegt, zieht die positiv geladenen Ionen an. Dadurch wird die Gitterformation gestört, und es entsteht ein schwacher Überschuß an positiver Ladung, durch den ein anderes Elektron angelockt werden kann. Zu den normalen abstoßenden Kräften zwischen den Elektronen gesellen sich dann Anziehungskräfte. Ein Metall wird ein Supraleiter, wenn die Anziehungskräfte überwiegen. Supraleitfähigkeit wird nicht in guten Leitern, wie Kupfer oder Silber, sondern in ziemlich schlechten Leitern, wie Blei oder Zinn, beobachtet. In guten Leitern besteht nämlich nur eine schwache Wechselwirkung zwischen den Elektronen und dem Gitter.

Durch die Anziehungskräfte werden jeweils immer zwei Elektronen zusammengetrieben, eins mit negativem Drehimpuls und ein anderes mit positivem Drehimpuls. Die Bindung dieser Elektronen aneinander ist äußerst schwach. Im Durchschnitt halten die beiden Elektronen einen Abstand ein, der rund tausendmal größer ist als der Abstand zwischen den an ihren Gitterplätzen angeordneten Ionen. Jedes Ion hat gewöhnlich mehrere Elektronen, so daß jedes Elektronenpaar in einem Bereich existiert, in dem noch Millionen von anderen Elektronen vorhanden sind. Dieses merkwürdige Verhalten der Elektronen ist eine Folge der quantenmechanischen Gesetzmäßigkeit, daß sich nie mehr als zwei Elektronen (und dann nur solche mit entgegengesetztem Drehimpuls) am gleichen Ort aufhalten können. Weil dieses Ausschließungsprinzip gilt, müssen die Bewegungen aller Elektronenpaare korreliert sein. Theoretische Überlegungen zeigen, daß letzteres nur dann der Fall ist, wenn sich die Schwerpunkte aller Elektronenpaare mit dem gleichen Impuls bewegen. Umgekehrt kann man sagen, daß der Zusammenhalt der Elektronenpaare durch die Gleichheit aller Schwerpunktimpulse bewirkt wird. Ein Elektronenpaar zerstören, heißt alle zerstören, da alles Hand in Hand arbeitet.

Supraleitfähigkeit ist also ein typischer quantenmechanischer Vorgang. Beschreibt man die Gleichschaltung der Schwerpunktimpulse der Elektronenpaare mit Mitteln der Quantenmechanik, so hat man den Wellencharakter der Elektronen in Erwägung zu ziehen. Ein Elektronenpaar mit dem Schwerpunktimpuls p läßt sich durch eine Welle der Wellenlänge $\lambda = h/p$ beschreiben, worin h die Plancksche Konstante bedeutet. Im Fall der Supraleitfähigkeit haben also alle Elektronenpaarwellen gleiche Wellenlänge. Das Ausschließungsprinzip verlangt, daß die durchschnittliche Bindung der Elektronenpaare optimal ist. Es zeigt sich rechnerisch, daß die Bindungsenergie nur dann optimal ist, wenn alle Elektronenpaarwellen gleiche Phase haben. Hierin liegt das Typische der Josephson-Effekte. Die Gleichphasigkeit der Elektronenpaarwellen in Supraleitern ist ein quantenmechanischer Effekt, der sich im makroskopischen Bereich offenbart.

Die Periode einer Elektronenpaarwelle hängt von der Energie des Elektronenpaares ab. Die Phase ist daher nicht nur

Meßkreise, die einen stromdurchflossenen Supraleiter enthalten. Die entsprechenden Ausschläge des Voltmeters und des Ampermeters sind eingezzeichnet. Im Meßkreis nach Bild 1a wird kein Spannungsabfall registriert, obwohl ein Gleichstrom fließt. Der Spannungsabfall muß selbstverständlich Null sein, da ein Supraleiter kei-

fließen. Dies ist als Ochsenfeld-Meissner-Effekt bekannt [2].

Supraleitfähigkeit ist eine Folge der zwischen den Elektronen eines Metalls bestehenden Anziehungskräfte. Obwohl sich die Elektronen im freien Raum abstoßen, braucht dies in einem Metall nicht der Fall zu sein. Ein Elektron, das sich durch

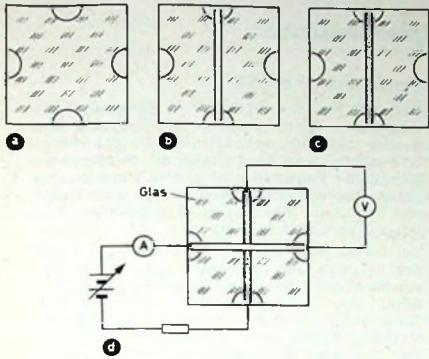


Bild 2. Herstellungsprozedur für einen Josephson-Übergang: a) Aufdampfen von vier Elektroden; b) Aufdampfen eines supraleitenden Streifens; c) Aufbringen einer Oxidschicht; d) Aufdampfen des zweiten supraleitenden Streifens

mit dem Impuls, sondern auch mit der Energie des Elektronenpaares verknüpft. Würde zwischen den Enden des Supraleiters im Bild 1a ein Spannungsabfall U existieren, dann wäre die Energie eines Elektronenpaares an einem Ende um den Betrag $2eU$ größer als am anderen Ende, wenn e die Ladung eines Elektrons bedeutet. Mit der Zeit würde sich eine Phasenverschiebung zwischen den Elektronenpaaren an den beiden Enden einstellen, was gleichbedeutend mit dem Zusammenbruch der Phasengleichheit aller Elektronenpaare wäre. Anstatt in den Zustand höherer Energie überzugehen, der diesen Zusammenbruch nach sich ziehen würde, leitet der Supraleiter den Strom so, daß sich über ihm kein Spannungsabfall aufbaut. Dieses Verhalten des Supraleiters ist also eine Folge der fernwirkenden Anziehungskräfte zwischen den Elektronen, der großen Anzahl der beteiligten gebundenen Elektronenpaare, des quantenmechanischen Ausschließungsprinzips und der daraus folgenden Gleichphasigkeit der Elektronenpaare.

1.3. Josephsonscher Tunnelprozeß

Die Elektronenpaare können sich frei im Supraleiter bewegen, und die Bewegung erfolgt gleichphasig. Josephson kam nun die Idee, daß es möglich sein müsse, diese Gleichphasigkeit zu ändern und auf diese Weise ihre Physik zu studieren. Er betrachtete die Vorgänge an zwei sich gegenüberliegenden Supraleitern (Bild 1). Sind die beiden Stücke gut voneinander getrennt, so daß keine Elektronenpaare zwischen ihnen ausgetauscht werden können, dann braucht keine besondere Phasenbeziehung zwischen den Elektronenpaaren der beiden Supraleiter zu bestehen. Können die beiden Stücke aber nahe genug zusammengerückt werden, dann wird sich ein Mittel einstellen, bei dem ein gewisser Elektronenpaar-Austausch auf Grund des quantenmechanischen Tunnelprozesses stattfindet. Ist dies der Fall, dann kann das Gesamtsystem einen Zustand geringster Energie einnehmen, in dem zwischen den Elektronenpaaren der beiden Supraleiter eine einheitliche Phasendifferenz besteht. Diese Phasendifferenz müßte sich durch Steuerung der je Zeiteinheit vom einen zum anderen Supraleiter überwechselnden Elektronenpaare kontrollieren lassen. Der Abstand, den die beiden Supraleiter haben müssen, wenn diese Zwischensituation auftreten soll, liegt in der Größenordnung von 10 \AA .

1.4. Praktische Verwirklichung von Josephson-Übergängen

Einen Abstand von 10 \AA einzustellen, bietet große Schwierigkeiten. In der Praxis trennt man die beiden Supraleiter daher mit Hilfe einer dünnen isolierenden Oxidschicht. Im Bild 2 sind die einzelnen Stufen des Herstellungsgangs ange deutet. Die Prozedur beginnt mit dem Aufdampfen von vier Metallschicht-Elektroden auf eine Glasscheibe. Zwei der Elektroden werden durch einen etwa 1 mm breiten und 2000 \AA dicken Streifen aus einem supraleitenden Material, beispielsweise Zinn, miteinander verbunden. Man läßt dann den Supraleiter bis zu einem bestimmten Grad oxidieren, so daß auf ihm eine etwa 10 \AA dicke Oxidschicht entsteht. Dies wird dadurch erreicht, daß der Vakuumkammer, in der der Herstellungsprozeß erfolgt, eine sorgfältig bemessene Menge Luft oder reinen Sauerstoffs zugeführt wird. Anschließend wird eine zweite supraleitende Schicht aufgebracht, die die anderen beiden Elektroden verbindet. Gewöhnlich schneidet dieser Streifen den zuerst aufgebrachten Streifen unter einem rechten Winkel. Der eigentliche Josephson-Übergang befindet sich an der Kreuzungsstelle. Das Verhalten eines solchen Übergangs mit isolierender Zwischenschicht ist dem Verhalten eines Supraleiter-Paars, bei dem die Isolation durch den leeren Raum erfolgt, äquivalent. Das Überwechseln von Elektronenpaaren vom einen Supraleiter zum anderen führt zu einer Kopplung der Paarphasen auf den beiden Seiten, die mittels elektrischer oder magnetischer Felder beeinflußt werden kann.

1.5. Zusammenhang zwischen Josephson-Strom und Phasendifferenz

Wenn irgendeine Phasendifferenz zwischen den beiden Supraleitern erzeugt wird, müssen die Paare vorzugsweise in eine Richtung transportiert werden, so daß ein Strom zwischen den Supraleitern fließt. In der Praxis läßt man einen Strom durch den Übergang fließen und erzeugt die Phasendifferenz auf diese Weise. Was der Experimentator unter direkter Kontrolle hat, ist der Strom, nicht die Phasendifferenz. Den Mechanismus des Josephson-Übergangs kann man sich jedoch etwas leichter vorstellen, wenn man sich die Phasendifferenz als die kontrollierbare Größe denkt und nach dem Strom fragt, der dieser Phasendifferenz entspricht.

Zwischen der Tunnelstromdichte j (Strom je Flächeneinheit) und der Phasendifferenz

φ besteht der Zusammenhang

$$j = j_1 \cdot \sin \varphi,$$

worin j_1 eine Konstante (von der Dimension einer Stromdichte) bedeutet, die vor allem ein Maß für die Übergangswahrscheinlichkeit darstellt und für unterschiedliche Josephson-Übergänge verschieden ist. Die Stromdichte in einem Josephson-Übergang ist also eine Sinusfunktion der Elektronenpaar-Phasen in den beiden Supraleitern. Die Stromdichte hat einen Maximalwert von j_1 , wenn die Phasendifferenz ein ungeradzahliges Vielfaches von $\pi/2$ ist. Null ist die Stromdichte dann, wenn die Phasendifferenz ein geradzahliges Vielfaches von π ist.

Diesen sinusförmigen Zusammenhang zwischen Josephson-Strom und Phasendifferenz kann man verstehen, wenn man bedenkt, daß die Phase eines Elektronenpaares von dessen Bewegung abhängt. Paare, die in die Vorzugsrichtung übertragen werden, ändern ihre Phase einfach gerade um den Betrag, der zur Anpassung an die Phase der Seite, zu der sie sich hinbewegen, erforderlich ist. Paare, die versuchen, in entgegengesetzte Richtung zu wandern, werden ihre Phase um den gleichen Betrag ändern. Wenn die resultierende Phase die Anpassung an die Phase der Seite, zu der sich die Paare hinbewegen, herbeiführt, dann sind die Paare in der Lage, den Übergang zu vollziehen; die Anzahl der in beide Richtungen wandern den Paare ist die gleiche, und der Gesamtstrom ist Null. Wenn die resultierende Phase keine Anpassung ermöglicht, dann werden die Paare zu der Seite reflektiert, von der sie kamen; die Übertragung der Paare in die Vorzugsrichtung führt dann zu einem Stromfluß. Es fließt dann ein Gleichstrom, ohne daß zwischen den Supraleitern ein Spannungsabfall entsteht; in diesem Fall verhält sich der Josephson-Übergang wie ein einzelner Supraleiter. Dieses Verhalten bezeichnet man, wie schon erwähnt, als den Gleichstrom-Josephson-Effekt.

In Tab. I sind die Phasenbeziehungen für fünf verschiedene Fälle angegeben. Die Buchstaben A und B stehen für die beiden Supraleiter, die durch eine dünne Oxidschicht voneinander getrennt sind. Aus der Tabelle ist ersichtlich, in welcher Weise die Übertragung von Elektronenpaaren von A nach B und von B nach A mit der Differenz der Paarphasen in den beiden Supraleitern in Beziehung steht. In der Tabelle ist auch der Gesamtstrom für diese relative Paarphase eingetragen. In der ersten Zeile der Tabelle ist der Fall

Tab. I. Zum Mechanismus der Josephson-Effekte

Paarphase in A	Paarphase in B	Phasenänderung beim Durchqueren der Oxidschicht	Phase des Paars nach dem Übergang von		Josephson-strom
			A nach B	B nach A	
0	0	0	0	0	0
0	$\frac{\pi}{4}$	$\frac{\pi}{4}$	$\frac{\pi}{4}$	$\frac{\pi}{2}$	$\frac{j_1}{\sqrt{2}}$
0	$\frac{\pi}{2}$	$\frac{\pi}{2}$	$\frac{\pi}{2}$	π	j_1
0	$\frac{3\pi}{4}$	$\frac{3\pi}{4}$	$\frac{3\pi}{4}$	$\frac{3\pi}{2}$	$\frac{j_1}{\sqrt{2}}$
0	π	π	π	2π	0

dargestellt, daß die Phase in B ebenfalls Null ist. Die Übertragung von Elektronenpaaren ist dann für beide Richtungen gleich wahrscheinlich, und der Gesamt-Tunnelstrom ist Null.

Die zweite Zeile von Tabelle I veranschaulicht den Fall, in dem der Supraleiter B eine Paarphase von $\pi/4$ aufweist. Die Phasendrehung eines Paars, das die Oxidschicht durchquert, beträgt $\pi/4$. Die Phase eines Paars, das von A nach B wandert, ändert sich daher von Null bis $\pi/4$. Wenn das Paar den Supraleiter B erreicht, dann ist genaue Anpassung an die dort vorhandene Phase gegeben. Das Paar kann sich daher gut in die in B bereits vorhandenen Elektronenpaare eingliedern, und ein solcher Vorgang ist deshalb verhältnismäßig wahrscheinlich. Die Phase eines Paars, das von B nach A wandert, ändert sich jedoch von $\pi/4$ bis $\pi/2$; es besteht hierfür keine gute Anpassung an die Phase Null der Elektronenpaare auf der Seite A. Die Übertragung von Paaren von B nach A ist daher nicht so wahrscheinlich wie die Übertragung in umgekehrter Richtung. Im Durchschnitt werden mehr Elektronenpaare von A nach B wandern, und in diese Richtung wird daher ein Strom fließen.

In der dritten Zeile besteht eine Phasendifferenz von $\pi/2$. Hier besteht ebenfalls eine schlechte Anpassung für Elektronenpaare, die von B nach A wandern; die Anzahl der von B nach A wandernden Paare ist in diesem Fall ebenfalls kleiner. Der Gesamtstrom von A nach B ist größer. In den Zeilen vier und fünf ist die Situation für noch größere relative Paarphasen dargestellt. Die Fehlanpassung vermindert sich hier, und der Strom von A nach B sinkt wieder. Tab. I schildert die Verhältnisse für die erste Halbperiode der Funktion $j = j_1 \sin \varphi$.

1.8. Einfluß der Zeitabhängigkeit der Phasendifferenz

Bisher wurden nur Fälle geschildert, in denen sich die zwischen den Elektronenpaaren in den beiden Supraleitern bestehende Phasendifferenz mit der Zeit nicht ändert. Wenn aber ein Spannungsunterschied und damit eine Potentialenergie-Differenz zwischen den Supraleitern besteht, dann wird die Phasendifferenz zeitabhängig sein. Die zeitunabhängige Phasendifferenz besteht, wenn ein Gleichstrom durch den Josephson-Übergang fließt. Sie wird tatsächlich zu Beginn durch eine momentane Spannungsunterschied hervorgerufen, die auftritt, wenn der Josephson-Übergang mit einer äußeren Stromquelle in Verbindung gebracht wird. Der Spannungsabfall veranlaßt die Phase, sich mit der Zeit zu ändern. Sobald die Phasendifferenz den Wert erreicht, der einem Strom von der Stärke der Stromquelle entspricht, verschwindet der Spannungsabfall, und die relative Paarphase bleibt zeitkonstant. Dieser Vorgang spielt sich innerhalb von etwa 0,1 ns ab. Treibt die äußere Stromquelle einen Strom durch den Übergang, der stärker ist als der Josephson-Gleichstrom, dann wird jedoch ein Spannungsabfall über dem Josephson-Übergang aufgebaut, und die relative Phase vergrößert sich dauernd mit der Zeit. Wegen des Zusammenhangs $j = j_1 \sin \varphi$ zwischen Josephson-Strom und Phase, ändert der Strom zwischen den beiden Supraleitern dauernd seine Richtung. Er schwingt mit einer Frequenz, die der Spannung über dem Josephson-Übergang proportional ist. Diesen Vorgang bezeichnet man als den

Wechselstrom-Josephson-Effekt. Die Frequenz des Josephson-Stroms ist

$$f = \frac{2e}{h} U,$$

worin e die Elementarladung, h die Plancksche Konstante und U den Spannungsabfall über dem Josephson-Übergang bedeutet. Der Bruch $2e/h$ hat den Wert 483,6 MHz/ μ V, so daß eine Spannung von wenigen Mikrovolt bereits Gigahertz-Strome hervorrufen.

1.7. Praktische Josephson-Oszillatoren

Der Josephson-Oszillator macht vom Wechselstrom-Josephson-Effekt Gebrauch. Ein Strom, der ständig seine Richtung ändert, strahlt elektromagnetische Wellen ab. Zwischen den beiden Supraleitern können sich daher elektromagnetische Wellen ausbreiten. Für diese Wellen wirkt der Spalt ähnlich wie ein gewöhnlicher offener Resonator, das heißt, es sind verschiedene elektromagnetische Resonanzmoden möglich. Ein relativ starkes elektromagnetisches Hochstfrequenzfeld kann daher zwischen den Supraleitern angelegt werden, wenn die Frequenz und die Wellenlänge des Supraströms auf die Frequenz und die Wellenlänge einer dieser Moden abgestimmt werden.

Der elektrische Feldvektor des Hochstfrequenzfeldes verläuft parallel zur Richtung des Josephson-Stroms, also senkrecht zu den beiden Stirnflächen der Supraleiter. Die Feldverteilung ist ohne Vorhandensein eines äußeren magnetischen Feldes rechteckig. Aus quantenmechanischen Gründen ist es möglich, diese rechteckförmige räumliche Feldverteilung durch Aufbau eines magnetischen Feldes parallel zur Oxidschicht in eine sinusförmige umzuwandeln. Durch Steigern des äußeren magnetischen Feldes lassen sich räumliche Moden höherer Ordnung einstellen.

Einen Josephson-Oszillator erhält man, wenn man einen Josephson-Übergang in einen Hohlleiter einbaut. Der Josephson-Übergang muß so weit gekühlt werden, daß sich Supraleitung einstellt. Für die Kühlung läßt sich flüssiges Helium verwenden. Es bereitet heute noch Schwierigkeiten, die volle verfügbare Hochstfrequenzleistung aus dem Josephson-Übergang auszukopieren. Das Problem ist die Widerstandsanpassung. Man erwartet von einem einzelnen Josephson-Übergang eine verfügbare Ausgangsleistung von etwa 1 μ W. Bisher konnten aber nur bedeutend kleinere Leistungen ausgekoppelt werden. Die gelieferte elektromagnetische Strahlung ist kohärent, aber im allgemeinen nicht monochromatisch. Der Josephson-Oszillator ist spannungsabstimmbar; die Ausgangsfrequenz hängt nur von der Vorspannung ab und wird von allen anderen Parametern der Anordnung nicht beeinflußt. Das Rauschen eines Josephson-Oszillators wird sehr gering sein. Anwendungen wird der Josephson-Oszillator wohl besonders finden, wo in einem experimentellen Aufbau oder einem Gerät Kühlmittel für sehr tiefe Temperaturen bereits aus anderen Gründen vorhanden sind. (Fortsetzung folgt)

Schriftum

- [1] Langenberg, D. N., Scalapino, D. J., u. Taylor, B. N.: Josephson-type superconducting tunnel junctions as generators of microwave and submillimeter wave radiation. Proc. IEEE Bd. 54 (1966) Nr. 4, S. 566-575
- [2] Lynton, E. A.: Superconductivity. New York 1962, Wiley

Persönliches

Ernennungen bei SEL

Bei SEL wurden ernannt zu Generalbevollmächtigten die Direktoren Dr. Siegfried Hinz (Leiter des Geschäftsbereichs Datentechnik), Dr. Martin Knobloch (Zentrale betriebswirtschaftliche Fabrikenleitung), Dr. Hans Stracke (Zentralbereichsleiter Wirtschaft und Recht) und Dr. Elmar Windthorst (Geschäftsberichtsleiter Kabel und Leitungen).

Zu Direktoren wurden ernannt Dr. Helmut Carl (Leiter des Erzeugnisgebiets Übertragungstechnik), Siegfried Grammel (Fabrikleiter des Geschäftsbereichs Datentechnik), Kurt Jekelius (Leiter des Erzeugnisgebiets Navigation), Heinrich Kürten (Stellvertreter des zentralen Exportleiters) und Dr. Klaus Letzsch (Leiter des Zentralbereichs Finanzen; Treasurer).

Erweiterung des Aufsichtsrates der Siemens AG

Im Hinblick auf die Neuorganisation des Hauses Siemens werden der am 21. 3. 1967 stattfindenden Hauptversammlung der Siemens AG zur Erweiterung des Aufsichtsrates als neue Mitglieder zur Neuwahl vorgeschlagen: Prof. Dr. Adolf Butenandt (München), Dr. rer. pol. Egon Overbeck (Düsseldorf), Alexander von Seidel (Düsseldorf), Dr. rer. pol. Peter von Siemens (München), Bergassessor a. D. Dr.-Ing. E. h. Hans-Günther Sohl (Duisburg-Hamborn) und Franz Heinrich Ulrich (Düsseldorf). Die Herren gehören derzeit noch dem Aufsichtsrat der Siemens-Schuckertwerke AG an und legen ihr Amt zum Ende der diesjährigen ordentlichen Hauptversammlung der Siemens-Schuckertwerke AG nieder.

H. Mayer 70 Jahre

Dipl.-Ing. Heinrich Mayer, ehemaliges Vorstandsmitglied der Brown, Boveri & Cie AG, Mannheim, vollendete am 14. Januar 1967 sein 70. Lebensjahr. Bei seinem Übertritt in den Ruhestand Ende 1963 war er mehr als 42 Jahre erfolgreich für BBC tätig. Die Technische Hochschule Darmstadt verlieh H. Mayer 1964 in Anerkennung seiner hervorragenden Leistungen auf dem Gebiet des Turbomaschinenbaus und für die Förderung von Forschung und Lehre die Würde des Ehrensenators.

G. Lauterbach 60 Jahre

Am 5. Januar 1967 wurde Prokurator Georg Lauterbach, Leiter der Saba-Serviceorganisation und des Geschäftsführungsreferates „Marktforschung“, 60 Jahre. Georg Lauterbach, der seit 1930 der Firma Saba angehört, hat auch innerhalb des Fachverbandes 14 im ZVEI verschiedene Ämter inne; er ist Leiter der Kommission „Kundendienst“ und Mitglied der Kommission „Marktforschung“.



Siemens übernimmt Mehrheit bei Zuse

Die Siemens AG, Berlin-München, und die Brown, Boveri & Cie AG (BBC), Mannheim, haben die Verhandlungen über eine Beteiligung der Siemens AG an der Zuse KG, Bad Hersfeld, abgeschlossen. Die Siemens AG tritt als Kommanditist in die Zuse KG ein und übernimmt 70 Prozent des Kommanditkapitals, während 30 Prozent bei der Brown, Boveri & Cie AG, Mannheim, verbleiben. Für die Kunden der Zuse KG werden sich hieraus keine Veränderungen ergeben, die die Gesellschaft ihre bisherigen Arbeitsgebiete weiterpflegt.

Dickschicht-Hybridschaltungen

DK 621.3.049

Der große Vorteil von in Baugruppen zusammengefaßten Schaltkreisen liegt für den Anwender darin, daß die Anzahl der Verbindungen von der Baugruppe nach außen ein Minimum wird; die Prüfungen der Baugruppe lassen sich dadurch vereinfachen und können beim Anwender sogar entfallen.

Solche Schaltkreise sind mit Dickschicht-Hybridien einfach und preisgünstig zu erfüllen. Dabei versteht man unter Dickschicht-Hybridien eine Zusammenfassung von Dickschicht-Widerstandskombinationen mit Halbleitern, Kondensatoren und sonstigen Bauelementen.

1. Allgemeiner Aufbau

Der optimale Aufbau einer Schaltung in Dickschicht erfordert gegenüber der bisherigen Technik eine gewisse Umstellung der Schaltungsauslegung. Die Dickschichttechnik kann als Weiterentwicklung der gedruckten Schaltung aufgefaßt werden. Da jedoch außer den Leiterbahnen auch die Widerstände gedruckt werden, entfällt damit die Möglichkeit, mit Widerständen Kreuzungen durchzuführen.

Die Grundlage der Dickschicht-Technologie bilden die wirtschaftlich aufgebrachten Verbindungen und Widerstände. Bei den Hybridschaltungen stellen sie einen wesentlichen Bestandteil der Schaltung dar.

2. Leiterbahnen

Die Leiterbahnen mit rund 0,5 mm Breite werden auf das Keramiksubstrat gedruckt. Das Metall der Druckpasta ist meistens entweder Gold/Platin oder Silber/Palladium. Es wird nach dem Einbrennen mit einer Zinnlegierung verstärkt. Bei den Verbindungen erreicht man dadurch einen Widerstand von weit unter 1 Ohm.

Kreuzungen der Leiterbahnen auf einer Substratfläche sind zwar möglich, jedoch ist das Verfahren bei kleinen Substraten noch zu zeitraubend und daher teuer. Sind

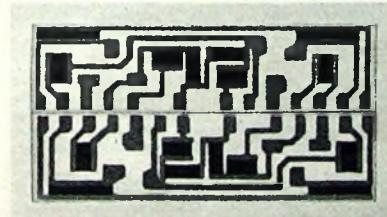


Bild 1. Kontaktierung auf Vorder- und Rückseite von Dickschichtschaltungen mit Metallisierung der Kanten zur Vermeidung von Kreuzungen

Kreuzungen im Aufbau unvermeidbar, dann bedruckt man vorzugsweise auch die Substratrückseite und metallisiert die Kanten an den notwendigen Übergangsstellen (Bild 1).

3. Widerstände

Mit Rücksicht auf die anderen Bauelemente können die Widerstände bei Hybridschaltungen nicht sehr gleichmäßig auf die

Dr. rer. nat. Egon Thiel ist Angehöriger der Entwicklungsabteilung der Firma Ernst Roederstein, Landshut

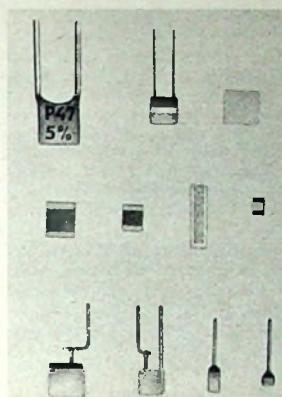


Bild 2. Ausführungsformen von zum Einbau in Dickschicht-Hybridschaltungen geeigneten Tantal- und Keramikkondensatoren

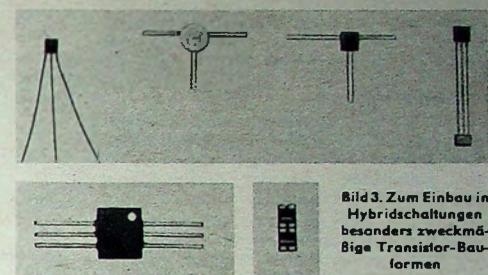


Bild 3. Zum Einbau in Hybridschaltungen besonders zweckmäßige Transistor-Bauformen

vor allem Keramikkondensatoren (insbesondere in Vielschichttechnik) und Tantal-kondensatoren. Die nach der Bestückung vorgenommene Umhüllung der gesamten Schaltung (s. Abschnitt 6.) bietet dabei auch den Kondensatoren ausreichenden Schutz gegen klimatische Einflüsse. Es können jedoch auch Folienkondensatoren aller Art mit der Dickschichtschaltung

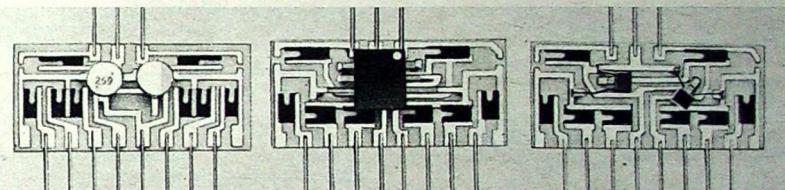


Bild 4. Gleiche mit unterschiedlichen Transistoren bestückte Dickschicht-Hybridschaltung; Abmessungen der Plättchen: 12 mm x 25 mm

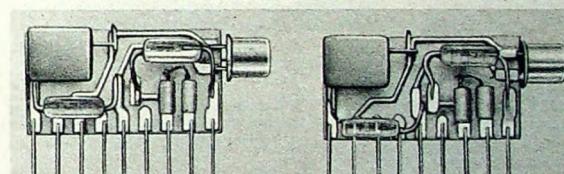


Bild 5. Mit verhältnismäßig vielen hinzugefügten Bauelementen bestückte Dickschicht-Hybridschaltung; Abmessungen der Plättchen: 12 mm x 25 mm

Substratoberfläche verteilt werden. Gegenüber normalen gedruckten Schaltungen auf Hartpapierunterlage besteht jedoch ein Vorteil in der weit günstigeren Temperaturverteilung durch das sehr viel besser Wärme ableitende Substrat.

4. Kondensatoren

Mittels zwei weiterer Druckvorgänge lassen sich auch Dickfilm-Kondensatoren herstellen. Die Qualität der hierfür zur Verfügung stehenden Pasten ist jedoch noch nicht voll zufriedenstellend.

Eine preisgünstige Methode zum Aufbringen von Kondensatoren besteht darin, daß man das Substrat als Dielektrikum benutzt. Al_2O_3 -Keramik hat jedoch nur eine relativ geringe Dielektrizitätskonstante ($\epsilon = 9$). Die Verwendung von Keramik mit höherer Dielektrizitätskonstante bringt einen Kapazitätsgewinn, wobei dann allerdings Verminderungen in der Qualität der Widerstände und in den mechanischen Eigenschaften der Baugruppe in Kauf genommen werden müssen. Außerdem können die auftretenden parasitären Kapazitäten störend sein.

Keine Schwierigkeiten in der Verarbeitung bereiten Kondensatoren, die als Halbfabrikate aufgebracht werden. Dazu zählen

kombiniert werden. Entscheidend für die Wahl eines bestimmten Kondensatortyps sind letztlich der Preis, die elektrischen Eigenschaften des Kondensators und die Größe. Eine Zusammenstellung von für Dickschicht-Hybridschaltungen verwendbaren Kondensatoren zeigt Bild 2.

5. Halbleiter

Obwohl es möglich ist, Halbleiter aus Germanium einzusetzen, wird doch nach Möglichkeit davon Abstand genommen. Siliziumhalbleiter sind wesentlich temperaturfester. Sie können deshalb mit kürzeren Anschläßen eingelötet werden und eignen sich daher auch für eine automatische Bestückung.

Das Angebot an Mikrohalbleitern steigt ständig. Trotzdem bestehen zum Teil noch Schwierigkeiten bei der Beschaffung geeigneter Halbleiter, wenn man aus wirtschaftlichen Gründen noch zusätzlich den Preis in Betracht zieht. Das gilt insbesondere für Dioden.

Mikrohalbleiter nach Bild 3 sind für Dickschicht-Hybridschaltungen besonders geeignet. Mit unterschiedlichen Transistoren bestückte Schaltungen sind im Bild 4 wiedergegeben. Es können aber auch, nimmt man das größere Volumen in Kauf, Tran-

sistoren in TO-18-Gehäusen oder in vergleichbaren Kunststoffgehäusen sowie Dioden in DO-7-Gehäusen eingelötet werden (Bild 5). Da sich die Situation im Angebot an Halbleitern ständig ändert, sollte ein enger Kontakt zwischen dem Entwickler der Schaltung – also im Normalfall dem Anwender – und dem Hersteller von Dickschicht-Hybridschaltungen bereits in einem frühen Stadium gepflegt werden.

6. Ausführung

Die Größe der Baugruppe wird in erster Linie durch die Abmessungen des Keramiksubstrats und in zweiter Linie durch die Umhüllung und die hinzugefügten Bauelemente bestimmt.

Die Größe der Oberfläche der Substrate ist selten durch die notwendige Abführung der entstehenden Wärme bedingt, sondern meistens durch die Menge der aufzubringenden Bauelemente. Die Länge der Plättchen ergibt sich einerseits durch die erforderliche Fläche, andererseits auch durch die Anzahl der Zuleitungen für die betriebsmäßigen Anschlüsse und für zum Abgleich gewünschte Meßpunkte.

Die Mindestbreite der Substratplättchen hängt von der Art der Schaltung ab. R-Kombinationen einfachster Art (wie zum Beispiel mehrere gleiche Widerstände mit einem gemeinsamen Knotenpunkt) benötigen nur eine Keramikbreite von etwa 6 bis 7 mm. Bei einer etwas komplizierteren Verknüpfung von Widerständen und einfachen Bauelementen kommt man auf eine Breite von etwa 10 mm. Lineare und digitale Schaltungen brauchen wegen der Versorgungs- und Gegenkopplungsleitungen zum Teil sogar 12 mm Plättchenbreite und mehr.

Für die Umhüllung sind hauptsächlich zwei Verfahren im Gebrauch (Bild 6). Beim Tauchverfahren entsteht als Umhüllung

ten. Wie viele Versuche bestätigen, kann für beide Arten von Umhüllungen eine Temperaturwechsel-Beständigkeit zwischen -40 und +85 °C (in Sonderfällen sogar von -55 bis +125 °C) gewährleistet werden.

7. Vergleich gegenüber Schaltungen mit herkömmlichen Bauelementen

Die Dickschicht-Technologie ist noch relativ neu und deshalb noch nicht am Ende der Entwicklung. Es sind daher größere Preisreduzierungen zu erwarten als zum Beispiel bei normalen Bauelementen. Trotzdem ist bereits heute die Dickschicht-Schaltungsstechnik gegenüber der Technik mit einzelnen Bauelementen konkurrenzfähig und bietet außerdem manche technischen Vorteile.

Verglichen werden dürfen aber nicht nur die Preise der Dickschicht-Baugruppen mit den Preisen herkömmlicher Bauelemente an sich, sondern es muß bei einem Preisvergleich der Schaltungen mindestens auch noch die Lötzung und die Prüfung herkömmlicher Bauelemente hinzugerechnet werden.

Weitere Vorteile von Dickschicht-Hybridschaltungen sind:

Platzsparsnis auf der gedruckten Schaltung;

größere Zuverlässigkeit wegen der Umhüllung und Verminderung der Lötstellenanzahl;

Erleichterung von Reparaturen durch Austausch ganzer Baugruppen;

Vereinfachung bei Einkauf und Lagerhaltung;

Einsparung von Bestückungseinrichtungen und somit Investitionskosten;

Baugruppen geben Standardschaltungen ein größeres Gewicht und ersparen dadurch unnötige Entwicklungsarbeiten.

Die Verarbeitung auf der gedruckten Schaltung ist einfacher, da die Wahl der Anschlußfolge möglich ist.

Nachteilig kann sich unter Umständen die Größe auswirken.

9. Entwicklungstendenzen

Nimmt man an, daß die amerikanischen Erfahrungen richtungweisend auch für europäische Verhältnisse sind, dann muß mit einem starken Ansteigen der Integrierten Filmschaltungen (Dickschicht und Dünnenschicht) gerechnet werden. Im zweiten Halbjahr 1966 wurden in den USA 25,2 Millionen Integrierte Schaltungen (Filmschaltungen und Halbleiterbaugruppen) im Werte von 27,2 Millionen Dollar für den zivilen Bedarf gefertigt [1]. Davon waren 21,3 Millionen Schaltungen im Werte von 9,3 Millionen Dollar reine Filmschaltungen, und 3,9 Millionen Schaltungen im Werte von 17,9 Millionen Dollar waren Halbleiterbaugruppen. Das entspricht also bei Filmschaltungen einem Durchschnittspreis von etwa 23 Cents und bei Halbleiterbaugruppen einem Durchschnittspreis von 4,6 Dollar.

Da sich die Angaben über die Filmschaltungen nur auf passive Kreise beziehen, ergibt sich allerdings kein echter Preisvergleich. Dennoch kann behauptet werden, daß noch einige Zeit vergehen wird, bis ein vergleichbares Preisniveau auch für Halbleiterschaltungen besteht. Auf keinen Fall schließen die Halbleiterkreise

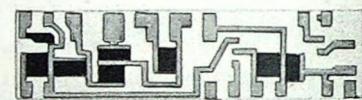


Bild 6. Getauchte Umhüllung (links) und Kunststoffbecherumhüllung (rechts) von Dickschicht-Hybridschaltungen

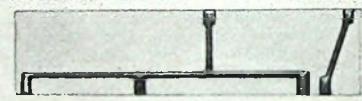


Bild 7. Vorder- und Rückseite einer nur teilweise bestückten Dickschicht-Hybridschaltung sowie die Schaltung (selektiver Verstärker für 60 kHz nach Schaltunterlagen von SGS-Fairchild) nach der Bestückung mit monolithischen Halbleiterschaltkreisen

die Verwendung von Filmschaltungen aus, also auch nicht von Dickschichtschaltungen. Jede Technik bietet gewisse Vorteile, und bei richtiger Wahl werden sich beide in Zukunft durchsetzen und wahrscheinlich sogar ergänzen. Beispielsweise zeigt Bild 7, daß sich Integrierte Halbleiter-Schaltkreise auf monolithischer Basis durchaus auch als Bestandteil einer Dickschicht-Hybridschaltung verwenden lassen.

Dickschicht-Hybride werden bei voller Ausnutzung ihrer Möglichkeiten (wie zum Beispiel Abgleich von gesamten Schaltungen einschließlich von Halbleitern auf bestimmte Ströme oder Potentiale und damit Einsparung von Potentiometern) noch weit mehr Anwendung finden, als man bisher angenommen hat.

Schrifttum

[1] Electronic News, Dez. 1966, S. 46

eine 0,5 bis 1 mm dicke Schicht aus gehärtetem Harz. Diese Methode ist zwar billig und gut, ist aber nur für eineseitige Ausführung zweckmäßig und ergibt keine genauen Außenabmessungen. Außerdem können wegen der Wärmeeinwirkung mit diesem Verfahren keine temperaturempfindlichen Bauelemente – wie Styroflexkondensatoren und Halbleiter auf Germaniumbasis – umhüllt werden.

Beim zweiten, heute mehr in den Vordergrund gerückten Verfahren, bildet ein Kunststoffbecher, der mit Epoxydharz vergossen wird, die Umhüllung. Der Verguß gibt für Bauelemente und Anschlußdrähte einen guten mechanischen und klimatischen Schutz. Für spezielle Abmessungen fallen dabei wohl Formkosten für den Becher an, die sich jedoch bei entsprechenden Stückzahlen schnell amortisieren. Für Mustersausführungen und für kleine Stückzahlen ist mit Gießharz auch ein Verguß in Formen aus Silikonkautschuk möglich. Für größere Stückzahlen sind jedoch derartige Formen unwirtschaftlich. Die mittlere Dicke der Kunststoffbecherumhüllung ist etwa 1 mm.

Die erforderliche Temperaturwechsel-Beständigkeit bereite bei der Entwicklung der Umhüllungen besondere Schwierigkeiten.

Nicht zuletzt kommen dem Anwender die Erfahrungen des Bauelementherstellers zugute, der zwangsläufig die technisch und preislich günstigste Lösung wählt.

8. Vergleich gegenüber Halbleiterbaugruppen auf monolithischer Basis

Als Vorteile gegenüber Halbleiterschaltungen auf monolithischer Basis gelten:

Die Streukapazitäten der Dickschicht-Hybridschaltungen sind geringer.

Schaltungen können mit konventionellen Bauelementen erprobt werden; erst anschließend ist ein Aufbau in Dickschicht erforderlich.

Die Temperaturabhängigkeit der Bauelemente ist geringer.

Das Angebot der verfügbaren Elemente ist größer.

Die Toleranzen sind geringer und ermöglichen dadurch einfachere Schaltungen.

Neue Schaltungen können wesentlich schneller und leichter verwirklicht werden.

Die Kosten für geringe Stückzahlen sind weit aus niedriger; größere Leistungen dürfen auftreten.

Das Eurocontrol-Versuchszentrum Brétigny

DK 621.396.933:527.8

Die zunehmende Verdichtung des Luftverkehrs und der vermehrte Einsatz von schnellen strahlgetriebenen Verkehrsflugzeugen bringt für die Sicherung des Flugverkehrs erschwerende Aufgaben. Während sich der bisherige Flugsicherungsdienst hauptsächlich auf Höhen bis zu etwa 7500 m erstreckte, müssen Düsenstrahlflugzeuge aus wirtschaftlichen Gründen in wesentlich größeren Höhen operieren. Die dabei sehr kurzen Überflugzeiten über einzelne Länder zwingen zur Ausdehnung der Flugsicherungsbezirke auf größere Räume. Bereits 1960 wurde deshalb von den Partnerstaaten Belgien, Deutschland, Frankreich, Großbritannien, Luxemburg und den Niederlanden die europäische Flugsicherungsbehörde Eurocontrol¹⁾ gegründet, der am 1. 1. 1965 auch Irland beitrat. Auf Grund des Übereinkommens wird dieser internationalen Organisation die Luftverkehrskontrolle für den oberen Luftraum oberhalb einer Höhe von etwa 6000 m übertragen; die Verantwortung für diese Sicherung hat die Eurocontrol am 1. 3. 1964 übernommen. Bevor eigene Anlagen der Eurocontrol fertiggestellt sind, ist die praktische Ausübung der vereinbarten Flugsicherungsdienste jedoch auf die Mitbenutzung vorhandener nationaler Einrichtungen angewiesen. Die Grundsteinlegung für eine erste eigene neue Kontrollzentrale für den oberen Luftraum Norddeutschlands, Belgiens und der Niederlande ist am 4. 10. 1966 auf einem Gelände bei Maastricht (Niederlande) erfolgt. Diese Zentrale soll noch vor 1970 ihren Betrieb aufnehmen. Sie wird – wie alle noch zu erstellenden Anlagen der Eurocontrol – mit allermodernen Verfahren arbeiten. Außer den für die Luftlageorientierung notwendigen Primärradar-Informationen sind dabei durch Sekundärradargeräte erhältliche zusätzliche Informationen wie Höhe und Kennung der Flugzeuge notwendig, um unter anderem auch eine dreidimensionale Übersicht zu erhalten. Eine weitgehende Automatisierung der Flugsicherung ist außerdem angestrebt. Sie erfordert stets die Verwendung umfangreicher elektronischer Rechenanlagen, mit deren Hilfe sich jederzeit schnell aus den anfallenden Daten die tatsächliche Luftlage berechnen und anschließend darstellen lässt. Voraussetzung hierzu ist eine vorzunehmende Digitalisierung der Primärradar- und Sekundärradar-Informationen.

In bezug auf betriebliche Fragen und die richtige Auslegung der Planung hielt es schon in FUNK-TECHNIK Bd. 19 (1964) Nr. 24, S. 883: „Ihre Beantwortung kann unmöglich am grünen Tisch erfolgen, und es liegt in der Natur des Luftverkehrs, daß klärende Versuche auch nicht in der täglichen Praxis durchgeführt werden können. Deshalb bedient sich die Flugsicherung schon lange mit großem Erfolg der Simulationstechnik“. . . . „In Zukunft müssen sol-



Bild 1. Eingang des Eurocontrol-Versuchszentrums in Brétigny

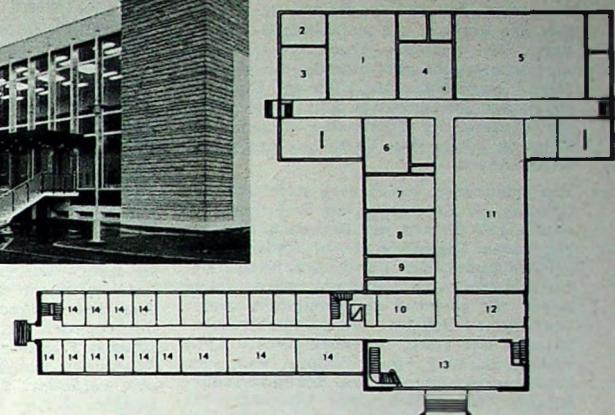


Bild 2. Grundriss des Erdgeschosses des Versuchszentrums

1 Pilotenraum, 2 Raum für die Vorbereitung der Studien, 3 Schulungsraum, 4 Überwachungsraum, 5 Kontrollraum, 6 Rechnerraum, 7 Wartungsraum für den Rechner, 8 Programmierungsraum, 9 Lagerräume, 10 Ersatzlager, 11 Räume für die Wartung der Anzeigegeräte und für die Bilderzeugung, 12 Konferenzräume, 13 Empfangshalle, 14 Büros und Laboratorien

che Untersuchungen noch durch Systemstudien im weitesten Sinne ergänzt werden, um ständige Sicherungsdienste mit höchster Leistungsfähigkeit zu gewährleisten. Um dieser Verpflichtung gerecht zu werden, hat die Agentur im Jahre 1964 einen großen Flugsicherungssimulator in Auftrag gegeben, der in etwa zwei Jahren in Eurocontrol's Versuchszentrum in Brétigny (40 km südlich von Paris) betriebsbereit sein soll.“

Das Versuchszentrum

Die Einweihung dieses Versuchszentrums ist pünktlich nach zwei Jahren jetzt am 17. Januar 1967 erfolgt. Als Außenstelle von Eurocontrol ist es zur Erfüllung seiner Aufgaben in vier Abteilungen „Versuche“, „Simulation“, „Technischer Dienst“ sowie „Verwaltung und Finanzen“ gegliedert. Die Anlage in Brétigny (Bilder 1 und 2) besteht aus drei zusammenhängenden Gebäuden, und zwar einem 6 m hohen Parterrebau mit den Betriebsräumen (Kontrollraum: 375 m²; Überwachungsraum: 150 m²; Pilotenraum: 290 m²), einem sich T-förmig anschließenden 3,5 m hohen Gebäudeteil des „Technischen Dienstes“ (für den Rechner samt Programmierungsräumen sind in diesem Gebäudeteil etwa 300 m² vorhanden) und einem hiervon ab-

gewinkelten zweistöckigen Gebäudeteil für Laboratorien und Büros.

Der Flugsicherungssimulator

Unter den im Versuchszentrum aufgestellten Anlagen steht der Flugsicherungssimulator mit an erster Stelle. Er wurde in Gemeinschaftsarbeit mit etwa gleicher Beteiligung von den Firmen CSF, Frankreich (Nachbildung der gesamten Anlagen zum Nachrichtenaustausch Boden/Bord und Boden/Boden einschließlich derjenigen innerhalb des Versuchszentrums), Plessey Radar Ltd., England (Radardarstellung) und AEG-Telefunken, Deutschland (Rechnerkomplex und Programmierung) erstellt. Der Wert dieser elektronischen Geräte beträgt etwa 20 Mill. DM.

Der Flugsicherungssimulator besteht aus dem eigentlichen Luftverkehrssimulator und einem konventionell aufgebauten Flugsicherungssystem. Mit Hilfe des Simulators lassen sich Verkehrssituationen nachbilden, die aus einer größeren Anzahl von Flugzeugen (maximal 300) bestehen. Diese Flugzeuge können verschiedenen Typs sein und unterschiedliche Navigationseinrichtungen verwenden.

Herzstück des Simulators ist das mit einer Digital-Rechenanlage „TR 4“ von AEG-Telefunken ausgerüstete Rechenzentrum

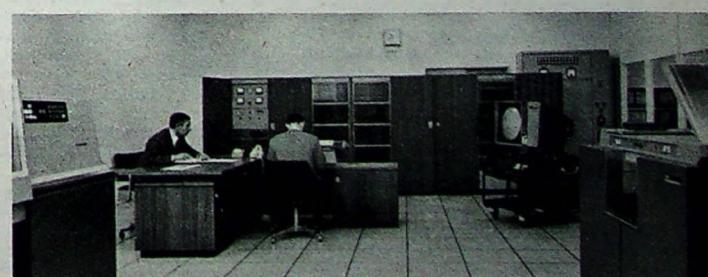


Bild 3. Blick in den Rechnerraum mit Schnelldrucker (ganz links), „TR 4“-Rechner von Telefunken mit Kontrollpult (Mitte), Überwachungssichtgerät von Plessey und Lochkarteinheit (rechts)

(Bild 3). Es kann rund 100 000 Rechen- beziehungsweise Datenverarbeitungsoperationen in der Sekunde durchführen. In dem Rechner werden digitalisierte Daten für die jeweilige Übung angenommenen Flugpläne der Flugzeuge und des programmatisch geplanten Ablaufs gespeichert. Die Stelle der Flugzeugpiloten wird im Versuchszentrum von 20 Pilotenplätzen (Bild 4) eingenommen, die je bis zu 15 Flugzeuge "führen". Zu Beginn der Übung gibt der Rechner die plannäßigen Grunddaten der einzelnen Flugzeuge (für eine alphanumerische elektronische Anzeige) an diese Pilotenplätze. Mit Hilfe von Eingabetasten zur Rechenanlage können die Piloten während der Übung den vorgeplanten Flugweg sowie das Verhalten der Flugzeuge ändern.

Eine besondere, von Plessey gelieferte Einrichtung zur Erzeugung von Radarsignalen verwandelt die von der Rechenanlage ausgegebenen Digitalsignale in Radarsignale (Videosignale), die sich auf Bildschirmen im Kontrollraum (Bild 5) wiedergeben lassen. Sie gestatten die Simulation zweier kombinierter Primär- und Sekundärradar- anlagen mit völlig unterschiedlicher Charakteristik und einer Gruppe von vier kombinierten Primär- und Sekundärradar- anlagen mit gemeinsamer Charakteristik (Umlaufgeschwindigkeit, Impulsfolgefrequenz und Impulsbreite). Der angenommene Standort der Radaranlagen ist frei wählbar.

Auf den Radarkonsolen (acht mit vertikalem Bildschirm und drei mit horizontalen Bildschirm) des Kontrollraumes kann nun jeder Flugsicherungslöse unter diesen sechs verfügbaren Radarbildern das geeignete wählen. Jedes Radarkonsol hat sämtliche Merkmale einer wirklichen Radaranzeige (zum Beispiel Abtastung, Fest- und Bewegtziele, elektronische Karteneinblendung). Eine Vorrichtung zur Erzeugung synthetischer Information gestattet



Bild 4. Die Pilotenplätze mit elektronischem Sichtgerät für alphanumerische Anzeige sowie mit Eingabetastenfeld und mit Nachrichtenanlage sind teilweise auch mit weiblichen „Piloten“ besetzt

ferner die Darstellung eines Panoramabildes (Bild 6), das aus Symbolen und alphanumerischen Zeichen besteht.

Alle drei Sekunden werden vom Rechner die Flugzeugpositionen entsprechend dem vor der Übung festgelegten Flugplan neu berechnet. Die am Rechner angeschlossenen Radarsimulatoren erzeugen anschließend wieder die zur neuen Radarbildanzeige benötigten Videosignale. Die digitalen Daten für das synthetische Luftlagebild stellt der Rechner alle zehn Sekunden neu zusammen.

Die Pilotenplätze sind mit den Lotsenplätzen im Kontrollraum durch ein Fernmelde- system (Bord/Boden-Verbindung) verbunden. Sie können also Weisungen



Bild 5. Blick in den Kontrollraum

vom Kontrollraum entgegennehmen, die sie dann – wie erwähnt – über Tastaturen für Funktionen und alphanumerische Zeichen dem Rechner eingeben. Die Eingaben der von den einzelnen Pilotenplätzen geführten Flugzeuge wertet der Rechner in Abständen von weniger als eine Sekunde aus, verändert die simulierten Flugbewegungen in der gewünschten Weise und berichtigt die alphanumerische Anzeige an den Pilotenplätzen.

Alle zwanzig Sekunden werden weiterhin Zwischendaten über den Augenblicksstand der jeweiligen Übung auf Magnetband gespeichert. Die Flugsicherungsübung kann daher zwecks Analyse jederzeit angehalten oder auch zu einem späteren Zeitpunkt mit einem Sonderprogramm wiederholt werden.

Erwähnt sei noch, daß (neben den Daten für die Radarkontrolle) Kontrollstreifen für das auch heute noch übliche, mit Kontrollstreifen arbeitende Flugsicherungsverfahren ausgedruckt werden. Für die Durchführung dieses Verfahrens sind im Kontrollraum 20 Streifenhalterpulte vorhanden. Sie haben Schaltfelder für Bord/Boden-Verbindungen zu den Pilotenplätzen und für Boden/Boden-Verbindungen für den Verkehr zwischen Flugsicherungslösen von mehreren simulierten Zentralen sowie für interne Wechselsprechverbindung zwischen Lösen derselben Zentrale.

Die Hauptaufgaben des Simulators während der Realzeitphase der jeweiligen Simulationstudie lassen sich etwa wie folgt zusammenfassen:

1. Berechnung der Standorte der Flugzeuge in Form von geografischen Koordinaten und (bei Standortermittlungen durch Radar) in Form von ρ - θ -Werten; Erzeugung geeigneter Ausgabemeldungen für die simulierten Radarstationen (einschließlich Sekundärradardaten und Angabe der Helligkeit der Bildpunkte).

2. Erzeugung eines synthetischen Luftlagebildes, in dem sämtliche Bewegungen in dem gesamten Kontrollbereich oder in einem Teil desselben oder aber einer ausgewählten Gruppe von Flugzeugen mit Hilfe zusätzlicher Informationen (Vektoren, eingeblendete Daten) dargestellt werden. Bis zu 600 synthetische Daten sind auf den Radarschirmen darstellbar.

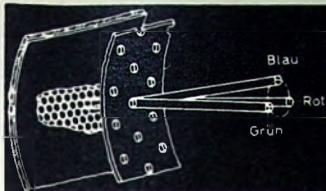
3. Verarbeitung der Eingabemeldungen und automatische Erzeugung der Ausgabemeldungen. Dieser Vorgang stellt die Hauptverbindung zwischen simulierter Maschine und ihrem Bedienungspersonal (Pilotenplatz) dar.



Die Gesamtprogrammierung, die zum Betrieb des Flugsicherungssimulators notwendig war, führte AEG-Telefunken durch. Während die für normalen Rechenzentrumsbetrieb des Rechners notwendigen Grund- und Dienstprogramme Bestandteil der allgemein verfügbaren „TR 4“-Programmbibliothek sind, mußten die eigentlichen Anwendungsprogramme für den Simulatorbetrieb in rund 2½-jähriger Arbeit speziell entwickelt und bis zur vollständigen Funktionsstüchtigkeit ausgetestet werden. Diese Betriebsprogramme umfassen rund 50 000 Rechen- beziehungsweise Datenverarbeitungsbefehle. Den Hauptteil der Anwendungsprogramme nimmt mit 20 000 Befehlen das Programm zur Entwicklung der eigentlichen Flugsicherungsübung (das sogenannte Übungsprogramm) ein.

Durch Nachbildung jetziger und zukünftiger Luftverkehrsverhältnisse (auch mit Übersicht-Linienverkehr) können in dem Versuchszentrum die Leistungsgrenzen der heute noch üblichen konventionellen Flugsicherungssysteme ermittelt und die notwendigen Verbesserungen gefunden werden. Auf Grund der so gewonnenen Forschungsergebnisse will Eurocontrol in wenigen Jahren an Stelle des konventionellen Flugsicherungssystems ein modernes, mit Hilfe einer elektronischen Rechenanlage bereits weitgehend automatisiertes Flugsicherungssystem an den Luftverkehrs- simulator anschließen und erproben. Damit soll dann erreicht werden, daß für die im Bau befindliche erste Betriebszentrale in Maastricht etwa ab 1972 ein den neuesten Erkenntnissen entsprechendes automatisiertes Flugsicherungssystem zur Verfügung steht.

(Nach Unterlagen von Eurocontrol und AEG-Telefunken)



Einführung in die Farbfernsehtechnik*)

Fortsetzung von FUNK-TECHNIK Bd. 22 (1967) Nr. 4, S. F 88

Die in diesem Schaltungsteil vorhandenen Potentiometer sind zur Einstellung der Weiß- und Grauwiedergabe bestimmt. Mit den Potentiometern $R\ 609$ (Bild 232), $R\ 647$ und $R\ 667$ werden zunächst die Arbeitspunkte der Video-Eindröhren eingestellt und damit die Kathodenpotentiale der drei Elektronenstrahlerzeugungssysteme der Farbdröhre auf einen bestimmten, gleichen Wert (etwa 215 V) festgelegt. Das erfolgt bei eingeschalttem Serviceschalter $S\ 601$, $S\ 602$, $S\ 603$ in der Weise, daß mit $R\ 609$ der Kanal für das Farbwertsignal E_R' eingestellt wird und dann mit $R\ 647$ und $R\ 667$ die Kanäle für E_B' beziehungsweise E_G' abgeglichen werden. Dann kann durch Einstellung der Bildröhren-Schirmgitterspannungen mit den Potentiometern $R\ 511$, $R\ 512$ und $R\ 513$ (siehe Bild 237 im folgenden Abschnitt 9.7.) der Abgleich für die Minimal-Leuchtdichte erfolgen, wobei die

koppelt an den Anoden der Video-Endröhren. Die drei Steuergitter sind zusammen an einen Spannungsteiler gelegt. Über Anschluß V, R 517 und C 518 erhalten sie zur vertikal frequentei Austastung, das heißt zur Dunkelkaltung der Bildröhre während des Vertikalrücklaufs, V-Impulse vom Vertikalausgangstransformator. Die Schirmgitter liegen zur Einstellung der Weiß- und Grau-Wiedergabe getrennt an den Potentiometern R 511, R 512 und R 513.

9.8. Impulsabtrennstufe

Die Synchronimpulsabtrennstufe mit dem Transistor T 201 (Bild 238) erhält über zwei RC-Glieder das am Kollektor von T 104 (Bild 232) am Anschluß B abgenommene negative FABS-Signal, wobei die hohen Frequenzen und damit der Farbträger

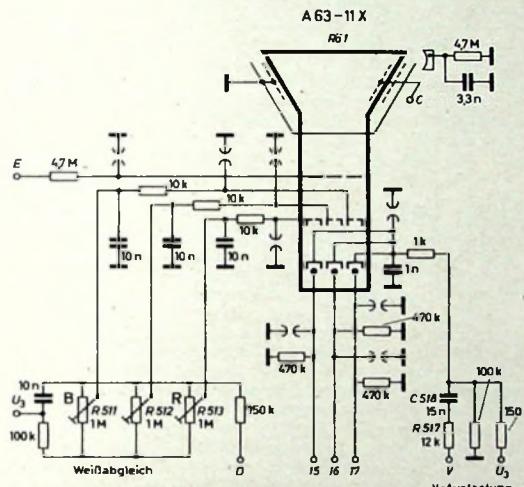


Bild 237. Schaltung der Farbbildröhre

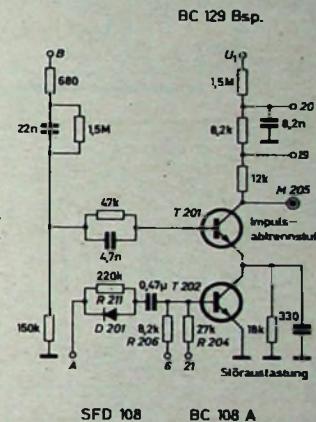
Schirmgitterpotentiale so einzustellen sind, daß die drei Grundfarben auf dem Bildschirm gerade sichtbar werden (Schwellwerteinstellung). Hier sei darauf hingewiesen, daß der Kontakt *S 603* des Serviceschalters zur Erleichterung der Schwellwerteinstellung die Vertikalablenkung abschaltet. Bei ausgeschaltetem Serviceschalter werden dann bei der Wiedergabe eines Schwarz-Weiß-Bildes die Amplituden der Ansteuerspannungen E_H und E_V durch die Potentiometer *R 634* beziehungsweise *R 656* auf die Wiedergabe von Weiß abgeglichen.

Mit dem Potentiometer $R\ 792$, das von der Frontseite des Empfängers bedienbar ist und als "Farbpilot" bezeichnet wird, lassen sich für die Kanäle E_B' und E_R' die Endröhren-Arbeitspunkte und damit die Bildröhrenkondensatorpotentiale verändern. Ausgehend von einer einrastenden Mittelstellung, kann so das Fernsehbild nach Wunsch rötlicher oder bläulicher eingestellt werden.

9.2 Schaltung der Farbbildröhre

In dem Empfänger wird die Farbbildröhre A 63-11 X verwendet. Sie wird mit einer Hochspannung von etwa 25 kV betrieben. Die Fokussierspannung ist zwischen 5 kV und 6 kV einstellbar. Die Kathoden der Elektronenstrahlerzeugungssysteme liegen über die Anschlüsse 15, 16, 17 (Bild 237) gleichstromge-

Bild 238. Schaltung der Impulsabtrennstufe



durch C 151 abgesenkt werden. Die Stufe schneidet aus dem Signal einen schmalen Amplitudenzuschwung des Synchronsignals heraus und verstärkt diesen Signalanteil, so daß am Kollektor von T 201 ein regeneriertes Synchronsignal mit der erforderlichen Amplitude zur Verfügung steht.

Der im Emitterkreis von T 201 liegende Transistor T 202 dient zur Störaustastung. An der Kombination von R 211 und D 261 liegt über den Anschluß A das positive FBAS-Signal; außerdem werden über Anschluß 6 und R 206 noch nach dem Ton-ZF-De-modulator vorhandene Störimpulse zugeführt. Sind Störimpulse vorhanden, dann wird T 202 und damit T 201 gesperrt, so daß die Störungen nicht in die Ablenksynchronisationsschaltungen gelangen können. Die Basisspannung von T 202 wird über Anschluß 21 und R 204 von der ZF-Regelspannung abgeleitet, wodurch sich der Arbeitspunkt der Impulsabtrennstufe entsprechend dem Signalpegel auf einen günstigen Wert einstellt.

9.9. Horizontalablenkung, Hochspannungserzeugung

Die Schaltung des Horizontalablenkteils (Bild 239) mit der Hochspannungserzeugung entspricht im wesentlichen der üblichen Technik; Horizontalablenkleistung und Hochspannung werden in einer Stufe erzeugt.

In der Phasenvergleichsschaltung werden die über Anschluß 19 und C 430 von der Impulsabstremmstufe kommenden Synchronimpulse mit der über C 438, R 433, C 433 zugeführten und geformten Schwingung des Zeilensonstellers Rö 402b verglichen. Die dabei entstehende Regelspannung wird auf das Trioden-System Rö 402a gegeben, das als Reaktanzröhre die Frequenz des Oszillators nachsteuert. Abweichend von üblichen Schwarz-Weiß-Empfängerschaltungen, erfolgt der Phasenvergleich nicht mit den Rücklaufimpulsen aus dem Horizontalablenktransformator. Diese Impulse sind von der Belastung des Transfor-

⁴⁾ Die Autoren sind Angehörige des Instituts für Rundfunktechnik München (Direktor: Prof. Dr. Richard Theile); Koordination der Beitragsreihe: Dipl.-Ing. H. Fix.

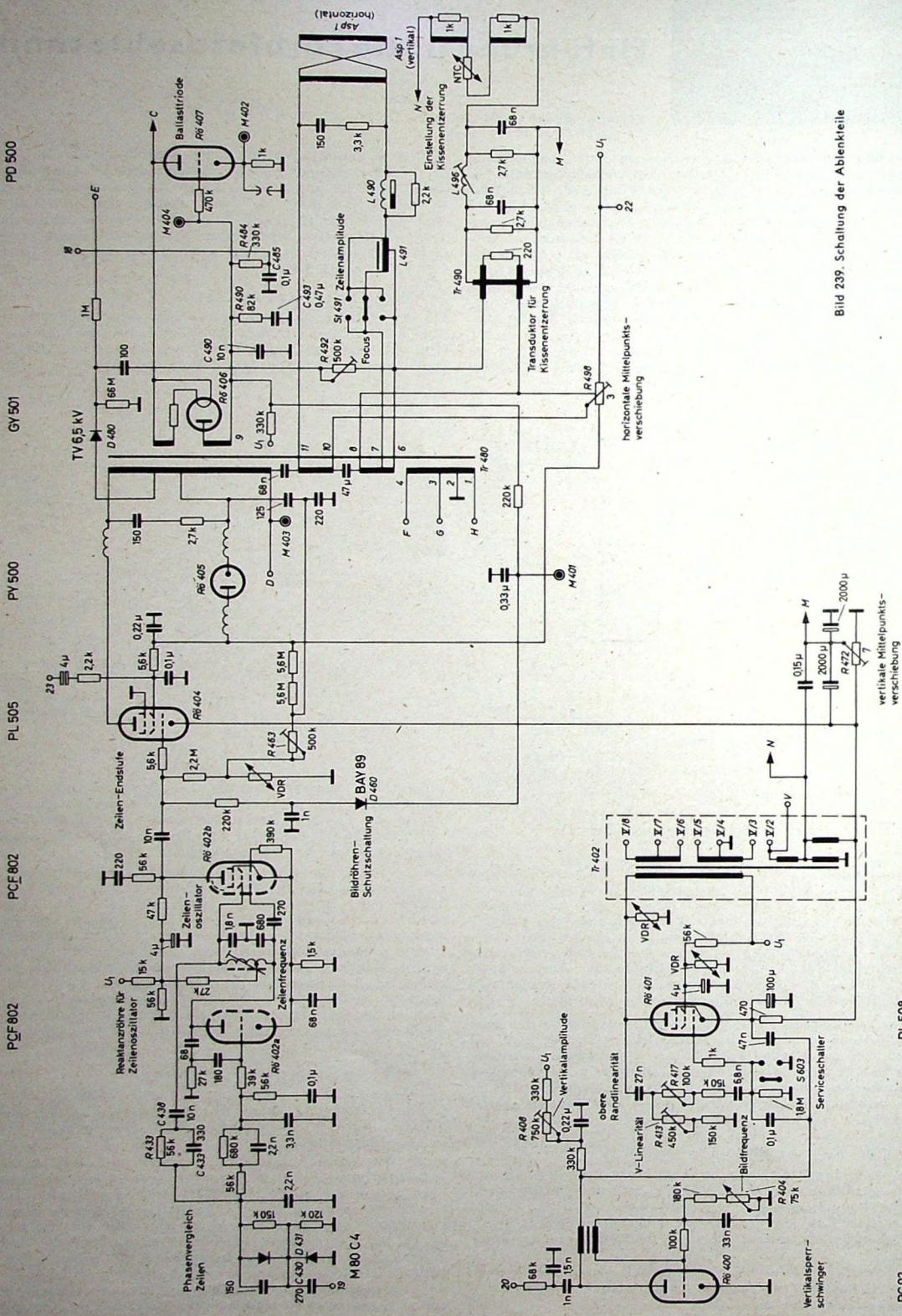


Bild 239. Schaltung der Ablenkeile

vertikale Mittelpunktsverschiebung

tors abhängig, so daß über den Regelkreis eine Phasenverschiebung auftreten würde. Da man den Rücklaufimpuls aber auch zur Bursthochtastung benutzt, muß dessen Phasenlage möglichst konstant sein.

Die an der Anode von $Rö 402b$ vorhandenen Steuerimpulse werden der Zeilen-Endröhre $Rö 404$ zugeführt. Die Diode $D 460$ ist Teil einer Schutzschaltung, auf die später noch eingegangen wird. Mit dem Potentiometer $R 463$ lassen sich der Arbeitspunkt der Zeilen-Endröhre und damit die Booster- und die Hochspannung einstellen. $Rö 405$ ist die Boosterröhre.

Der Horizontalablenktransistor $T r 480$ ist komplizierter als bei Schwarz-Weiß-Empfängern. Die Punkte 1 bis 4 liefern die horizontalfrequenten Impulse für die Konvergenzschaltung, die Bursthochtastung, den elektronischen Schalter, die getastete Regelung, den Farbschalter und die Austastung. Die Horizontalablenkspulen des Ablenksystems $Asp 1$ liegen an den Punkten 6 beziehungsweise 7 und 11. Mit dem Stecker $S 491$ kann die Bildbreite durch Zuschalten der Spule $L 491$ verändert werden. Die Schaltung ist so ausgelegt, daß der Stecker auch während des Betriebs umgesteckt werden kann. Die Spule $L 490$ dient zur Einstellung der Zeilenlinearität. Über das Potentiometer $R 498$ läßt sich in den Ablenkspulenkreis ein Gleichstrom mit wählbarer Polarität zur horizontalen Verschiebung der Bildlage (horizontale Mittelpunktsverschiebung) einspeisen.

Zur Korrektur der kissenförmigen Rasterverzeichnungen sind dem Wicklungsabschnitt 6-8 von $T r 480$ die beiden Arbeitswicklungen eines dreischenklichen Transduktors $T r 490$ parallel geschaltet. Die Schaltung mit nur einem Transduktorkreis bietet neben geringerem Aufwand den Vorteil, daß nur niedrige Steuerströme aufzubringen sind. Die Steuerwicklung des Transduktors liegt im Vertikalablenkkreis und steuert über die Arbeitswicklungen die Horizontalablenkamplitude. Der Vertikalablenkstrom wird durch eine Rückwirkung im Transduktorkreis der Horizontalablenkung moduliert. Mit $L 496$ läßt sich die Amplitude der Korrekturmodulation zur Anpassung an Bau- und Streuungen einstellen.

Die mit der Hochspannungsgleichrichteröhre $Rö 406$ erzeugte Hochspannung wird durch die Ballaströhre $Rö 407$ stabilisiert. Die Ballaströhre wird so geregelt, daß die Belastung der Hochspannung unabhängig vom Strahlstrom in der Farbbildröhre bis zu einem mittleren Strahlstrom von etwa 1,3 mA nahezu konstant bleibt. Steigt der Strom in der Bildröhre, dann sinkt die Hochspannung zunächst. Dadurch wird die Gitterspannung der Ballaströhre negativer, so daß sich der durch die Ballaströhre fließende Stromanteil verringert. Dieser Regelungsvorgang führt zu einer gleichbleibenden Gesamtbelastrung und damit zu einem gleichbleibenden Hochspannungswert. Das Tiefpassfilter $C 490, R 490, C 493, R 484, C 485$ verhindert unerwünschte Regelschwingungen. Die Fokussierspannung gewinnt man mit dem Gleichrichter $D 480$ aus den Rücklaufimpulsen. Mit dem Potentiometer $R 492$ läßt sich die Fokussierspannung von 5 kV bis 6 kV variieren.

9.9.1. Schutzschaltungen

Um die Farbbildröhre und den Hochspannungsteil vor Überlastung zu schützen, sind zwei Schutzschaltungen vorhanden. Sie werden, wie die Ballaströhre $Rö 407$, von dem Spannungspotential am Punkt 9 des Horizontalablenktransistors gesteuert.

Steigt der mittlere Strahlstrom in der Farbbildröhre über etwa 1,5 mA, dann wird die „Betriebs-Strahlstrombegrenzung“ wirksam, die den Strahlstrom über eine Steuerung der Katenpotentialen der Farbbildröhre reduziert. Bei diesem Strahlstromwert hält die Laststabilisierung die Hochspannung nicht mehr konstant; die Spannung am Punkt 9 sinkt. Dadurch wird der über den Anschluß 18 und das RC-Glied $R 484, C 485$ an diesem Punkt liegende Regeltransistor $T 608$ (Bild 232) immer mehr gesperrt, so daß dessen Kollektortpotential und damit die an dem Kollektorzweig liegende Basis der Verstärkerstufe $T 601$ positiver werden. Verfolgt man diese Spannungsänderung über Matrix und Endstufen bis zur Bildröhre, so sieht man, daß die Katenpotentialen der Bildröhre positiver werden und daß somit der Strahlstrom abnimmt.

Der zweite Überlastungsschutz ist die „Bildröhren-Schutzschaltung“. Sie arbeitet mit der schon erwähnten Diode $D 460$, die auf das Gitter der Zeilen-Endröhre $Rö 404$ wirkt. Die Diode liegt ebenfalls am Punkt 9 des Horizontalablenktransistors. Sollte zum Beispiel infolge eines Kurzschlusses in den Video-Endstufen oder eines Fehlers in der Betriebs-Strahlstrombegrenzung der mittlere Strahlstrom über rund 2 mA ansteigen, dann wird das Potential am Punkt 9 so negativ, daß $D 460$ leitend wird und die Gitterspannung der Zeilen-Endröhre und damit die Hochspannung herabgesetzt.

9.10. Vertikalablenkung

Die Schaltung des Vertikalablenkteils ist ebenfalls in üblicher Weise ausgeführt. Das von der Impulsabtrennstufe über Anschluß 20 zugeführte Synchronsignal wird integriert; die dabei erhaltenen Vertikalimpulse synchronisieren den Sperrschwinger $Rö 400$. Mit dem Potentiometer $R 404$ läßt sich die Frequenz des Sperrschwingers und mit dem Potentiometer $R 408$ die Amplitude der Ansteuerspannung für die Vertikal-Endstufe $Rö 401$ und damit die Bildhöhe verändern. Zur Einstellung der Ablenkklinearität dienen die in der frequenzabhängigen Gegenkopplung angeordneten Potentiometer $R 413$ und $R 417$, wobei $R 413$ auf die Gesamtlinearität und $R 417$ auf die Linearität am oberen Bildrand wirkt. Der Schalter $S 603$ ist ein Teil des Serviceschalters (s. Abschnitt 9.6). Er schaltet die Vertikalablenkung ab. Der Vertikaltransistor $T r 402$ hat neben der Wicklung für die Vertikalablenkspulen weitere Wicklungen zum Anschluß der Konvergenzschaltung. Über das Potentiometer $R 472$ wird ein Gleichstrom zur vertikalen Verschiebung der Bildlage (vertikale Mittelpunktsverschiebung) in den Vertikalablenkspulenkreis eingespeist. In Reihe mit den Vertikalablenkspulen liegt, wie schon beschrieben, die Schaltung zur Kissenentzerrung mit der Steuerwicklung des Transduktors $T r 490$.

9.11. Konvergenzschaltung

Die im Bild 240 zusammengefaßt dargestellte Konvergenzschaltung besteht aus zwei voneinander unabhängigen Schaltungs-

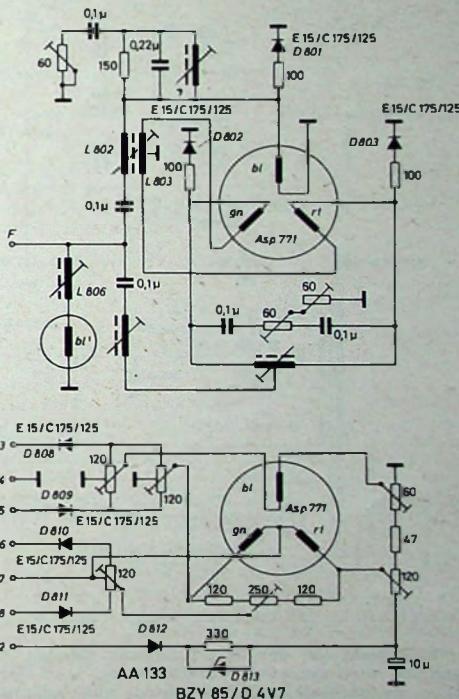


Bild 240. Konvergenzschaltung

teilen. Der obere Teil dient zur dynamischen horizontalfrequenzen, der untere zur dynamischen vertikalfrequenten Konvergenzschaltung. In jedem Schaltungsteil sind die entsprechenden Konvergenzspulen des auf dem Bildröhrenhals angebrachten Konvergenzsystems $Asp 771$ eingezeichnet. Zum Abgleich der statischen Konvergenz sind im Konvergenzsystem Permanentmagnete vorhanden, so daß die Konvergenzschaltung keine Schaltungen zur Einstellung von Gleichströmen benötigt.

Der Schaltungsteil zur Horizontalkonvergenzschaltung setzt sich aus einem Zweig zur Konvergenzablenkung des Elektronenstrahls für Blau mit der Konvergenzspule bl und einem Zweig mit einer kombinierten Schaltung für Grün und Rot mit den Konvergenzspulen gr und rt zusammen. Die Wirkungsweise einer derartigen Horizontalkonvergenzschaltung wurde bereits in Abschnitt 8.2.4. ausführlich beschrieben. In der vorliegenden Schaltung ist eine zusätzliche, mit der Spule $L 802$ gekoppelte

Spule L 803 vorhanden, die bei der Einstellung der Korrektur für Blau eine entgegengesetzte Änderung bei Grün und Rot bewirkt. Die Schaltung enthält ferner eine weitere Konvergenzspule b', durch die der Elektronenstrahl für Blau auch eine dynamische Korrekturablenkung in horizontaler Richtung erhält. Hierzu ist ein Ablenkstrom mit etwa sägezahnförmiger Amplitude erforderlich, der mit L 806 eingestellt werden kann.

Auch im Schaltungsteil für die Vertikalkonvergenzkorrektur wird die Korrekturablenkung für Blau getrennt und für Grün und Rot in einer kombinierten Schaltung eingestellt. Die Grundschaltung zur Vertikalkonvergenzkorrektur wurde ebenfalls im Abschnitt 8.2.4.4. erläutert. Die Wirkungsweise der kombinierten Schaltung für Grün und Rot lässt sich beim Vergleich mit der entsprechenden Schaltung für die Horizontalkonver-

sierung Gleichspannungen von 380 V und 24 V erzeugt. Die 380-V-Spannung versorgt hauptsächlich die Horizontal- und Vertikalkablenkung, die 24-V-Spannung ist für die Transistorstufen bestimmt.

Die Gleichspannung von 250 V wird über den Gleichrichter Gr 527 und nachfolgende Siebung (C 538, R 539, C 540, R 538, C 539) gewonnen. Die Oberspannung für die 380-V-Stabilisierung erzeugt man mit Hilfe einer Spannungsverdopplerschaltung (Greinachenschaltung mit Gr 524, C 534, Gr 525, C 533). Die Spannungsstabilisierung mit der Längsröhre Rö 581 und der Regelröhre Rö 582 bietet keine Besonderheiten. Die Ausgangsspannung U₁ lässt sich mit dem Potentiometer R 591 einstellen. Die in Serie geschalteten Siebkondensatoren C 547 und C 548 werden über R 540 durch die 250-V-Versorgungsspannung symmetriert, eben-

EF 80 PL 504

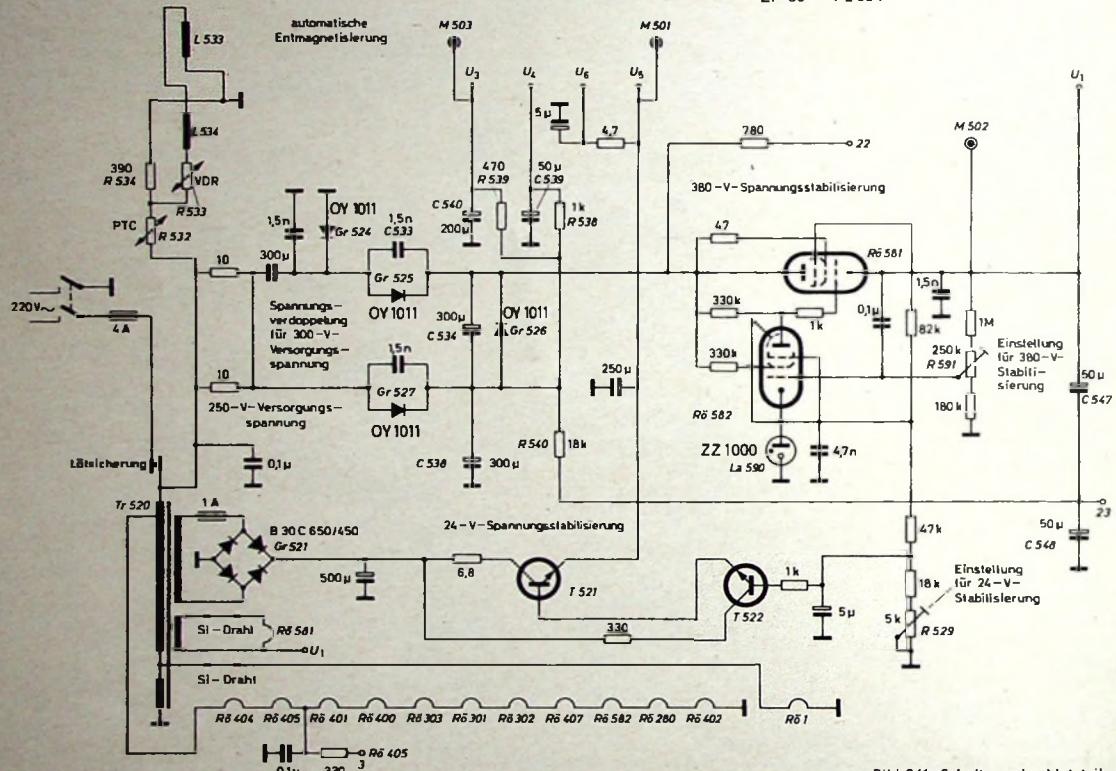


Bild 241. Schaltung des Netzteils

40250

BC 129 A

genzkorrektur leicht aus der Grundschatzung ableiten. Abweichend von der beschriebenen Grundschatzung, wird der Korrekturstrom mit parabelförmiger Amplitude nicht aus dem Kathodenstrom der Vertikal-Endröhre gewonnen, sondern, um Rückwirkungen auf die Ablenklinearität zu vermeiden, am Vertikaltransformator abgenommen und mit den Dioden D 812, D 813 geformt. Außerdem wird dem Parabelstrom kein Sägezahnstrom zur Erzeugung der Unsymmetrie, sondern eine praktisch nur auf die obere Bildhälfte wirkende Halbparabel überlagert. Man vermeidet so auch bei der Vertikalkonvergenz- korrektur, ähnlich wie in der Horizontalkonvergenzschaltung durch die Anwendung von Dioden zur Niveauhaltung der Korrekturstromminima, weitgehend eine Veränderung der statischen Konvergenz bei der Einstellung der dynamischen Konvergenz.

Insgesamt ermöglicht diese Konvergenzschaltung eine einfache und übersichtliche Konvergenzeinstellung.

9.12. Netzteil, automatische Entmagnetisierung

Im Netzteil (Bild 241) werden zur Spannungsversorgung des Empfängers eine Gleichspannung von 250 V und zwei stabilis-

so die Siebkondensatoren C 534 und C 538. Gr 526 dient als Schutzdiode. Die 24-V-Spannungsstabilisierung mit dem Längstransistor T 521 und dem Regeltransistor T 522 erhält ihre Oberspannung über den Gleichrichter Gr 521 aus dem Netzttransistor Tr 520. Die Bezugsspannung wird von der Spannung am Stabilisator La 590 abgeleitet, die Ausgangsspannung lässt sich mit R 529 einstellen.

Die Heizspannung für die in Serie geschalteten Röhren nimmt man an einer Anzapfung von Tr 520 ab. Rö 1 und Rö 581 haben eigene Heizspannungskreise.

Mit den Spulen L 533 und L 534 erfolgt bei jedem Einschalten des Gerätes automatisch eine Entmagnetisierung der Bildröhre. Durch die T-Schaltung R 532 (PTC), R 533 (VDR) und R 534 wird der Magnetsierungsstrom von etwa 4 A nach kurzer Zeit (50...100 ms) auf einen Reststrom von < 0,4 mA reduziert.

Mit der vorstehenden Fortsetzung ist der Textteil der Beitragsreihe „Einführung in die Farbfernsehtechnik“ beendet. Im nächsten Heft folgt zum Abschluß der Reihe noch ein ausführliches Sachwörterverzeichnis.

Farbdifferenzsignal-Verstärker mit drei Röhren EF 184

DK 621.397.62: 621.397.132

Die drei Verstärker für die Farbdifferenzsignale (kurz FD-Verstärker genannt) steuern die Wehneltzylinder der Farbdröhre. Das (R - Y)- und das (B - Y)-Signal werden durch Demodulation des Farbartsignals gewonnen, während man das (G - Y)-Signal durch Matrikierung der beiden zuerst genannten Signale erhält.

1. Eingangssignale

Nach der Sendernorm erhält man im Anschluß an die Demodulation der Farbartsignale

$$(R - Y)' = \frac{(R - Y)}{1,14} \quad (1)$$

$$\text{und } (B - Y)' = \frac{(B - Y)}{2,03} \quad (1)$$

Das heißt, bei gleicher Verstärkung des (R - Y)- und des (B - Y)-Verstärkers muß das (R - Y)-Signal um den Faktor

$$\frac{1,14}{2,03} = 0,562 \quad (2)$$

abgeschwächt werden. Das erfolgt vor dem (R - Y)-Verstärker, weil dieser sonst den doppelten Aussteuerungsbereich haben müßte.

2. Ausgangssignale

Für maximale Farbsättigung ist das Verhältnis der Maximalamplituden (bei Farbbalken)

$$U_Y : U_{(R - Y)} : U_{(G - Y)} : U_{(B - Y)} = 1 : 1,4 : 0,83 : 1,77. \quad (3)$$

Das gilt für eine Matrikierung vor der Bildröhre, zum Beispiel bei R-G-B-Ansteuerung.

Bei Farbdifferenz-Ansteuerung, bei der die Bildröhre an allen drei Kathoden mit U_Y und an den drei Wehneltzylindern mit $U_{(R - Y)}$, $U_{(G - Y)}$ beziehungsweise $U_{(B - Y)}$ angesteuert wird, müssen für 100 % Farbsättigung die Steuerspannungen an den Wehneltzylindern wegen der im Vergleich zur Kathodenansteuerung geringeren Steilheit bei Gitteransteuerung und wegen der Gegenkopplung durch den Leuchtdichtheitsverstärker um den Faktor 1,2 größer sein. Gl. (3) lautet dann

$$U_Y : U_{(R - Y)} : U_{(G - Y)} : U_{(B - Y)} = 1 : 1,68 : 1 : 2,13. \quad (4)$$

Zu einem Luminanzsignal $U_B = 100 \text{ V}$ gehören bei 100 % Farbsättigung also

$$U_{(R - Y)_{\text{ss}}} = 168 \text{ V}, \quad (5)$$

$$U_{(G - Y)_{\text{ss}}} = 100 \text{ V},$$

$$U_{(B - Y)_{\text{ss}}} = 213 \text{ V}.$$

Weil eine 100 %ige Farbsättigung jedoch praktisch nicht vorkommt, hat man $U_{(B - Y)_{\text{ss}}} = 200 \text{ V}$ gesetzt. Damit wird

$$U_{(R - Y)_{\text{ss}}} = 158 \text{ V}, \quad (6)$$

$$U_{(G - Y)_{\text{ss}}} = 94 \text{ V},$$

$$U_{(B - Y)_{\text{ss}}} = 200 \text{ V}.$$

Dipl.-Ing. Klaus Nerstheimer ist Entwicklungsingenieur im Applikationslaboratorium der Valvo GmbH, Hamburg.

Für FD-Verstärker reicht eine 3-dB-Bandbreite von 1 MHz aus. Die kapazitive Belastung der drei FD-Verstärker wird durch die Eingangskapazitäten der Farbdröhre an den Wehneltzylindern und durch die Kapazitäten der Tastschaltung gebildet, die zusammen mit den Leitungskapazitäten jeweils etwa 18 ... 20 pF ergeben. Die geforderte Bandbreite läßt sich bei dieser kapazitiven Belastung mit einem Anodenwiderstand von 10 kOhm erreichen. Das anzustrebende Linearitätsmaß der drei FD-Verstärker sollte $m \geq 0,6$ sein.

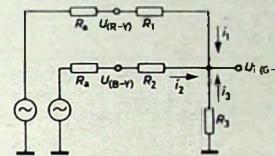


Bild 1. Matrix, in der das Eingangssignal $U_{(G - Y)}$ der (G-Y)-Endstufe gewonnen wird

Zwischen den FD-Verstärkern und den Wehneltzylindern besteht kapazitive Kopplung, weil die Wehneltzylinder auf anderen Potentialen liegen als die Ausgänge der Verstärker. Um vom Bildinhalt abhängige Signalverschiebungen zu vermeiden, wird das Signal an der Bildröhre während des Zeilenrücklaufes getastet. Durch Änderung der Tastniveaus stellt man die Grundleuchtdichte ein. Außerdem werden Netzbrummspannungen und Störimpulse in den Ausgangssignalen ausgetastet. Brummspannungen bewirken, daß die Signale in den FD-Verstärker periodisch in Bereiche schlechterer und besserer Linearität geschoben werden. Diese Signalverschiebung wird zwar durch die Tastung beseitigt, infolge der sich periodisch ändernden Linearität bleibt aber eine Modulation der Ausgangssignale bestehen. Daher muß ein bestimmtes Maß an Brummfreiheit gefordert werden.

3. (G - Y)-Matrix

Das Eingangssignal für den (G - Y)-Verstärker wird aus den (R - Y)- und den (B - Y)-Ausgangssignalen gewonnen, die durch die Gleichung

$$-(G - Y) = 0,51(R - Y) + 0,19(B - Y) \quad (7)$$

bestimmt sind. Da (R - Y) und (B - Y) aber gegeneinander in der Farbebene gedreht sind, dürfen in Gl. (7) nur die Momentanwerte eingesetzt werden. Die Addition von 0,51 (R - Y) und 0,19 (B - Y) - beide sind wegen des positiven Vorzeichens Bildröhren-Eingangssignale - ergibt -(G - Y), das wegen des negativen Vorzeichens geeignet ist, die (G - Y)-Endstufe anzusteuern. Bei der Addition kommt es zunächst nur auf das Verhältnis der Summanden

$$\frac{(R - Y)}{(B - Y)} = \frac{0,51}{0,19} = 2,68 \quad (8)$$

an, denn die zur Ansteuerung der Bildröhre erforderliche Amplitude wird in der (G - Y)-Endstufe gewonnen, in der auch die notwendige Phasendrehung um 180° erfolgt.

Soll in der Matrix das Signal

$$-U_{(G - Y)} = \frac{U_{(G - Y)}}{V_{(G - Y)}} \quad (9)$$

($V_{(G - Y)}$ ist die Spannungsverstärkung der (G - Y)-Endstufe) gewonnen werden, so erfährt Gl. (7) folgende Umwandlung:

$$U_{(G - Y)} =$$

$$= U_{(B - Y)} \frac{0,51}{V_{(B - Y)}} + U_{(B - Y)} \frac{0,19}{V_{(B - Y)}}. \quad (10)$$

Aus Bild 1 ergibt sich

$$i_1 + i_2 + i_3 = 0, \quad (11)$$

$$\frac{U_{(B - Y)}}{R_1} + \frac{U_{(B - Y)}}{R_2} =$$

$$= U_{(G - Y)} \frac{R_2 \cdot R_3 + R_1 \cdot R_3 + R_1 \cdot R_2}{R_1 \cdot R_2 \cdot R_3}, \quad (12)$$

$$U_{(G - Y)} = U_{(B - Y)} \frac{R_2 \cdot R_3}{R_1 \cdot R_2 + R_2 \cdot R_3 + R_1 \cdot R_3} +$$

$$+ U_{(B - Y)} \frac{R_1 \cdot R_3}{R_1 \cdot R_2 + R_2 \cdot R_3 + R_1 \cdot R_2}. \quad (13)$$

Durch Koeffizientenvergleich mit Gl. (10) erhält man

$$\frac{R_2 \cdot R_3}{R_1 \cdot R_3} = \frac{R_2}{R_1} = \frac{0,51}{0,19} \frac{V_{(G - Y)}}{V_{(B - Y)}} = 2,68. \quad (14)$$

R₁ wählt man so, daß die Matrix den (B - Y)-Verstärker nicht zu stark belastet. Aus Gl. (14) ergibt sich

$$R_2 = 2,68 R_1, \quad (15)$$

und R₃ wird

$$R_3 = R_1 \frac{1,37}{2,68 \cdot V_{(G - Y)} - 1,88}. \quad (16)$$

Zahlenbeispiel: Mit R₁ = 47 kOhm und V_(G - Y) = 7 erhält man R₂ = 2,68 · 47 kOhm = 126 kOhm und R₃ = 3,81 kOhm.

Je größer man V_(G - Y) wählt, um so kleiner wird R₃ und damit auch das Übersprechen vom (R - Y)- auf den (B - Y)-Ausgang und umgekehrt. Das Übersprechen vom (B - Y)- auf den (R - Y)-Ausgang ist

$$U'_{(B - Y)ss} = U_{(B - Y)ss} \cdot \frac{R_3 || (R_1 + R_2)}{R_2 + R_3 || (R_1 + R_2)} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}. \quad (17)$$

Umgekehrt ist

$$U'_{(B - Y)ss} = U_{(B - Y)ss} \cdot \frac{R_2 || (R_2 + R_3)}{R_1 + R_2 || (R_2 + R_3)} \cdot \frac{R_1}{R_2 + R_1}. \quad (18)$$

Mit R₂ = 10 kOhm, R₁ = 47 kOhm, R₂ = 126 kOhm, R₃ = 5 kOhm, U_{(B - Y)ss} = 200 V und U_{(B - Y)ss} = 158 V ergibt sich

$$U'_{(B - Y)ss} = U_{(B - Y)ss} \cdot 0,0062 = 1,24 \text{ V}$$

und

$$U'_{(B - Y)ss} = U_{(B - Y)ss} \cdot 0,0068 = 1,08 \text{ V}.$$

Dieses Übersprechen ist frequenzunabhängig.

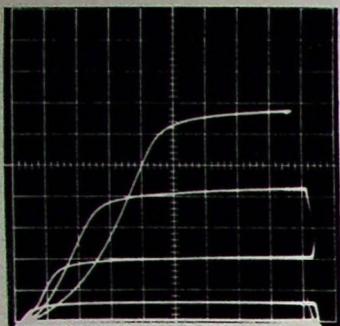


Bild 2. Kennlinienfeld $I_A = f(U_A)$ mit U_{G1} als Parameter bei $U_{G2} = 100$ V und $U_{G3} = 0$ V. Die obere Kennlinie gilt für $U_{G1} = 0$ V; $4U_{G1} = 0,5$ V (Vertikalempfindlichkeit des Oszilloskopen 5 mA je Teilstrich, Horizontalempfindlichkeit 20 V je Teilstrich)

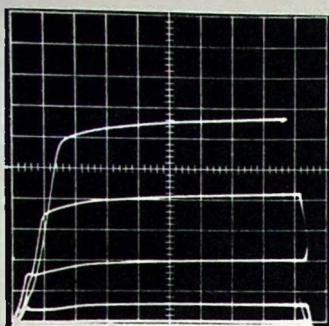


Bild 3. Kennlinienfeld $I_B = f(U_A)$ mit U_{G1} als Parameter bei $U_{G2} = 100$ V und $U_{G3} = +30$ V. Die obere Kennlinie gilt für $U_{G1} = 0$ V; $AU_{G1} = 0,5$ V (Vertikalempfindlichkeit des Oszillosgrafen 5 mA je Teilstrich, Horizontalempfindlichkeit 20 μ s je Teilstrich)

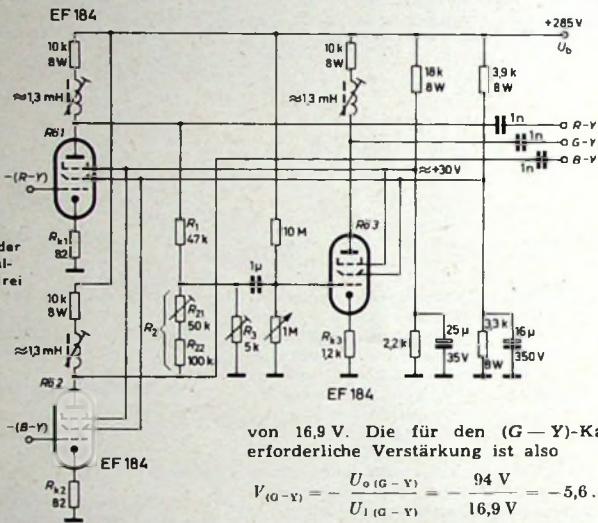


Bild 4. Schaltbild der Farbdifferenzsignal-Verstärker mit drei Röhren EF 184

4. Die EF 184 als FD-Verstärkerröhre

Die Röhre EF 184, eine HF-Pentode für ungeregelte ZF-Verstärker, ist wegen ihrer Kennliniennlage für FD-Verstärker eigentlich nicht zu verwenden. Bild 2 zeigt die Kennlinien (das Bremsgitter liegt auf Kathodenpotential). Beim Betrieb an $U_B = 285$ V mit $R_A = 10$ kOhm könnte die Röhre bis $U_A = 90$ V ausgesteuert werden. Legt man jedoch das Bremsgitter auf +30 V, so ergeben sich Kennlinienverschiebungen (Bild 3), die es ermöglichen, die Röhre bis $U_A = 30$ V auszusteuern (R_A darf dabei nicht größer als 20 kOhm werden). Damit ist die EF 184 auch zur Verwendung in FD-Verstärkern geeignet.

5. Schaltung der FD-Verstärker

Bild 4 zeigt die Schaltung der FD-Verstärker mit drei Röhren EF 184. Durch die Gegenkopplung mit R_{k1} und R_{k2} im $(B - Y)$ - beziehungsweise $(R - Y)$ -Kanal sowie mit R_{k3} im $(G - Y)$ -Kanal werden die Verstärker stabilisiert und linearisiert. Die Matrix besteht aus den Widerständen R_1 , R_2 , R_{k1} und R_{k2} sowie R_3 . R_{21} ist ein Trimmwiderstand zum Einstellen von R_2 auf 126 kOhm. Mit R_3 wird die erforderliche Eingangsspannung des $(G - Y)$ -Verstärkers eingestellt.

Zum maximalen $(G - Y)$ -Signal gehört, bezogen auf ein Y -Signal von $U_R = 100$ V,

$$U_{\text{CE} = 0} = U_{\text{CB} = 0} = 132 \text{ V}$$

Mit den genannten Matrixwiderständen erhält man ein maximales U_{out} (s. 18-Signal)

Neue Elektronik-Baukästen

Neu in das Lieferprogramm von Philips wurden zwei Baukästen für elektronische und mechanische Experimente beziehungsweise Geräte aufgenommen.

Tonband-Baukasten „TR 1000“

Der Zusammenbau dieses Zweispur-Tonbandgerätes erfordert keine besonderen technischen Vorkenntnisse. Mit etwas handwerklichem Geschick können die einzelnen Teile nach einem bewährten System zusammengehäuft werden. Lötarbeiten sind nicht erforderlich. Ein graublaues Polystyrolgehäuse gibt dem fertigen Gerät ein modernes Aussehen. Es wiegt 1,55 kg und ist $270\text{ mm} \times 165\text{ mm} \times 100\text{ mm}$ groß. Sechs Batterien je 1,5 V speisen Motor und Transistorverstärker. Die Bandgeschwindigkeit ist $4,75\text{ cm/s}$. Zum Baukasten gehören ein Kristallmikrofon, eine 8-cm-Tonbandspule und eine Leerspule. Lieferbar etwa ab Mai 1967.

Funk-Fernsteuerungs-Anlage (Baukästen „FFE“ und „FFS“)

Die Anlage besteht in der Grundstufe aus je einem Bausatz für den Empfänger („FFE 2“) und den Sender („FFS 2“). Durch das Hinzufügen weiterer Schaltwerke und Ergänzungssätze für jeweils zwei Kanäle lässt sich die Funk-Fernsteuerungsanlage von der 2-Kanal-Grundstufe zu einer 10-Kanal-Version ausbauen. Lieferbar ab März 1967.

Zwei weiterentwickelte Baukasten-Reihen von Philips bauen auf den Erfahrungen auf, die mit der ersten Serie „Elektronik-Experimente“ im Laufe der letzten Jahre gewonnen wurden und berücksichtigen den heutigen Stand der Technik.

Elektronik-Experimentierkasten „EE 1003“

Mit diesem Grundbaukasten können 24 elektronische Geräte hergestellt werden. Die Baukästen enthalten unter anderem Lautsprecher, Photozellen, Dioden, Ferritantennen und moderne Silizium-Planartransistoren, die zum Beispiel auf kleinen, mit einer gedruckten Schaltung versehenen Leiterplatten befestigt sind. Wie alle anderen Bauteile werden diese Plättchen auf einem labormäßig aussehenden Chassis mit einem einfachen und kontakt-sicheren Stecksystem zur Gesamtschaltung zusammengebaut. Etwa ab August 1967 lieferbar.

Zwei Zusatzbaukästen „EE 1004“ und „EE 1005“ sind zur Ergänzung des Grundbaukastens vorgesehen. Mit Ihnen lassen sich jeweils weitere elektronische Modelle aufbauen. Lieferbar ebenfalls ab August 1967.

Kleiner Elektronik-Baukasten „EE 1050“

Für Kinder von 9 Jahren an wurde eine Baukastenreihe geschaffen, die mit einfachen Schaltungen einen ersten Einblick in die Welt der Elektronik vermittelt. Der Grundbaukasten „EE 1050“ ermöglicht den Zusammenbau von zwölf Geräten. Auch hier werden moderne Bauteile, das unkomplizierte Stecksystem und vorgedruckte Schaltunterlagen verwendet. Mit zwei Zusatzkästen „EE 1051“ und „EE 1052“ für jeweils sechs weitere Geräte lässt sich der Grundbaukasten erweitern. Ab August 1967 lieferbar.

Radio-Baukästen -RE 1197-

Dieser neue, preiswerte Radio-Baukasten übernimmt die Nachfolge der beiden bislang vertriebenen Baukästen „Radio-Experimente“. Der junge Bastler kann ein komplettes Mittelwellen-Radio zusammenbauen, das sich auch für Kurz- und Langwellenempfang erweitern lässt. Batteriebetrieb, Transistorbelebung, Lautsprecher, formschönes Gehäuse und ein ausführliches Anleitungsbuch sind Merkmale des Radio-Baukastens „RE 1107“. Lieferbar ab August 1967.

Weiter im Philips-Programm bleiben die Baukästen „IE 2000“ („Interphone-Experimente“; Wechselsprechanlage mit drei Transistoren, Lautsprechern, Haupt- und Nebenstelle) sowie „EE 8“ und „EE 20“ („Elektronik-Experimente“).

Gleichspannungswandler für Elektronenblitzgeräte

Elektronenblitzgeräte sind ein wichtiges Anwendungsgebiet für Gleichspannungswandler. Diese Arbeit soll einen Überblick über Gleichspannungswandler geben, wie sie für Elektronenblitzgeräte verwendet werden, und ihre spezifischen Eigenchaften, Vor- und Nachteile aufzeigen.

1. Elektronenblitzgerät

Die Schaltung eines Elektronenblitzgerätes (Bild 1) besteht hauptsächlich aus folgenden vier Teilen: der Stromquelle E ,

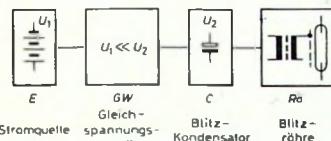


Bild 1. Prinzipschaltung eines Elektronenblitzgeräts

dem Gleichspannungswandler GW , dem Blitzkondensator C und der Blitzröhre $Rö$ mit ihrem Zündaggregat. Der Blitzkondensator wird aus der Stromquelle mit Hilfe des Gleichspannungswandlers auf seine Betriebsspannung aufgeladen. Beim Zünden (Ionisieren) der Blitzröhre entlädt sich die im Kondensator gespeicherte elektrische Energie sehr schnell über die Blitzröhre, die dabei einen Lichtimpuls abstrahlt.

2. Forderungen an den Gleichspannungswandler

Als Stromquellen für Elektronenblitzgeräte werden, wenn man vom Netzbetrieb absieht, fast ausschließlich Trockenbatterien oder Akkumulatoren mit Spannungen von 1,5 V bis 12 V verwendet. Die Blitzkondensatoren sind Elektrolytkondensatoren mit Betriebsspannungen von 300 V bis 500 V. Aufgabe des Gleichspannungswandlers ist es, die niedrige Gleichspannung der Stromquelle umzuwandeln in eine hohe Gleichspannung zur Aufladung des Blitzkondensators. Dabei werden folgende Forderungen bezüglich der Eigenschaften des Gleichspannungswandlers gestellt:

- Sein Wirkungsgrad soll möglichst hoch sein, damit die in der Stromquelle gespeicherte Energie eine hohe Blitzanzahl ergibt.
- Er soll eine große Leistung haben, um kurze Blitzfolzeiten zu ermöglichen.
- Nach beendeter Aufladung des Blitzkondensators soll die Stromentnahme des Wandlers aus der Stromquelle möglichst gering sein, weil sonst im Wartebetrieb zuviel Energie verbraucht und dadurch der Blitzvorrat geschmälert wird.
- Schaltungsvolumen und -gewicht sollen möglichst gering sein, um kleine, kompakte und dabei doch leistungsstarke Blitzgeräte zu ermöglichen.

Zur Realisierung dieser Forderungen haben sich drei Schaltungstypen von Gleich-

Ing. Wolfgang Pecher ist Leiter des Entwicklungslabors für Elektronenblitzgeräte der Metz Apparatewerke, Fürth/Bay.

spannungswandlern herausgebildet. Der Durchflußwandler, der Sperrwandler und der Summierwandler. Im folgenden werden zunächst die für Blitzgeräte besonders geeigneten Arten des Durchflußwandlers behandelt.

3. Durchflußwandler

Als Durchflußwandler bezeichnet man Gleichspannungswandler, die gemäß Bild 2 nach folgendem Funktionsprinzip arbeiten: Die niedrige Spannung der Stromquelle E wird an die Primärwicklung w_1 des spannungsübersetzenden Transformators Tr über ein Schaltelement S periodisch an- und abgeschaltet. Die bei jeder Anschaltung der Stromquelle in der Sekun-

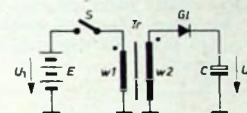


Bild 2. Prinzipschaltung eines Durchflußwandlers

därwicklung des Transformators induzierte hohe Spannung lädt über den Gleichrichter Gl den Blitzkondensator C innerhalb einer gewissen Zeit auf seine Betriebsspannung auf. Es fließt dabei immer gleichzeitig Strom in der Primär- und Sekundärwicklung des Transformators. Das Charakteristikum des Durchflußwandlers ist der gleichzeitige Energiefluß von der Stromquelle in den Blitzkondensator ohne Zwischenspeicherung.

3.1. Der Wirkungsgrad eines Durchflußwandlers

Zunächst soll der unter Annahme idealer Bedingungen theoretisch mögliche Wirkungsgrad eines Durchflußwandlers untersucht und dann auf den praktischen Wirkungsgrad geschlossen werden. Nimmt man an, daß der Transformator Tr im Bild 2 ideale magnetische Eigenschaften (also eine unendlich hohe Induktivität) hat, so kann man die Stromquelle E mit dem Schalter S so lange an die Primärwicklung w_1 des Transformators anschließen, bis der Kondensator C durch die in der Sekundärwicklung induzierte Spannung praktisch aufgeladen ist. Dabei fließt in der Primärwicklung w_1 nur der von der Sekundärseite herübertransformierte Ladestrom des Kondensators C , denn der Magnetisierungsstrom ist auf Grund der unendlichen Induktivität des Transfor-

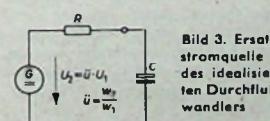


Bild 3. Ersatzstromquelle des idealisierten Durchflußwandlers

tors gleich Null. Der idealisierte Durchflußwandler läßt sich deshalb durch die im Bild 3 angegebene Ersatzstromquelle äquivalent darstellen. Die Leerausspannung U_0 der Ersatzstromquelle entspricht der Betriebsspannung des Blitzkondensators C . Sie ist auch gleich der Spannung U_1 der Stromquelle E multipliziert mit dem

Übersetzungsverhältnis μ des Transformators, das heißt

$$U_1 = U_0 \cdot \mu.$$

Der Innenwiderstand R der Ersatzstromquelle setzt sich zusammen aus dem Bahnwiderstand des Gleichrichters Gl , dem Wicklungswiderstand der Sekundärwicklung w_2 und den auf die Sekundärseite transformierten Widerständen von Primärwicklung w_1 , Schalter S und Stromquelle E . Die Aufladung des Blitzkondensators von einem Durchflußwandler läßt sich also zurückführen auf die Aufladung eines Kondensators aus einer Konstantspannungsquelle über einen ohmschen Widerstand.

Der Ladestrom i gehorcht der e-Funktion

$$i = I_0 \cdot e^{-\frac{t}{RC}}, \quad (1)$$

wobei

$$I_0 = \frac{U_2}{R} \quad (2)$$

ist.

Die der Konstantspannungsquelle für eine Aufladung des Kondensators C entnommene elektrische Arbeit A_1 ist gleich dem Integral aus den Momentanwerten des Produktes von Spannung U_2 , Strom i und den Zeitintervallen dt , integriert über die Zeit T der Aufladung

$$A_1 = \int_0^T U_2 \cdot i \cdot dt = U_2 \int_0^T i \cdot dt, \quad (3)$$

und mit Gl. (1) gilt

$$A_1 = U_2 \int_0^T I_0 \cdot e^{-\frac{t}{RC}} \cdot dt \\ = U_2 \cdot I_0 \cdot \left[-RC \cdot e^{-\frac{t}{RC}} \right]_0^T \\ = U_2 \cdot I_0 \cdot RC \left(1 - e^{-\frac{T}{RC}} \right).$$

Mit Hilfe von Gl. (2) erhält man schließlich

$$A_1 = U_2 \cdot C \cdot \left(1 - e^{-\frac{T}{RC}} \right). \quad (4)$$

Die Aufladung des Kondensators ist erst nach der Zeit $T = \infty$ vollständig beendet. In Gl. (4) ist also für die Zeit $T = \infty$ zu setzen, dadurch wird das negative Glied in der Klammer zu Null und man erhält die der Stromquelle für eine Aufladung entnommene Arbeit zu

$$A_2 = C \cdot U_2^2.$$

Die in dem Kondensator nach der Aufladung gespeicherte elektrische Energie A_2 ist dagegen

$$A_2 = \frac{1}{2} \cdot C \cdot U_2^2.$$

Damit ergibt sich der theoretisch mögliche maximale Wirkungsgrad η der Aufladung eines Kondensators mit einem Durchflußwandler zu

$$\eta = \frac{A_1}{A_2} = \frac{\frac{1}{2} \cdot C \cdot U_2^2}{C \cdot U_2^2} = \frac{1}{2},$$

das heißt, der Wirkungsgrad ist maximal 50 %.

Aus diesem Resultat ergeben sich für den Durchflußwandler zwei wichtige Feststellungen:

1. Der Wirkungsgrad der Aufladung eines Kondensators mit einem Durchflußwandler kann selbst bei Verwendung idealer Bauteile 50 % nicht übersteigen.
2. Der Wirkungsgrad eines Durchflußwandlers ist unabhängig von dem im Aufladekreis liegenden Widerstand.

In der Praxis wird der theoretisch mögliche Wirkungsgrad von 50 % nicht ganz erreicht. Es haben zwar, wie die Rechnung ergeben hat, die gesamten Längswiderstände im Aufladekreis keinen Einfluß auf den Wirkungsgrad, jedoch sind bei einem praktischen Durchflußwandler noch einige sogenannte Querverluste vorhanden, die den Wirkungsgrad etwas herabsetzen.

Einer dieser Querverluste ergibt sich aus der Tatsache, daß die in den praktischen Durchflußwandlern verwendeten Transformatoren endliche Induktivitäten haben. Dadurch kann die Aufladung des Kondensators nicht in einem Zuge (einer Periode) erfolgen, wie dies bei dem idealisierten Durchflußwandler angenommen wurde, sondern sie vollzieht sich in vielen kleinen Schritten. Sobald nämlich die Spannung der Stromquelle E an die Primärwicklung w_1 angeschaltet wird, fließt in dieser neben dem von der Sekundärseite herübertransformierten Ladestrom des Kondensators zusätzlich ein Magnetisierungsstrom, der den Transformator bald in die Sättigung magnetisiert. Sobald der Sättigungspunkt erreicht ist, muß die Stromquelle von der Primärwicklung für eine gewisse Zeit abgeschaltet werden, innerhalb der sich das Magnetfeld des Transformators wieder abbauen kann. Dann erst kann die Stromquelle wieder angeschaltet werden und es erfolgt der nächste Ladeschritt. Dies wiederholt sich so lange, bis der Kondensator aufgeladen ist.

Die während jedes Ladeschrittes (Periode) im Transformator gespeicherte magnetische Energie ist nicht verloren, sondern

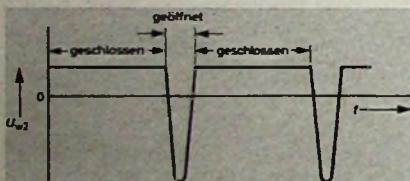


Bild 4. Spannung U_{w2} an der Wicklung w_2 des Wandlers bei geschlossenem und geöffnetem Schalter S als Funktion der Zeit t

wird (ähnlich wie beim Sperrwandler) an den Blitzkondensator weitergegeben. Im Bild 4 ist der Spannungsverlauf an der Wicklung w_2 eines Durchflußwandlers nach Bild 2 dargestellt. Ist der Schalter S geschlossen, so bewirkt die in der Sekundärwicklung induzierte Spannung einen Stromfluß in den Kondensator C . Der Gleichrichter G_1 ist also leitend und an der Wicklung w_2 liegt die Spannung U_2 des Blitzkondensators. Wird der Schalter S geöffnet, so bildet der jetzt unbelastete Transformator mit den Wicklungs- und Gleichrichterkapazitäten einen Schwingkreis. Das zusammenbrechende Magnetfeld führt zu einer Umpolung der Spannung an den Wicklungen. Sie schwingt etwa eine halbe Sinusperiode frei durch,

dann hat sie wieder die zum Zeitpunkt des Abschaltens vorhandene Größe und Polarität erreicht; der Gleichrichter G_1 wird wieder leitend und die auf Grund des Magnetisierungsstromes im Transformator gespeicherte Energie fließt in Form eines Stromimpulses in den Blitzkondensator. Das ist gleichzeitig der geeignete Zeitpunkt zum Wiedereinschalten des Schalters S , weil sich dabei das Einschalten ohne Einschwingvorgänge und damit ohne Verluste vollzieht. Bei modernen Durchflußwandlern ist dies automatisch gegeben, weil der von der Magnetisierungsenergie hervorruhende Stromimpuls in den Blitzkondensator gleichzeitig zur Wiedereinschaltung des während der Ausschwingphase gesperrten Schalttransistors benutzt wird.

Im Transformator entstehen aber durch die Magnetisierung Wirbelstrom- und Hystereseverluste. Das sind echte Querverluste, die den Wirkungsgrad herabsetzen. Sie können durch Verwendung geeigneter verlustarmer Ferritkerne für den Transformator relativ klein gehalten werden. Bei modernen Durchflußwandlern macht ihr Anteil etwa 3 % der aufgenommenen Leistung.

Der andere nennenswerte Teil der Querverluste ist durch den Steuerleistungsbedarf des Schalters S gegeben. In den modernen Gleichspannungswandlern werden als Schalterslemente Germaniumtransistoren verwendet. Auf Grund ihrer inzwischen hohen Stromverstärkung ist ihre Steuerleistung relativ niedrig; sie beträgt weniger als 1 % der aufgenommenen Leistung des Wandlers. Voraussetzung ist dafür allerdings eine geeignete Schaltung, in welcher dem Transistor nicht mehr Steuerleistung zugeführt wird, als er benötigt. Man erkennt daraus, daß es bei einem Durchflußwandler relativ leicht und ohne großen Aufwand möglich ist, nahe an den theoretisch maximalen Wirkungsgrad heranzukommen. Er beträgt dafür allerdings nur 50 %.

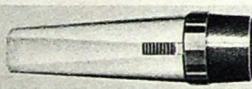
3. Durchflußwandler-Arten

Durchflußwandler gibt es sowohl in Einakt- als auch in Gegentaktschaltung. Hierbei unterscheidet man wieder je nach Art der Steuerung des Schalterslementes spannungsgesteuerte und stromgesteuerte Durchflußwandler. In Blitzgeräte-Gleichspannungswandlern werden heute fast immer Germaniumtransistoren als Schalterslemente verwendet. (Fortsetzung folgt)

Für Werkstatt und Labor

Service-Lampe

Die von Daimon auf den Markt gebrachte Taschenlampe „Lotse“ ist, wie es der Name andeutet, eigentlich für Fußgänger gedacht, die den Zebrastreifen überqueren wollen. Sie hat sich aber auch gut als



Lichtquelle bei Servicearbeiten, die beim Kunden durchzuführen sind, bewährt. Das vollständig aus Kunststoff bestehende Gehäuse bietet dabei absolute Sicherheit gegen das ungewollte Berühren spannungsführender Teile.

Miniaturschaltzähler

Von Bauser, 7241 Empfingen bei Horb, wurde der Miniaturschaltzähler „Horacont Typ 200“ entwickelt. Der Zähler hat eine 24 mm \times 24 mm große Frontplatte (eine normale Briefmarke hat die Abmessungen 24 mm \times 28 mm) und einen Tubus von 22 mm Durchmesser. Der Zählbereich ist 0 ... 9999 Stunden, und die Ziffernhöhe ist 4 mm. Der Betriebsstundenzähler kann für Spannungen von 12 ... 220 V, 50 oder 60 Hz geliefert werden. Zur Befestigung ist ein Federring vorhanden, der über den Tubus geschnoben wird. An der eingebauten Laufanzeige können Lauf oder Stillstand des Zählers abgelesen werden, der in ein Kunststoffgehäuse eingebaut und bei Umgebungstemperaturen bis zu etwa 60 °C betriebsfähig ist.

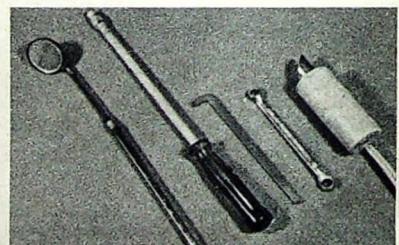
Mechanische Meß- und Arbeitsmittel für den Tonbandgeräte-Service

Neben den elektrischen Einrichtungen wie NF-Röhrenvoltmeter, NF-Generator, Katalodenstrahlzillograf usw. sind für den rationalen Tonbandgeräte-Service noch verschiedene mechanische Meß- und Arbeitsmittel nötig. Die üblichen Schraubendreher und Seitenschneider darf man als

vorhanden voraussetzen. Zusätzlich sollten im Werkzeugsortiment noch Steckschlüssel, Gabelschlüssel, Mundspiegel und eine Schere aus Nichteisenmetall sein. Wichtig ist auch eine Entmagnetisierungsdrossel. Man kann damit Bandführungsteile, Werkzeuge und Tonköpfe entmagnetieren. Magnetische Teile, die mit dem Tonband in Berührung kommen, führen zu erhöhtem Bandrauschen. Deshalb sollten diese Teile grundsätzlich nach jeder Reparatur entmagnetisiert werden.

In den Service-Anleitungen sind beispielsweise der Bandzug, die Bremsmomente oder der Andruck von Gummiringen in Gramm oder Pond angegeben. Zum Messen benötigt man entsprechende Federwaagen.

Nicht zu vernachlässigen sind die verschiedenen Schmiermittel für Lager und Gleitstellen in Tonbandgeräten. Im all-



Spezialwerkzeuge und Zubehör für den Tonbandgeräte-Service (von links nach rechts: Mundspiegel, Steckschlüssel, Winkel-Schraubendreher, Schraubenschlüssel und Entmagnetisierungsdrossel)

gemeinen schreiben die Tonbandgeräte-Hersteller bestimmte Schmiermittel für einzelne Anwendungen vor. Es ist deshalb empfehlenswert, die wichtigsten Schmiermittel bereitzuhalten. Gründig beispielsweise hat für die eigenen Tonbandgeräte einen kompletten Schmiermittelsatz zusammengestellt. Er enthält Öle, Fette und Molykote-Paste für Motor- und sonstige Sinterläger, für Fettdepotschmierungen, für Metall- und Kunststoff-Gleitstellen und für die Trockenschmierung von Gleitstangen.

Stereo-Endverstärker 2x10/15 W mit Planartransistoren

1. Schaltung

Das Prinzip des nach der Schaltung Bild 1 aufgebauten Verstärkers ist nicht neu, es wurde erstmals 1956 beschrieben [1] und seither vielfältig abgewandelt [2] bis [12]. Durch ausschließliche Verwendung von hochwertigen Silizium-Planartransistoren ließ sich die Schaltung sehr einfach aus-

Die hintereinandergeschalteten Dioden G 580 (D 1) und ZE 1,5 (D 2) werden vom Kollektorstrom (etwa 4 mA) des Treibertransistors BC 171 A (T 2) durchflossen. Der an ihnen entstehende Spannungsabfall von rund 1,75 V, vermehrt um etwa 150 mV Spannungsabfall am 100-Ohm-Potentiometer P 2, bestimmt den Ruhestrom der

heißt „Bootstrap“-Schaltung. In dem Kollektorkreis des Treibertransistors liegt (an der Verbindung der Basis von T 3 mit der Diode D 1) ein 100-pF-Kondensator C 3, der ebenso wie das Boucherot-Glied C 7 (47 nF), R 15 (10 Ohm) ein Schwingen des Verstärkers bei sehr hoher Frequenz verhindern soll. Die Treiberstufe wird vom Kollektor der Vorstufe mit einem Generatorwiderstand von 1,5 kOhm (R 10) angesteuert und arbeitet mit sehr hoher Spannungsverstärkung (etwa 5000). Der Kollektorstrom des Treibertransistors BC 171 A ist mit etwa 4 mA wesentlich höher, als er in bezug auf die folgenden Verstärkerstufen sein müßte. Der hohe Kollektorstrom wurde gewählt, weil der Frequenzgang der Spannungsverstärkung der Treiberstufe dadurch besser ist. Anders ausgedrückt: Die Kollektor-Basis-Kapazität des BC 171 A (etwa 6 pF; stromunabhängig) wirkt sich bei größerem Kollektorstrom weniger aus. In die gleiche Richtung zielt der mit 1,5 kOhm ziemlich klein gewählte Basis-Emitter-Widerstand R 10 des BC 171 A. Im Hinblick auf die prinzipielle Funktion des Verstärkers könnte er entfallen. Jedoch würde dann der BC 171 A aus sehr hohem Generatorwiderstand angesteuert und der Frequenzgang der Spannungsverstärkung auf Grund der Kollektor-Basis-Kapazität wäre schlechter, als wenn man den BC 171 A aus dem relativ kleinen Generatorwiderstand von 1,5 kOhm ansteuert.

Außerdem würde bei fehlendem 1,5-kOhm-Widerstand R 10 der Vorstufentransistor BC 192 (T 1) bei sehr kleinem Kollektorstrom arbeiten; das bedeutet unter Umständen, daß dabei die Stromverstärkung des Vorstufentransistors schon erheblich abgesunken ist. Also wirkt sich dieser Widerstand auch hinsichtlich der Vorstufe günstig aus.

Als Vorstufentransistor T 1 ist der PNP-Transistor BC 192 eingesetzt. Dadurch ist es möglich, den Verstärker über alle Stufen mit Gleichstromkopplung zu betreiben, und es ergibt sich eine sehr einfache Schaltung mit günstigen Eigenschaften. Die Basis des BC 192 wird von der Betriebsspannung über einen Spannungsteiler R 2 (47 kOhm), R 3 (47 kOhm) gespeist, dem ein Siebglied R 1 (15 kOhm), C 2 (50 µF) vorgeschaltet ist. Der Emitter des BC 192 ist über einen 2,2-kOhm-Widerstand R 8 mit dem Punkt a der Endstufe verbunden, dem die Ausgangsleistung entnommen wird. An diesem Punkt stellt sich auf Grund der starken Gleichstromgegenkopplung zwangsläufig eine Gleichspannung von etwa 17 V ein (gleich der Spannung an der Basis des BC 192 zuzüglich $U_{BE} = \sim 0.6$ V und etwa 0,7 V Spannungsabfall am 2,2-kOhm-Widerstand R 8).

Die Verstärkung des gesamten Verstärkers wird praktisch nur durch das Teilverhältnis des Gegenkopplungsspannungsteilers bestimmt, der aus den Widerständen R 8 (2,2 kOhm), R 9 (180 Ohm) und dem 100-Ohm-Potentiometer P 1 besteht. Der 250-µF-Elektrolytkondensator C 5 legt das eine Ende des Potentiometers P 1 für Wechselstrom an Masse. Der Gegenkopplungsfaktor ist rund 60 dB, woraus der äußerst kleine Klirrfaktor des Verstärkers resultiert.

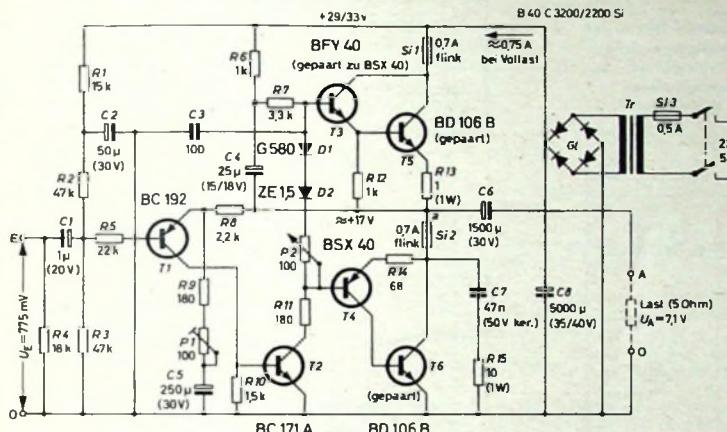


Bild 1. Schaltbild eines Kanals des Verstärkers, der zweite Kanal ist entsprechend aufgebaut (Stromversorgungsteil gemeinsam für beide Kanäle)

bilden, und es wurden sehr günstige elektrische Werte bei mäßigem Aufwand erreicht.

Die Ausgangsleistung von 10 W wird aufgebracht von zwei in Seriengegentakt arbeitenden Silizium-NPN-Epitaxie-Planarleistungstransistoren BD 106 B (T 5, T 6), die gepaart sein müssen. Unter Paarung sei dabei verstanden, daß sich die Stromverstärkungen der beiden Exemplare im Datenblattmeßpunkt ($U_{CE} = 2$ V, $I_C = 0.5$ A) um höchstens etwa 20 % unterscheiden. Der Lastwiderstand ist über den 1500-µF-Koppelkondensator C 6 angeschlossen.

Der obere BD 106 B (T 5) arbeitet in Kollektorschaltung und bildet mit dem vorgeschalteten NPN-Planartransistor BFY 40 (T 3) einen Darlington-Verstärker. Der untere BD 106 B (T 6) arbeitet in Emitterschaltung und wird angesteuert von dem ebenfalls in Emitterschaltung betriebenen PNP-Planartransistor BSX 40 (T 4). Die beiden Transistoren BFY 40 (T 3) und BSX 40 (T 4) der Phasenumkehrstufe sind komplementäre Typen, die sich in ihren Kennlinien ähneln. Auch sie müssen gepaart sein. Arbeitspunkt dafür: $|U_{CE}| = 5$ V, $|I_C| = 50$ mA.

Der Kollektorröhrestrom der Endstufe soll im Interesse geringer Übernahmeverzerrungen bei 10 bis 20 mA liegen (bei kalter Endstufe, also kurz nach dem Einschalten). Ein Maß für den Ruhestrom ist der Spannungsabfall (10 ... 20 mV) an dem 1-Ohm-Emitterwiderstand R 13.

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

Der Widerstand R_5 (22 kOhm) vor der Basis der Vorstufe T_1 hat nur den Zweck, ein sonst unter Umständen mögliches Schwingen des Verstärkers bei sehr hoher Frequenz zu verhindern. Er hat keine Auswirkung auf das Nutzsignal, da der Eingangswiderstand an der Basis des BC 192 bei etwa 5 MOhm liegt. Der an der Eingangsklemme wirksame Eingangswiderstand von 10 kOhm ergibt sich aus der wechselstrommäßigen Parallelschaltung der drei Widerstände R_4 (18 kOhm), R_3 (47 kOhm) und R_2 (47 kOhm).

Das Netzteil ist sehr einfach aufgebaut. Durch Verwendung eines reichlich bemessenen Netztransformators T_1 (Kern El 84/43, primär 700 Wdg. 0,48 CuL, sekundär 80 Wdg. 1,2 CuL) und Gleichrichters G_1 war es möglich, auf die bei B-Verstärkern meist erforderliche Stabilisierung der Betriebsspannung zu verzichten, ohne daß sich dadurch Qualitätseinbußen für den Verstärker ergeben.

	beschriebener Verstärker	in DIN 45500 Blatt 3 gefordert
Music-Power	$2 \times 15 \text{ W}$	
Ausgangsleistung	$2 \times 10 \text{ W}$	$2 \times 6 \text{ W}$
Übertragungsbereich	$40 \text{ Hz} - 1,3 \text{ dB}$ $300 \text{ kHz} - 0,15 \text{ dB}$ (s. Bild 2)	$40 \text{ Hz} - 10 \text{ kHz}$
Klirrfaktor		
bei $2 \times 10 \text{ W}$	$\approx 0,1\%$ (s. Bild 3)	$< 1\%$
bei $2 \times 100 \text{ mW}$	$\approx 0,05\%$	
Intermodulationsfaktor		
nach DIN 45503 [2]	$\approx 0,2\%$	$< 3\%$
Nenn-Lastwiderstand	5 Ohm	4 Ohm
Nenn-Eingangsspannung	775 mV	
Eingangswiderstand	10 kOhm	
Fremdespannungsabstand	60 dB	$> 50 \text{ dB}$
Dämpfungsfaktor	≈ 30	> 3
Übersprechdämpfung		
bei 1 kHz	$\approx 75 \text{ dB}$	$> 40 \text{ dB}$
bei 10 kHz	$\approx 70 \text{ dB}$	$> 30 \text{ dB}$
Stromaufnahme bei Vollaussteuerung		
gleichstromseitig	$\approx 1,5 \text{ A}$	
netzseitig, bei $220 \text{ V}, 50 \text{ Hz}$	$\approx 0,3 \text{ A}$	
Stromaufnahme im Leerlauf		
gleichstromseitig	$\approx 50 \text{ mA}$	
netzseitig, bei $220 \text{ V}, 50 \text{ Hz}$	$\approx 140 \text{ mA}$	

2. Diskussion der Eigenschaften des Verstärkers

Aus Tab. I geht hervor, daß die in DIN 45500 Blatt 3 [13] gestellten Forderungen weit übertroffen werden. Nur ein Wert geht nicht wesentlich über die DIN-Forderung hinaus: die untere Grenzfrequenz (s. Bild 2). Der Grund dafür liegt im Preis der in der Schaltung enthaltenen Kondensatoren. Es ist ohne sonstigen Aufwand eine weit kleinere untere Grenzfrequenz erreichbar, wenn man einfach die Kapazitäten aller Elkos außer dem Ladekondensator um den gleichen Faktor vervielfacht.

Der Klirrfaktor [14] beträgt, wie Bild 3 zeigt, bei Vollaussteuerung im gesamten Hörbereich etwa 0,1 %. Das ist ein Wert, der sonst nur von wesentlich aufwendigeren Verstärkern erreicht wird. Auch der Intermodulationsfaktor ist mit 0,2 % bemerkenswert klein.

Infolge des Fehlens von Koppelkondensatoren ist das Einschwingverhalten des Verstärkers sehr gut. Bild 4 zeigt das Oszillosrogramm von 1-kHz-Impulsen (Burst) von etwa 1 s Dauer. Der obere Strahl ist die Ausgangsspannung des Verstärkers

($\approx 10 \text{ V}_{\text{ss}}$), der untere die Eingangsspannung.

Die Bilder 5a-5d sind Oszillosgramme der Ausgangs- und Eingangsspannung bei Betrieb mit Rechtecksignal [15]. Die Spitze im Bild 5a ist hervorgerufen durch den 100- μF -Kondensator C_3 , der in Verbindung mit dem Boucherot-Glied C_7 (47 nF), R_{15} (10 Ohm) ein Schwingen des Verstärkers bei hoher Frequenz verhindert.

Es ist durchaus möglich, durch eine Verkleinerung des Teilverhältnisses des Gegenkopplungsteilers $R_8/(R_9 + P_1)$ eine

höhere Eingangsempfindlichkeit auf Kosten des Klirrfaktors zu erreichen. Es sind Eingangsspannungen für Vollaussteuerung bis herab zu etwa 20 mV denkbar. Dafür müßte der aus dem Potentiometer P_1 und dem 180-Ohm-Widerstand R_9 gebildete Zweig des Spannungsteilers etwa 4,7 Ohm betragen. Allerdings muß – proportional mit der Widerstandsabnahme – der mit dem Widerstand verbundene Elektrolytkondensator C_5 vergrößert werden, ebenso der 50- μF -Elektrolytkondensator C_2 des Basis-Siebgliedes. Der Klirrfaktor für

Tab. I.
Elektrische Werte des Stereo-Endverstärkers im Vergleich mit den Forderungen nach DIN 45500 Blatt 3

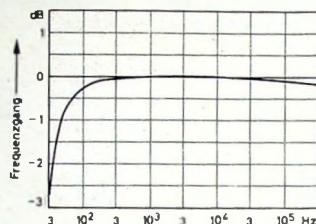


Bild 2. Frequenzgang des Verstärkers, gemessen 6 dB unter Vollaussteuerung bei abgeklemmtem Boucherot-Glied

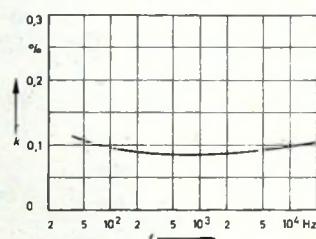


Bild 3. Klirrfaktor des Verstärkers bei Vollaussteuerung

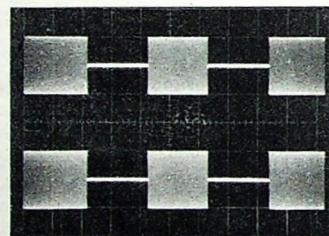


Bild 4. Prüfung des Verstärkers mit 1-kHz-Impulsen, Zeitmaßstab 0,5 s/Teilstrich; oberer Strahl: Ausgangsspannung (10 Vss), unterer Strahl: Eingangsspannung

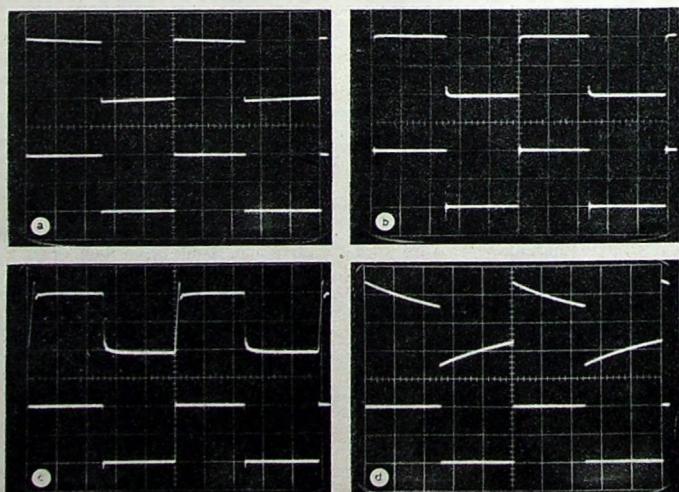


Bild 5. Prüfung des Verstärkers mit Rechteckspannungen bei 1 kHz (a), 10 kHz (b), 50 kHz (c) und 100 kHz (d); oberer Strahl: Ausgangsspannung (10 Vss), unterer Strahl: Eingangsspannung

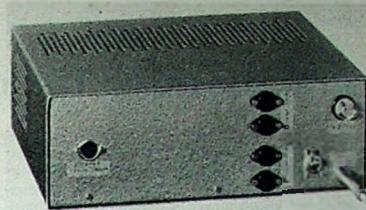


Bild 7. Ansicht des betriebsfertigen Verstärkers

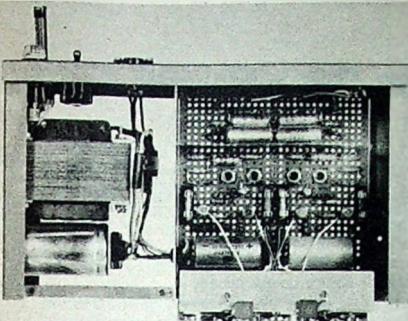


Bild 6. Draufsicht auf den geöffneten Verstärker

$U_E = 20 \text{ mV}$ bei $f = 1 \text{ kHz}$ ist etwa 1%, also immer noch beachtlich klein.

Die jedem Leistungstransistor T_5 , T_6 vorgeschaltete flinke Feinsicherung S_1 beziehungsweise S_2 (0,7 A) bietet keinen hundertprozentigen Schutz gegen Beschädigung der Endtransistoren durch Überlastung, zum Beispiel bei Betrieb mit kurzgeschlossenen Lautsprecheranschlüssen. Ein absolut sicherer Schutz ist selbst mit superflinken Microfuses (Wickmann) nicht zu erreichen, weil die thermische Zeitkonstante infolge des kleinen Systems der Planartransistoren BD 106 B sehr klein ist, kleiner als die Abschaltzeit superflinker Sicherungen.

3. Aufbauhinweise

Grundsätzlich sollte man den Aufbau so wählen, daß sich möglichst kurze Leitungen ergeben und daß Eingang und Ausgang des Verstärkers möglichst weit voneinander entfernt sind. Da in der Endstufe ein Spitzstrom von 2 A fließt, ist außerdem zu beachten, daß alle Anschlüsse an der Nullleitung so angebracht werden, daß keine Verkopplungen auftreten. Der Masseanschluß jeder Lautsprecherbuchse der beiden Kanäle ist unbedingt getrennt direkt mit dem Minuspol des Elektrolytkondensators C_8 ($2 \times 5000 \mu\text{F}$) zu verbinden. Weiterhin muß die Leitung vom Minuspol des C_8 zu den Emittoren von T_6 beider Kanäle möglichst kurz und dick sein oder getrennt von der übrigen Masseleitung direkt zu C_8 geführt werden. Schließlich ist noch wichtig, daß das Boucherot-Glied C_7 , R_15 direkt am Transistor sitzt und nicht irgendwo in der Schaltung.

Aus der Draufsicht des als Entwicklungs- muster aufgebauten Verstärkers (Bild 6)

sind praktisch alle Einzelheiten des Aufbaus zu erkennen. Die vier Endtransistoren für beide Kanäle sind isoliert auf einem gemeinsamen Kühlkörper befestigt. Der Kühlkörper ist mit Minus verbunden. Der Verstärker wurde in ein Leistner-Gehäuse „77 bs“ eingebaut (Bild 7).

Schriftum

- [1] Lin, H. C.: Quasi-complementary transistor amplifier. Electronics Bd. 29 (1956) Nr. 9, S. 173-175
- [2] Herscher, Marvin B.: Designing transistor a-f power amplifiers. Electronic Engin. Edition, April 11, 1958, Seite 96-99
- [3] Sharma, M., u. Berkovitz, R.: A 200-watt solid-state stereo amplifier. Electronics Wld. Bd. 73 (1965) Nr. 3, S. 44 bis 47
- [4] Keller, H.: Transformatorloser Stereo-NF-Transistorverstärker. Intermetal-Sonderdruck Nr. 31
- [5] Giesel, W.: HF-Stereo-Anlage in Bausteinform. Funkschau Bd. 38 (1966) Nr. 13, S. 423-426
- [6] Griesse, H. J., Ewert, H., u. Seppel, I.: Stereoanlage mit Mischverstärker, Regieteil und Leistungsstrahlern. radio mentor Bd. 32 (1966) Nr. 8, S. 657-663
- [7] Giesel, W.: HI-FI-Stereo-Steuergerät „Klangmeister RS 81“. Funk-Techn. Bd. 21 (1966) Nr. 17, S. 610-612
- [8] Porges, I.: HI-FI-Verstärker „V 101“. Funk-Techn. Bd. 21 (1966) Nr. 21, S. 756-758
- [9] RCA-Publikation AN-3185: A high-quality, low-cost, 15-watt, complementary-symmetry power amplifier
- [10] RCA-Publikation ATC-406: AF amplifier data (35 W und 20 W)
- [11] Valvo-Brief April 1964, S. 10
- [12] Valvo-Brief März 1965
- [13] DIN 45 500 Blatt 6: Heimstudio-Technik (HI-FI), Mindestanforderungen an Verstärker
- [14] DIN 45 403: Messung von nichtlinearen Verzerrungen in der Elektroakustik
- [15] Verstärkerprüfung mit Rechteckschwingungen. Funktechn. Arbeitsblätter Mv 71, München, Franzis

Kombinations-Ersatzteil für Netzteile in Fernsehgeräten

Nach längeren Betriebsjahren vergrößert sich der Durchlaßwiderstand von Selengleichrichtern in Netzteilen der Fernsehgeräte. Die Folgen sind absinkende Versorgungsspannung und damit verbundene schlechte Bildqualität, unzureichende Bildbreite und Bildhöhe. Teilsweise schlagen auch Selengleichrichter infolge erhöhter Stromaufnahme ältere Geräte durch.

Für diese Reparaturfälle ist jetzt ein preisgünstiges Kombinations-Bauelement auf den Markt gekommen (Fa. Henninger, 8 München 3, Postfach 225), das den Ersatz von Selengleichrichtern erlaubt, ohne die Versorgungsspannungen über den angegebenen ursprünglichen Wert ansteigen zu lassen. Dieses Bauelement besteht aus einer Silizium-Gleichrichterdiode BY 104 und einem vorgesetzten Hochlastwiderstand R_1 (Bild 1). Die

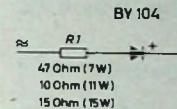
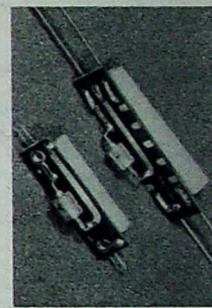


Bild 1. Schaltung der Silizium-Gleichrichterdiode mit Vorwiderstand



Gleichrichterdiode hat 800 V Sperrspannung, 1,5 A Nennstrom und 5,5 A Spitzstrom. Drei verschiedene Ausführungen mit Vorwiderständen 15 Ohm (15 W), 10 Ohm (11 W) oder 4,7 Ohm (7 W) stehen zur Verfügung. Dadurch können die ursprünglichen höheren Durchlaßwiderstände der Selengleichrichter nachgebildet und Überspannungen vermieden werden.

Vorwiderstand und Silizium-Gleichrichterdiode sind auf einer gedruckten Platiné zusammeneschaltet (Bild 2). Die Kombination der Diode mit dem 4,7-Ohm-Widerstand hat als Anschlüsse zwei Lötstellen, die anderen Kombinationen haben wegen des höheren Gewichts vier starke Anschlußdrähte (1 mm Ø).

Kleine Ursache (fehlerhafte Isolierung) — große Wirkung

Bei einem fehlerhaften Gerät war die Sicherung defekt. Es war anzunehmen, daß sie infolge Überlastung durchbrannte. Probeweise wurde eine Ersatzsicherung eingesetzt und das Gerät eingeschaltet. Die Sicherung war sofort wieder defekt. Außerdem war der typische Geruch eines fehlerhaften Selengleichrichters festzustellen. Der Gleichrichter wurde durch einen neuen ersetzt.

Nach dem Wiedereinschalten waren im Hochspannungskäfig starke Funkenüberschläge erkennbar. Ursache: Der erst vor etwa einem halben Jahr ausgetauschte Zentrentransformator hatte eine fehlerhaft isolierte Verbindung zur Anode der Endröhre PL 36; es traten Überschläge zwischen der Zeilen-Endröhre und der Boosterdiode in unmittelbarer Nähe der Trafowicklung auf. Der Zentrentransformator und die defekte Boosterdiode mußten ersetzt werden. Außerdem war infolge der starken Überlastung der Schirmgitterwiderstand der Zeilen-Endröhre nicht mehr einwandfrei. Er ist ebenfalls ausgetauscht worden.

INTERNATIONALE ELEKTRONISCHE RUNDSTRAU

brachte im Februarheft 1967 unter anderem folgende Beiträge:

Planartechnik für Germanium

Kapazitives Abstandsmesser zur Messung dynamischer Radlasten an Kraftfahrzeugen

Zum Zusammenhang von Energie- und Speicherdichte bei der Informationsspeicherung

Strom-Frequenz-Konverter als Integriertes und Meßwertwandler

Betrachtungen zur Entmagnetisierung von Schattenmasken-Farbbildröhren

Präßmassen, Gieß- und Imprägnierharze für die Elektronik

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

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

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

Postanschrift: 1 BERLIN 52

Transistor-Dreifachssuper für das 2-m-Band

Technische Daten

Frequenzbereich: 144...146 MHz

Antenneneingang: 60 Ohm, koaxial

Antenne umschaltbar am Konvertereingang oder an Bu 1 zum Anschluß eines Senders

Kreise: 20 + 3 (Bandpaßfilter 3, Konverter 8, Nachsetzer 11, BFO 1), davon 3 Abstimmkreise und BFO-Kreis veränderbar

Rauschzahl: etwa 1,8 kT_g

Spiegelldämpfung:

rund 61 dB bei 86...88 MHz,

etwa 68 dB bei 202...204 MHz

Kreuzmodulationsfestigkeit: Bei einem Nutzsignal von 1 μ V erzeugt ein 100 kHz entferntes und 5 mV starkes Störsignal 1% Kreuzmodulation

Zwischenfrequenzen:

28...30 MHz (Konverterausgang),

4 MHz, 455 Hz

Frequenzstabilität: besser als $3 \cdot 10^{-5}$ /h bei konstanter Betriebsspannung

Bandbreite: 7 kHz bei 3 dB Abfall

Demodulation: AM mit Diode, SSB/CW mit BFO und Produktdetektor

NF-Ausgangsleistung: 2 W an 5 Ohm

Netzspannung: 220 V

Leistungsaufnahme: In Stellung Empfang etwa 4,5 VA, in Stellung Senden (mit angeschlossenem Relais) etwa 10 VA

Der im folgenden beschriebene 2-m-Empfänger (Bild 1) ist ein Dreifachsuper, der aus vier handelsüblichen Bausteinen (Bandpaßfilter, Konverter, Nachsetzer, NF-Teil) und einem selbst anfertigenden Stromversorgungsteil besteht. Das Blockschema (Bild 2) zeigt den Stufenaufbau des kompletten Gerätes. Da der Empfänger zu dem früher beschriebenen UKW-Kleinsender (1) passen soll, ist für die Sende-Empfangsumschaltung ein Antennenrelais eingebaut.

setzen (Bild 3). Die Vorstufe des Konverters mit dem rauscharmen Transistor BF 155 (T 1) verstärkt das Antennensignal. Diese HF-Stufe kann automatisch oder von Hand geregelt werden. Über das Bandfilter T 3, C 4, C 5, C_k 1, L 4, C 6 führt man der Basis des Mischtransistors T 2 das verstärkte Eingangssignal zu.

Ferner gelangt noch das Oszillatorsignal über C 8 zur Basis des Mischtransistors. Die Mischung ist additiv. Das Oszillat-

Konverter für 144 MHz

Der erste Baustein, der 144-MHz-Konverter, hat die Aufgabe, das Eingangssignal zu verstärken und auf 28...30 MHz umzu-

setzen (Bild 3). Die Vorstufe des Konverters mit dem rauscharmen Transistor BF 155 (T 1) verstärkt das Antennensignal. Diese HF-Stufe kann automatisch oder von Hand geregelt werden. Über das Bandfilter T 3, C 4, C 5, C_k 1, L 4, C 6 führt man der Basis des Mischtransistors T 2 das verstärkte Eingangssignal zu.

Ferner gelangt noch das Oszillatorsignal über C 8 zur Basis des Mischtransistors. Die Mischung ist additiv. Das Oszillat-

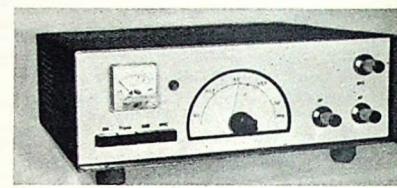


Bild 1. Der betriebsbereite Transistor-Dreifachssuper

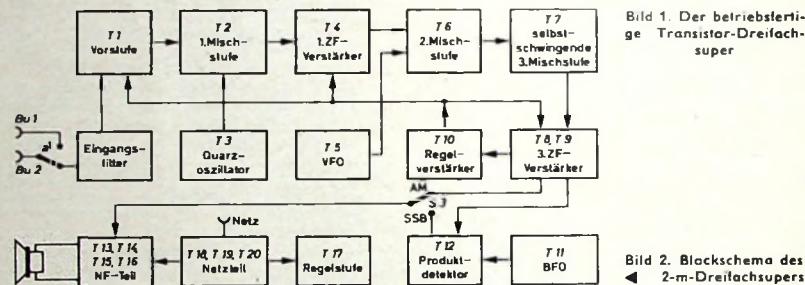


Bild 2. Blockschema des 2-m-Dreifachsupsers

signal wird durch die beiden Schwingkreise mit L 6 und L 7 gut gesiebt. Daher können keine unerwünschten Mischprodukte entstehen. Am Ausgang der Mischstufe liegt das breitbandige Filter L 8, C 9, C 11, L 9, C 12, über das die Ausgangsfrequenz 28...30 MHz ausgetragen wird.

Nachsetzer

Der Nachsetzer besteht aus 1. ZF-Verstärker T 4, 2. Mischer T 6, VFO T 5, 3. selbstschwingendem Mischer T 7, zwei ZF-Verstärkerstufen T 8, T 9, Regelverstärker T 10 und BFO T 11 mit Produktdetektor T 12. Das vom Konverter gelieferte Signal wird über L 10 dem Nachsetzer zugeführt. Die Eingangsstufe mit dem Transistor T 4 verstärkt die 1. ZF-Basis- und Kollektorkreis von T 4 werden abgestimmt, um gute Trennschärfe zu erreichen. Synchron mit der Abstimmung der Vorstufe erfolgt die Abstimmung des VFO mit dem Transistor

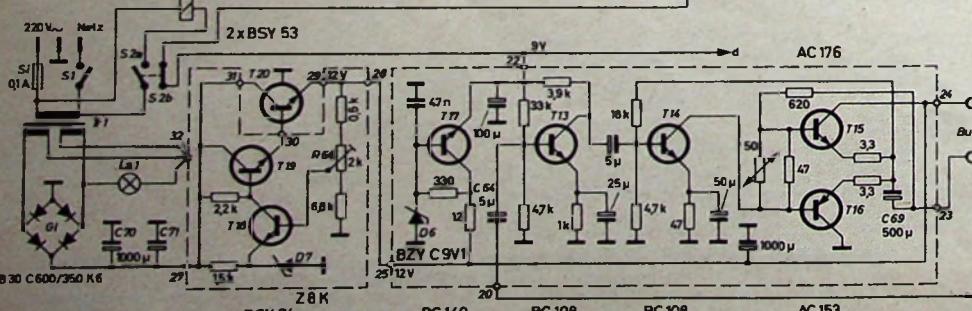
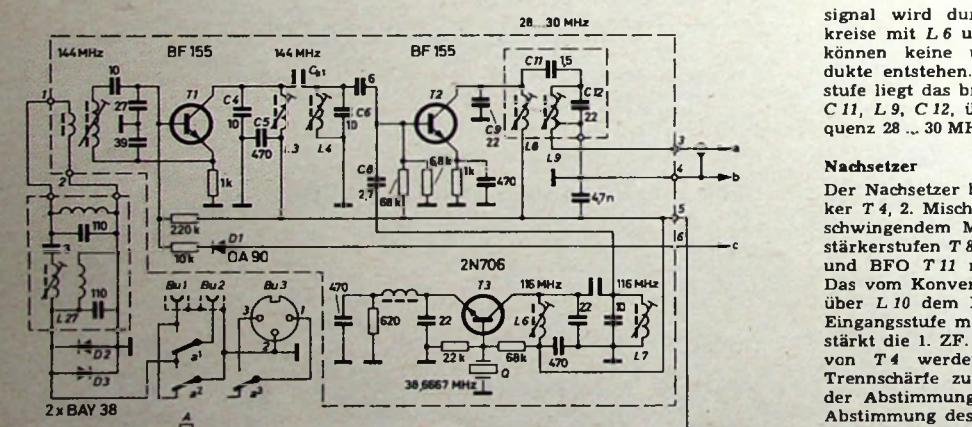


Bild 3a. Schaltung des Konverters sowie des NF-Teils und des Netzteils

T 5 (BF 115), der in der sehr stabilen Colpitts-Schaltung arbeitet.

Das Signal der 1. ZF und das VFO-Signal gelangen zur Basis der 2. Mischstufe T 6. An ihrem Ausgang steht die 2. ZF von 4 MHz zur Verfügung. Sie wird über das steilflankige Bandfilter L 14, C 30, L 15, L 16, C 32 der dritten Mischstufe mit dem Transistor T 7 (AF 127) zugeführt. Diese Stufe ist verhältnismäßig unkritisch und arbeitet selbstschwingend multiplikativ. Die mit T 7 erzeugte 3. ZF von 455 kHz wird in zwei bandfiltergekoppelten Verstärkerstufen T 8, T 9 ausreichend verstärkt.

Die Demodulatordiode D 4 ist über L 24 an den letzten ZF-Kreis L 23, C 49 angekoppelt. Das AM-Signal wird hinter der Diode über die RC-Kombination C 51, R 35 und den Schalter S 3a dem Lautstärkeregler P 2 zugeführt. Zum Empfang von SSB- oder CW-Signalen ist S 3 zu betätigen. S 3b legt dabei an den BFO T 11 und den Produktdetektor T 12 Spannung an, während mit S 3a der Lautstärkeregler P 2 an den Ausgang des Produktdetektors geschaltet wird.

Der BFO erzeugt eine mit C 53 um einige kHz um die 3. ZF (455 kHz) veränderbare Frequenz. Zusammen mit dem nicht demodulierten ZF-Signal gelangt die BFO-Frequenz zur Basis des Produktdetektors T 12. Hier werden beide Frequenzen gemischt. Bei CW-Signalen ist die Differenzfrequenz zwischen der Frequenz des ZF-Signals und der Frequenz des BFO-Signals hörbar. Bei SSB-Signalen wirkt das BFO-Signal als Trägerzusatz.

In der Stellung „AVC“ des Schalters S 4 bewirkt die Regelverstärkerstufe mit dem Transistor T 10 (2N3702) die automatische HF-Verstärkungsregelung. T 10 wird in Abhängigkeit von der Stärke des Eingangssignals mehr oder weniger durchgesteuert. Den dadurch an R 36 entstehenden Spannungsabfall verwendet man zur automatischen Regelung. Insgesamt sind drei Stufen geregelt, und zwar die Konverter-

Regelung der Schleifer des HF-Verstärkungsreglers P 1 an dem mit S 4 verbundene Ende liegen. In der Stellung „MVC“ legt S 4 den Regler P 1 über den 6,8-kOhm-Widerstand R 45 an Masse. Die HF-Verstärkung lässt sich dann von Hand regeln.

NF-Teil

Vom Schleifer des Lautstärkereglers P 2 gelangt die NF über C 64 zur Basis des NF-Vorstufentransistors T 13 (BC 108), der

Stabilisierter Netzteil

Zur Stromversorgung des Gerätes ist ein elektronisch stabilisierter Netzteil mit dem Netztransformator T 1 eingebaut. Der Transformator T 1 hat zwei Sekundärwicklungen mit je 6,3 V~, die hintereinander geschaltet werden.

Ein Brückengleichrichter richtet die vom Transformator gelieferten 12,6 V gleich. Die Ladeelektrolytkondensatoren C 70, C 71 haben je 1000 μ F. Diese unstabilisierte und

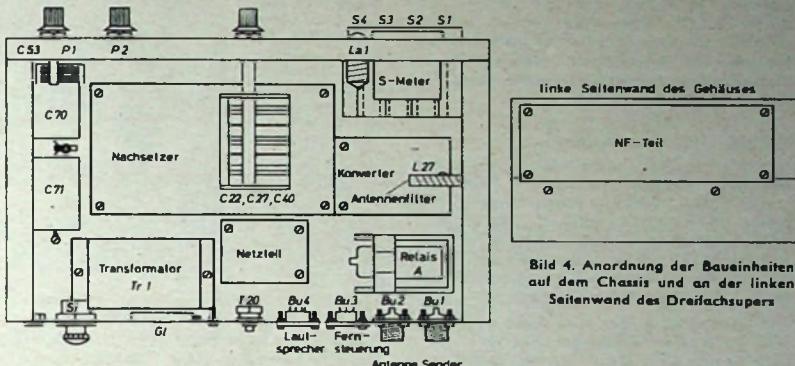


Bild 4. Anordnung der Baueinheiten auf dem Chassis und an der linken Seitenwand des Dreifachsupers

die NF verstärkt und den Treibertransistor T 14 (BC 108) ansteuert. Die eisenlose Gegenakt-Endstufe arbeitet mit dem Komplementärpaar T 15, T 16 (AC 176, AC 153). Der Lautsprecher ist über den Elektrolytkondensator C 69 (500 μ F) angeschlossen.

Transistor-Stabilisator

Die NF-Endstufe und die Treiberstufe werden mit 12 V betrieben, alle übrigen Stufen dagegen mit 9 V. Deshalb enthält die NF-Platine eine Stabilisierungsschaltung mit dem Längstransistor T 17 und der Zenerdiode D 6. Sie setzt die Spannung von 12 V auf 9 V herunter und stabilisiert sie.

noch ungenügend gesiebte Spannung gelangt zur Regelschaltung mit T 18, T 19 und T 20. Der Transistor T 20 (BSY 53) ist der Längstransistor und das eigentliche Stellglied. Da sich T 20 ziemlich stark erwärmen kann, ist er mit einer schraubenförmigen Kühlsschelle isoliert am Chassis festgeschraubt. Alle anderen Bauelemente der Regelschaltung sind auf der Netzteilplatine untergebracht. T 20 wird von den Transistoren T 19 (BSY 53) und T 18 (BSY 74) gesteuert. Als Referenzspannungsquelle dient die Zenerdiode D 7 (Z 8 K). Mit R 64 kann man die Spannung genau einstellen. Der Netzteil hat einen Innenwiderstand von 0,39 Ohm. Bei einer Stromschwankung von Null auf Vollast (250 mA) ändert sich die Ausgangsspannung des Netzteils um weniger als 0,1 V.

Antenneneingang

Im Antenneneingang sind zwei antiparale geschaltete Dioden (D 2, D 3) angeordnet. Diese beiden Dioden sollen eventuell vom Sender auf die Koaxialleitung zwischen Antennenrelais und EingangsfILTER gelangte HF kurzschließen und so eine Zerstörung des Vorstufentransistors T 1 verhindern.

Ferner wurde ein Antennenrelais A für die automatische Umstellung der Antenne auf den Sender oder Empfänger je nach Stellung des Sende-Empfangsschalters S 2a, S 2b angeordnet. Dieses Relais hat drei

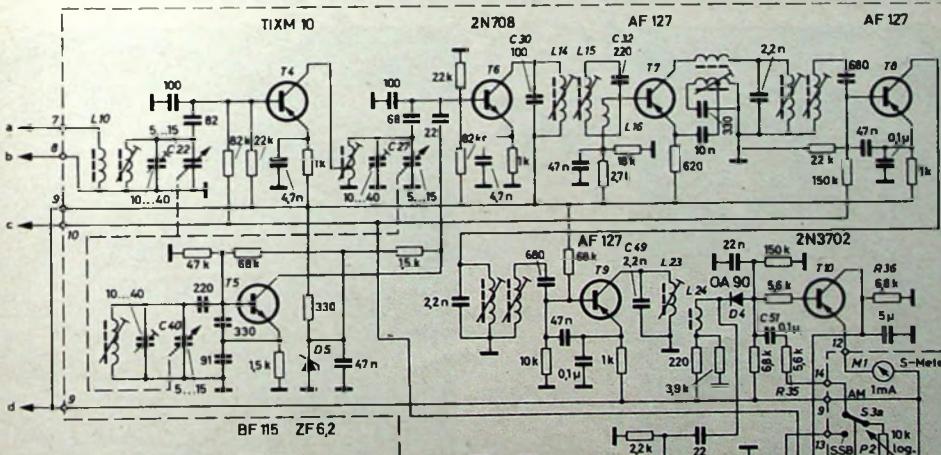


Bild 3b. Nachsetzer des 2-m-Dreifachsupers

eingangsstufe T 1 mit Aufwärtsregelung, die Nachsetzereingangsstufe T 4 und die erste Verstärkerstufe für die 3. ZF (T 8). Der durch T 10 fließende Strom wird mit dem in S-Stufen geeichten Instrument M 1 gemessen.

Um den vollen Regelumfang der Automatik zu erreichen, muß bei automatischer

Kontakte, von denen einer (a¹) zur Sender- und Modulatorsteuerung verwendet wird. a² schließt in Stellung „Senden“ den Empfängereingang und in Stellung „Empfang“ den Sendereingang kurz. Dieser Relaiskontakt ist ebenfalls zum Schutz des Eingangstransistors im Konverter erforderlich.

Als zusätzliches Mittel zur Erhöhung der Spiegelfrequenzsicherheit liegt vor dem Konverteereingang ein Bandpaßfilter für den Bereich 144 ... 146 MHz, das alle Frequenzen außerhalb des 2-m-Bandes sehr stark dämpft. Besonders werden Störungen von starken Rundfunk- und Fernseh-sendern im Ortsbereich beseitigt, die im Bereich der Spiegelfrequenzen und der ersten Oberwelle liegen.

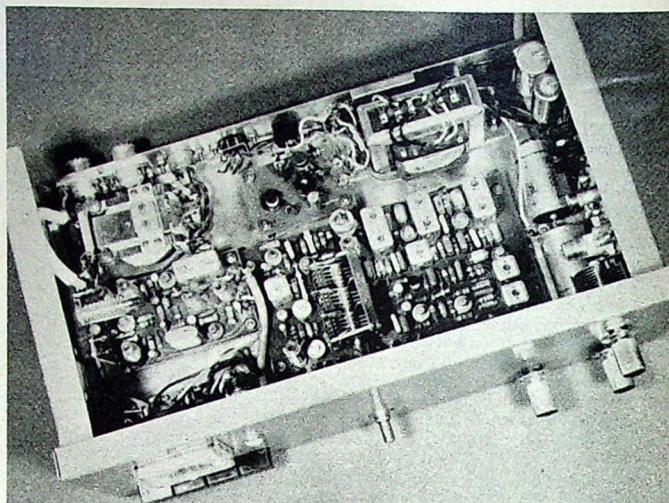
Konstruktive Einzelheiten

Um die einzelnen Bausteine in dem verwendeten Leistnergehäuse Nr. „77bs“ unterzubringen, muß ein Spezialchassis angefertigt werden. Die genauen Fertigungsdaten des Chassisbleches gehen aus der Skizze (Bild 4) hervor. Die zwei Ecken, die am Chassis durch die aufgebogenen Blechfalte entstehen, sind zu verlöten.

Die Anordnung der Baugruppen richtet sich im wesentlichen nach der Gestaltung der Frontplatte (Bild 5). So mußte der Nachsetzer seine Position nahezu in der Mitte des Chassis erhalten. Links daneben ist hinter dem Drucktastenaggregat in genügendem Abstand der Konverter angeordnet. Es ist zu beachten, daß der Konverter mindestens 10 mm von Metallteilen entfernt sein muß, um etwaige Dämpfungen zu vermeiden. Er wird daher auf etwa 12 mm hohe Abstandröhrlchen gesetzt. Der Nachsetzer sitzt so dicht wie möglich auf dem Chassis. Zwischen Platine und Chassis liegt eine Pertinaxplatte, die Kurzschlüsse vermeiden soll. Zwischen dem Konverter und der Chassisrückseite wird das Antennenrelais montiert (Bild 6).

Der NF-Teil als unkritischste aller Baueinheiten wurde an der rechten Einschubseitenwand befestigt (Bild 7). Auf der ver-

Bild 5. Chassisansicht mit Konverter (links), Nachsetzer (große Platte etwa in Chassismitte) und NF-Teil (an der rechten Seitenwand). Hinten links ist das Antennenrelais sichtbar, an das sich nach rechts der Netzteil anschließt



bleibenden Fläche zwischen Nachsetzer und Chassisrückwand sind der Netztransistor und die Netzteilplatine angeordnet. Der Längstransistor T 20 wird mit seiner Kühlhalterung (durch zwei Glimmerscheiben isoliert) an die Chassisrückwand geschraubt. Die Isolation ist unbedingt erforderlich, weil der Kollektor von T 20 mit dem Gehäuse verbunden ist. Damit die Zuleitungen nicht zu lang werden, liegt der Befestigungspunkt direkt hinter den entsprechenden Lötstellen der Netzteilplatine.

Um den Empfänger bequem bedienen zu können, wurden die Bauelemente an der Frontseite folgendermaßen angeordnet (Bild 8): Das Drucktastenaggregat mit dem Sende-Empfangsschalter sitzt auf der linken Seite. Während des Funkbetriebes ist dann die rechte Hand für Schreibarbeiten frei. Die Skala mit dem Abstimmantrieb liegt in der Mitte der Frontplatte, die Po-

tentiometer für HF- und NF-Regelung (P 1, P 2) liegen rechts neben der Skala auf gleicher Höhe mit dem Skalenantrieb. Der BFO-Drehkondensator ist über dem Lautstärkeregler angeordnet.

Die Regelschaltung des Netzteils muß selbst gebaut werden (Bild 9). Hierzu benötigt man eine handelsübliche Lochrasterplatte mit den Abmessungen 40 mm × 55 mm. Die Verdrahtung ist freizügig möglich. Der Transistor T 20 wird, wie bereits beschrieben, an der Rückwand des Chassis befestigt. Die Anschlüsse dieses Transistors werden an die Lötanschlüsse 29, 30 und 31 auf der Netzteilplatine geführt.

Die Verdrahtung des Empfängers ist unkritisch und einfach. Beim Anschließen der Bausteine kann nach Bild 10 vorgegangen werden. Es sind die entsprechenden Punkte der einzelnen Platinen miteinander oder mit externen Bauelementen (Buch-

Bild 6. Chassisansicht mit Konverter (Mitte), Antennenrelais (rechts) und Netzteilplatine (unten)

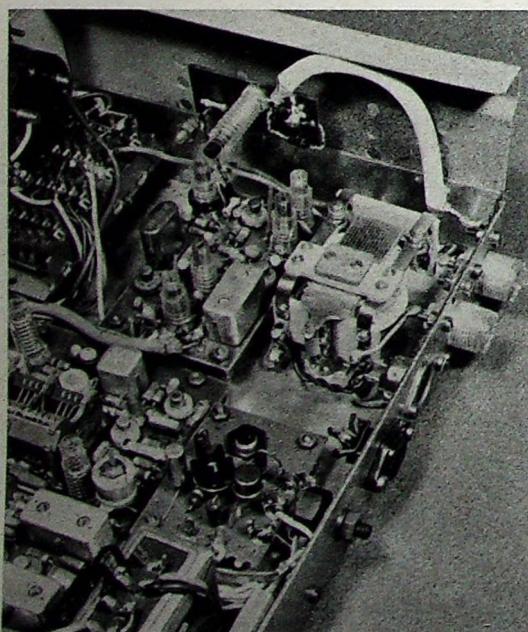
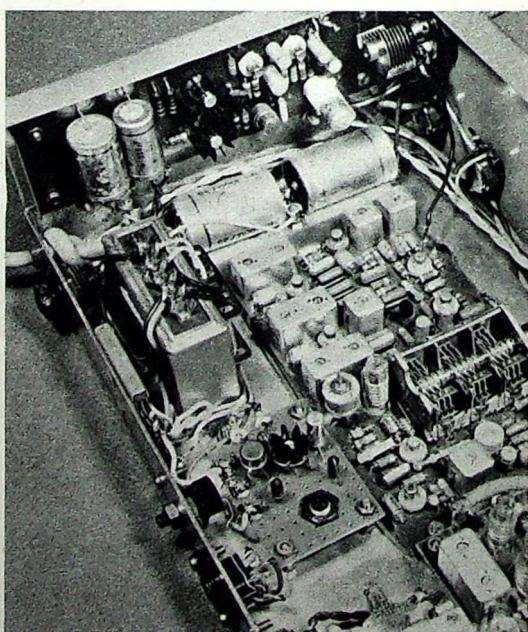
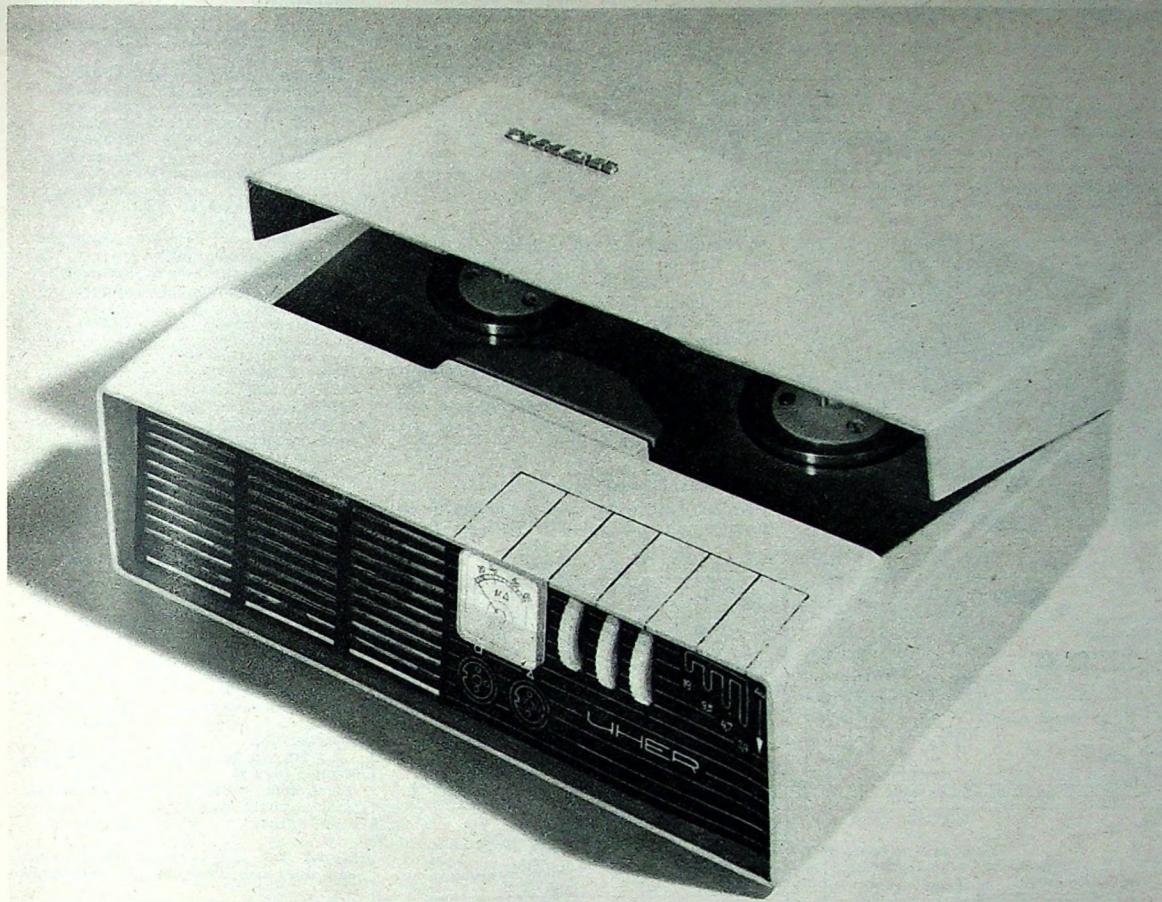


Bild 7. Chassisansicht mit Netzteil (links), Nachsetzer (Mitte) und NF-Teil im Hintergrund



Die frühen Entwicklungsunterlagen des 4000 Report schienen uns so interessant zu sein, daß wir sie Ihnen in Form einer Anzeigenserie vorstellen möchten.

3



Entwicklungsstadien eines berühmten Tonbandgerätes

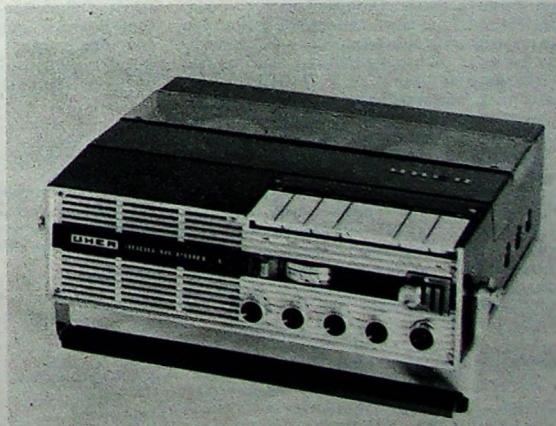
Maßarbeit mit Schleifpapier und Säge

Tonbandgeräte werden im allgemeinen nicht mit der Laubsäge hergestellt. Was Sie aber auf unserem Bilde sehen, das ist das erste Gehäuse-Modell des Uher 4000 Report — »maßgeschneidert« aus Sperrholz, Leim und Farbe. Ein erstaunliches Modell übrigens. Es gleicht fast bis ins kleinste Detail der späteren Serienform, die richtungsweisend für portable Tonbandgeräte wurde. So konsequent war bereits in diesem Entwicklungsstadium das Prinzip des Uher 4000 Report verwirklicht: Kompaktes Gehäuse für 13 cm Spulen, geringstmögliche Abmessungen, einfachste Bedienung des Gerätes in jeder Lage. Der einzige Unterschied: Aus dem Holzgehäuse ist ein stabiles Metallgehäuse geworden!

UHER

UHER WERKE MÜNCHEN

Spezialfabrik für Tonbandgeräte 8 München 47 Postfach 37



UHER 4000 REPORT L

Bild 8. Maßskizze für die Frontplatte ►

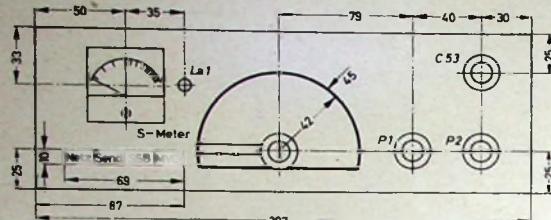
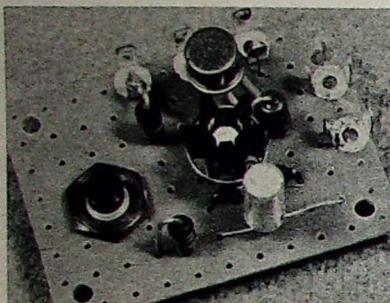


Bild 9 (unten). Ansicht der
Netzteilplatine



Netzteilplatine ab und schaltet das Gerät ein. Nun ist mit R 64 die Ausgangsspannung des Netzteils auf 12 V einzustellen. Anschließend lötet man den Anschlußdraht wieder an Punkt 28 an. Jetzt liegt die Versorgungsspannung am Empfänger.

Der Konverter- und der Nachsetzerbau-stein werden vom Hersteller sorgfältig ab-geglichen geliefert. Ein nachträglicher Ab-gleich ist daher, wie auch im Falle des Mustergerätes, nicht nötig.

Betriebserfahrungen

Der Empfänger ist außerordentlich empfindlich und hat ein sehr geringes Rau-

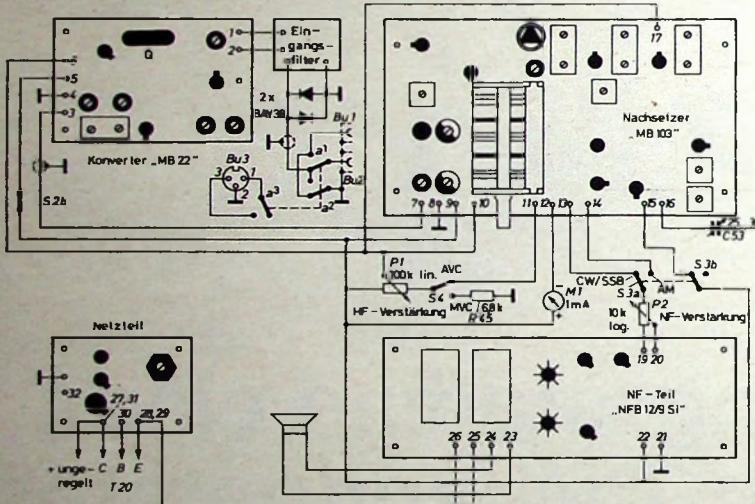


Bild 10. Schema für die Zusammenschaltung der Baueinheiten

sen, Potentiometer, Schalter) zu verbinden. Der Netzeit bis zum Gleichrichter und den Ladeelektrolytkondensatoren wird in konventioneller Weise verdrahtet. Die beiden Ladekondensatoren $C70$, $C71$ sind an Lötösen oder Lötstützpunkten zwischen Nachsetzerplatine und rechter Einschubseitenwand zu befestigen. Stützpunkt 32 auf der Netzeitplatine verbindet die beiden Sekundärwicklungen (je $6,3 \text{ V}$) des Netztransformators T_1 . Die Kontrolllampe $La\ 1$ wird massfrei zwischen Punkt 32 und einem Wicklungsende angeschlossen. Zur Montage von $La\ 1$ wickelt man einen isolierten Draht in das Gewinde des Lampensockels und befestigt diesen Draht an einer Montageschraube des S-Meters. Die beiden Anschlußdrähte sind anzulöten.

Inbetriebnahme und Abgleich

Bevor man das Gerät zum ersten Mal einschaltet, ist die Verdrahtung auf eventuelle Fehler zu untersuchen. Dann lötet man den Anschlußdraht vom Punkt 28 der

schen. Daher können auch schwache Amateurstationen gut aufgenommen werden. Die Wiedergabe von SSB-Sendungen ist mit dem eingebauten Produktdetektor einwandfrei. Bei Telegrafieempfang reicht der

KW-Kurznachrichten

DARC-Hauptversammlung 1967

Die Hauptversammlung 1967 der Clubversammlung findet in der Zeit vom 27.5.-28.5. 1967 in Koblenz statt.

Field Day

Der vom DARC veranstaltete Nationale Field-Day steigt vom 3. 6.-4. 6. 1967, der Sommer-Field-Day der IARU-Region I vom 2. 9.-3. 9. 1967.

Mobilwettbewerbe des DARCO

Der DARC-Veranstaltungskalender (veröffentlicht in DL-QT, Nr. 2/1967) nennt für das Jahr 1967 nachstehende Mobilwettbewerbe:
23. 4. Baden und Württemberg (gemeinsam)

Einzelteilliste

Bandpaßfilter	
(Eingangsfilter)	(Lausen)
2-m-Konverter „MB 22“	(Lausen)
Nachsetzer „MB 103“	(Lausen)
NF-Teil „NFB 12/9 Si“	(Lausen)
Potentiometer P 1, P 2	(Lausen)
S-Meter	(Lausen)
BFO-Drehkondensator	
25 ... 50 pF	(Mültronic)
Drucktastenaggregat	
„4 × L 17,5 N 4u EE	
schwarz“	(Schadow)
Sicherungselement mit	
Feinsicherung, 0,1 A mit	(Wickmann)
Netztransformator „N 1a“	(Engel)
Gleichrichter	
B 30/C 600/350 K 6	(AEG)
Niedervoltalektrolytkondensatoren,	
1000 uF, 35 V	(Rim)
Kühlelement in	
Schraubenform für	
TO-5-Gehäuse	(Rim)
Federgewichtskühler	
„8219S“ für T 18	(Rim)
Relais „1509“ mit	
3 Umschaltkontakte	(Haller)
HF-Buchsen „SO 239“	
(Bu 1, Bu 2)	(Haebelerlein)
Buchse „Mab 3 S“ (Bu 3)	(Hirschmann)
Buchse „Lb 2“ (Bu 4)	(Hirschmann)
Glühlampe, 7 V/0,3 A	(Pertrix)
Widerstände, 0,5 W	(Resista)
Einstellregler „1-5700“	
(R 64)	(Preh)
Feintrieb 1 : 6	(Mozar)
Drehknopf „490.6“	(Mozar)
Drehknöpfe „490.4“	(Mozar)
Lochrasterplatte.	
5-mm-Raster	(Deutschlaender)
Transistoren	
2 × BSY 53, BSY 74	(Intermetall)
Dioden BAY 38	(Valvo)
Zenerdiode Z 8 K	(Intermetall)
Stahlblechgehäuse	
Nr. „77bs“	(Leistner)

Bezug der angegebenen Bauelemente
nur über den einschlägigen Fachhandel

Variationsbereich des BFO-Drehkondensators völlig aus. Selbst im Nahfeld (15 km Luftlinie) einer UKW-Fernseh-Großsendezentrale mit mehreren Sendern in der 100-kW-Leistungsklasse waren dank der erhöhten Vorselektion durch das Antennen-Eingangsfilter keine Störungen feststellbar.

Bei der Erprobung arbeitete der Transistor-Dreifachspur zusammen mit dem früher beschriebenen 144-MHz-Kleinsender mit Modulator und Netzteil. Die Sende-Empfangsumschaltung mit der Drucktasteneinheit des Empfängers funktioniert einwandfrei.

30. 4. Schleswig-Holstein (Nordstrand)
 30. 4. Hessen (Witzenhausen)
 1. 5. Saar
 4. 5. Bayern-Nord (Fränkische Schweiz)
 4. 5. München (mobile Fuchsjagd)
 20. 5. Niedersachsen (Ramlingen)
 21. 5. Ruhrgebiet (Essen)
 24. 6. Rheinland-Pfalz (Koblenz)
 19. 8. Rheinland-Pfalz (Idar-Oberstein)
 16. 9. Nordsee (Bremen)
 24. 9. Niedersachsen
 24. 9. Ruhrgebiet (Kleve)
 30. 9. Hessen (Windecken)
 1. 10. Schleswig-Holstein
 7. 10. Bayern-Nord (Mobilsternfahrt)
 8. 10. Bayern-Nord (Straubing)

Empfangsantennenanlagen für den Ton- und Fernseh-Rundfunk

Für einen störungsfreien Ton- und Fernseh-Rundfunkempfang ist nach wie vor eine Überdachantenne notwendig. Es ist müßig, von einer im Zuge der Entwicklung möglichen Verbesserung der Antennen-, Empfänger- und Sendertechnik den Fortfall von Überdachantennen zu erhoffen.

In den Haushaltungen werden in zunehmendem Maße elektrische Geräte benutzt, die – auch wenn sie funkentstört sind – nur dann keine Funkstörungen verursachen, wenn die Ton- und Fernseh-Rundfunkempfänger an einer technisch einwandfreien Empfangsantennenanlage betrieben werden. Als solche kommt im allgemeinen nur eine Überdachantenne mit geschirrter Antennenleitung in Frage. Geräteantennen, Zimmerantennen und dergleichen stellen Behelfsantennen dar, denn sie befinden sich in dem sogenannten „Störnebel“, der durch die verschiedenen elektrischen Geräte im Haushalt entsteht, und empfangen diesen zwangsläufig mit. Der für einen technisch einwandfreien Empfang notwendige Mindestabstand zwischen der Nutz- und der Stör-energie lässt sich mit Behelfsantennen daher nicht erreichen.

Hinzu kommt, daß der Stereo-Rundfunkempfang und künftig der Farbfernsehempfang Anforderungen an die Antennenanlage stellen, die von Behelfsantennen ebenfalls kaum erfüllt werden können.

Ohne Überdachantenne geht es also nicht. Das hat leider in den dichtbesiedelten Wohngebieten der Städte und Dörfer – insbesondere auf den älteren Wohnhäusern – zu einer Anhäufung von Antennenengebilden auf vielen Dächern geführt. Städtebauer und Architekten bemängeln mit Recht die Vielzahl von Einzelantennen auf Mehrfamilienhäusern und fordern ein Auslichten der sogenannten „Antennenwälder“.

Aber nicht nur ästhetische Gründe berechtigen zu dieser Forderung, sondern mehrere Gesichtspunkte sprechen dafür. Vor allem sind auch die physikalischen Zusammenhänge zu nennen, auf Grund derer zu dicht nebeneinander stehende Antennen sich gegenseitig beeinflussen oder stören.

In einem Memorandum über „Empfangsantennenanlagen für den Ton- und Fernseh-Rundfunk“ werden nicht nur die Probleme, sondern auch die technisch und wirtschaftlich günstigsten Lösungen aufgezeigt. Herausgeber dieses Memorandums ist der Arbeitskreis Rundfunkempfangsantennen, in dem die an der Lösung der Antennenprobleme interessierten Behörden, Institutionen und Verbände vertreten sind. Es gehören diesem Arbeitskreis unter anderem einige Bundes- und Länderministerien, die Rundfunkanstalten (ARD und ZDF), Fach- und Zentralverbände der Industrie, des Handels, des Elektrohandwerks, der Wohnungsunternehmen, der Hauseigentümer und der Deutsche Mieterbund an. Die in dem Memorandum herausgestellten Grundsätze, Forderungen und Empfehlungen sind mit allen 25 Mitgliedern des Arbeitskreises Rundfunkempfangsantennen abgestimmt worden, sie sind daher als allgemein gültig anzuerkennen.

Als wesentliche Grundsätze der Denkschrift sind zu nennen:

Das Recht eines jeden Bürgers in Stadt und Land zur Teilnahme am Ton- und Fernseh-Rundfunk.

Die Beschränkung von Einzelantennen auf Einfamilienhäuser, ländliche Wohnbauten und ähnliche Fälle.

Die Gemeinschafts-Antennenanlage an Stelle von vielen Einzelantennen für Mehrfamilienwohnhäuser, Hauszeilen und alle Alt- und Neubauten, in denen mehrere Antennenanschlüsse benötigt werden.

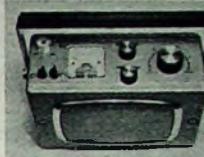
In der Denkschrift wird weiter ausführlich aufgezeigt, welche Möglichkeiten für die nachträgliche Einrichtung, Ergänzung oder Änderung einer Gemeinschafts-Antennenanlage in bewohnten Gebäuden bestehen. Diese Ausführungen gelten auch für solche Fälle, in denen vorhandene Gemeinschafts-Antennenanlagen für den Empfang hinzugekommener Programme (zum Beispiel 2. und 3. Fernsehprogramm) ergänzt werden sollen.

Die Verfasser der Denkschrift appellieren schließlich nicht nur an die Bauherren, ihre Architekten, die Hauseigentümer und die Mieter als Rundfunkteilnehmer, sondern sie empfehlen außerdem, den Baugenehmigungsbehörden der Städte und Gemeinden den gesetzlichen Handhaben zu geben, um letztlich Maßnahmen zur Beseitigung der Antennenwälder zu erwirken.

Der Bundesminister für das Post- und Fernmeldewesen als federführendes Mitglied des Arbeitskreises Rundfunkempfangs-

Semcoset

bietet dem Amateurfunk moderne Halbleitertechnik



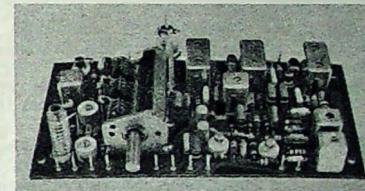
2-m-Funksprechgerät „Semco“
mit Siliziumtransistoren. Sendeleistung 1,5 W PEP, äußerst empfindlicher und stör-fester Empfangsteil. Viele serienmäßige Extras. Technische Daten, konstruktive Einzelheiten und ein umfassendes Zubehörangebot finden Sie in unserem Sonderprospekt „Semco“. DM 485,-

Aus unserem
Baugruppenprogramm:

2-m-Spitzenkonverter MB 22

Der verbreitetste 2-m-Konverter mit unübertrifftener Empfindlichkeit. $F_z < 1,8$, $V_L = 25 \text{ dB}$, $U_{\text{Stör}} f = 1 \frac{1}{2} \text{ KM ca. } 5 \text{ mV}$.

DM 118,-



Konverter-Nachsetzer MB 103

Nachsetzer für AM, CW- und SSB-Empfang zum Konverter MB 22. Überragende Empfangsleistung auch bei Alleinbetrieb als 10-m-Empfänger.

DM 127,-

Ein Anwendungsbeispiel dieser Baugruppen zeigt der Beitrag „Transistor-Dreifachsuper für das 2-m-Band“ in diesem Heft.

Unser Baugruppenangebot umfaßt weiterhin:

KW-Transistor-Empfängerbausteine

mit Siliziumtransistoren für SSB-Empfang

UKW-Transistor-Senderbausteine

für tragbare und mobile Sendeanlagen

UKW-Transistor-Miniaturbausteine

für Funksprechgeräte und Fuchs jagdempfänger

UKW-Transistor-Konverter

mit Feldeffekttransistoren.

Auf Wunsch senden wir Ihnen gern unseren Katalog „Moderne Technik für Ihr Hobby Amateurfunk“. Er informiert Sie ausgiebig über alle Details.

Semcoset

Lausen & Co. OHG.

32 Hildesheim Postfach 1165

Tel. 05064/400

Schallplatten von Ihren Tonbandaufnahmen

Durchmesser	Umdrehung	Laufzeit max.	1-3 Stück	10-100 Stück
17,5 cm	45 p. Min.	2 x 6 Min.	DM 10,-	DM 8,-
25 cm	33 p. Min.	2 x 16 Min.	DM 20,-	DM 16,-
30 cm	33 p. Min.	2 x 24 Min.	DM 30,-	DM 24,-

Bitte Preisliste mit Erläuterungen und technischen Daten anfordern!

REUTERTON-STUDIO

535 Euskirchen, Wilhelmstr. 46 - Tel. 28 01



Elektronische Bautelle

Besonders preiswerte Miniatur-Bautelle für transistorisierte Schaltungen. In unserer Preisliste Preise für alle Bauteile:

Si- und Ge-Transistoren und Messer, Widerstände, Elektrolytkondensatoren, Mylar - Keramik - Elektrolytkondensatoren, Schichtkondensatoren, Leiterbahnbauteile usw.

Preise für 100 Stück ab Lager! Preislisten anfordern!

M. LITZ elektronische Bautelle
7742 St. Georgen - Postfach 55

antennen hat seinerseits großes Interesse, daß alle im Memorandum über Empfangsantennenanlagen für den Ton- und Fernseh-Rundfunk aufgezeigten Lösungen Beachtung finden und die Ziele der Denkschrift erreicht werden. Viele Bauherren, Architekten sowie Ton- und Fernseh-Rundfunkteilnehmer wenden sich nämlich an den Funkstörungs-Meßdienst der Deutschen Bundespost, um sich bei der Errichtung von Empfangsantennenanlagen oder bei Empfangsstörungen beraten zu lassen. Hierbei wurde häufig festgestellt, daß die Störungen meistens an unvorschriftsmäßigen errichteten Antennenanlagen liegen¹⁾ oder daran, daß zu viele Einzelantennen auf einem Haus errichtet sind, die sich gegenseitig beeinflussen.

Das Memorandum ist als Broschüre erhältlich beim Fachverband Empfangsantennen, 8500 Nürnberg, Urbanstraße 40.

Aus dem Jahresbericht der Deutschen Bundespost

Fortschreitende Automation

► Als zweites Amt nach Pforzheim wurde im Jahr 1966 das Postamt Bochum mit einer automatischen Briefverteilung (drei Verteilmaschinen und zwölf Codierplätzen) ausgestattet, während mit dem Einbau einer weiteren Anlage im Rahmen eines Versuchsprogramms beim Postamt Wiesbaden begonnen wurde. Neuartige Formattrenn- und Briefaufstellmaschinen werden aber seit einiger Zeit unter anderem auch in Berlin, Hamburg, München, Köln, Nürnberg und Darmstadt erprobt. Das Fernziel, die Briefsendungen nach den neuen Postleitzahlen automatisch zu verteilen, ist ein gutes Stück nähergerückt. Für den Paketdienst ist eine neuartige teilaufmatische Förder- und Verteilanlage entwickelt worden. Daneben wurden aber auch die mechanischen Verteilanlagen für Pakete verbessert. Sie sind nun nach der Umsteilung auf das Postleitzahlsystem leistungsfähiger.

► Ein besonderes Ereignis war der Abschluß der Automatisierung im Ortsfunkverkehr. In Uetze bei Hannover wurde die letzte Ortsvermittlungsstelle mit Handbedienung aufgehoben und durch eine moderne Wählvermittlungsstelle ersetzt. Heute ist die Bundesrepublik das größte Land mit einem vollautomatischen Ortsdienst.

► Acht weitere Knotenvermittlungsstellen wurden für die Automatisierung des Fernsprechfunkverkehrs eingerichtet, und andere

¹⁾ Eine einwandfreie Antennenanlage ist Voraussetzung für den Einsatz des Funkmesswagens. Funk-Techn. Bd. 21 (1966) Nr. 22, S. 816

acht solcher Stellen, die bisher nur für den beschränkten Selbstwählferndienst eingerichtet waren, erhielten neueste technische Einrichtungen. Durch den weiteren Ausbau dieser Stellen konnten 543 handbediente Fernplätze aufgehoben werden; nur 3 v. H. aller Ferngespräche werden noch vermittelt. Auch der Anteil des vollautomatischen Fernsprechdienstes am gesamten Auslandsverkehr konnte weiter gesteigert werden und beträgt nunmehr schon 75 v. H. Weitere 19 v. H. der Auslandsfern Gespräche wurden 1966 im halbautomatischen Fernsprechdienst abgewickelt, bei dem die Vermittlungskräfte die Teilnehmer im fremden Land unmittelbar anwählen. Durch die früher übliche Handvermittlung wurden mithin nur noch 6 v. H. der Gespräche nach dem Ausland hergestellt.

► Zahlreiche technische Probleme waren zu lösen, um den stark angestiegenen Fernsprechverkehr bewältigen zu können. Unter anderem mußte das Richtfunknetz wesentlich erweitert werden. 4000 km neue Kabellinen wurden gebaut.

► Weiteren Aufschwung nahm der Telexdienst. Mit rund 60 000 Anschlüssen hat die Bundesrepublik das größte Telexnetz auf der Erde. 92 v. H. der Auslandsverbindungen werden von den Teilnehmern selbst gewählt. Auch nach der Sowjetunion ist das jetzt möglich.

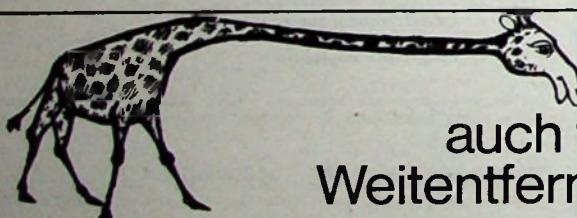
► Das Netz der festen Funkstellen für den öffentlichen beweglichen Landfunkdienst wurde auf 82 Stellen mit 152 Sprechfunkkanälen ausgebaut. Über 3800 Land- oder Wasserfahrzeuge können über diese Stellen fernmündlich erreicht werden.

► Bei der Erdunkstelle in Raisting wurde der Aufbau einer zweiten Antennenanlage vorbereitet. Fertig soll diese 1969 sein, so daß dann die Station mit zwei Satelliten gleichzeitig arbeiten könnte.

Wichtig für unsere Postabonnenten!

Falls Sie ein Heft unserer Zeitschrift einmal nicht erhalten sollten, wenden Sie sich bitte sofort an die Zeitungsstelle Ihres Zustellpostamtes. Sie wird nicht nur für Nachlieferung des ausgebliebenen Exemplares, sondern auch dafür sorgen, daß Ihnen jede Ausgabe künftig pünktlich und in einwandfreiem Zustand zugestellt wird. Unterrichten Sie bitte auch uns über eventuelle Mängel in der Zustellung, damit wir von hier aus ebenfalls das Nötige veranlassen können.

FUNK-TECHNIK, Vertriebsabteilung



auch für
Weitentfernte

Das Heninger-Sortiment
kommt jedem entgegen:
900 Fernseh-Ersatzteile,
alle von namhaften
Herstellern.
Qualität im Original
— greifbar ohne
Lieferfristen, zum
Industriepreis und
zu den günstigen
Heninger-Konditionen.



Ersatzteile
durch **Heninger**

Gedruckte Schaltungen selber anfertigen. Anleitung mit Beispielen DM 1.50. Kaho-Elektraversand, 65 Mainz / 1180

NEU: 1967 (Nr.19) TECHNIK-Katalog

Funktechnik - Radiotechnik - Amateurfunk - Transistortechnik - Bauteile - Bauteile - Röhren - Halbleiter - Meßgeräte für Beruf, Service, Hobby - Werkzeuge - Fachbücher u. v. a. 130 S. Großformat, viele Abbild. Schutzgebühr DM 2,50 in Briefmarken oder Nachnahme (plus Kosten).

Technik-Versand
28 Bremen 17, Postf.-Abt. K 13 a

Jetzt kaufen!

Preise stark herabgesetzt
für Schreibmaschinen aus
Vorführ und Retouren,
trotzdem Garantie o. Umtausch-
recht. Deutsche Berlin, Forder
Sie Großkatalog L 907.

NOTHEL Deutschiens größtes
Büromaschinenhaus
34 GÖTTINGEN, Postfach 601

Alle
Einzelteile
und Bausätze für
elektronische
Orgeln

Bitte Liste
anfordern!
DR. BÖHM
495 Minden, Postfach 290/40

Kaufgesuche

Labor-Meßinstrumente aller Art. Char-
lottenburger Motoren, Berlin 30

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

Unterricht

Theoretische Fachkenntnisse durch
die bewährten Christiani-Familiehringe
Radio- und Fernsehtechnik, Automation,
Steuerungen und Regelungstechnik. Sie
erhalten kostenlos und unverbindlich
einen Studienführer mit ausführlichen
Lehrplänen. Schreiben Sie eine Post-
karte: Schickt Studienführer. Karte heute
noch absenden an Technisches Lehr-
Institut Dr.-Ing. Christiani, 775 Konstanz,
Postfach 1257

GÖRLER

Bausteine für
Labor
Werkstätten
Amateure

u.a. Transistor-UKW-Tuner, Stereo-
ZF-Vervielfältiger, Stereo-Decoder. Aus-
führliche Beschreibungen mit Bild
und Schaltplan in der RIM-Baustein-
fibel DM 3,50. Bei Nachnahme
DM 5,-

RADIO-RIM

Akt. F. 2
8 München 15 • Postfach 275

Handbuch für Hochfrequenz- und Elektro-Techniker

I. Band:	728 Seiten · 646 Bilder	Ganzleinen 19,50 DM
II. Band:	760 Seiten · 638 Bilder	Ganzleinen 19,50 DM
III. Band:	744 Seiten · 669 Bilder	Ganzleinen 19,50 DM
IV. Band:	826 Seiten · 769 Bilder	Ganzleinen 19,50 DM
V. Band:	Fachwörterbuch mit Definitionen und Abbildungen 810 Seiten · 514 Bilder	Ganzleinen 26,80 DM
VI. Band:	765 Seiten · 600 Bilder	Ganzleinen 19,50 DM
Gesamthalbtitelverzeichnis I. - VI. Band	40 Seiten	Kunststoffeinband 3,30 DM
VII. Band:	743 Seiten · 538 Bilder	Ganzleinen 19,50 DM

Oszillografen-Meßtechnik

Grundlagen und Anwendungen moderner Elektronenstrahl-Oszillografen
von J. CZECH
684 Seiten · 636 Bilder · 17 Tabellen ... Ganzleinen 38,- DM

Fundamente der Elektronik

Einzelteile · Bausteine · Schaltungen
von Baurad Dipl.-Ing. GEORG ROSE
223 Seiten · 431 Bilder · 10 Tabellen ... Ganzleinen 19,50 DM

Schaltungen und Elemente der digitalen Technik

Eigenschaften und Dimensionierungsregeln zum praktischen Gebrauch
von KONRAD BARTELS und BORIS OKLOBOZJA
156 Seiten · 103 Bilder ... Ganzleinen 21,- DM

Transistoren bei höchsten Frequenzen

Theorie und Schaltungspraxis von Diffusionstransistoren
im VHF- und UHF-Bereich
von ULRICH L. ROHDE
163 Seiten · 97 Bilder · 4 Tabellen ... Ganzleinen 24,- DM

Mikrowellen

Grundlagen und Anwendungen der Höchstfrequenztechnik
von HANS HERBERT KLINGER
223 Seiten · 127 Bilder · 7 Tabellen · 191 Formeln
Ganzleinen 26,- DM

Elektrische Nachrichtentechnik

von Dozent Dr.-Ing. HEINRICH SCHRÖDER
I. Band: Grundlagen, Theorie und Berechnung passiver Übertragungsnetzwerke
650 Seiten · 392 Bilder · 7 Tabellen ... Ganzleinen 36,- DM
II. Band: Röhren und Transistoren mit ihren Anwendungen bei der Verstärkung, Gleichrichtung und Erzeugung von Sinusschwingungen
603 Seiten · 411 Bilder · 14 Tabellen ... Ganzleinen 36,- DM

Transistor-Schaltungstechnik

von HERBERT LENNARTZ und WERNER TÄGER
254 Seiten · 284 Bilder · 4 Tabellen ... Ganzleinen 27,- DM

Elektrotechnische Experimentier-Praxis

Elementare Radio-Elektronik
von Ing. HEINZ RICHTER
243 Seiten · 157 Bilder · 301 Versuche · Ganzleinen 23,- DM

Prüfen · Messen · Abgleichen Fernsehempfänger-Service

von WINFRIED KNOBLOCH
108 Seiten · 39 Bilder · 4 Tabellen ... Ganzleinen 11,50 DM

Elektronik für den Fortschritt

von Dipl.-Ing. WERNER SPARBIER
292 Seiten im Großformat
439 Bilder, davon 176 farbig ... Kunststoffeinband 32,50 DM

Praxis der Rundfunk-Stereophonie

von WERNER W. DIEFENBACH
145 Seiten · 117 Bilder · 11 Tabellen · Ganzleinen 19,50 DM

Praxis des Stereo-Decoder-Service

von U. PRESTIN
70 Seiten · 62 Bilder ... Broschiert 7,80 DM

Dioden-Schaltungstechnik

Anwendung und Wirkungsweise der Halbleiterventile
von Ing. WERNER TÄGER
144 Seiten · 170 Bilder · 9 Tabellen · Ganzleinen 21,- DM

Fachliteratur von hoher Qualität



Kompendium der Photographie

von Dr. EDWIN MUTTER
I. Band: Die Grundlagen der Photographie
Zweite, verbesserte und erweiterte Auflage
358 Seiten · 157 Bilder ... Ganzleinen 27,50 DM
II. Band: Die Negativ-, Diapositiv- und Umkehrverfahren
334 Seiten · 51 Bilder ... Ganzleinen 27,50 DM
III. Band: Die Positivverfahren, ihre Technik und Anwendung
304 Seiten · 40 Bilder · 27 Tabellen ... Ganzleinen 27,50 DM

Wörterbuch der Photo-, Film- und Kinotechnik

mit Randgebieten Englisch · Deutsch · Französisch
von Dipl.-Ing. WOLFGANG GRAU
663 Seiten ... Ganzleinen 39,50 DM

Praxis der Schmalfilmvertonung

demonstriert an Siemens-Geräten
von PETER STÜBER
52 Seiten · 12 Bilder ... Broschiert 6,- DM

Methoden der Beleuchtungsstärkeberechnung für Außenbeleuchtung

Veröffentlichung des Fachausschusses „Außenbeleuchtung“
der Lichttechnischen Gesellschaft e.V.
94 Seiten · 35 Bilder und Diagramme · 6 Arbeitsblätter
Broschiert 6,- DM

FACHZEITSCHRIFTEN

FUNK-TECHNIK

INTERNATIONALE ELEKTRONISCHE RUNDSTRAU

RUNDFUNK-FERNSEH-GROSSHANDEL

LICHTTECHNIK

PHOTO-TECHNIK UND -WIRTSCHAFT

KINO-TECHNIK

MEDIZINAL-MARKT / ACTA MEDICOTECHNICA

KAUTSCHUK UND GUMMI · KUNSTSTOFFE

Zu beziehen durch Buch- und zahlreiche Fachhandlungen
im Inland und Ausland sowie durch den Verlag

Spezialprospekte und Probehefte auf Anforderung

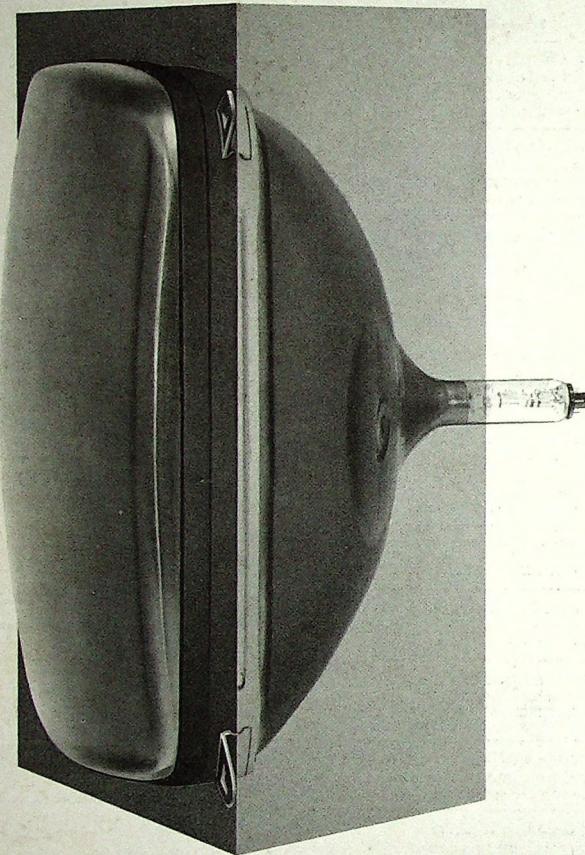
VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH · HELIOS-VERLAG GMBH
1 BERLIN 52 (BORSIGWALDE), EICHBORNDAMM 141-167

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH, Berlin-Borsigwalde. Postanschrift: 1 Berlin 52, Eichborndamm 141-167. Tel.: (0311) 4121031. Telegramme: Funktechnik Berlin. Fernschreiber: 01 81 632 vrfkl. Chefredakteur: Wilhelm Roth, Stellvertreter: Albert Jäncke, Techn. Redakteure: Ulrich Radke, Fritz Gutschmidt, sämtlich Berlin. Chefskriptor: Werner W. Diefenbach, Kempten/Allgäu. Anzeigenleitung: Walter Bartsch, Anzeigenleitung: Marianne Weidemann, Berlin. Chefgraphiker: B. W. Bärwirth, Berlin. Zahlungen an VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH. Postcheck: Berlin West 7664 oder Bank für Handel und Industrie AG, 1 Berlin 65, Konto 79302. Die FUNK-TECHNIK erscheint monatlich zweimal. Preis je Heft 2,80 DM. Auslandspreis lt. 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. Satz und Druck: Druckhaus Tempelhof, Berlin



VALVO

BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK



ganz vorne:
A59-23W

171
10020

eine neue **VALVO-Bildröhre**

E.-Thälmann-Str. 56

In den elektrischen Daten und in der Lage der Befestigungswinkel gleicht unsere neue Bildröhre A59-23W dem Typ A59-11W. Abweichend davon wurde der vordere Teil des Schirmglases bis zur Formtrennungslinie unbedeckt gelassen. Sie ist daher speziell für Gerätekonstruktionen mit durchgesteckter Bildröhre geeignet. Solche Konstruktionen, die eine geringe Gehäusetiefe haben, waren bisher nur mit Doppel schirm-Bildröhren (twin panel) möglich.

Weitere Vorteile sind:

Volle Ausnutzung der Bildfläche, geringeres Gewicht, besserer Kontrast



VALVO GMBH HAMBURG

A 0167/758