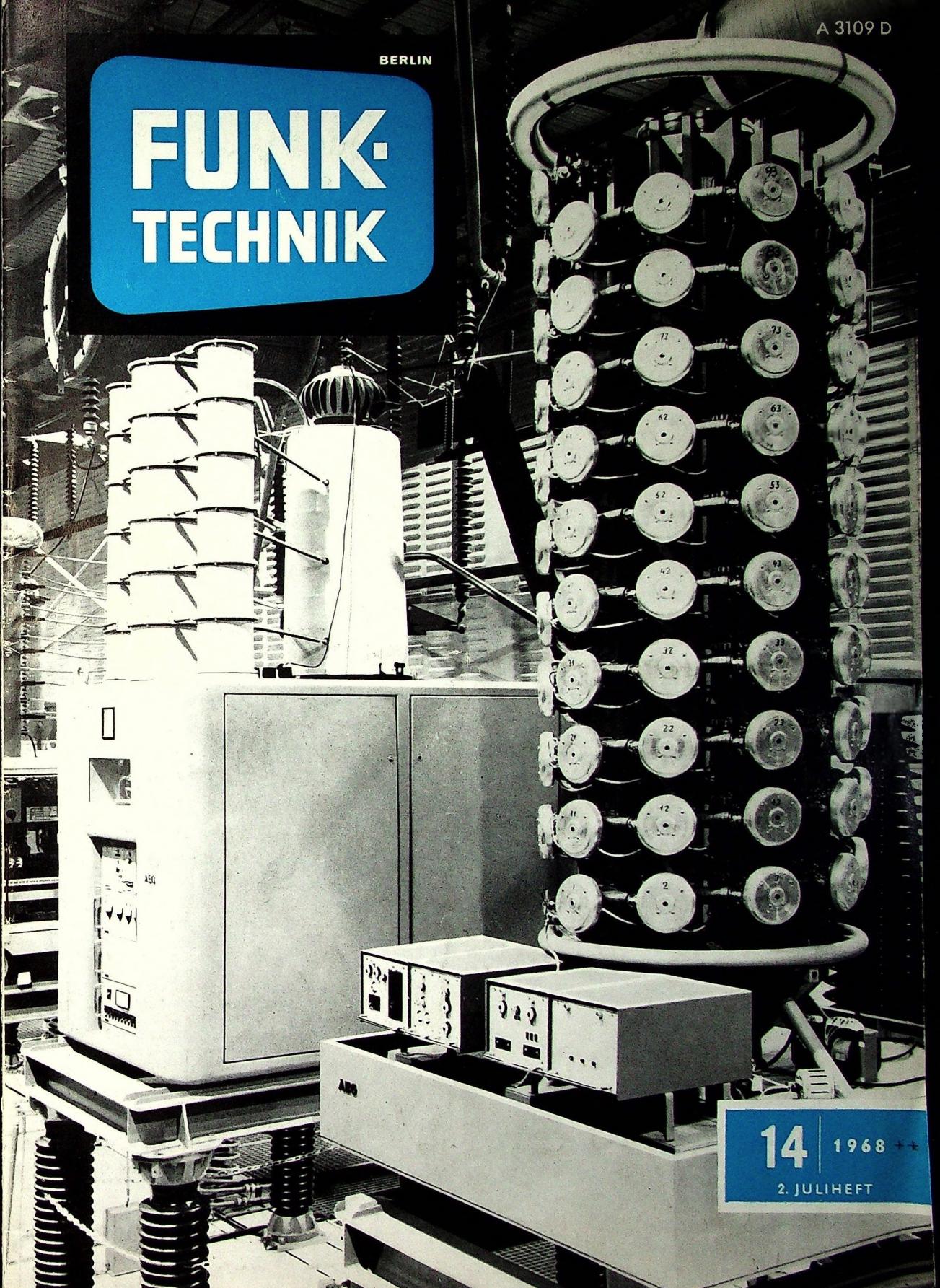


A 3109 D

BERLIN

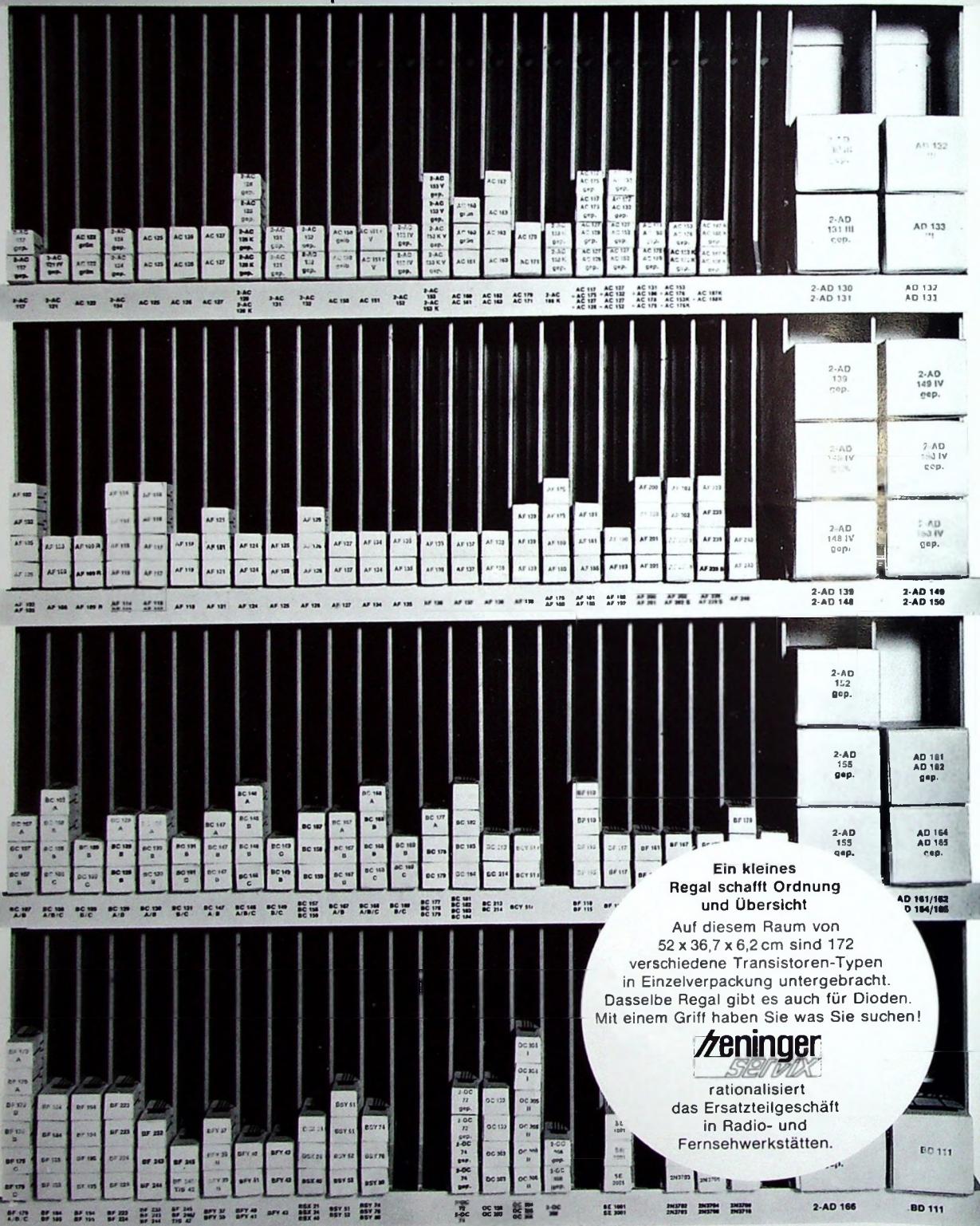
FUNK- TECHNIK



14 | 1968 **
2. JULIHEFT

zeneringer

Transistoren



Ein kleines Regal schafft Ordnung und Übersicht

Auf diesem Raum von
52 x 36,7 x 6,2 cm sind 172
verschiedene Transistor-Typen
in Einzelverpackung untergebracht.
Dasselbe Regal gibt es auch für Dioden.
Mit einem Griff haben Sie was Sie suchen!

heninger
SERVIX

rationalisiert
das Ersatzteilgeschäft
in Radio- und
Fernsehwerkstätten.

HENINGER, 8 München 3, Postfach 225

| | |
|---|-----|
| gelesen · gehört · gesehen | 520 |
| FT meldet | 522 |
| Elektronikausbildung und Handwerk | 523 |
| Fernmeldesatelliten | |
| Weltumspannender Fernmeldeverkehr über Satelliten .. | 524 |
| Ausbildung | |
| Programmierter Unterricht und Elektronik auf der 9. Di- dacta | 527 |
| Personelles | 528 |
| Fernsehen | |
| Die Transistoren BD 127 und BC 100 in eisenloser Ver- tikalablenkschaltung für 200 V Betriebsspannung | 529 |
| Stereophonie | |
| Stereo-Servicegenerator „SC-A“ | 532 |
| Verstärker | |
| Integrierter Analogverstärker μA 716 | 535 |
| Rauscharmer Vorverstärker für Oszilloskop und Millivolt- meter | 536 |
| Elektronische Vogelscheuche | 536 |
| Meßtechnik | |
| Quarzoszillator und Frequenzteiler mit im Lawineneffekt betriebenen Transistoren | 537 |
| FT-Bastel-Ecke | |
| Einfacher elektronischer Thermoschalter | 538 |
| Für den KW-Amateur | |
| Europatreffen der Funkamateure in Wolfsburg | 539 |
| Antennen | |
| Mehrflach-Antennenanordnungen | 542 |
| Energieerzeugung | 544 |
| Technik von morgen | |
| Elektronik für den Flug zum Mond; I. Bodenelektronik für das Apollo-Programm | 545 |
| Für den jungen Techniker | |
| Die Technik moderner Service-Oszilloskopen | 548 |
| Neue Bücher | 550 |
| Unser Titelbild: AEG-Thyristor-Versuchsventil in der synthetischen Prüfschaltung (SPS) der 400-kV-Forschungsgemeinschaft in Mann- heim-Rheinau | |
| Aufnahme: AEG-Telefunken | |
| Aufnahmen: Verfasser, Werkaufnahmen. Zeichnungen vom FT-Atelier nach Angaben der Verfasser. Seiten 518, 521, 551 und 552 ohne redak- tionellen Teil | |

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



fuba

EUROPA UNIVERSAL VERSTÄRKER



EURO 15-3
EURO 15-4

Mit fuba-Euro-Verstärkern sind mühevlos fast alle Ihre täglichen Antennenprobleme zu lösen. Sie sind besonders geeignet für die kleineren Gemeinschafts-Antennenanlagen bis zu 20 Empfänger-Anschlüssen — also die üblichen städtischen Miethäuser, Reihenhäuser und Bungalows. In der Verbindung mit den ausgezeichneten fuba-Fernsehantennen der X-Color- und Europa-Serien und dem genau darauf abgestimmten Zubehör sind die neuen Euro-Verstärker ideale Bausteine zu günstigen, überdurchschnittlich guten Antennenanlagen.

„Euro“ besagt, daß sie ohne Umstellung für jeden Bedarf in allen europäischen Fernsehnormen geeignet sind. Es handelt sich um Allbereichs-Transistoren-Verstärker für Unterdachmontage mit eingebautem Netzteil (110 oder 220 V). Der Frequenzbereich erstreckt sich von 40–860 MHz (Bereiche von I bis V). Die drei Antennen-Eingänge nehmen alle erreichbaren Programme auf.

EURO 15-3
Bestell-Nr. 35 000

EURO 15-4
Bestell-Nr. 35 005

Hans Kolbe & Co
Bad Salzdetfurth

fuba

G 5/6/68

SSB-Zusatz für „Satellit 208“

Für den Empfang von Einseitenbandsendungen und unmodulierten Telegrafiesendern mit dem Grundig-Reiseempfänger „Satellit 208“ ist jetzt der SSB-Zusatz lieferbar. Er enthält einen Produktdetektor mit getrenntem Oszillator und wird über eine Spezialbuchse an der Rückwand angeschlossen, wobei das genügend lange Anschlußkabel eine bequeme Bedienung vor oder neben dem Empfänger ermöglicht. Die automatische Verstärkungsregelung (AVC) läßt sich auf Handregelung (MVC) umschalten. Ein schaltbares 1000-Hz-Tonfilter dient zur Erhöhung der Sprachverständlichkeit und vergrößert den Störabstand. Dieses neue Zusatzeil ist nur in Verbindung mit dem „Satellit 208“ verwendbar und nicht zum Anschluß an den Vorgängertyp „Satellit 205“ geeignet. Hierfür wird der Grundig-BFO-Zusatz angeboten.

Systemverpackte Serviceteile

Unter der Bezeichnung „Systemverpackte Einzelteile“ sind von Schaub-Lorenz jetzt alle gängigen Halbleiterelemente – Transistoren, Dioden, Z-Dioden – in praktischen Serviceverpackungen erhältlich, aus denen sich ein universelles Kleinteileregal aufbauen läßt. Zur Erleichterung der Lagerhaltung hat jede Systemverpackung ein auswechselbares Typenschild. Außerdem ist jedem Ersatzteiltyp ein Datenblatt beigelegt. Der Versand dieser Serviceteile erfolgt durch den Schneldienst des Zentral-Kundendienstes von Schaub-Lorenz, Pforzheim.

Silizium-Brückengleichrichter im Kunststoffgehäuse

Die Ditratherm, Türk und Co KG hat jetzt Si-Brückengleichrichter im Kunststoffgehäuse in ihr Lieferprogramm aufgenommen, die wegen ihres rationalen Aufbaus besonders preisgünstig auf den Markt gebracht werden können. Jedes der vier Gleichrichterelemente besteht aus einem quadratischen Si-Plättchen, das aus einer diffundierte Si-Scheibe ausgeschnitten wurde. Das Si-Plättchen wird mit zwei runden Metallscheiben zu einem Sandwich aufgebaut, mit einer SiO_2 -Schicht passiviert und danach mit einem Silicon-Mantel umgeben. Mit versilberten Cu-Drähten setzt man die Sandwiches zu einer Graetz-Brücke zusammen. Anschließend wird der ganze Aufbau durch ein rundes Kunststoffgehäuse umhüllt. Geliefert werden zunächst die Typen B 80 C 800, B 280 C

800, B 80 C 1000 und B 280 C 1000.

KW-Sender für Schweden

Für die Übersee-Funkstelle Grimeton der schwedischen Telegrafieverwaltung liefert AEG-Telefunken zwei weitere 30-kW-Kurzwellen-Einseitenbandsender. Damit ist diese Funkstelle mit insgesamt sechs Sendern dieses Typs sowie einem 100-kW-Kurzwellensender ausgestattet, die alle in Berlin gefertigt wurden. Ebenso wie die bereits vorhandenen, arbeiten die beiden neuen Sender vollautomatisch und werden von dem etwa 500 km entfernten Stockholmer Telegraphenamt fernbedient.

„Hiflex“-Kabel für Mexiko

Die Feltex & Guilleaume Carlswerke AG, Köln-Mülheim, liefert für die Farbfernsehübertragung der Olympischen Spiele im Herbst dieses Jahres ein Hochfrequenzkabel mit etwa 175 mm Durchmesser nach Mexiko. Dieses „Hiflex“-Kabel „6½“ SW“, das den neuen Fernsehsender Mexico-City mit seiner Antenne auf dem Muralto-Hochhaus verbinden soll, weist bei 200 MHz eine Dämpfung von 0,27 dB/100 m auf und kann eine Leistung von 150 kW übertragen. Infolge seiner geringen Dämpfung wird das Kabel mit einem Wirkungsgrad von 94 % arbeiten.

Drei Jahre Fernmelde-übertragungen über Early Bird

Early Bird, der erste kommerzielle Fernmeldesatellit der Welt, beginnend am 28. Juni seinen dritten Geburtstag, obwohl er ursprünglich nur für eine Lebensdauer von 1½ Jahren bestimmt war. Der Satellit ist Eigentum der 62 Mitgliedsnationen der INTELSAT und wird von der COMSAT betrieben. Während seines dreijährigen kommerziellen Fernmeldedienstes hat er mehr als 220 Stunden Fernsehbilder empfangen und gesendet und viele Tausende von Ferngesprächen, Daten und gespeicherten Nachrichten übertragen. Die Zahl der Fernsprachkanäle hat sich von 66 am 28. Juni 1965 auf heute 162 vermehrt, von denen die Deutsche Bundespost 16 benutzt.

Neues Seekabel zwischen Deutschland und Schweden

In Puttgarden auf der Insel Fehmarn fanden am 2. und 3. Juli Besprechungen zwischen dem Fernmeldetechnischen Zentralamt, Darmstadt, der Oberpostdirektion Kiel und der

Fernmeldeindustrie statt, bei denen Einzelheiten der Verlege- und Aufbauarbeiten für ein neues Seekabel zwischen Deutschland und Schweden geregelt wurden.

Das Kabel, das eine Länge von 120 sm (235 km) hat, enthält eine koaxiale Doppelleitung, die durch Vielfachausnutzung in Trägerfrequenztechnik 480 Telefongespräche gleichzeitig übertragen kann. Die Dämpfung des Kabels wird durch 13 Unterwasserverstärker ausgleichen, die ihre elektrische Energie durch Fernspeisung von der Küste her erhalten. Die Endstellen liegen in Burg/Fehmarn und Malmö. Den Auftrag für die Seekabelanlage erhielt die Standard Telephones and Cables Ltd., London. Mit der Fertigung wurde bereits begonnen. Die Aufbau- und Verlegearbeiten sollen im September 1968 beginnen und im Juli 1969 abgeschlossen sein.

Katodenstrahlröhre „Monocon“ mit gleichmäßiger Fleckhelligkeit

Eine neue in der Katodenstrahlröhre „Monocon“ der Rank Electronic Tubes verwendete Elektronenschleuder ist nach Angaben der britischen Herstellerfirma die erste, bei der der Strahl vor der Ausströmöffnung elektronisch fast vollkommen fokussiert wird. Hieraus ergeben sich viele Vorteile (unter anderen längere Lebensdauer, gleichmäßige Zeilen- und Fleckhelligkeit, einheitliche Fleckgröße über den ganzen Schirm sowie erhöhte Stromdichte).

Die Elektronenbeschleunigung erfolgt durch eine mit der Elektronenoptik eine Einheit bildende Wendel. Bei Bedarf können Ablenkspulen über die Wendel gesetzt werden, wodurch eine Nachbeschleunigung zur Erhöhung der Empfindlichkeit erreicht wird. Die Fleckform auf dem Schirm ist ein genaues Bild einer Öffnung der Schleuder; es können Flecke aller Formen erzeugt werden. Die Größe bleibt auch bei Erhöhung der Steuerspannung konstant, so daß Fleckfehler (wie Astigmatismus und Koma) auf ein Minimum reduziert werden. Die Fleckgröße kann durch Nachregulierung des Schleuderpotentials bis zu etwa 12,5 mm variiert werden, ohne daß die Schärfe nachläßt oder eine Änderung in der Helligkeit eintritt.

Neues Lasermaterial

Westinghouse gelang die Herstellung einer neuen kristallinen Lasersubstanz, mit der man bei Raumtemperatur eine

ungegewöhnlich schmale Infrastrahlstrahl (0,06 μm) erzeugen kann, die sich besonders für Entfernungsmesszwecke eignet. Das neue Material ist mit Neodym datiertes Kalziumfluorophosphat.

Supraleitfähigkeits-Motor

Die britische International Research and Development Company (IRD) hat einen auf Supraleitfähigkeit basierenden Motor entwickelt. In dem neuen Motor erzeugt supraleitendes Metall in Wicklungen, die von flüssigem Helium gekühlt sind, ein Magnetfeld. In diesem Magnetfeld rotiert eine wassergetriebene Scheibe, wenn sie mit Strom versorgt wird. Die Scheibe (Rotor) setzt sich aus gegeneinander isolierten Segmenten zusammen. Infolge eines speziellen Systems von Verbindungen entspricht die Scheibe praktisch einer Vielzahl von Leitern in einer Ebene. Der Motor erzeugt bei niedriger Drehzahl ein hohes Drehmoment – Eigenschaften, die speziell für Transportantriebe und industrielle Antriebe wichtig sind.

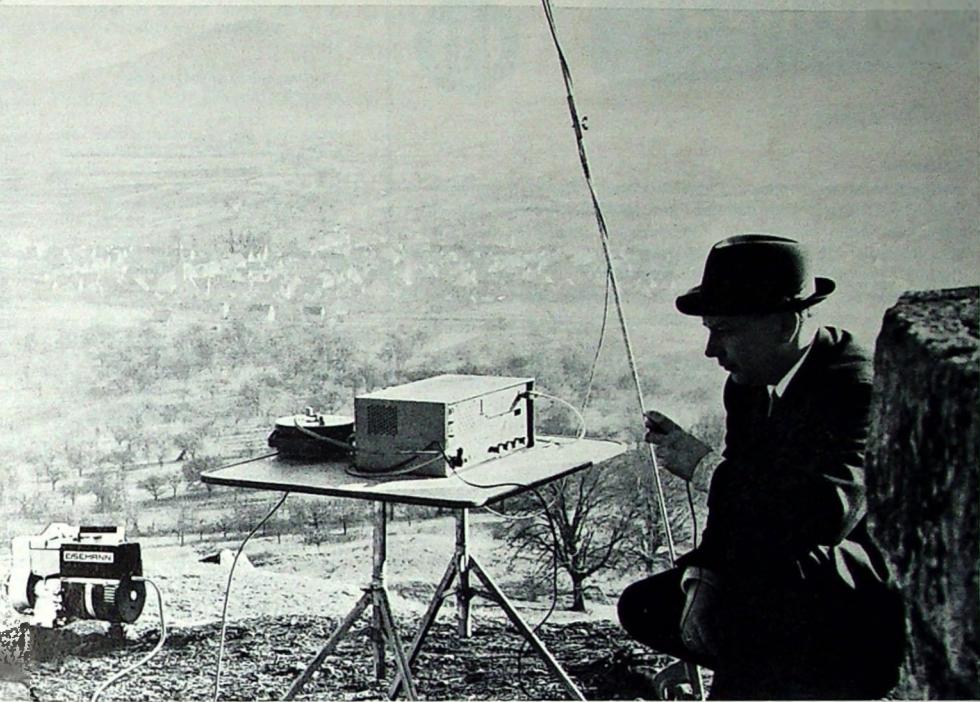
900 000 Zählerstandsbelege elektronisch erfaßt

Für die Münchener Stadtwerke liefert Siemens eine Datenverarbeitungsanlage „4004/45“ mit optischem Belegleser, die ab Herbst 1969 zunächst für die Energieverkaufsabrechnung eingesetzt wird. Es ist vorgesehen, die Daten von etwa 900 000 Mebeinrichtungen bei 560 000 Abnehmern auf Belegen in OCR-A-Schrift sowie mit Strichmarkierungen zu erfassen. Über den optischen Leser können stündlich bis zu 25 000 Belege eingelesen werden.

Leistungsfähigster Hybridrechner Großbritanniens

An der Universität Cambridge wurde jetzt der leistungsfähigste Hybridrechner Großbritanniens in Betrieb genommen. Die Anlage dient zur Entwicklung neuer Regelungs- und Steuerungstheorien, die die Grundlage industrieller Automationsysteme der Zukunft bilden sollen. Der Digitale Teil des Hybridrechensystems besteht aus einem On-line-Rechner „4130“ von Elliot mit einem Kernspeicher von 16 K, einer Speicherzykluszeit von 2 us und Magnetbandspeichern. Den Analogteil bilden zwei Rechner „231R MKV“ von EAI. Der Analogteil simuliert den Ablauf des zu studierenden Prozesses, während der Digitale Rechner die Regelung und Optimierung vornimmt.

---CQ---CQ---CQ---CQ---CQ



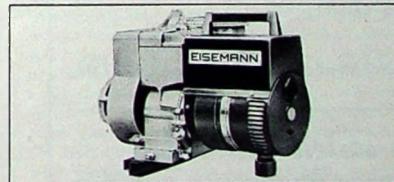
... field-day, Zeltstadt im Grünen, großes Treffen der Funker, Gespräche mit Freunden in Genf, Hammerfest, Louisville Kentucky, Osaka, Sidney... Gedankenaustausch mit der Welt, Wellen von Kontinent zu Kontinent, und um den Erdball. Mit Energie aus Stuttgart, old Germany... Strom aus Eisemann Stromerzeugern, Strom für Ihren Dialog mit der Welt. 650 Watt, 50 Hz bringt der

Eisemann Hobby-Stromerzeuger, genug Strom zum Senden und Empfangen. Und noch genug Strom für komfortables Leben in der Segeltuch-Funkbude. Für die Beleuchtung, für kleinere Kochereien, zum Rasieren...

Lassen Sie Ihre Autobatterie in Ruhe, ärgern Sie sich nicht länger über leere Batterien, nehmen Sie Strom aus dem Vollen — aus dem Hobby-Stromerzeuger von Eisemann:

24 kg leicht, 44 cm lang, 33 cm breit, 34 cm hoch. Kompakt gebaut, Generator und Benzinmotor (Viertakt) direkt zusammengeflossen. Handlicher Griff zum Tragen des Kraftpakets. Geringer Benzinverbrauch. Leiser, ruhiger Lauf. Weniger als 600 Mark.

Schicken Sie uns den Coupon, wir schicken Ihnen ausführliche Informationen. es hpe cuagn vy 73, Ihre Eisemann GmbH.



Stromerzeuger von

Eisemann

Mitglied der Bosch-Gruppe

Coupon
für unverbindliche
Informationen über
Hobby-Stromerzeuger
und Kabellösen.
Gewünschtes bitte
ankreuzen und Coupon
mit Absender-Coupon:
Eisemann GmbH,
Postfach 2950,
CO 2a

Dioden-Schaltungstechnik

Anwendung und Wirkungsweise der Halbleiterventile

von Ing. WERNER TAEGER



AUS DEM INHALT:

Einleitung

Halbleiterventile: Kupferoxidgleichrichter · Selengleichrichter · Kristalldetektoren · Germanium- und Siliziumdioden · Dynamisches Verhalten der Dioden · Siliziumgleichrichter in der Starkstromtechnik · Steuerbare Gleichrichter · Frequenzverhalten der Dioden · Wirkungsgrad der Halbleiterdioden

Photoeffekt bei Halbleitern: Physik der lichtelektrischen Leitung · Technologie der Photozellen · Ausführungsformen der Photohalbleiterelemente

Leistungsgleichrichterschaltungen: Einweggleichrichter · Doppelweg- oder Zweiweggleichrichter · Gleichrichterbrückenschaltung (Graetz-Schaltung) · Mehrphasengleichrichterschaltung · Spannungsvervielfacherschaltung · Berechnung von Gleichrichterschaltungen · Hochspannungsgleichrichter

Frequenzverliefachung mit Dioden

Dioden als Schalter: Grundlagen · Tunneldiode · Doppelbasisdiode · pnpn-Transistor · Torschaltungen mit Dioden · Torschaltungen in der Radartechnik · Logische Schaltungen · Dioden in elektronischen Rechnern

Dioden als Schwingungsgeber

Dioden als Kapazitäten: Grundlagen · Halbleiterkapazität · Parametrische Verstärker

Dioden als Modulatoren: Ringmodulator mit Dioden · Phasenwinkelmodulator

Dioden in der Rundfunkempfangstechnik: Demodulator mit Dioden · Nachstimmsschaltungen mit Dioden · Dioden zur Spannungs- und Temperaturkompensation im Transistorempfänger · Dioden als Videogleichrichter · Wiedergewinnung des Schwarzpegs im Fernsehempfänger

Dioden in der FernsehSendetechnik: Synchronimpulsabtrennstufe im Fernsehsender

Mischschaltungen mit Dioden: Allgemeines · Ersatzschaltung und Ausführungsformen der Dioden für Zentimeterwellen

Zener-Diode: Zener-Effekt · Gleichspannungsstabilisation mit Zener-Dioden · Schaltungen mit Zener-Dioden zur Erhöhung des Modulationsgrades · Weitere Anwendung von Zener-Dioden

Dioden und Gleichrichter in der Meßtechnik: Gleichrichtermeßinstrumente · Dioden in Tastköpfen · Rauschgenerator mit Siliziumdiode · Temperaturmessung mit Dioden · Zener-Diode in der Meßtechnik

Vorzüge der Anwendung von Halbleitern

144 Seiten · 170 Bilder · 9 Tabellen · Ganzleinen 21,- DM

... und hier ein Urteil von vielen

„Wer sich über die Vielfältigkeit der Halbleiter-Dioden und deren Anwendung ein Bild machen will, der findet hierzu in diesem Werk einen zuverlässigen Helfer. Hervorzuheben ist die verständliche Darstellung und das weitgehende Vermeiden von Mathematik.“

Der Elektromeister

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

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

1 Berlin 52 (Borsigwalde)

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

Leipziger Herbstmesse 1968

An der Leipziger Herbstmesse, die vom 1. bis 8. September 1968 stattfindet, werden sich mehr als 6000 Aussteller aus 55 Ländern beteiligen. Die Messeleitung rechnet mit über 200 000 Einkäufern und Besuchern aus rund 75 Staaten.

AEG-Telefunken-Gruppe

erwartet 1968 5,6 Mrd. DM Umsatz Wie Dr. Hans Bühler, Vorsitzender des Vorstands der Allgemeinen Elektricitäts-Gesellschaft AEG-Telefunken auf der Hauptversammlung am 12. Juni in Berlin erklärte, strebt die AEG-Telefunken-Gruppe im laufenden Geschäftsjahr 1968 einen Umsatz von 5,6 Mrd. DM an. Diese Umsatzerwartung stütze sich auf die gute Auftragsvorlage, die hohen Auftragseingänge im technischen Geschäft und auf die Belebung des Waren Geschäfts. Ferner stimmte die HV einer Erhöhung des Grundkapitals um 50 Mill. DM auf rund 510 Mill. DM zu, die zur Finanzierung der Beteiligungen an Hartmann & Braun und Telefonbau und Normalzeit beitragen und für die Ausweitung des Geschäftsvolumens eingesetzt werden soll.

Zusammenarbeit Gründig-Ferranti

Auf dem Gebiet der numerischen Werkzeugsteuerungen und Meßanlagen werden Gründig und Ferranti künftig zusammenarbeiten und ihren Kunden gemeinsam ein breites Programm von einfachen Positioniersteuerungen bis zu umfangreichen Mehrkoordinatenbahnsteuerungen anbieten, das durch numerische Meßanlagen und -maschinen ergänzt wird. Ein Abkommen, das Einzelheiten für Marketing und Service festlegt, wird in Kürze unterzeichnet werden.

Computerfabrik Apeldoorn der N. V. Philips Electrologica eröffnet

Am 12. Juni 1968 wurde die neue Philips-Computerfabrik in Apeldoorn/Holland, in der die Universal · Datenverarbeitungsanlagen der Serie „P 1000“ hergestellt werden, von Frits Philips, dem Präsidenten des Unternehmens, offiziell ihrer Bestimmung übergeben. Die Serie „P 1000“ umfaßt die Typen „P 1100“, „P 1200“ und „P 1400“ mit insgesamt 9 Modellen sowie eine große Anzahl peripherer Geräte. Der Vertrieb in der Bundesrepublik Deutschland erfolgt durch die Philips-

Electrologica GmbH, Düsseldorf, mit den drei Geschäftsbereichen Computersysteme, Rechenzentren und peripherie Geräte. Geschäftsführer der Philips Electrologica GmbH ist Dr. E. Hort, der Bereich Computersysteme wird von Dipl.-Ing. H. Kehl geleitet.

Rechenzentren der Control Data GmbH

Die Control Data GmbH, Frankfurt a. M., beabsichtigt, den Bereich Rechenzentren weiter auszubauen. Zu dem bereits bestehenden Rechenzentrum mit dem Großrechner „CD 3300“ kommt im September 1968 ein weiteres Rechenzentrum mit dem Großrechnersystem „CD 6600“ hinzu. Weitere Rechenzentren sind vorgesehen. Direktor A. H. Loeschke, früherer Leiter der Unternehmensorganisation und Rechenzentren der Bull-General Electric GmbH, wurde die Leitung dieses Bereichs alleinverantwortlich übertragen. Außerdem hat er die Leitung des Vertriebs sowie der Systementwicklung für den „915“-Belegleser übernommen.

Anderungen der Außendienstorganisation von Kuba Imperial

Die Kuba Imperial GmbH hat ihre Außendienstorganisation im Zuge des neuen Vertriebskonzepts umstrukturiert und damit gewisse Grenzverschiebungen vorgenommen. Für den Vertrieb der Marken Kuba und Imperial General Electric sind die Geschäftsstellen und Generalvertretungen in Berlin, Hamburg, Hannover, Bremen, Dortmund, Münster, Düsseldorf, Kassel, Frankfurt a. M., Saarbrücken, Mannheim, Nürnberg, Stuttgart und München verantwortlich.

Kunden-Seminare von Motorola

Die Motorola GmbH, Wiesbaden, führt in Verbindung mit den Motorola-Vertragshändlern Halbleiter-Kunden-Seminare durch. Die ersten beiden Seminare fanden am 10. Mai in Jülich sowie am 21. und 22. Mai in Wiesbaden statt. Die Referate (in deutscher Sprache) wurden von Fachingenauen des anwendungstechnischen Laboratoriums im europäischen Kundendienzentrums der Motorola Inc. in Genf gehalten und behandeln Leistungstransistoren, Integrierte Schaltungen, MOS-Technik und LSI. Für 1968 sind noch vier weitere Kunden-Seminare geplant.

Deutsche Funkausstellung 1969 Stuttgart

Am 28. Juni 1968 fand in den Räumen der Stuttgarter Ausstellungs-GmbH die konstituierende Sitzung des Ausstellungsausschusses der Deutschen Funkausstellung 1969 Stuttgart statt. Vorsitzender des Ausschusses ist Horst-Ludwig Stein, Prokurator der SEL, Stuttgart, stellvertretender Vorsitzender Dr. Günther Hücking, Geschäftsführer des Fachverbandes Rundfunk und Fernsehen im ZVEI. Dem Ausschuß gehören Vertreter der Sendeanstalten, der deutschen Bundespost, der beteiligten Verbände und Industriefirmen, der Stadt Stuttgart und der Stuttgarter Ausstellungs-GmbH an. Bei der Sitzung wurden allgemeine Fragen der Gestaltung der Funkausstellung 1969 besprochen. Einzelheiten der Planung sollen in der nächsten Ausschusssitzung am 25. Oktober 1968 festgelegt werden.

Der Stuttgarter Oberbürgermeister, Dr. Arnulf Klett, hat dem Fachverband Rundfunk und Fernsehen im ZVEI die volle Unterstützung der Stadt bei der Durchführung der Funkausstellung zugesagt.

Chefredakteur: WILHELM ROTH

Chefkorrespondent: WERNER W. DIEFENBACH

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

FUNK-TECHNIK

Elektronikausbildung und Handwerk

Am 7. und 8. Juni 1968 fand in Hannover die „Fachtagung 1968 Handwerk und Elektronik“ statt. Die örtliche und zeitliche Verbindung der Fachtagung mit der 9. Didacta, der Europäischen Lehrmittelmesse 1968, gab den Tagungsteilnehmern Gelegenheit, sich auch ausführlich über das Angebot an Lehrmitteln und über moderne Unterrichtsverfahren zu informieren.

In zunehmendem Maße sieht sich auch das Handwerk mit der schnell vordringenden Elektronik konfrontiert. Viele Betriebe müssen sich über diese neue Technik informieren, zu einem großen Teil sogar aktiv anpassen, um sich konventionelle Arbeitsgebiete zu erhalten oder neue zu erschließen. Grundsätzlich besteht kein Unterschied zwischen Industrie und Handwerk in der Forderung, sich alle Möglichkeiten des technischen Fortschrittes nutzbar zu machen.

Die Anpassung des Handwerks kann entweder darin bestehen, einen neuen Beruf zu schaffen — etwa den Elektroniker — oder aber die Elektronik in die bestehenden Berufe, soweit erforderlich, mit aufzunehmen. Manche Gründe sprechen gegen die erste Lösungsmöglichkeit, vor allem der, daß das Berufsbild des Elektronikers zu vielfältig ist. Dagegen scheint es zweckmäßig, durch geeignete Weiterbildungmaßnahmen für Meister und Gesellen die betroffenen Handwerke möglichst schnell so weit zu schulen, daß sie sich den in ihrem Beruf auftretenden Elektronik-Problemen mit Verständnis stellen können.

Schon seit langem haben sich handwerkliche Unternehmen dem Arbeitsgebiet Elektronik zugewandt, und seit mehr als 12 Jahren werden von mehreren Fachverbänden und den Gewerbförderungsanstalten der Handwerkskammern Informationsveranstaltungen und Lehrgänge durchgeführt. Diese Kurse waren allerdings nach Art und Dauer bisher sehr unterschiedlich. Als Lehrkräfte konnte man Gewerbelehrer, Ingenieurschuldozenten, Handwerksmeister und Fachleute aus der Industrie gewinnen. In den ersten Jahren ging es vor allem darum, Interesse für den neuen Arbeitsbereich zu wecken, über die wirtschaftlichen Chancen zu informieren und auf die Notwendigkeit einer intensiven Schulung hinzuweisen. 1964 wurde vom Heinz-Piest-Institut für Handwerkstechnik an der Technischen Universität Hannover in Zusammenarbeit mit dem Zentralverband des Deutschen Elektro-Handwerks (ZVEH) ein Lehrgangsprogramm erarbeitet, um eine möglichst einheitliche Schulung zu erreichen.

Inzwischen sind in zahlreichen Kursen weitere Erfahrungen gesammelt worden, so daß man jetzt eine erweiterte und verbesserte Version des damaligen Lehrgangsprogramms vorstellen konnte. Als wichtigste Vorteile des neuen Programms werden ein einheitliches Ausbildungsniveau, die Möglichkeit der Anerkennung der Lehrgänge im Rahmen der Leistungsförderung durch die Bundesanstalt für Arbeitsvermittlung und Arbeitslosenversicherung sowie Hinweise für die Planung und Einrichtung von Ausbildungsstätten erwartet.

Das neue Schulungsprogramm ist in vier Hauptteile gegliedert: Vorbereitungslehrung (80 Stunden), Einführungslehrgang (120 Stunden), Aufbaulehrgang (120 Stunden) und Fachlehrgänge (je 80 Stunden). Der Vorbereitungslehrgang „Elektrotechnische Grundlagen der Elektronik“ ist für Interessenten mit nur geringen Grundkenntnissen in der Elektrotechnik eingerichtet. Im Einführungslehrgang werden die Bauelemente der

Elektronik behandelt. Der Aufbaulehrgang befaßt sich dann mit den Grundschaltungen der Elektronik. Dieser Lehrgang bildet den Abschluß der Grundausbildung. Es besteht die Möglichkeit zum Ablegen einer Prüfung, deren Bestehen zur Teilnahme an beliebigen Fachlehrgängen berechtigt. Bisher hat man Lehrpläne für folgende Fachlehrgänge erarbeitet: Elektronik in Geräten für Haushalt und Gewerbe, Elektronik in der Heizungs- und Lüftungstechnik, Elektronik in der Licht- und Beleuchtungstechnik, digitale Steuerungstechnik sowie Steuerung und Regelung von Gleichstrommaschinen.

Auch die Fachlehrgänge sollen mit freiwilligen Prüfungen abgeschlossen werden können. Gerade diesen Qualifikationsnachweisen wird große Bedeutung beigemessen. Sie bieten einen zusätzlichen Anreiz für die Teilnahme an den Kursen, geben dem Arbeitgeber Hinweise auf die Einsetzbarkeit der Lehrgangssolventen und verbessern möglicherweise die Aufstiegschancen im Betrieb. Es gibt auch Bestrebungen, einen so genannten Elektronikpaß einzuführen, der dann im gesamten Bundesgebiet als einheitlicher Qualifikationsnachweis gelten soll.

Das gesamte Schulungsprogramm wird von den einzelnen Teilnehmern nicht in zusammenhängenden Abschnitten absolviert werden können, weil sie ihrem Betrieb kaum wochenlang fernbleiben dürfen. Das wäre schon deshalb problematisch, weil häufig gerade die qualifiziertesten Fachkräfte für die Weiterbildung in Frage kommen. Die inzwischen gemachten Erfahrungen haben gezeigt, daß sich (als Ausweichmöglichkeit denkbare) Abendkurse für ein so umfangreiches Programm weniger eignen.

Bisher ist das Schulungsprogramm nur auf die Elektrohandwerke abgestellt. Lehrpläne für die Elektronikausbildung in anderen Handwerken sollen folgen. Die Bereitstellung von Schulungsunterlagen ist aber nur eine der für die erfolgreiche Elektronikschulung erforderlichen Voraussetzungen. Darüber hinaus müssen neue Lehrkräfte gewonnen, die vorhandenen Kursstätten ausgebaut und neue an optimalen Standorten errichtet werden.

Auf der sehr gut besuchten Fachtagung kamen nahezu alle an der Elektronikausbildung Interessierten zu Wort. In allen Diskussionsbeiträgen wurde immer wieder betont, daß die Ausbildung unbedingt so praxisnah wie irgend möglich erfolgen müsse. Es gibt Ausbildungsstätten, an denen am Schluß der Lehrgänge sogar auf Sonderinteressen der Teilnehmer eingegangen wird. Das ist natürlich nur möglich, wenn die Teilnehmerzahlen je Kursus nicht zu hoch sind und wenn Lehrkräfte mit hervorragendem Wissen zur Verfügung stehen. Besonders Handwerksbetriebe, die sich mit der Fertigung von Einzelanlagen oder Kleinserien spezieller Elektronikgeräte beschäftigen, benötigen hochqualifizierte Mitarbeiter. Es gibt nämlich viele Aufgabenstellungen, besonders auch der industriellen Elektronik und der apparativen Ausrüstung in der Forschung, die für die auf wirtschaftliche Großserien bedachte Industrie nicht lohnend sind.

Eine Verbesserung des Unterrichtserfolgs kann mit Hilfe neuer pädagogischer Erkenntnisse zweifellos erreicht werden. Dazu gehört es in erster Linie, Beruf und Bildung als Einheit zu sehen und die Schüler frühzeitig zu praktisch lebenslanger Lernbereitschaft und -fähigkeit zu erziehen. Neue Methoden des Unterrichts — vor allem die programmierte Unterweisung und ein nichtautoritäres Verhältnis zwischen Lehrer und Lernendem — sind weitere Voraussetzungen, um in relativ kurzer Zeit komplexes Wissen zu erwerben.

Gu.

(Nach einem Referat von Dr.-Ing. B. Delventhal, Leiter des Heinz-Piest-Instituts an der TU Hannover, und Diskussionsbeiträgen auf der Fachtagung 1968 Handwerk und Elektronik)

Weltumspannender Fernmeldeverkehr über Satelliten

1. Einführung

Welches Aufsehen erregte der Start des ersten Satelliten der Sowjetunion im Jahre 1958 und Welch geringe Beachtung wird heute, erst zehn Jahre danach, der Nachricht über den glücklichen Start eines neuen Satelliten geschenkt. Inzwischen umkreisen mehrere hundert Satelliten unsere Erde. Auf exakt berechneten Bahnen erfüllen sie ihre wissenschaftlichen, militärischen und meteorologischen Aufgaben. Mit dem Start von Telstar I wurde 1962 die Satellitentechnik auch für das internationale Fernmiedewesen nutzbar gemacht. Dieser Satellit und die folgenden Satelliten (Relay I, Telstar II, Syncrom II, Relay II und Syncrom III), die bis 1964 auf Umlaufbahnen gebracht wurden (Bild 1),

weltumspannendes Fernmeldesystem auszubauen.

2. Das Internationale Fernmeldesatelliten-Konsortium (INTELSAT)

Nachdem die Versuche mit den Telstar-, Relay- und Syncom-Satelliten bewiesen hatten, daß Satelliten für Fernmeldeübertragungen geeignet sind, schufen die amerikanische und 10 in der CEPT¹⁾ zusammengeschlossene Regierungen die organisatorischen Voraussetzungen für ein weltweites Fernmeldesystem. Am 20. August 1964 unterzeichneten diese Regierungen ein „Abkommen zur vorläufigen Regelung für ein weltweites kommerzielles Satellitenfernmeldesystem“ und schlossen sich zum „Internationalen Fernmeldesatelliten-Konsortium“ (INTELSAT)²⁾ zusammen, dem bis Ende 1967 61 Länder beigetreten sind. Dieses Abkommen und ein Sonderabkommen regeln die grundsätzliche Verfahrensweise, die Gebührenfestsetzung und die

Ausgangsleistung von nur 4 Watt verfügt der Satellit über 240 Fernsprechstromkreise oder 2 Fernsehkanäle. Die Richtantenne des Satelliten strahlt unter 7° nach Norden, so daß der Bereich zwischen Europa und Nordamerika ausgeleuchtet wird.

Da Intelsat I noch keinen Vielfachzugang hat und jeweils nur zwei Stationen über den Satelliten miteinander verkehren können, man aber alle bis zu dieser Zeit betriebsbereiten Stationen in Europa und Amerika beteiligen wollte, kam man zu folgender Lösung:

Die drei europäischen Stationen Goonhilly (England), Pleumeur Bodou (Frankreich) und Raisting (Deutschland) arbeiten in einem Dreiwochen-Zyklus. Während eine für eine Woche den Betrieb übernimmt, ist die zweite auf Sofortreserve geschaltet. Die dritte Erdfunkstelle wird in dieser Zeit routineüberholt. Die beiden amerika-

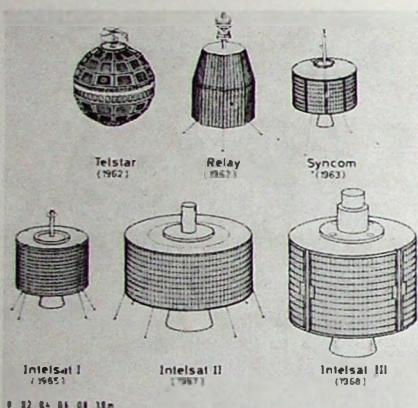
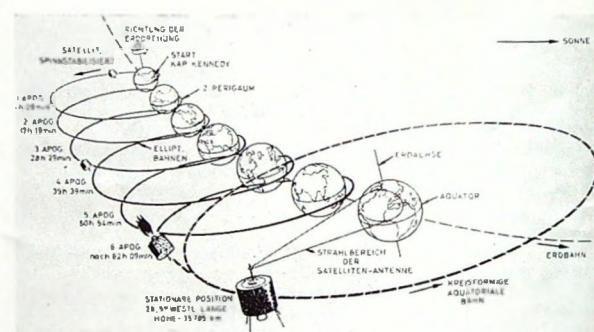


Bild 1. Größenvergleich der Fernmeldesatelliten

Bild 2. Bewegungsablauf eines Satelliten bei der Umwandlung einer elliptischen in eine synchrone Äquatoriale Bahn



dienten der Erprobung und der Vorbereitung eines weltumspannenden Fernmeldesystems.

Telstar und Relay waren umlaufende Satelliten, die zweihundert bis einige tausend Kilometer Abstand von der Erde hatten, jeweils aber nur 10 bis 30 Minuten gemeinsame Sicht zwischen zwei Erdfunkstellen in Europa und Nordamerika gaben. Die Satelliten der Syncrom-Serie sind „stationäre“ Satelliten. Sie bewegen sich in 24 Stunden auf einer äquatorialen Bahn (Bild 2) in etwa 36 000 km Höhe von Westen nach Osten um die Erde. Da sich die Erde in derselben Zeit und in derselben Richtung einmal um ihre eigene Achse dreht, scheint deshalb ein Synchronsatellit über einem Punkt auf dem Äquator stillzustehen. Störungseinflüsse, im wesentlichen von Sonne und Mond, machen eine ständige Lagekorrektur erforderlich.

Ein stationärer oder Synchronsatellit hat gegenüber den umlaufenden Satelliten den Vorteil, daß er ständig im Sichtbereich von mehreren Erdfunkstellen steht, so daß ein ununterbrochener Nachrichtenaustausch möglich ist. Dank seiner großen Höhe von etwa 36 000 km vermag er etwa ein Drittel der Erdoberfläche auszuleuchten. Drei Synchronsatelliten reichen schon aus, um ein

Beteiligung an den Investitionen nur für den „Weltraumsektor“. Die Errichtung und der Betrieb von Erdfunkstellen bleibt im Zuständigkeitsbereich der einzelnen Mitglieder des Konsortiums.

INTELSAT setzte einen „Vorläufigen Fernmeldesatelliten-Ausschuß“ (ICSC)³⁾ ein, der die Interessen der Unterzeichner des Abkommens vertreten soll. Die amerikanische Betriebsgesellschaft für Fernmeldesatelliten COMSAT⁴⁾ dient dem ICSC laut Regierungsabkommen als geschäftsführendes Organ. (Die COMSAT ist mit etwa 53 % an der INTELSAT beteiligt.)

3. Fernmeldesatelliten der INTELSAT

3.1. Intelsat I

Knapp 8 Monate nach der Unterzeichnung des Abkommens, am 6.4.1965, wurde der erste Satellit im Auftrag der INTELSAT gestartet. Am 28. Juni 1965 wurde über diesen Intelsat I, der als Early Bird bekannt ist, der kommerzielle Betrieb zwischen Europa und Amerika eröffnet. Bei einer

nischen Stationen Andover (USA) und Mill Village (Kanada) lösen sich wöchentlich ab.

3.2. Intelsat II

Die zweite Phase zu einem weltumspannenden Fernmeldesystem begann im Januar und März 1967 mit dem Start von zwei Satelliten für Intelsat II. Beide Satelliten befinden sich auf synchronen Umlaufbahnen und stehen über dem Atlantik bei etwa 6° West und über dem Pazifik bei etwa 175° Ost.

Intelsat II hat im Gegensatz zu Intelsat I Vielfachzugang: es können also mehrere Erdfunkstellen gleichzeitig über die Satelliten miteinander verkehren. Der Sichtbereich von Intelsat II im Verhältnis zu dem von Intelsat I geht aus Bild 3 hervor.

3.3. Intelsat III

Die 240 Fernsprechstromkreise, die durch jeden der drei Satelliten (1 × Intelsat I und 2 × Intelsat II) geschaffen wurden, reichen zur Zeit noch aus. Jährlich steigt die Zahl der Sprechstellen in der Welt um etwa 7 %. Das damit verbundene Anwachsen des Bedarfs an Stromkreisen hat zur Folge, daß laufend neue Erdfunkstellen hinzukommen, die in das System eingegliedert werden müssen. Bis 1972 rechnet der ICSC mit 64 betriebsbereiten Breitbandanlagen. Im Spätsommer 1968 sollen drei Satelliten für ein weltumspannendes Fernmeldesy-

¹⁾ CEPT = Comité Européenne des Postes et Télécommunications

²⁾ INTELSAT = International Telecommunications Satellite Consortium

³⁾ ICSC = Interim Communications Satellite Committee

⁴⁾ COMSAT = Communications Satellite Corporation

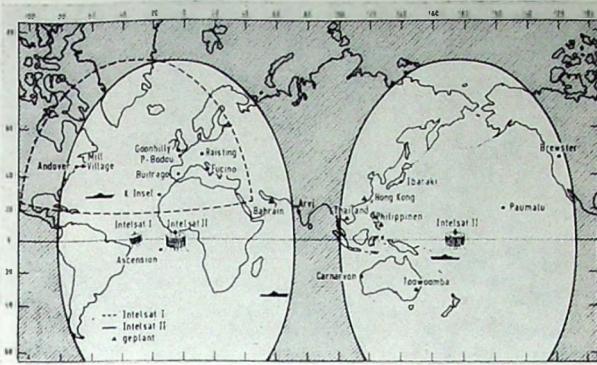


Bild 3. Erdfunkstelle und Sichtbereiche für die Intelsat-I- und Intelsat-II-Systeme

stem auf die Position über dem Atlantik, dem Indischen Ozean und dem Pazifik gebracht werden. Die Satelliten dieser Serie tragen den Namen Intelsat III und verfügen über je etwa 1000 Fernsprechstromkreise (oder je 1 Fernsehkanal und zusätzlich mehrere hundert Fernsprechstromkreise).

Das starke Anwachsen des Fernmeldeverkehrs im Atlantik-Bereich macht es erforderlich, einen weiteren Satelliten Ende 1969 über dem Atlantik zu stationieren und bei Bedarf Mitte 1973 noch einen fünften über dem Indischen Ozean.

Durch die gewählten Positionen (Bild 4) dieser Satelliten können 90 % der geplanten Linien mit 98 % der veranschlagten Stromkreise realisiert werden.

3.4. Intelsat IV

Während das erste weltumspannende Fernmeldesatelliten-System Intelsat III kurz vor seiner Vollendung steht, wird bereits das Projekt Intelsat IV ausgeschrieben. Die Satelliten dieses Systems, mit deren Einsatz man 1972 rechnet, werden über 6000 bis 10 000 Fernsprechstromkreise verfügen, die dann auch für die Belange des Seefahrts- und Flugfunks geeignet sind. Bei diesem System wird die Sendeantenne des Satelliten nur noch eine Halbwertsbreite von 4° haben. Dadurch erreicht man bei gleichbleibender Sendeleistung des Satelliten eine um etwa 10 dB höhere Feldstärke am Empfangsort.

4. Erdfunkstelle Raisting

4.1. Allgemeines

Die DBP beteiligte sich schon früh an Versuchen mit Fernmeldesatelliten. Dazu wurde im Jahre 1963 eine transportable Schmalband-Anlage eingesetzt. Gleichzeitig begann man in Deutschland mit der Planung und dem Bau einer festen Breitband-Anlage, die 1964 fertiggestellt wurde. Zunächst wurden auch über diese Station Versuche abgewickelt, bis dann mit Einführung des Intelsat-I-Systems am 28. 6. 1965 der kommerzielle Nachrichtenverkehr über Satelliten zwischen Europa und Nordamerika eröffnet wurde.

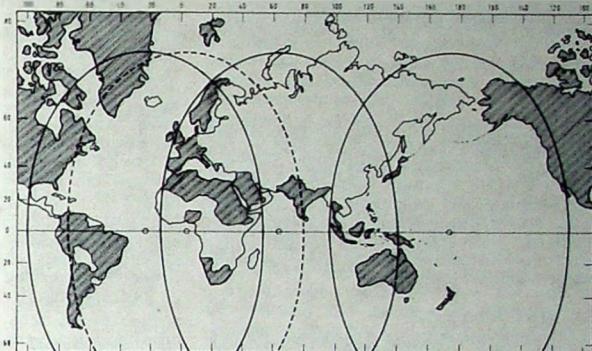
4.2. Geländeauswahl

Da eine extrem kleine Leistung von 10^{-12} W die Antenne einer Erdfunkstelle erreicht, muß das Gelände für eine solche Station sorgfältig ausgesucht werden, damit Störungen von Sendern auf der Erde unter allen Umständen vermieden werden. Nach langwierigen Ermittlungen erwies sich die „Raistinger Wanne“ in der Nähe des Ammersees in Bayern für die Errichtung einer Erdfunkstelle als am besten geeignet. Die Wahl dieser ländlichen Gegend wurde auch dadurch begünstigt, daß

einer Eigennachführung, die ein vom Satelliten ausgesendetes „Bakignal“ auswertet, wird die Einstellgenauigkeit auf $0,003^{\circ}$ erhöht; ein hoher Grad an Präzision, wenn man bedenkt, daß alle zu bewegenden Teile 280 t wiegen.

Um die Anlage vor Wind und Wetter, Eis und Schnee zu schützen, wird sie von einem luftgestütztem „Radom“ überspannt (Bild 6). Dieses Radom hat einen Durchmesser von 48,8 m und besteht aus einem 1,8 mm dicken Dacron-Gewebe. Die Hülle hat eine Oberfläche von 5200 m² und ein Gewicht von 13 t. Fünf Gebläse sorgen für die Stützluft, deren Druck sich automatisch erhöht, sobald die Windgeschwindigkeiten zunehmen.

Bild 4. Positionen und Sichtbereiche von vier Synchronsatelliten des Intelsat-III-Systems



sie verkehrsmäßig gut erschlossen und frei von industriellen Störern ist.

Die Höhenzüge, die das Raistinger Gebiet umgeben, schirmen Fremdstörer ab. Sie sind aber auch nicht zu hoch, so daß noch mit sehr niedrig stehenden Satelliten unter einem Erhebungswinkel von 3° gegen den Horizont gearbeitet werden kann.

4.3. Antennenanlage

Auf dem Antennenfundament von 12,40 m Durchmesser drehen sich der untere und obere Antennenraum und die Antenne um die Azimutachse.

In dem unteren Antennenraum sind der Sender und die gesamte Steuertechnik untergebracht, während sich im oberen Antennenraum die Empfangseinrichtungen befinden.

Wegen der extrem kleinen Empfangsfeldstärken mußte ein Empfänger entwickelt werden, der die physikalische Höchstgrenze der Empfindlichkeit erreicht. In dem Empfänger wird als Vorverstärker ein Wanderfeld-Maser mit einem Rubinkristall verwendet, der in einem Gefäß mit flüssigem Helium auf 4°K ($4^{\circ}\text{K} = -269^{\circ}\text{C}$) gekühlt wird, um das Elektronen-Verteilungsrauschen klein zu halten.

Die Antenne enthält einen Hauptreflektor mit einem Durchmesser von 25 m (Bild 5) und einen Hilfsreflektor von 2,5 m Durchmesser. Die vom Hauptreflektor empfangenen Signale werden zu dem nahe seines Brennpunktes angebrachten Hilfsreflektor gespiegelt. Die vom Hilfsreflektor ausgehenden Signale gelangen durch eine 1,8 m große Öffnung in der Mitte des Hauptreflektors zum Empfänger.

In einem Elektronenrechner werden Steuerdaten für die Antenne berechnet. Die Steuereinrichtung stellt nach diesen Steuerdaten die Antennenanlage mit einer Winkelgenauigkeit von $0,01^{\circ}$ auf die jeweilige Position des Satelliten ein. Mit



Bild 5. 25-m-Cassegrain-Parabolantenne der Erdfunkstelle Raisting

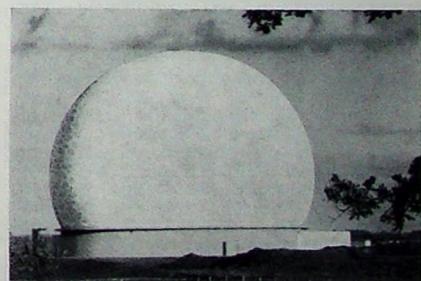


Bild 6. Radom der Erdfunkstelle Raisting

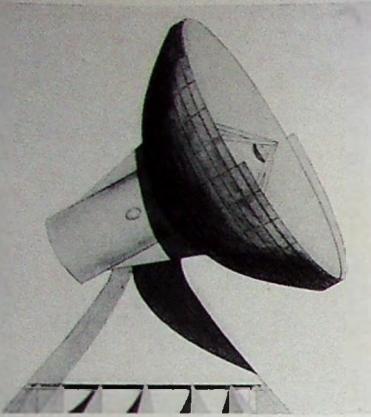


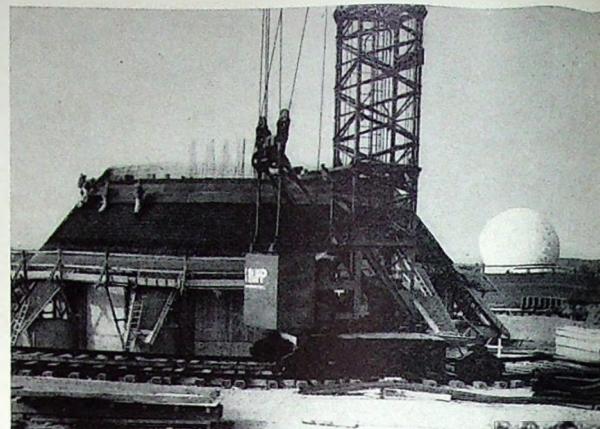
Bild 7. 28,5-m-Cassegrain-Parabolantenne der Erdfunkstelle Raisting II

Vor kurzem wurde die vorhandene Anlage in Raisting auf das im Spätsommer zu erwartende Intelsat-III-System umgerüstet. Außerdem ist mit dem Bau einer zweiten Antennenanlage begonnen worden. Mit Hilfe dieser Antenne soll der Nachrichtenaustausch über den Intelsat III-Satelliten im Raum Indischer Ozean nach Ostasien abgewickelt werden.

4.4. Raisting II

Der Cassegrain-Spiegel (Bild 7) wird einen Durchmesser von 28,5 m haben und damit etwas größer als Raisting I sein. Die Betriebsräume mit den Empfangs- und Sende anlagen sowie der Steuertechnik be-

Bild 8. Beim Bau der zweiten Antennenanlage für die Satelliten-Bodenfunkstelle in Raisting/Obb. haben zunächst noch die Bautechniker das Wort. Das Fundament für die etwa 450 Tonnen schwere Riesenantenne ragt schon mehrere Meter aus dem Boden, der mit Hilfe besonderer Methoden erst gesichert werden mußte. Siemens als federführende Firma in Raisting schätzt, daß die zweite Antenne — sie steht rund 650 Meter südlich von der ersten Anlage — etwa Mitte 1969 einsatzbereit ist, also lange vor der großen Bewährungsprobe im Jahre 1972, wenn die Nachrichtenlinie von den Olympischen Sommerspielen in München über die Erdfunkstelle in alle Welt gehen soll. ►



finden sich im Antennensockel (Bild 8). Bei dieser Anlage wird nur der Antennenspiegel bewegt. Während man den Spiegel von Raisting I hydraulisch antreibt, werden bei der zweiten Antenne elektrische Antriebsaggregate verwendet.

Infrarot-Strahler ersetzen das Radom: Mit einer Gesamtleistung von 400 kW beheizen sie die Spiegelfläche und schützen sie vor Schneebelag und Vereisung.

Durch die hohe Anzahl an Fernsprechkreisen, die das Intelsat-III-System erhalten wird, vergrößert sich die Übertragungsbandbreite wesentlich. Die ursprünglich verwendeten Maser-Vorverstärker mit einer Bandbreite von 25 MHz werden nicht mehr in die Empfänger eingebaut. Zwei

parametrische Verstärker mit einer Bandbreite von 500 MHz ersetzen sie. Fällt ein Verstärker aus, übernimmt der zweite den Betrieb. Auch diese Verstärker werden mit Helium auf 6 °K (-267°C) gekühlt, um das Eigenrauschen des Systems niedrig zu halten und damit die Empfänglichkeit der Anlage zu erhöhen. Außerdem erhält Raisting II einen Leistungssender mit einer 5-kW-Wanderfeldröhre.

Die Einstellgenauigkeit ist (wie bei der ersten Antenne) 0,003°. Die spätere Ausbauplanung sieht einen Prozeßrechner vor, der alle Aufgaben der Antennensteuerung und der Betriebsüberwachung übernehmen soll. Im Sommer 1969 soll Raisting II den Betrieb aufnehmen.

Technische Arbeitsgruppe des internationalen Fernmeldesatelliten-Konsortiums tagte

Eine Arbeitsgruppe des ICSC/T tagte vom 11.-14. Juni 1968 in Darmstadt. Den Vorsitz führte Dipl.-Ing. Ernst Dietrich vom Fernmeldetechnischen Zentralamt der Bundespost. Experten aus Australien, Frankreich, Großbritannien, Irland, Italien, Japan, Kanada, der Schweiz und den USA waren vertreten.

Voraussichtlich Ende September dieses Jahres werden die Satelliten des Intelsat-III-Systems¹⁾ in ihre Umlaufbahn gebracht. Dieses System ist für gleichzeitigen Verkehr einer Vielzahl von Erdfunkstellen geeignet, von denen jede eine bestimmte Kanalzahl zugewiesen bekommt. In Westeuropa sind das die Erdfunkstellen in Raisting (Oberbayern), Pleumeur-Bodou (Frankreich), Goonhilly (Großbritannien), Fucino (Italien) und Buitrago (Spanien).

Die Bodenstationen sind in den vergangenen Monaten auf das neue System umgestellt worden. Sowohl Sender als auch Empfänger müssen jetzt anderen Anforderungen gerecht werden als bei Intelsat I. Da man mit mehreren Trägerfrequenzen arbeitet, können beim Sender unerwünschte Intermodulationsprodukte entstehen. Um diese unliebsamen Erscheinungen zu unterdrücken, benutzen die europäischen Stationen für jeweils drei Träger eine eigene Senderöhre, während die Amerikaner eine Hochleistungssenderröhre entwickelt haben, die alle Kanäle gleichzeitig verarbeitet.

Die Fachleute haben sich jetzt in Darmstadt vor allem über Fragen des Betriebs und der Meßgeräte und Meßverfahren beraten. Auch die Frage der Fernsehnorm wurde besprochen; Zeilenzahl, Bandbreite und Farbcodierung waren zu erörtern. Bissher wurden alle interkontinentalen Farbfernsehsendungen im NTSC-Verfahren übertragen. In Zukunft wird man sich wahrscheinlich auf die allgemeine Regel des internationalen Nachrichtenverkehrs umstellen, daß das Empfängerland sich der Technik des Geberlandes anzupassen hat. Das setzt allerdings voraus, daß Farbnormwandler für alle Anwendungsfälle

kommerziell erhältlich sind. Das ist bis jetzt noch nicht der Fall. Bisher existiert lediglich ein Exemplar eines Normwandlers NTSC-PAL, der in den Labors der BBC in Großbritannien entwickelt wurde und auch die unterschiedliche Zeilen- und Bildfrequenz umsetzt.

Das FTZ arbeitet auch an einem solchen Gerät. Es wird voraussichtlich innerhalb der nächsten Wochen fertiggestellt.

Während der Olympischen Spiele, die vom 12.-27. Oktober in Mexiko City stattfinden, wird das Intelsat-III-System seine Feuerprobe zu bestehen haben. Wenn alles gut geht, wird man die Wettkämpfe dann auf der ganzen Erde live und in Farbe am Fernsehschirm verfolgen können.

INTERNATIONALE ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU

bringt im Juliheft 1968 unter anderem folgende Beiträge:

- Halbleiter-Gläser
- Elektronisches Lagemeßsystem mit Hilfe elektromagnetischer Wellen
- Der „Codirot“ — ein Winkelschrittsgeber zur Messung von Winkeln und Linearverschiebungen in digitalen Meß- und Steuerungssystemen
- Halbleiter-Bauelemente und integrierte Schaltungen; VDE-Fachtagung Elektronik 1968

- Präzisions-Amplitudenmodulator für den VHF-Bereich
- Messung von Kapazitäten an Halbleiterbauelementen
- Periphere Geräte für Datenverarbeitungsgeräte
- Elektronik in aller Welt · Angewandte Elektronik · Persönliches · Neue Erzeugnisse · Industriedruckschriften · Kurznachrichten

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

¹⁾ S. S. 524 „Weltumspannender Fernmeldeverkehr über Satelliten“

Programmierter Unterricht und Elektronik auf der 9. Didacta

Mit einer Beteiligung von 637 Ausstellern, davon 231 aus dem Ausland, fand vom 7. 6. bis 11. 6. 1968 die 9. Didacta statt. Dieser europäischen Lehrmittelmesse, diesmal auf rund 24 000 m² des Messegeländes in Hannover, kommt eine ständig steigende Bedeutung zu. Besonders seit das Bestreben deutlich wird, auch in der Erziehungs- und Bildungsarbeit ökonomisches Denken und Handeln zur Geltung zu bringen, beginnen neue Unterrichtsmethoden und Lehrmittel in die Schulen einzuziehen. Hier ist vor allem an den programmierten Unterricht, an die sogenannten audio-visuellen Lehrmittel und zeitgemäß verbesserte Lehrmittel für die Unterweisung in verschiedenen technischen Fächern gedacht.

1. Programmierte Unterweisung

Der programmierte Unterricht verlangt, daß der Lehrstoff in ein wohldurchdachtes, mit Erfolg getestetes Lehrprogramm umgewandelt wird, das dem Adressaten (Schüler) auf verschiedene Weise dargeboten werden kann. Auf dem Gebiet des programmierten Unterrichts zeigte der Arbeitskreis zur Förderung wissenschaftlicher Methoden des Lehrens und Lernens nahezu umfassend die bei uns bisher erschienenen Programme. Die einfachsten Darbietungsformen sind Bücher oder einfache Lehrmaschinen (Abroll- oder Umblättergeräte). Die wirksamste Darbietungsform stellt eine Datenverarbeitungsanlage dar.

Auf dem IBM-Stand wurde fernseh- und computerunterstützter Unterricht (FCGU) demonstriert. Einer Schülergruppe stand dazu eine Datenstation zur Eingabe der Antworten zur Verfügung. Der Lehrstoff war auf ein jederzeit stopfbare Videoband gespeichert und wurde über einen Bildschirm dargeboten. Die über die Datenstation eingegebenen Lösungen erreichten den Computer („IBM 1440“), der im 600 km entfernten Böblingen stand, mittels Datenfernübertragung. Das Unterrichtsverfahren ist ursprünglich für die IBM-Schule für Datenverarbeitung entwickelt worden, soll aber demnächst am Zentrum für neue Lernverfahren an der Universität Tübingen für Grundkurse eingesetzt werden.

AEG-Telefunken zeigte neben Lehranlagen für Elektromaschinenbau und für Thyristorsteuerungen die neue Lehrmaschine „Didact“. Die Darbietung des Lehrstoffes erfolgt auf einer Mattscheibe in Durchlichtprojektion. Der Bildschirm hat ein etwas größeres Format als DIN A 5. Das Gerät ist mit vier Antworttasten mit Zuordnung zu den Auswahlantworten, die auf dem Bildschirm erscheinen, ausgestattet. Wegen der Wiedergabe auch bewegter Szenen ist eine leichtere Lehrmöglichkeit dynamischer Vorgänge gegeben. Das Lehrprogramm wird auf Super-8-Farbfilm gespeichert. Die Filme sind in Filmkassetten untergebracht, ihr Fassungsvermögen beträgt etwa 10 000 Einzelbilder oder 7 min Lauffilm bei 24 Bildern/s. Die Ansteuerung der Lehrschriften ist sowohl rückwärts als auch vorwärts in weitem Bereich variabel; dabei werden die

Befehle für das Aufsuchen der Lehrschriften vom Film her gesteuert. Der Anschluß der Lehrmaschinen an Digitalrechner zur externen Steuerung des Programmablaufs ist möglich, ebenso der Anschluß eines Auswertegerätes zur Kontrolle des Schülers.

BBC zeigte neben anderen Lehrgeräten die audio-visuelle Lehrmaschine „promenta student“. Sie ermöglicht die visuelle und akustische Darbietung auch von verzweigten Lehrprogrammen. Es sind praktisch alle Arten der Schüleraktivität möglich: Lückenausfüllen im Text, Aufgabenlösung, freie Formulierung, Nachsprechübungen und selbst das Durchführen kleiner Experimente.

Hier sei noch die „Sprechende Seite“ von Rank genannt. Das Gerät arbeitet mit Schallplatten und umblätterbaren Textbeziehungsweise Bildseiten. Der Tonkopf für die Schallplattenabtastung wird mit Hilfe eines seitlich am Gerät angebrachten Hebels bedient. Symbolische Hinweise auf der jeweiligen Textseite zeigen dem Schüler, wohin er den Hebel jeweils bewegen soll. Wegen des übersichtlichen Ablaufs eignet sich das Gerät auch für Schulanfänger.

2. Lehr- und Lernmittel für die Elektronik-Ausbildung

Eine Reihe von Herstellern zeigte Lehr- und Lernmittel für die Elektronik-Ausbildung. Das schon länger bekannte „Lectron“-Experimentiersystem wurde bei Braun jetzt durch Digital-Bausteine ergänzt, die ebenso wie die bisherigen Bausteine ohne Kabelverbindungen aneinandergelegt werden können. Der neue Baukasten „Digitale Rechentechnik“ ermöglicht das Erlernen des Prinzips der digitalen Grundschaltungen und führt an Hand des Anleitungsbuches mit etwa 100 Versuchen vom binären Zahlensystem über logische Verknüpfungsschaltungen bis zu komplexen Anwendungen. Die Oberseite der Bausteine trägt das jeweilige logische Symbol. Ähnlich wie beim bisherigen „Lectron“-System hat der Experimentierende auch hier die vollständige Schaltung vor Augen, wenn er die Bausteine aneinanderfügt.

Die „Elektronik-Sammlungen I-IV“ von Leybold dienen zur Einführung in das Gesamtgebiet der Elektronik an allgemeinbildenden Schulen. Die Bausteine des Systems bestehen aus durchsichtigen Plastikkästen, die im Inneren die freitragende Verdrahtung enthalten. Während bei den Sammlungen I bis III die Röhrentechnik angewendet wird, dient die Sammlung IV der Ermittlung der wichtigsten Halbleitereigenschaften (Dioden und Transistoren aber auch NTC- und VDR-Bauelemente). Daneben gibt es bei Leybold auch mehr für Fachschulen geeignete Elektronikbausteine nach dem Bauplattenprinzip. Dabei sind alle Bauelemente auf Platten montiert. Ihre Frontseiten zeigen eine symbolische Darstellung der Schaltung. Zum Aufbau werden die Platten in Gestellrahmen eingesetzt und sind durch elastische (daher nicht durchhängende) Kabel untereinander verbunden.

Bauplatten ermöglichen Versuche von den Grundlagen bis hin zu recht komplizierten Schaltungen der industriellen Elektronik.

Das interessante „Elektronik-Applikationssystem“ der niederländischen Firma Nemci kommt ohne Kabelverbindungen aus. Es beruht auf einer ausgeklügelten Rasteranordnung von Steckbuchsen in Rauten- und Rechtecken. Damit können die steckbaren Bauelemente in einer mit dem Schaltbild übereinstimmenden räumlichen Anordnung zur funktionsfähigen Schaltung zusammengefügt werden, wobei auch Leitungsquerungen möglich sind. Die Rasteranordnung ermöglicht die Anwendung von Schablonen, in die auch die Schüler die Bauteile selbst einzeichnen können.

PEK-Electronic zeigte sein umfangreiches „Didacta-System“ elektronischer Lehr- und Lernmittel in Plattenbauweise. Die verschiedenen Serien für Grundlagen der Röhren- und Halbleitertechnik, Rundfunk- und Fernsehtechnik, Meß-, Steuer- und Regeltechnik sowie analoge und digitale Rechentechnik ermöglichen nahezu alle gewünschten Versuchsaufbauten für die Ausbildung an Berufs-, Fach- und Hochschulen sowie in der Industrie. Das System zeichnet sich durch die Übersichtlichkeit der symbolischen Darstellungen und die gute Anpassung an den Stand der Technik aus. Ein ähnlich umfangreiches Programm von Lehrbausteinen zeigte Philco. Es umfaßt die gesamte Elektronik und Nachrichtentechnik bis hin zur Computer- und Radartechnik. Die übersichtlichen Schaltplatten, die in Gestelle einschiebar sind und der Demonstration vor größeren Schülergruppen dienen, werden von in den Abmessungen kleineren, aber äquivalenten Baugruppen für die Schülerarbeitsplätze ergänzt. Die komplexeren Baugruppen sind keine normalen Industriezeugnisse, sondern spezielle Entwicklungen, um größtmögliche Anschaulichkeit zu erreichen.

Auch bei Philips hat man sich sehr um praxisnahe Lehren und Lernen bemüht. Die Wahl fiel ebenfalls auf ein Doppelsystem von Elektronik-Lehrgeräten: das Unterrichtsgerät und das Übungsgerät für die Schüler mit zugehörigen Arbeitsblättern. Ein anderes Lehrsystem von Philips ist „Practronics“. Die Besonderheit dieses Lehrgangs, der sich auch besonders für den Selbstunterricht eignet, ist die Kombination von Buch, Prüfinstrument, Arbeitsmatrix und Bauelementen. Der Lernende schlägt das Ringbuch auf und beginnt zu lesen, doch das Buch wird zum Experimentierfeld, wenn man die Matrix über die rechte Buchseite klappt. Mit Hilfe von Anweisungen im Text der linken Buchseiten und von programmierten Versuchsanordnungen, deren Schaltungen auf den rechten Seiten unter der Matrix sichtbar sind, werden Bauelemente in die Matrix gesteckt. Die Meßeinrichtung, die Batterien, ein Vielfach-Meßinstrument und einen Signalgenerator für Sinus- und Rechteckspannungen bis zu 20 kHz enthält, wird mit der Schaltung verbunden und setzt sie in Betrieb. Hat der Lernende sein Experiment beendet, ist er für die anschließenden theoretischen Erklärungen aufnahmebereit. Der gesamte Lehrplan umfaßt drei Teile, und der Lehrgang ist auf mehrere Bücher verteilt.

Phywe hat das Modell eines programmgesteuerten Digitalrechners herausgebracht. Dabei handelt es sich um eine Entwicklung von vier Schülern, die dafür den 1. Preis im Wettbewerb „Jugend forscht 1966“ erhalten hatten. Das Modell hat

einerseits alle typischen Eigenschaften und Bauelemente einer großen Rechenanlage, ermöglicht aber andererseits die Verdeutlichung jedes Einzelschritts einer Operation. Das Gerät erfüllt folgende Kriterien: Programmspeicherung, automatische Ablaufsteuerung, Durchführung der vier arithmetischen Grundoperationen, organisatorische Operationen (bedingte Befehle, Zwischenspeicherung), überschaubarer Zahlenbereich, kleiner Speicher, übersichtlicher Aufbau, Darstellung des Datenflusses und niedrige, variable Taktfrequenz. Als Besonderheit kann man die Befehle zur Durchführung des Rechenprogramms in gleicher Weise wie Zahlen handhaben; der Rechner arbeitet also ebenso wie große Anlagen programmgesteuert, so daß man nicht nur die Zahlen, sondern auch die Befehle zum Ablauf des Programms eingeben kann.

Ein Elektronik-Lehrsystem in Plattenbauweise stellte auch Wirth vor, ein Unternehmen, das sich auf „maßgeschneiderte“ Geräte der Elektrotechnik und Elektronik besonders auch für Lehr- und Unterrichtszwecke spezialisiert hat. In diesem Zusammenhang ist auch ein neu entwickeltes Projektions-Vielfachmeßgerät von Wirth interessant, das eine gute Ergänzung für den Demonstrations-Unterricht mit Hilfe der Elektronik-Bausteine darstellt.

Nicht zu den Elektronik-Lehrmitteln, wohl aber zu den von der Elektronik ermöglichen-

ten Lehrmitteln gehört die „Klingende Notentafel“ von Oshako, die hier noch erwähnt sei. Auf dem Liniensystem der Tafel kann man die Noten von a bis a' mit Kreide notieren und durch Berühren der Note mit einem Kontaktstab oder (wenn man den Stab in der anderen Hand hält) mit dem Finger die entsprechenden Töne zum Klingeln bringen. Die Notenlinien bestehen aus einem leitenden Material und sind mit entsprechenden Tongeneratoren verbunden. Mit Hilfe von Drehschaltern kann man jede Note auch erhöhen oder erniedrigen. Gerade an diesem Gerät, bei dem visuelles Zeichen und akustische Bedeutung zusammenfallen, ist das Prinzip des audio-visuellen Unterrichtsmittels besonders deutlich zu erkennen.

Eine bessere Rückkopplung des Systems Lehrer-Schüler (beim konventionellen Unterricht ist der Lehrer meist nur schlecht über das Lernverhalten der Schüler informiert) ermöglicht der elektronische Antwort-Auswerter „LCH 2000“ von Philips. Jeder Schüler hat ein kleines Eingabepult mit 5 Drucktasten, beim Lehrer befindet sich das Auswertegerät mit Zählwerk, Prozenterrechnung für richtige Antworten usw. Das System arbeitet nach dem Prinzip der Auswahl aus einer Reihe angebotener Antworten und ermöglicht auch die Protokollierung für jeden Schüler auf speziellen Lochkarten.

F. Gutschmidt

Persönliches

**F. Bergold
70 Jahre**



Dr. Fritz Bergold vollendete am 13. Juli 1968 sein 70. Lebensjahr sowie damit das 45. Jahr seiner Ingenierfähigkeit auf den Gebieten der Elektrotechnik und Elektronik. Schon 1923, nach Abschluß seines Studiums an der TH München, kam er in den Münchner Isaria-Zählerwerken (jetzt Siemens) neben der Elektrizitätszählertechnik mit der Entwicklung der Rundfunkempänger in nähere Berührung, da in diesen Werken damals die Fertigung von Rundfunkempängern schon begonnen hatte. Dort unterrichtete er bereits während der letzten Semester seines Studiums als Werksschulleiter über allgemeine Grundlagen der Elektrotechnik, über Elektrizitätszählertechnik und Rundfunktechnik. Von den Isaria-Zählerwerken kam er als Leiter der Entwurfskonstruktion zur AEG-Zählerfabrik nach Berlin. Aus Berlin berief ihn die Stadt München an die damals neue Münchener Ingenieurschule, das jetzige Oskar-von-Miller-Polytechnikum. Schon kurz nach dem Abschluß des Studiums machte er sich mit wissenschaftlichen Arbeiten auf dem Gebiet der Elektrizitätszählertechnik und mit seinen lebendig geschriebenen Aufsätzen in Funk-Fachzeitschriften sowie mit seinen damaligen zahlreichen Rundfunkvorträgen bekannt. Bald kam sein erstes Buch, das kurzgefaßte Handbuch der Elektrizitätszählertechnik, heraus, nachdem zuvor seine Doktorarbeit erschienen war. Unzählige Aufsätze und viele Bücher folgten. Alle diese Veröffentlichungen Bergolds zeichnen sich durch besondere Klarheit, Lebendigkeit und exakte Formulierung aus. Er hat die Fähigkeit entwickelt, solides Wissen auf eine für den Aufnehmenden erstaunlich günstige Weise zu vermitteln und ihn dabei zu eigenem Denken anzuregen. Selbst komplizierte Zusammenhänge weiß er so darzubieten, daß seinen Lesern ein Eindringen ohne größeren Zeitaufwand möglich wird. Dr. Bergold verknüpft seine langjährige Lehrtätigkeit mit ständiger Mitarbeit in der Industrie. So hatte er die von ihm in hohem Maße genutzte

Möglichkeit, trotz seiner Ausrichtung auf die allgemeine Elektrotechnik und Elektronik recht gründliche Spezialkenntnisse zu erwerben. Von den Gebieten, auf denen Dr. Bergold als Spezialfachmann bekannt ist, seien erwähnt: Elektroakustik; Empfänger-Technik von Rundfunk, Schwarz-Weiß- und Farbfernsehern; Empfangsanntenentechnik; Technik der Halbleiterbauelemente und ihre Anwendung; Relaisröhrentechnik; Wasserschalttechnik; Schallplattentechnik; Kleinstmotorentechnik.

Dr. Bergold war übrigens viele Jahre Jungingenieur Obmann des VDE im Bereich Südbayern. Er gehörte zu den 46 im Jahr 1963 geehrten Pionieren des Rundfunks und ist Oberstudiedirektor a.D. des jetzigen Oskar-von-Miller-Polytechnikums. Seit einigen Jahren hat er sich ganz dem Fachschrifttum und der freien technischen Berateritätigkeit gewidmet.



**F. Herriger
60 Jahre**

Dr.-Ing. Felix Herriger, stellvertretender Vorsitzender des Vorstands und Leiter des Geschäftsbereiches „Rundfunk-Fernsehen-Phono“ von AEG-Telefunken, vollendete am 21. Juni sein 60. Lebensjahr. Seit März dieses Jahres ist Dr. Herriger ehrenamtlich

Vorsitzer des Zentralverbandes der Elektrotechnischen Industrie e.V. (ZVEI). Dr. Herriger, am 21. Juni 1908 in Kempen (Niederrhein) geboren, studierte an der TH München und promovierte 1934 an der TH Dresden. Von 1932 bis 1937 war er als Ingenieur bei Telefunken tätig und trat dann in die C. Lorenz AG ein. Im Jahre 1954 wurde ihm die Leitung des Rundfunk- und Fernsehgerätegeschäfts der Standard Elektrik Lorenz AG übertragen, deren Vorstand er von 1955 bis 1962 gehörte. Ende 1962 ging er zu Telefunken zurück, übernahm dort als Vorstandsmitglied den Geschäftsbereich „Bauelemente“, wurde zwei Jahre später stellvertretender Vorstandsvorsteher und Anfang 1965 Vorsitzer des Vorstandes der Telefunken AG. Bei der Eingliederung von Telefunken in

die AEG wurde Dr. Herriger im Juli 1966 stellvertretender Vorstandsvorsitzender der Allgemeinen Elektricitäts-Gesellschaft AEG-Telefunken. Seit Anfang 1968 zeichnet er für das Rundfunk-, Fernseh- und Phonogeschäft des Unternehmens verantwortlich.

A. Heilmann ausgezeichnet

Der Präsident des Fernmeldetechnischen Zentralamts Darmstadt, Dipl.-Ing. Friedrich Maul, überreichte am 25. Juni 1968 dem ehemaligen Chef-Ingenieur des FTZ, Professor Dipl.-Ing. Adolf Heilmann, das Bundesverdienstkreuz Erster Klasse des Verdienstordens der Bundesrepublik Deutschland. Heilmann studierte Elektrotechnik an der technischen Hochschule München und trat 1922 in den Dienst der Post. Seine Liebe zur klassischen Musik führte ihn schon früh zu dem damals aufkommenden Rundfunk. Er baute für die Post die Rundfunkstation Nürnberg und München; 1934 wurde er als Funkreferent ins Reichspostministerium berufen.

Im Oktober 1945 wurde Heilmann die Leitung des Funkwesens in der Postverwaltung der Britischen Besatzungszone übertragen; von 1948 bis zu seiner Pensionierung leitete er die Funkabteilung des FTZ. Der Wiederaufbau der kommerziellen Übersee-Funkdienste, die Einführung des öffentlichen Sprechfunkverkehrs für Land- und Binnengewässer-Fahrzeuge, der Ausbau des engmaschigen Richtfunk-Leitungsnetzes in der Bundesrepublik, der Bau der Rundfunkstationen für das Zweite Deutsche Fernsehen und der Deutschen Erde-Funkstelle Raisting für den Weltraum-Funkdienst über Satelliten sind zu einem guten Teil sein Werk. Fast ein Vierteljahrhundert lang hat Dipl.-Ing. Heilmann an allen zwischenstaatlichen Funkkonferenzen teilgenommen. Als Honorarprofessor an der Technischen Hochschule Darmstadt leitet Adolf Heilmann noch heute über sein Spezialgebiet, die Theorie und Technik der Antennen.

W. Behrendt erhielt DIN-Ehrennadel

Zum ersten Male wurde jetzt vom Deutschen Normenausschuß (DNA) die DIN-Ehrennadel verliehen. Anlässlich der Frühjahrstagung des Fachnormenausschusses Phototechnik erhielt Dr. Werner Behrendt (56) diese hohe Auszeichnung zuerkannt. Der Wissenschaftler leitet die Agfa-Gevaert-Prüfstelle Film in Leverkusen.

Dr. Behrendt, Vorsitzender des Fachnormenausschusses Phototechnik und Vorsitzender beziehungsweise Obmann deutscher und internationaler Normenausschüsse, bekam die Ehrennadel für seine Verdienste an der nationalen und internationalen Normung auf dem Gebiet der Photographie und Kinematographie. Zahlreiche Normen gehen auf Arbeiten von Dr. Behrendt und der von ihm geleiteten Gruppen zurück. Bereits 1963 wurde Dr. Behrendt für seine wissenschaftlichen Veröffentlichungen mit der „Goldenen Medaille“ der Photographicen Gesellschaft Wien geehrt.

Veränderungen bei Philips

Der Aufsichtsrat der N.V. Philips' Gloeilampenfabrieken hat beschlossen, die Vorstandsmitglieder H. A. C. van Riemsdijk, Drs. P. H. le Clercq und D. van der Putten mit Wirkung vom 1. Oktober 1968 in das Präsidium des Vorstandes zu berufen und gleichzeitig zu Vizepräsidenten der Gesellschaft zu ernennen. Außerdem soll auf einer im Herbst 1968 abzuhaltenen außerordentlichen Hauptversammlung der N.V. Philips' Gloeilampenfabrieken vorgeschlagen werden, Dr. A. E. Pannenborg, zur Zeit Leiter der Forschungslabore in Eindhoven, und Drs. L. J. Wijs, zur Zeit Vorsitzender der Geschäftsführung der Allgemeine Deutsche Philips Industrie GmbH (Allphil), Hamburg, mit Wirkung vom 1. Januar 1969 zu Vorstandsmitgliedern zu ernennen. Als Nachfolger von Drs. L. J. Wijs, der seit Ende 1964 an der Spitze der deutschen Philips-Organisation steht, ist der Vorsitzende der Geschäftsführung der österreichischen Philips-Gesellschaft, L. J. Smit, ausersehen.

Stellvertretende Geschäftsführer des ZVEI bestellt

Zu stellvertretenden Geschäftsführern des Zentralverbandes der Elektrotechnischen Industrie e.V. (ZVEI) wurden Dr. rer. pol. Bodo Böttcher und Dipl.-Ing. Rudolf Winckler bestellt.

Die Transistoren BD 127 und BC 100 in eisenloser Vertikalablenkschaltung für 200 V Betriebsspannung

Die bisher in Schwarz-Weiß-Fernsehgeräten mit 18-kV-110°-Technik und röhrenbestückter Horizontalablenkschaltung verwendete transistorisierte eisenlose Vertikalablenkschaltung wurde inzwischen durch den neu entwickelten hochsperrrenden Silizium-NPN-Transistor BD 127 für die Endstufe und den BC 100 für die Treiberstufe wesentlich verbessert. Ebenso wurde eine speziell angepaßte Ablenkeinheit entwickelt, die unter der Bezeichnung „AE 67“ erhältlich ist.

Auch die Ablenschaltung selbst wurde weiter vervollkommen. Zum Beispiel kann die Schaltung jetzt bei einem Eingangswiderstand von etwa 12 kOhm und einem Fangbereich von rund 20 % zwischenzeile-einsatzsicher mit dem Vertikal-Horizontal-Synchronimpulsgemisch (etwa 20 V_{ss}) synchronisiert werden, ohne daß die Zwischenschaltung eines weiteren Transistors erforderlich ist. Ferner entfällt der Transistor zur Gewinnung der Rücklaufaustastspannung, da sich der neuen Schaltung bereits eine negative Austastspannung mit ausreichender Amplitude entnehmen läßt. Allerdings ist es dabei im Interesse eines sicheren Zwischenzeileneinsatzes erforderlich, die horizontale und die vertikale Rücklaufaustastung zu trennen. Die vertikale Austastspannung kann wie bisher dem Gitter g1 der Bildröhre zugeführt werden, während sich eine ausreichende horizontale Austastung ergibt, wenn der Schirmgitterspannung über einen Trennkondensator die Zeilenrücklaufspannung von etwa 300 V_{ss} ohne zusätzliche Maßnahmen direkt überlagert wird. Selbstverständlich ist die Vertikalablenkschaltung auch gegen eventuell auftretende Hochspannungsüberschläge innerhalb der Bildröhre zum Gitter g1 geschützt.

Die Endstufe wird nach wie vor in Millerintegrationsschaltung zur Gewinnung der Steuerspannung mit herangezogen. Neben den Vorteilen der weitgehenden Unabhängigkeit der Schaltungseigenschaften von den Transistorstreuungen sowie dem automatisch gewährleisteten einwandfreien Übergang vom Arbeitsbereich des einen zu dem des anderen Endtransistors wird die Schaltung unempfindlich gegen in der Ablenkeinheit induzierte Spannungsimpulse infolge von Hochspannungsüberschlägen innerhalb des Bildröhrehalses. Neu ist jedoch eine einfachere Schaltung zur Geometrie- und Tangentenzentierung, die sich dadurch auszeichnet, daß sie ohne zusätzliche Kondensatoren auskommt. Daher hängt die Reproduzierbarkeit der Tangentenzentzung und der Geometrie letztlich von den engen Toleranzen einiger weniger Festwiderstände ab.

Die Toleranz der Millerkapazität ist kaum von Interesse, es sei denn im Zusammenhang mit der der Boosterspannung zur Amplitudendefinition zu entnehmenden Leistung. Vorteilhaft ist auch die nur noch geringe gegenseitige Beeinflussung der beiden Einstellregler zur Anfangs- und Gesamtgeometrieeinstellung. Das ermöglicht

eine schnelle Einstellung der Schaltung, zumal die Eindeutigkeit der jeweiligen Verstellrichtung, auch unter den ungünstigsten Bedingungen, klar zu erkennen ist. Solange man keine zu große, die Bildfläche weit überschreibende Amplitude einstellt (das heißt, solange der Ablenkspannungsverlauf nicht „anstößt“), ändert sich die Frequenz nur unwesentlich bei der Geometrie- und Amplitudeneinstellung und kann wegen des großen Fangbereichs kaum außer Tritt geraten.

Schließlich wurde im Interesse der möglichst geringen Belastung der Boosterspannung der Ladestrom (etwa 0,56 mA) zur Gewinnung der Steuerspannung so weit reduziert, wie es unter anderem für den Heimfernsehgeräten in Frage kommenden Umgebungstemperaturbereich hinsichtlich der Amplitudentemperaturabhängigkeit als noch tragbar schien. Die Lei-

der NF-Technik üblichen eisenlosen Schaltung mit komplementären Endtransistoren. Gegenüber der komplementären Endstufe ändert sich die Ansteuerung durch den Treibertransistor nur für den unteren Endtransistor (T4). Den erforderlichen Stromverlauf des Treibertransistors T2 zur Ansteuerung des Endtransistors T3 zeigt Bild 2a, während der Strom zur Ansteuerung von T4 bei galvanischer Kopplung nach Bild 2c verlaufen müßte. Das kann leicht erreicht werden, indem man von dem Stromverlauf nach Bild 2a einen konstanten Stromanteil abzieht und zunächst den Stromverlauf nach Bild 2b erzeugt. Da der Stromanteil unterhalb der Nulllinie nicht über die Basis-Emitter-Strecke von T4 abfließen kann, erfordert dies die richtige Ansteuerung von T3, was parallel zur Basis-Emitter-Strecke von T4 eine entsprechend

Bild 1. Eisenlose Vertikalablenkschaltung für 200 V Betriebsspannung ▶

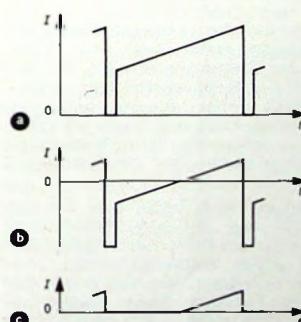
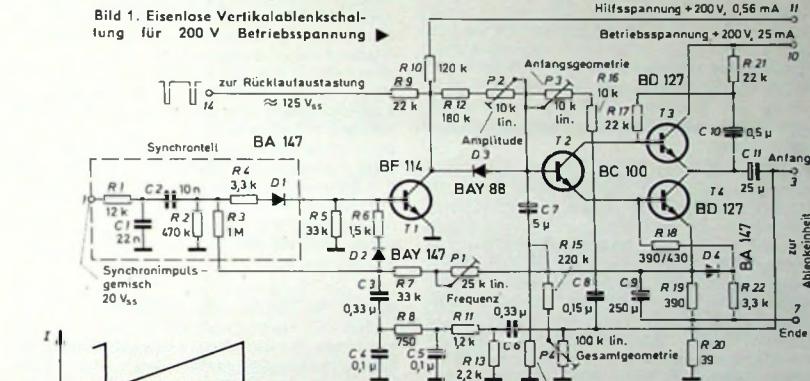


Bild 2. Stromverläufe der Treiberstufe; a) Emitterstromverlauf von T2, b) Emitterstromverlauf von T2 abzüglich des konstanten Stromanteils, c) erforderlicher Basisstromverlauf von T4

stungsaufnahme der Schaltung beträgt ungefähr 5 W für 200 V Betriebsspannung. Zum Auffangen von Netzspannungsschwankungen darf die mittlere Betriebsspannung auf 220 V erhöht werden und der maximale Wert bis auf 240 V ansteigen.

1. Schaltungsbeschreibung

Die aus den Transistoren T3 und T4 bestehende Endstufe arbeitet in Gegentakt-B-Betrieb (Bild 1). Sie entstand aus der in

gepolte Diode D4 geschaltet werden. Auf diese Weise ergibt sich der gewünschte Steuerstromverlauf nach Bild 2c für T4.

In Bild 1 wird der konstante Strom über den Widerstand R 22 nach Masse abgeleitet. Dazu ist es erforderlich, den Emitter von T4 an eine positive Spannung anzuschließen, die man am einfachsten mit Hilfe eines RC-Gliedes (R 19, C 9) mit ausreichend großer Zeitkonstante gewinnt. Das hat gleichzeitig den Vorteil, daß (zum Beispiel bei der Amplitudeneinstellung innerhalb gewisser Grenzen) der Hilfsstrom durch den Widerstand R 22 sich automatisch auf den jeweils erforderlichen Wert einstellt. Der Widerstand R 18 hat die Aufgabe, die Kennlinien der Diode D4 und der Basis-Emitter-Diode von T4 so weit anzuheben, daß sich ein stoßfreier Übergang ergibt.

Der Kollektorwiderstand des Treibertransistors T 2 besteht aus den beiden Widerständen R 17 und R 21. Damit T 3 während des Rücklaufs voll durchschalten kann, wird über C 10 dem Verbindungspunkt von R 17 und R 21 die positive Rückschlagspannung des Ablenkspannungsverlaufs überlagert und dieser Punkt daher über das Betriebspotential hinaus angehoben. C 11 dient zur Ankopplung der Ablenk-

Dipl.-Ing. Otto Daute ist Laborleiter im Haibleiterwerk von AEG-Telefunken, Heilbronn.

einheit. Wegen der Anwendung des Millerintegrationsprinzips zur Erzeugung der Steuerspannung haben die temperatur- und alterungsbedingten Änderungen von C11 praktisch keinen Einfluß auf Geometrie und Amplitude. Voraussetzung dafür ist jedoch, daß die Millerkapazität C8 hinter dem Koppelkondensator, also direkt an die Ablenkeinheit, angeschlossen wird.

In Reihe zur Millerkapazität C8 liegen die Widerstände R16 und P3. Sie haben die Aufgabe, zu verhindern, daß die Millerkapazität während des Rücklaufs, also bei nichtleitendem Treibertransistor, vollständig umgeladen wird. Die verbleibende Ladung bewirkt, nachdem die Sperrung des Treibertransistors am Rücklaufende aufgehoben wurde, daß sofort Kollektorstrom fließt und die Ausgangsspannung (Emitter von T3) von etwa Betriebspotential auf einen gewissen Wert springt, um von dort aus zeitlinear mit einer durch den "wirklichen" Wert der Millerkapazität und den Ladewiderstand R10, R12, P2 gegebenen Zeitkonstante weiterhin abzufallen. Es er-

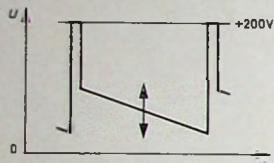


Bild 3. Ausgangsspannungsverlauf am Emitter von T3 (ohne Berücksichtigung des Einflusses von C11)

gibt sich so ein Ausgangsspannungsverlauf nach Bild 3.

Wichtig ist, daß beim eisenlosen Schaltungsprinzip in der vorliegenden Form die Rückschlagspannung (durch unvollständige Umladung der Millerkapazität) erzwungen werden muß. Die Rückschlagspannung ist wegen des induktiven Anteils der Vertikalspule erforderlich, der der während der Rücklaufzeit erforderlichen schnellen Ablenkstromänderung entgegen wirkt. Zwar entsteht beim Auftrennen des Ablenkstromkreises automatisch eine hohe Rückschlagspannung, aber nur so lange, bis die eingespeicherte Energie, das heißt der Ablenkstrom, auf Null abgeklungen ist. Da er aber sein ursprüngliches Maximum mit umgekehrter Polarität einnehmen soll, muß nun durch Anlegen einer entsprechenden Spannung Energie geliefert beziehungsweise die Rückschlagspannung zwangsweise aufrechterhalten werden. Bei nicht eisenlosen Schaltungen übernimmt diese Aufgabe die Magnetisierungsdynamik des Ausgangsübertragers. Durch Verändern des Widerstandes P3 kann man die Höhe der Rückschlagspannung und damit die Anfangsgeometrie beeinflussen.

Zur Erläuterung der Wirkungsweise der Geometrie- und Tangentsentzerrung sei angenommen, daß das Ende der Ablenkeinheit nicht am Anschluß 7, sondern an einer Mittelanzapfung von R20 angeschlossen ist. Vernachlässigt man zunächst den Emitterstromverlauf von T4, so erhält man an der Mittelanzapfung des Widerstandes R20 einen dem Ablenkstromverlauf proportionalen Spannungsabfall nach Bild 4a. Berücksichtigt man dagegen nur den Emitterstrom des Endtransistors T4, so ergibt sich an R20 eine Spannung doppelter Amplitude nach Bild 4b. Die resultierende Spannung am oberen Ende des Widerstandes R20 hat dann einen Verlauf nach Bild 4c. Diese V-förmige Spannung wirkt

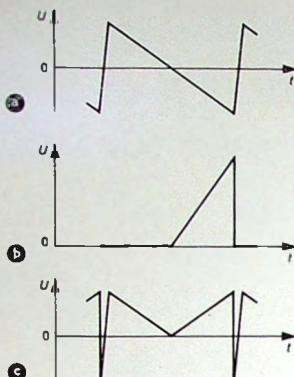


Bild 4. Zusammensetzung der V-Spannung: a) Spannungsabfall an 0,5 · R20, b) Spannungsabfall an R20, c) resultierender Spannungsverlauf am Emitter von T4

wie eine der Ladespannung überlagerte Spannung gleicher Amplitude, aber umgekehrter Polarität. Man erkennt, daß bei Hinlaufmitte die Ladespannung (das heißt also auch der Ladestrom) scheinbar größer ist als beim Hinlaufbeginn und -ende. Als Folge davon erfolgt der Anstieg des Ablenkstromverlaufs beim Hinlaufbeginn und -ende langsamer als bei Hinlaufmitte und hat so den gewünschten leicht S-förmigen Verlauf zur Tangentsentzerrung. Das ist aber nur dann in genügendem Maße der Fall, wenn zwischen V-Spannung und Ladespannung ein bestimmtes Verhältnis besteht. Da die V-Spannungsamplitude aber nicht beliebig gesteigert werden kann, muß (wenngleichst wechselspannungsmäßig) die Leerlaufspannung der Ladestromquelle verringert werden. Diese Aufgabe übernimmt der Widerstand R14, dessen Größe somit Einfluß auf den Grad der Tangentsentzerrung hat.

Um die Belastung der Boosterspannung (durch die Hilfs- und Ladespannung, Anschluß 11) nicht unnötig zu erhöhen und um einen Einfluß der temperaturbedingten Steuerspannungsverschiebung des Treibers und des Endtransistors T4 zu verhindern, ist der Kondensator C7 vorhanden. Er erfüllt keine weiteren Funktionen und bleibt bei genügender Größe zum Beispiel nach alterungsbedingter Kapazitätsänderung ohne Einfluß auf Geometrie und Amplitude.

Die Gesamtgeometrie kann sehr einfach durch Verschieben des Abgriffs an R20 beeinflußt werden. Wird der Abgriff beispielsweise etwas weiter nach oben verschoben, so vergrößert sich der durch den Ablenkstrom hervorgerufene Anteil um den Betrag ΔU (Bild 5a), während der durch den Halbsägezahnstrom hervorgerufene Spannungsabfall unverändert bleibt (Bild 5b). Daher kann der resultierende Verlauf nach Bild 5c aufgefaßt werden als die Überlagerung der ursprünglich zur Tangentsentzerrung erforderlichen symmetrischen V-Spannung (Bild 5d) mit einer über den ganzen Hinlaufbereich linear verlaufenden Sägezahnspannung nach Bild 5e. Diese Sägezahnspannung, transformiert in den Ladekreis, wirkt wie eine "mitlaufende Ladespannung" und kann daher zur Begradigung stets vorhandener Gesamtgeometrieabweichungen benutzt werden.

Diese einfache Art der Gesamtgeometrie-einstellung hat jedoch einen kaum zu beobachtenden Nachteil. Da während der ersten Hinlaufhälfte der Endtransistor T4 nicht-

leitend ist, wird der Widerstandsanteil des Widerstandes R20 (Abgriff – oberes Ende) nur während der zweiten Hinlaufhälfte wirksam, das heißt, er schaltet sich, für die Millerintegration geschenkt, in Reihe zur Ablenkeinheit. Da die Millerintegration für einen linearen Spannungsverlauf sorgt, muß sich infolge der geschalteten Impedanz zwangsläufig ein Knick im Ablenkstromverlauf ergeben. Deshalb wurde auf eine Ausbildung des Widerstandes R20 als Potentiometer verzichtet und das Ende der Ablenkeinheit wie im Bild 1 dargestellt angeschlossen. Es ist klar, daß sich dabei ein exponentiell ansteigender, also überkompensierter Ablenkstromverlauf ergibt. Zur Gesamtgeometrieeinstellung muß daher die Schaltung künstlich dadurch "verschlechtert" werden, daß dem Ladekreis über R15 vom Schaltungsausgang her eine gegenläufige, mit P4 einstellbare Spannung überlagert wird.

Die Tangentsentzerrung mit einer rein V-förmigen Hilfsspannung ergibt gegenüber der sonst gebräuchlichen, durch Integration des Ablenkspannungsverlaufs gewonnenen parabelförmigen Hilfsspannung einen abweichenden S-förmigen Verlauf des Ablenkstroms. Bei Verwendung einer Parabelhilfsspannung bleibt der Verlauf des Ablenkstroms während des größten Teils des Hinlaufs mehr oder weniger konstant und zeigt lediglich an den Enden, also beim Hinlaufbeginn und -ende, eine schnell sich verändernde Krümmung. Dagegen ergibt sich bei Verwendung einer V-Spannung die größte Krümmung jeweils etwa

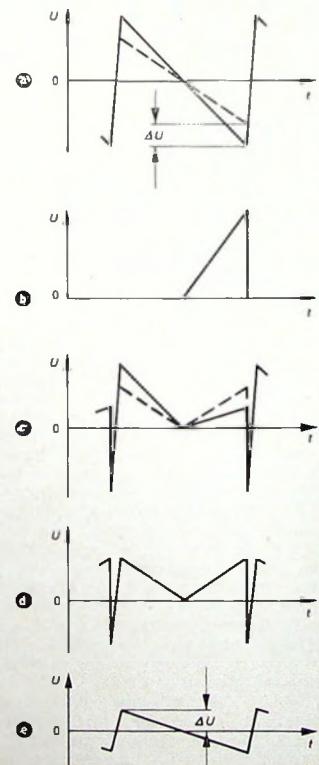


Bild 5. Spannungsverläufe zur Gesamtgeometrie-Einstellung: a) Spannungsabfall an 0,75 · R20 durch den Ablenkstromverlauf, b) Spannungsabfall an R20 durch den Emitterstromverlauf von T4, c) resultierender Spannungsverlauf am Emitter von T4, der sich in den ursprünglichen V-Spannungsverlauf (d) und die mitlaufende Ladespannung (e) zerlegen läßt

in der Mitte der Hinlaufhälfte, während nach den Enden zu der Ablenkstrom wieder linear verläuft. Im ersten Fall tritt an den Bildrändern eine mehr oder weniger starke Stauchung auf, je nachdem, wie genau die Tangentsentzerrung im übrigen Bereich eingestellt wurde. Da bei vernünftigem Aufwand die Parabelspannung nur durch eine unvollständige Integration gewonnen werden kann, verschiebt sich außerdem der Wendepunkt des S-Verlaufs im Ablenkstrom in Richtung zum oberen Bildrand. Man erkennt daraus, daß eine Tangentsentzerrung mit einer parabelförmigen Hilfsspannung recht problematisch ist, auch wenn man im allgemeinen differentielle Geometrieabweichungen von $< \pm 5\%$ erreichen kann. Etwas erleichternd wirkt in diesem Zusammenhang die Möglichkeit, mit Hilfe des Einstellreglers für die Anfangsgeometrie wenigstens am oberen Bildrand die Stauchung teilweise zu kompensieren.

Im zweiten Fall, bei Verwendung einer V-förmigen Hilfsspannung, wird das Bild bei sonst angepaßtem Verlauf zu den Bildrändern hin gedehnt, wobei allerdings im Gegensatz zum ersten Fall die Anfangsdehnung mit Hilfe des Anfangsgeometriereglers recht gut kompensiert werden kann. Zur einwandfreien Tangentsentzerrung ist also offensichtlich weder die V-förmige noch die parabelförmige Hilfsspannung, sondern eine aus beiden Verläufen zusammengesetzte Hilfsspannung geeignet. Diese Erkenntnis läßt sich leicht ohne zusätzlichen Aufwand in der Schaltung berücksichtigen. Es genügt, den Kondensator C_9 auf einen bestimmten Wert zu verkleinern. Da er vom Halbsägezahnstrom des Endtransistors T_4 durchflossen wird, fällt an ihm eine Spannung ab, die während der ersten Hinlaufhälfte etwa linear verläuft und im V-Verlauf aufgeht und während der zweiten Hinlaufhälfte etwa parabelförmig ansteigt. Für die zweite Hinlaufhälfte erhält man also den gewünschten zusammengesetzten Hilfsspannungsverlauf zur Tangentsentzerrung, während, wie schon erwähnt, für die erste Hinlaufhälfte die gewünschte Korrektur mit Hilfe des Einstellreglers für die Anfangsgeometrie zu erreichen ist.

Bei sorgfältiger Einstellung der Schaltung wurden auf diese Weise differentielle Geometrieabweichungen von $< 1\%$ gemessen, und zwar über den gesamten Bereich und für verschiedene, stark unterschiedliche Transistorsätze. Leider ist, da es sich bei C_9 um einen Elektrolytkondensator handelt, die Geometrie temperatur- und alterungsabhängig geworden. Da jedoch der Geometrie gewissermaßen nur der „letzte Schliff“ gegeben wird, gehen Streuungen und Änderungen des Elektrolytkondensators nur in stark abgeschwächter Form ein, so daß diesbezüglich keine Bedenken bestehen.

Der selbstschwingende Betrieb erfolgt nach dem Prinzip des Sperrschwingers mit einem vom Ausgang her rückgekoppeltem Schalttransistor T_1 , wobei der Schalttransistor während der auf 0,98 ms eingestellten Rücklaufzeit den Treibertransistor T_2 nichtleitend steuert. Die hierzu erforderliche positive Vorspannung des Emitters von T_2 beziehungsweise des Endtransistors T_4 wird bereits mit Hilfe des schon erwähnten RC-Gliedes R_{19}, C_9 erzeugt, so daß kein weiterer Aufwand erforderlich ist. Wichtig ist jedoch die Berücksichtigung der während des Rücklaufs am Widerstand R_{20} auftretenden negativen Spannungsspitze (s. Bilder 4 und 5), die bei zu niedriger Gleichspannung am RC-Glied C_9, R_{19}

einem einwandfreien Abschalten des Treibertransistors entgegenwirkt und die Funktion der Schaltung beeinträchtigt. Diese Spannung sollte aber auch nicht zu hoch gewählt werden, da sonst kurz vor Rücklaufende die Basis-Emitter-Strecke des Treibertransistors T_2 in den Durchbruch gerät. Eine Gefährdung des Treibers besteht allerdings nicht, da der Durchbruchstrom durch den Widerstand R_{18} begrenzt wird. Ähnliches gilt für den Endtransistor T_3 , wenn er eine im Vergleich zu T_4 größere Stromverstärkung hat. In diesem Fall gerät die Basis-Emitter-Strecke von T_3 während der zweiten Hinlaufhälfte in den Durchbruch. Da der Durchbruchstrom jedoch wiederum begrenzt ist, kann die Schaltung nicht gefährdet werden. Es ist auch keineswegs erforderlich, bei der Bestückung darauf zu achten, welcher der beiden Endtransistoren nun eine größere Stromverstärkung aufweist. Im Interesse einer möglichst definierten Rücklaufdauer sollte man lediglich für den Endtransistor T_3 keine kleinere Stromverstärkung als 65 zulassen.

Da die Schaltstufe T_1 nur während des Rücklaufs leitet, muß es prinzipiell möglich sein, sie zur Erzeugung eines geeigneten Spannungsimpulses zur Rücklaufaustastung heranzuziehen. Naheliegend ist eine Schaltungserweiterung nach Bild 6. Man darf jedoch bei einer solchen Schaltung keine ausreichend steile Vorderflanke

mit durch die Austastung mit Sicherheit kein Bildinhalt verlorengehen. Das ist um so mehr der Fall, da im synchronisierten Betrieb der Schaltung der Vertikalsynchronimpuls eine weitere beträchtliche Verkürzung der Vorderflanke des Austastimpulses bewirkt.

Die Rücklaufdauer wurde mit 0,98 ms so gewählt, daß sowohl bei weicher als auch bei harter Synchronisation beziehungsweise bei der dadurch hervorgerufenen Verschiebung des Synchronzeitpunktes (theoretisch maximal 160 µs) kein Bildinhalt beim Hinlaufbeginn ausgetastet wird. Etwas unterstützend wirkt dabei die Tatsache, daß sich die Rücklaufdauer (nicht die Dauer des Austastimpulses) bei harter Synchronisierung um etwa 70...80 µs verkürzt. Die Abhängigkeit der Rücklaufdauer von der Stromverstärkung des Schalttransistors T_1 ist wegen der doppelten Differenzierung im Rückkopplungsweg (R_{13}, C_6 und R_6, C_3) in Verbindung mit einem hohen Rückkopplungsgrad sehr gering. Sie dürfte sich bei einer Stromverstärkung des Schalttransistors von 50 bis 200 (bei $I_C = 1$ mA) um kaum mehr als 1% ändern! Eine kleinere Stromverstärkung als 50 sollte nicht verwendet werden, da dann bei negativen Temperaturen, fehlender Synchronisation und tiefster Frequenz die Schaltung unter Umständen nicht mehr anschwingt.

Leider gehen die Toleranzen der Kondensatoren im Rückkopplungsweg voll in die Rücklaufdauer ein. Will man auf einen Einstellregler zur Einstellung der Rücklaufdauer verzichten, so müssen enge Toleranzgrenzen gefordert werden. Zu große Kondensatoren beeinträchtigen die Funktion der Schaltung nicht, es kann aber Bildinhalt verlorengehen. Dagegen besteht bei zu kleiner Rücklaufdauer ($< 0,92$ ms) die Gefahr, daß der Ausgangsspannungsverlauf „anstößt“ und die volle Amplitude nicht mehr erreicht werden kann. Zu betonen ist noch, daß innerhalb des erlaubten Bereiches eine Veränderung der Rücklaufdauer, etwa durch unterschiedliche Synchronisation, keinen erkennbaren Einfluß auf die Geometrie und die Amplitude ausübt.

Die im Rückkopplungsweg eingeschaltete Diode D_2 erfüllt zwei Aufgaben. Einerseits wird bei verhältnismäßig hochohmiger Auslegung des Rückkopplungsweges und der dadurch gegebenen Möglichkeit, eng tolerierte Wickelkondensatoren (im Gegensatz zu Elektrolytkondensatoren) einzusetzen, der Einfluß der niedrigen Basis-Emitter-Sperrspannung des Schalttransistors T_1 ausgeschaltet. Andererseits wird der Schaltungseingang während des Hinlaufs hochohmiger, was eine beträchtliche Verringerung der erforderlichen Synchronisationsleistung ermöglicht. Außerdem verringert sich stark eine eventuell störende Rückwirkung der Sägezahnspannung zum Beispiel auf die Impulsabtrennung.

Da an der Basis des Schalttransistors selbst keine Sägezahnspannung steht, läßt sich die Schaltung zwar triggern, aber bei einem vorzugebenden Fangbereich ohne zusätzliche Maßnahmen nicht mehr synchronisieren. Diese zusätzlichen Maßnahmen werden durch die Diode D_1 und die beiden hochohmigen Widerstände R_2 und R_3 gebildet. Ein Teil der Sägezahnspannung gelangt zur Anode von D_1 , wodurch diese gesperrt wird. Der Fangbereich ergibt sich nun im wesentlichen aus der Differenz zwischen dem Zeitpunkt, in dem die langsam abklingende Diodensperrspannung niedriger als der etwa konstante Vertikal-

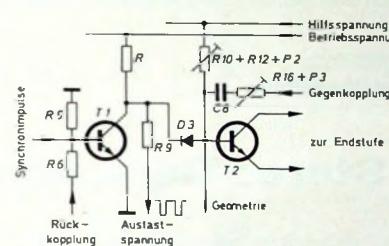
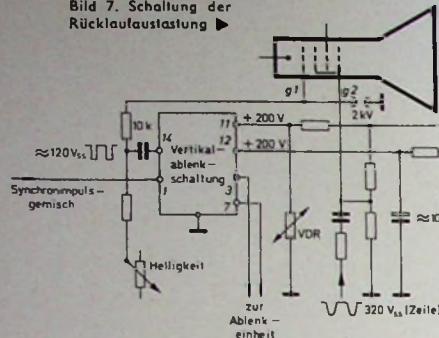


Bild 6. Schaltung zur Gewinnung der Austastspannung

des Austastimpulses erwarten, da sich eine steile Flanke nur im Zusammenhang mit einem echten Rückkopplungsvorgang erreichen läßt. Der eigentliche Rückkopplungsvorgang setzt aber erst bei leitender Diode ein, das heißt, wenn sich die negative Flanke bereits in fast voller Größe ausgebildet hat. Die Geschwindigkeit, mit der sich die negative Flanke ausbildet, hängt von der Geschwindigkeit ab, mit der der Schalttransistor durch die während des Hinlaufs langsam ansteigende Steuerspannung leitend gesteuert wird. Da dieser nichtkumulative Vorgang auf jeden Fall zu langsam erfolgt, geht mit einem derart gewonnenen Austastimpuls immer Bildinhalt verloren.

In der Schaltung nach Bild 1 dient zur Gewinnung der Austastspannung kein zusätzlicher Widerstand, sondern der Ladekreis selbst. Wird nun der Schalttransistor T_1 langsam leitend, so reduziert sich sofort der Ablenkspannungsverlauf bestimmt den Ladestrom. Dadurch verlangsamt sich dieser, was ein weiteres, wenn auch geringfügiges Leitendsteuern des Schalttransistors bewirkt usw. Hierbei handelt es sich also um einen echten kumulativen Vorgang, der die Vorderflanke des Austastimpulses auf etwa 100 µs verkürzt. Da zwischen dem vertikalen Schwarzschulterbeginn und dem ersten Vertikalsynchronimpuls (im Video-Synchronsignalgemisch) 160 µs liegen, kann so-

Bild 7. Schaltung der Rücklaufaustastung



synchronimpuls geworden ist, und dem Rücklauf einsatzzeitpunkt bei fehlender Synchronisierung. Da der Widerstand R_3 recht hochohmig ist, kann im Zusammenwirken mit den Kondensatoren C_3 und C_4 eine Beeinträchtigung der Rücklaufanflanke und damit des Zwischenzeileneinsatzes durch den übrigbleibenden Zeilenfrequenzanteil im Synchronimpuls nicht erfolgen. Sehr wichtig ist, daß die Diode D_1 nach erfolgter Synchronisation infolge Aufladung des Kondensators C_2 durch den Synchronimpuls gesperrt ist und so auch über den direkten Synchronisationsweg die Rücklaufanflanke nicht beeinflußt werden kann. Deshalb genügt auch eine einfache Integration (R_1, C_1) des Horizontal - Vertikal - Synchronimpulsge misches zur Vertikalsynchronimpulsgewinnung. Zeilenimpulse, die durch die stets vorhandene restliche Verkopplung von Zeilen- und Bildspulen zur Vertikalablenkschaltung gelangen, werden im Rückkopplungsweg mit Hilfe der aus R_{11}, C_5 und R_8, C_4 bestehenden Siebglieder aus dem Rückkopplungsweg entfernt. Auch über die beiden frequenzbestimmenden Widerstände R_7 und P_1 können Zeilenimpulse zugeführt werden, die ebenfalls über die Kondensatoren C_3 und C_4 abgeleitet werden. Durch den Anschluß von R_7 und P_1 an den Emitter von T_4 wird auf einfache Weise das einwandfreie Anschwingen der Schaltung sichergestellt. Das ist wie folgt zu verstehen: Bei nichtleitendem Schalttransistor T_1 werden über die Ladestrecke R_{10}, R_{12}, P_2 der Treibertransistor und die Endstufe leitend. Am RC-Glied R_{19}, C_9 in der Emitterleitung des Endtransistors T_4 bildet sich eine Gleichspannung aus, die über die Widerstände R_7 und P_1 den Schalttransistor T_1 leitend steuert. Dadurch werden Ladestrom und Gleichspannung am Emitter von T_4 wieder reduziert usw. Bei fehlendem Rückkopplungsweg stellt sich also ein Zustand ein, in dem alle Transistoren voll verstärkfähig sind. Dieser Zustand ist aber die Voraussetzung dafür, daß die Schaltung (bei geschlossenem Rückkopplungsweg) mit Sicherheit auch bei fehlenden Synchronimpulsen und sich langsam ausbildender Betriebsspannung anschwingt. Wären R_7, P_1 , wie naheliegend, direkt an die Betriebsspannung angeschlossen, so würde der Transistor voll durchschalten und ein Anschwingen verhindern. Zwar sind die Verhältnisse im eingeschwungenen Zustand die gleichen, da jetzt die Emittervorspannung von T_4 wesentlich höher ist als beim Anschwingvorgang, jedoch wird durch die doppelte Differenzierung des Rückkopplungsimpulses erreicht, daß sich der Rückkopplungsstrom zum Rücklaufende umpolt und den Strom in R_7, P_1 übernimmt. Da sich die Emittervorspannung des End-

transistors T_4 annähernd proportional mit der Ablenkamplitude, das heißt mit der Amplitude des Rückkopplungsimpulses, verändert, ergibt sich als weiterer Vorteil praktisch keine Frequenzänderung während der Einstellung der Bildamplitude.

2. Hinweise für den Schaltungseinsatz

Es muß darauf hingewiesen werden, daß beim direkten Anschalten der Vertikalablenkschaltung an eine bereits bestehende harte Betriebsspannung die Endtransistoren beträchtlich überlastet und unter Umständen zerstört werden können. Dagegen bestehen keine Bedenken, wenn, wie auch im Fernsehgerät, zwischen Spannungsquelle beziehungsweise Ladespannung und Betriebsspannung der Vertikalablenkschaltung ein Siebglied mit einer Zeitkonstante von zum Beispiel 100 ms oder mehr eingeschaltet wird. Dabei spielt es auch keine Rolle, wenn während des Anheizens der röhrenbestückten Zeilen-Endstufe, das heißt bei fehlender Boosterspannung, die Vertikalablenkschaltung praktisch noch keinen Strom aufnimmt und da-

bei ihre Betriebsspannung auf beispielsweise 300 V ansteigt.

Für Fernsehempfänger der gehobenen Preisklasse ist es üblich, die Konstanz der an sich stabilisierten Boosterspannung für den amplitudenbestimmenden Ladekreis der Vertikalablenkschaltung mit Hilfe eines VDR-Widerstandes weiter zu erhöhen (Bild 7). Daher wurde der Ladekreis auch nicht für die Boosterspannung, sondern für eine Hilfsspannung von 200 V dimensioniert. Das hat den Vorteil, daß bei einer versuchsweisen Inbetriebnahme Betriebs- und Hilfsspannung an eine gemeinsame Spannungsquelle angeschlossen werden können.

Im Bild 7 ist auch die prinzipielle Schaltung zur getrennten horizontalen- und vertikalen Rücklaufaustastung angegeben. Zum Schutz des Schalttransistors T_1 sind eine 2-kV-Funkenstrecke sowie zwischen dem Gitter g_1 und dem Kollektor der Schaltstufe ein Widerstand vorhanden, der einschließlich R_9 im Bild 1 etwa 33 kOhm nicht unterschreiten sollte. Die Schaltung wurde in mehrstündigem Betrieb auf Blitzfestigkeit des Austastspannungsaustrages bei einem Schutzwiderstand von 20 kOhm in der Schaltung nach Bild 8 mit etwa zwei Überschlägen je Sekunde getestet, ohne daß eine Beeinträchtigung festgestellt werden konnte. In diesem Zusammenhang sollte zur Sicherheit die Diode D_3 eine relativ hohe Sperrspannung von ≥ 250 V haben.

Stereophonie

Z. MACK

Stereo-Servicegenerator „SC-A“

Ein Stereo-Servicegenerator dient zum Abgleich und zum Prüfen von Stereo-Rundfunkempfängern und Stereo-Decodern. Seine Anwendung soll einfach und der Aufbau zweckentsprechend sein. Niedriges Gewicht und kleine Abmessungen sind ebenfalls vorteilhaft. Trotz einfacher Konstruktion muß der Servicegenerator einen ebenso genauen Abgleich des Empfängers ermöglichen, wie dies mit Hilfe eines speziellen Laborgenerators möglich ist.

Diesen Anforderungen entspricht der Stereo-Servicegenerator „SC-A“ von Tesla (Bild 3). Das Gerät erzeugt die wichtigsten Stereo-Signale, hat genügend große Übersprechdämpfung, kleine nichtlineare Verzerrungen und einen großen Fremdspannungsabstand. Obwohl der Generator nicht für Labormessungen bestimmt ist, kann er mit Hilfe eines zusätzlichen Tongenerators zum Beispiel zur Messung von nichtlinearen Verzerrungen sowie von Übersprechdämpfungen benutzt werden.

Schaltung des Generators

Im Bild 1 ist die Blockschaltung des Generators „SC-A“ und im Bild 2 die Gesamt schaltung dargestellt. Das Multiplexsignal wird mit Hilfe eines elektronischen Schalters aus den beiden Stereo-Signalen gebildet. Dieser Schalter ist die wichtigste Baugruppe eines Stereo-Coders, da er die Eigenschaften und den Aufbau des Gerätes stark beeinflußt. Als Schalter wird hier

Dipl.-Ing. Zdenek Mack ist Mitarbeiter des Tesla-A. S. Popov Instituts, Prag.

ein Balance-Diodenmodulator benutzt, der aus einer Widerstandsbrücke ($R_{14} \dots R_{21}, P_3, P_4$) besteht, die die Dioden $D_1 \dots D_4$ speist. Der gemeinsame Knotenpunkt der Dioden bildet den Ausgang des Schalters. Die symmetrische 38-kHz-Hilfsträgerspannung wird zwischen den Widerständen R_{16} und R_{17} sowie R_{20} und R_{21} zwei gegenüberliegenden Brückenzweigen zugeführt. Dadurch werden die Diodenpaare D_1, D_2 und D_3, D_4 abwechselnd in den leitenden und den gesperrten Zustand geschaltet. Die beiden Stereo-Signale gelangen zu den Mittelpunkten der beiden anderen gegenüberliegenden Brückenzweige, und zwar das linke Signal zum Verbindungspunkt von R_{14} und R_{15} und das rechte zu dem von R_{18} und R_{19} . Die Stereo-Signale werden vorher in einstufigen Verstärkern (T_2, T_{10}) verstärkt.

Bild 4 zeigt die Ersatzschaltung dieses Modulators, bei der die Dioden durch Schalter ersetzt sind. In jedem Kanal liegt ein einfacher Vierpol, der jeweils aus einem Längswiderstand und einem nachfolgenden Querwiderstand besteht. Durch die Diodenpaare werden die Vierpole abwechselnd an den Ausgang geschaltet. Die Vorteile, die diese Schaltung bietet, sind kurz zusammengefaßt:

1. Da die Dioden als Verbindungsschalter arbeiten, ergibt sich zum Beispiel im Vergleich mit einem Kurzschlußschalter [1] nur ein geringer Pegelverlust.
2. Bei dem Vierpol der Ersatzschaltung im Bild 4 ist der Eingangswiderstand größer als der Ausgangswiderstand. Das ist

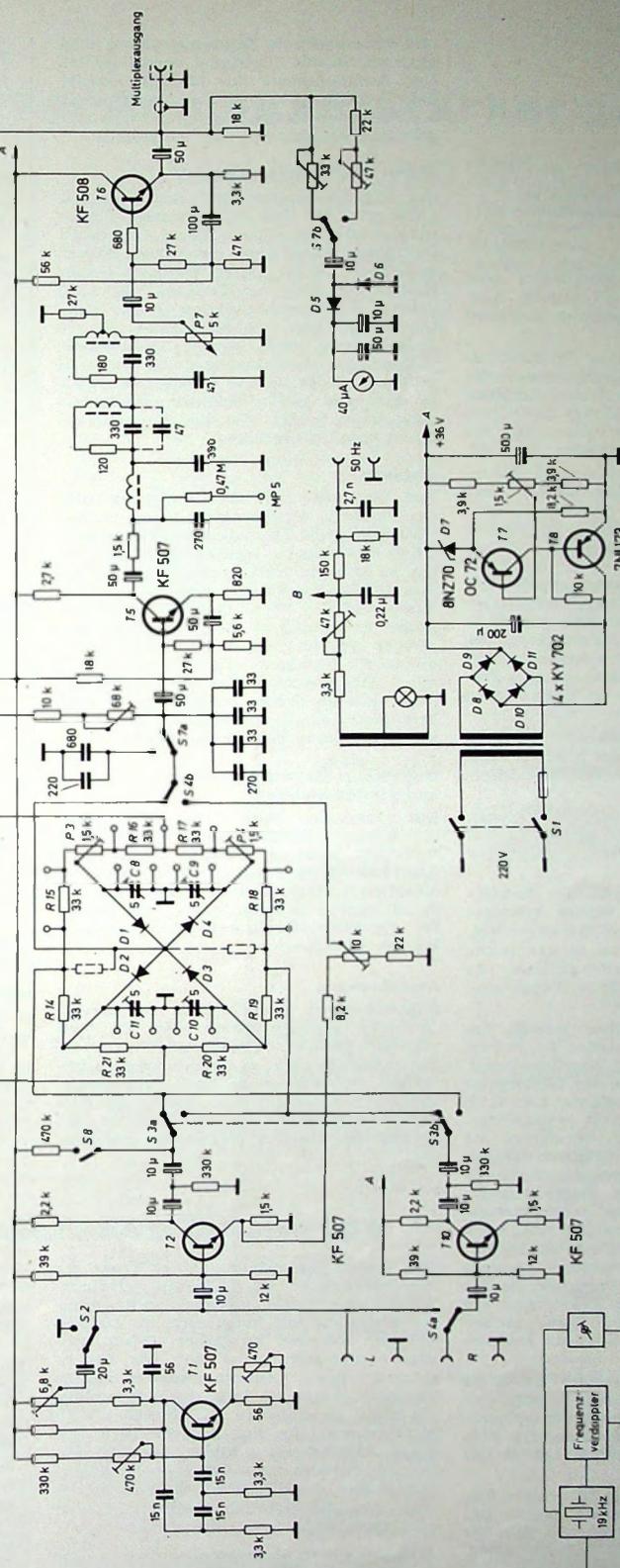
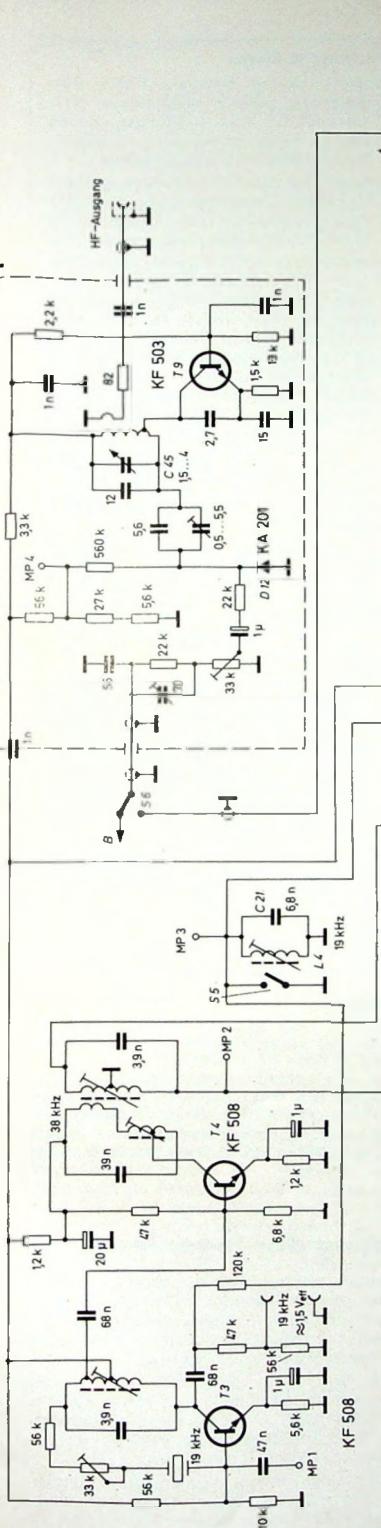
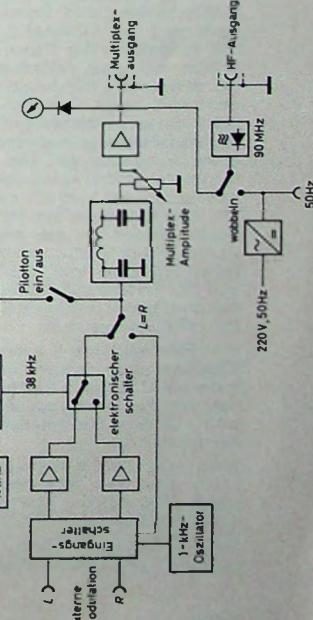


Bild 2 Gesamtschaltung des Generators - SC-A

Bild 3. Ansicht des Stereo-Servicegenerators „SC-A“

Bild 1. Blockschaltung des Generators SC-A"



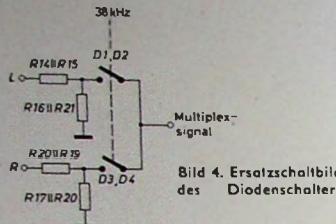


Bild 4. Ersatzschaltbild des Diodenschalters

besonders für einen Modulator oder Schalter vorteilhaft, da an seinem Ausgang immer höhere Frequenzen auftreten als an seinem Eingang.

3. Die parallel geschalteten Widerstände R_{14} , R_{15} sowie R_{18} , R_{19} trennen die Verstärker T_2 und T_{10} von dem Schalter. Daher können diese Verstärker hohe Verstärkungsfaktoren haben, ohne daß die Gefahr von Signalverzerrungen entsteht.

4. Vorteilhaft ist auch, daß sich die Eigenschaften der Dioden in Sperrichtung wenig auswirken können, weil parallel zu dem gesperrten Diodenpaar immer das leitende Diodenpaar liegt. Mit Hilfe von P_3 und P_4 werden die Unterschiede in Durchlaßrichtung von D_1 , D_2 beziehungsweise D_3 , D_4 ausgeglichen, während man mit C_8 bis C_{11} die Kapazitäten abgleicht. Auf diese Weise wird eine gute Unterdrückung des Hilfsträgers und seiner Harmonischen erreicht, auch wenn die Dioden etwas unterschiedliche Eigenschaften in Sperrichtung haben.

5. Da die vier Eingänge sowie der Ausgang des Modulators voneinander getrennt sind, werden keine Summenglieder oder Übertrager benötigt.

6. Die Gesamtdämpfung der übertragenen Stereo-Modulation ist nur gering, so daß keine allzu große weitere Verstärkung notwendig ist.

Der 38-kHz-Hilfsträger und das 19-kHz-Pilotensignal werden von einem quargesteuerten 19-kHz-Oszillator (T_3) abgeleitet. Das 19-kHz-Signal ist auch an einem Buchsenpaar an der Frontplatte geführt, um eine Synchronisierung sowie Vergleichsmessungen zu ermöglichen.

Vom elektronischen Schalter gelangt das Multiplexsignal zum Transistor T_5 , dessen Basis auch das Pilotensignal zugeführt wird. Die Einstellung der Phase des Pilotensignals erfolgt mit dem Schwingkreis L_4 , C_{21} , der gleichzeitig für möglichst geringe Verzerrungen sorgt. Auf den Verstärker T_5 folgt ein phasenlinearer Tiefpaß. Wegen der günstigen Eigenschaften des elektronischen Schalters, der die zweite Harmonische des Hilfsträgers und dessen Seitenbänder um etwa 60 dB unterdrückt, kann die Grenzfrequenz des Filters bei 100 kHz liegen. Daher ist ein genügend linearer Phasenverlauf einfach zu erreichen. An das Filter schließen sich der Pegelregler P_7 und die Emitterfolgestufe T_6 an, von der das Multiplexsignal zum Ausgang und zum HF-Oszillator gelangt.

Der HF-Oszillator T_9 arbeitet mit einer Trägerfrequenz von 90 oder 70 MHz und kann mit ± 1 MHz verstimmt werden. Die Frequenzmodulation des HF-Trägers mit dem Multiplexsignal erfolgt mit der Diode D_{12} .

Falls man gleiche Signale in beiden Kanälen oder ein monophones Signal benötigt, läßt sich der elektronische Schalter durch die Taste „L = R“ (S_4) überbrücken. Durch Drücken der Taste „Pilot Indikation“ (S_7) wird die Tonmodulation abgeschaltet,

und das eingebaute Zeigerinstrument zeigt dann an, ob das Pilotensignal vorhanden ist. Der Ausgangsspeicher des Multiplexsignals, der Frequenzhub und die Aussteuerung bei Fremdmodulation werden mit dem eingebauten Zeigerinstrument eingestellt.

Eigen- und Fremdmodulation

Die Eigenmodulation mit der Frequenz 1 kHz wird mit dem RC-Generator T_1 erzeugt und dem linken Kanal zugeführt. Der rechte Kanal kann gleichzeitig fremdmoduliert werden. Durch Wechseln beider Kanäle mit Hilfe der Taste „L \leftrightarrow R“ (S_3) gelangt die Eigenmodulation in den rechten Kanal. Bei Eigenmodulation ist die Aussteuerung 100 %. Die Modulationsumhüllende des Multiplexsignals ist dann also zehnmal größer als das Pilotensignal. Schaltet man den 1-kHz-Oszillator mit S_2 ab, dann kann beiden Kanälen Fremdmodulation zugeführt werden.

Wobbeln

Der Generator „SC-A“ ermöglicht auch das Wobbeln der Trägerfrequenz, um Selektivitäts- und Demodulationskurven von UKW-Empfängern oszillografisch darstellen zu können. Das ist wichtig, weil bei Stereo-Empfängern die richtige Abstimmung und die Form dieser Kurven von großer Bedeutung ist. Bei gedrückter Taste „Sweep On“ (S_6) wird der HF-Oszillator mit 50-Hz-Sinusspannung und einem Hub von 1 MHz gewobbelt. Die 50-Hz-Spannung liegt auch an einem Buchsenpaar an der Frontplatte zur Synchronisation der Horizontalablenkung des Oszilloskopen.

Betrieb mit Magnettongeräten und Plattenspielern

Der Generator kann auch mit Stereo-Musik oder sonstigen Stereo-Programmen moduliert werden. Zwar ist der direkte Anschluß von Magnettongeräten oder Plattenspielern nicht möglich, jedoch läßt sich durch Zwischenschalten eines Verstärkers, der die Preemphasis enthält, ein solcher Betrieb erreichen.

Ausführungen

Neben der hier beschriebenen Ausführung „2“ wird der Generator noch als Typ „SC-A1“ geliefert. Diese Ausführung ist ausschließlich für Abgleichzwecke bestimmt, wobei die Möglichkeit einer gleichzeitigen Tonmodulation in beiden Kanälen fortgelassen wurde, um Arbeitsweise und Aufbau des Gerätes einfach zu gestalten.

Technische Daten

Eigenmodulation: Frequenz 1 kHz, Aussteuerung 100%; nichtlineare Verzerrungen 1,5%; Ausgangsspannung 2,8 V; Ausgangsimpedanz 5 kOhm; Belastungsimpedanz > 20 kOhm

Fremdmodulation: Frequenzbereich 40 Hz bis 15 kHz; Eingangsspannung für 100% Aussteuerung 2,8 V; Eingangsimpedanz 10 kOhm; Übersteuerungsgrenze 150%

Multiplexausgang: Übersprechdämpfung > 46 dB bei 1 kHz, > 40 dB, im Bereich 0,1...15 kHz; Ausgangsspannung stetig regelbar von 0 bis 8 V_{AS}, entsprechend einem FM-Hub von 0 bis 80 kHz; Ausgangsimpedanz < 1 kOhm; Belastungsimpedanz > 3,5 kOhm, 300 pF; Trägerunterdrückung > 46 dB; Dämpfung der Harmonischen und der Seitenbänder des Hilfsträgers > 50 dB; nichtlineare Verzerrungen der übertragenen Modulation < 0,3% (bei Benutzung einer äußeren Modulationsquelle mit vernachlässigbarer Verzerrung)

Pilotensignal: 19 kHz \pm 2 Hz, quarzstabilisiert, abschaltbar; Phase normgemäß ± 1

Pilotensignalausgang: 1,5 V; Ausgangsimpedanz 5 kOhm; Belastungsimpedanz > 30 kOhm

HF-Teil: Frequenz 90 oder 70 MHz, Feineinstellung ± 1 MHz; Ausgangsspeicher 10 mV an 70 Ohm; Ausgangsimpedanz 70 Ohm oder 300 Ohm symmetrisch; Frequenzhub durch das Multiplexsignal bei 100% Aussteuerung 75 kHz; Frequenzkonstanz bei Temperaturänderung besser als 7 kHz/Grd

Wobbelhub: 1 MHz

Anzeige: Frequenzhub, Multiplexsignal, Pilotensignal, Aussteuerung (Effektivwert und Spitzenspannung)

Eine solche Konzeption genügt den Anforderungen der meisten Service-Fälle.

Schrifttum

- [1] Koch, K.: Ein FM-Stereo-Prüfgenerator mit Transistorschalter. *Funk-Techn.* Bd. 20 (1965) Nr. 3, S. 83-85
- [2] Koch, K.: Ein UKW-Stereo-Prüfgenerator für den Service-Techniker. *Funk-Techn.* Bd. 20 (1965) Nr. 22, S. 902-904
- [3] Frank, E.: Service-Stereo-Coder „76011“. *Funk-Techn.* Bd. 20 (1965) Nr. 23, S. 943-945

VDE unterstützt Anerkennung der Ingenieure

Die jüngste Entwicklung in der Frage der Anerkennung der an deutschen Ingenieurschulen und Ingenieurakademien ausgebildeten graduierenden Ingenieure im Ausland hat den Verband Deutscher Elektrotechniker veranlaßt, seine auf die Durchsetzung dieser Anerkennung gerichtete bisherige Arbeit im Interesse seiner mehr als 25 000 persönlichen Mitglieder noch zu intensivieren. Er hat deshalb zusätzlich einen Arbeitskreis gebildet, der sich aus den Mitgliedern des VDE-Ingenieurschulausschusses, des VDE-Hochschulausschusses und des VDE-Ausschusses-Berufsfragen zusammensetzt.

Aufgabe dieses Arbeitskreises ist es, die Anerkennung der in Deutschland ausgebildeten graduierenden Ingenieure auch im

Ausland voranzutreiben sowie insbesondere bei den zuständigen Länder-Kultusministern darauf hinzuwirken, daß die Voraussetzungen für diese Anerkennung in Ausland geschaffen werden.

Weiterhin wird der VDE mit seinen Schwesterverbänden – vor allem im Bereich der EWG – Verbindung aufnehmen, um diese Probleme einer baldigen befriedigenden Lösung zuzuführen.

Unabhängig davon werden die Anstrengungen des VDE in der Deutschen Kommission für Ingenieurausbildung und im Deutschen Verband technisch-wissenschaftlicher Vereine, wo er stets aktiv mitarbeitet, verstärkt, um die Bemühungen dieser beiden Gremien, zu dem hier angeschnittenen Fragenkreis zu unterstützen.

Integrierter Analogverstärker μA 716

1. Vorbemerkungen

Die besonderen Merkmale des integrierten monolithischen Analogverstärkers μA 716 sind eine wählbare Spannungsverstärkung von 10, 20, 100 oder 200 mit stabiler Verstärkungskennlinie bis 2 MHz und ein niedriger Klimigrad. Der Verstärker bietet viele schaltungstechnische und wirtschaftliche Vorteile und neue Möglichkeiten beim Einsatz als Kanalverstärker für Fernsprechsysteme, in NF-Verstärkern, Servosystemen, in Funkspurenanlagen, Lehrmaschinen, Meß- und Regeltechnik und in ähnlich gearteten Anwendungsbereichen.

2. Aufbau der Schaltung

Durch die gemeinsame Diffusion aller Schaltungskomponenten in ein Siliziumkristall werden in bezug auf Gleichheit der elektrischen Parameter und Temperatur für die ganze Funktionseinheit die günstigsten Bedingungen erreicht. Allen Bemühungen zum Trotz gelingt es jedoch

Die Einstellung auf die vier konstanten Spannungsverstärkungswerte erfolgt ebenfalls durch Gegenkopplung, die dem Analogverstärker außerdem zu niedrigen Klimigraden, guter Stabilität über den Verstärkungsbereich, hoher Temperaturstabilität und großer Bandbreite verhilft. Durch das Emitterfolgerpaar am Eingang werden eine niedrige Signalerzerrung bei hoher Spannungsverstärkung und ein relativ hoher Eingangswiderstand erreicht. Da bei einer reinen Darlingtonstufe¹⁾ die doppelte Schwellspannung gegenüber einer einfachen Transistorstufe dem Signal entgegensteht, wurde beim μA 716 das Emitterpotential der Eingangstransistoren Tr 1 und Tr 4 durch die hochohmigen Widerstände R 4 und R 5 von den Transistoren Tr 2 und Tr 3 unabhängig gemacht.

Die Zwischenstufe besteht aus den Emitterfolgertransistoren Tr 5 und Tr 6 und den Z-Dioden D 1 und D 2, die eine Potentialverschiebung schaffen, wodurch thermische Stabilität und Reduktion der Ver-

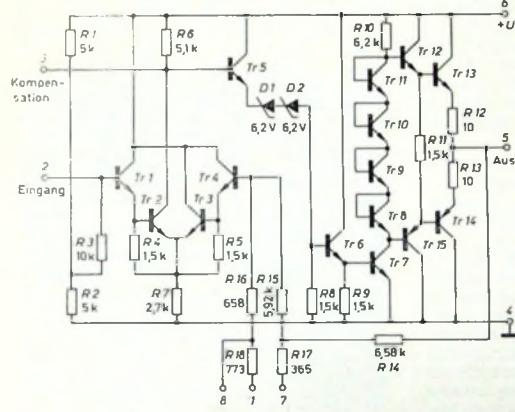


Bild 1. Schaltung des Linearverstärkers μA 716

auch bei einkristallinem Aufbau nicht, die Fertigungstoleranzen für die einzelnen Komponenten in einem Schaltkreis zu eliminieren. Die Stabilisierung des Arbeitspunktes erweist sich auch bei integrierten Verstärkerbaueinheiten als wertvoll, wenn nicht gar als unentbehrlich. Deshalb wird auch bei analogen integrierten Schaltungen durch Gleichstromstabilisierung und Gegenkopplung nicht nur der Arbeitspunktverschiebungen infolge von Schwankungen der Speisespannung, Temperaturänderungen und dynamischen Streuungen entgegengewirkt, sondern es werden auch die Einflüsse der Streuungen der Kenngrößen bei Schaltungskomponenten zur Vermeidung der Signalerzerrung kompensiert. In der Eingangsstufe des Verstärkers (Bild 1) erfolgt die Gegenkopplung über den Emitterwiderstand, der infolge des fixierten Basispotentials stabilisierend wirkt, indem bei steigendem Kollektor- beziehungsweise Emitterstrom das Emitterpotential angehoben und durch die dadurch verursachte Abnahme des Basisstroms auch eine Verkleinerung des Kollektorstroms bewirkt wird.

Ing. Günther Widenhorn ist Mitarbeiter von SGS-Fairchild, Stuttgart.

Spannungsverstärkungswert am Ausgang des Verstärkers eingestellt.

Die eingestellte Spannungsverstärkung bei unbelastetem Verstärker kann aus der modifizierten Gegenkopplungsgleichung nachgerechnet werden:

$$V_{vo} = \frac{1}{R} = \frac{1}{\frac{R_s}{R_s + R_t}}$$

Für den Spannungsverstärkungsgrad 10 gilt dann

$$V_{vo} = \frac{\frac{R_t}{R_{14} + R_{15}} + \frac{R_s}{R_{16} + R_{18}}}{\frac{R_{16} + R_{18}}{R_s}} =$$

$$= \frac{6,58 + 5,92 + 0,658 + 0,773}{0,658 + 0,773} = 9,75$$

$V_{vo} = 9,75$ liegt noch innerhalb des Widerstandsstreubereichs beziehungsweise innerhalb der Datenblattgrenzwerte. Die Verstärkungswerte 20, 100 und 200 können in entsprechender Weise nachgerechnet werden. Durch Zuschalten externer Widerstände kann im Bedarfssfall jeder beliebige Zwischenwert des Verstärkungsgrades eingestellt werden, falls die vorgegebenen Verstärkungsgruppen nicht den gewünschten Anforderungen entsprechen. Bild 2 zeigt schematisch die Einstellung der Verstärkung im unbelasteten Zustand. Bei belastetem Verstärker (Bild 3) muß der Lastwiderstand in die Verstärkungsrechnung mit aufgenommen werden:

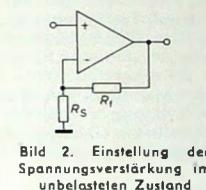


Bild 2. Einstellung der Spannungsverstärkung im unbelasteten Zustand

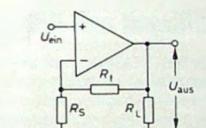


Bild 3. Einstellung der Spannungsverstärkung bei belastetem Verstärker

$$V_{vL} = \frac{1}{\frac{R_s + R_t}{R_s + R_t + R_C + R_L}}$$

$$= \frac{1}{\frac{1}{V_{vo}} + \frac{R_C}{R_C + R_L}}$$

Wird der Betrag von R_C so gewählt, daß

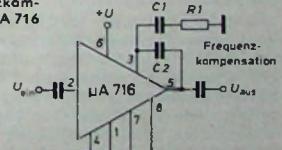
$$\frac{R_C + R_L}{R_C} = \frac{1}{V_{vo}},$$

so erhält man den Anpassungsfall, bei dem die Ausgangsverstärkung im belasteten Zustand gleich der halben Leerlaufverstärkung

$$V_{vL} = \frac{1}{2} \cdot V_{vo} \quad \text{und} \quad R_L = R_{aus}$$

ist. Der Ausgang läßt eine Belastung von 150 mW zu. Der maximal zulässige Impulsstrom ist 100 mA.

Bild 4. Frequenzkompen-sation am μA 716



Um die Verstärkerbaueinheit vor Schwingungsanfachung zu schützen, muß entsprechend Bild 4 eine Frequenzkompen-sation vorgenommen werden. Die Größen-

lustleistung des Eingangskreises erreicht werden.

Die Ausgangsstufe wird über den Transistor Tr 7 angesteuert. Die Transistoren Tr 8 bis Tr 11 sind als Dioden geschaltet und haben auf Grund ihres einkristallinen Aufbaus sehr gute Übereinstimmung in ihren Durchlaßwerten, wodurch sich die Spannungsdifferenz zwischen den Basen von Tr 12 und Tr 15 auch bei Strom- und Temperaturschwankungen nur wenig verändert. Durch die komplementären Ausgangstransistorstufen, die in AB-Gegentakt betrieben werden, wird eine niedrige Lastansteuerung gewährleistet.

3. Eigenschaften

Das Gegenkopplungsnetzwerk besteht aus Widerständen, die in dem Siliziumplättchen als diffundierte Bestandteile enthalten sind. Durch entsprechende Verbindung der extern zugänglichen Anschlußpunkte 1, 7 und 8 (Tab. I, letzte Spalte der Gegenkopplungswiderstände über einen Kondensator nach Masse wird der gewünschte

¹⁾ Widenhorn, G.: Transistor-Darlington-Verstärker. FUNK-TECHN. Bd. 23 (1968) Nr. 13, S. 499-500

Tab. I. Anschlußbedingungen bei den vier verschiedenen Verstärkungswerten

| Spannungsverstärkung | C 1 | C 2 | R 1 | Anschluß über C gegen Masse |
|----------------------|-------|-------|--------|-----------------------------|
| 10 | 68 pF | 39 pF | 75 Ohm | 1 |
| 20 | 50 pF | 27 pF | 75 Ohm | 8 |
| 100 | — | 3 pF | — | 1, 7 |
| 200 | — | 3 pF | — | 7, 8 |

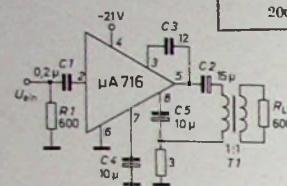


Bild 5. Kanalverstärker für Fernsprechsysteme

ordnung der Kompensationskapazität bezüglichweise des RC-Gliedes ist aus Tab. I für die entsprechend zugeordneten Verstärkungswerte zu entnehmen.

4. Anwendungen

4.1. Kanalverstärker im Fernsprechsystem

Als Anwendungsbereich sei hier das Frequenzband von 100 Hz bis 3,2 kHz betrachtet. Die Schaltung eines Kanalverstärkers für Fernsprechsysteme ist im Bild 5 wiedergegeben. Zur Anpassung werden in diesem Anwendungsfall $R_{\text{ein}} \approx R_{\text{aus}} \approx 600 \text{ Ohm}$ gefordert. Die Signaleingabe und Signalausgabe erfolgt über Koppelkondensatoren. Durch die Verbindung der Anschlüsse 7 und 8 über Kondensatoren gegen Masse wird eine Spannungsverstärkung von 200 eingestellt. C 3 ist als Frequenzkompensations-

glied eingesetzt. Mit R 1 wird der Eingangswiderstand auf 600 Ohm gebracht.

4.2. Kopfhörerverstärker

Im Bild 6 wird der Analogverstärker μA 716 in der Anwendung als Kopfhörerverstärker gezeigt, wobei vor allem an den Einsatz bei militärischen Bodenstationen, im Luft- und Kraftfahrzeugverkehr, bei Lehrmaschinen und Geigerzählern gedacht wurde. Diese Schaltung kann jedoch darüber hinaus für den universellen Einsatz der Kopfhöreranwendung betrachtet werden. Das Gegenkopplungsnetzwerk ist so geschaltet, daß eine Spannungsverstärkung von 100 eingestellt wird. Bei einem Kopfhörerwiderstand von etwa 600 Ohm wird eine Leistung von 50 mW abgegeben, die Verzerrung ist kleiner als 0,2 % über den gesamten Empfangsbereich.

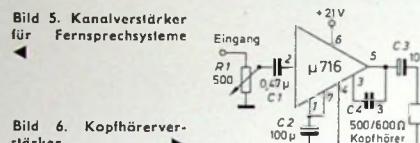


Bild 6. Kopfhörerverstärker

Elektronische Vogelscheuche

Die von Saba entwickelte elektronische Vogelscheuche ist ein voll elektronisches Gerät, das natürliche oder künstliche Scheuch-, Warn- oder Lockrufe erzeugt, um damit bestimmte Vogelarten aus Obstplantagen, Weinbergen oder von Flugplätzen zu vertreiben.

Das Gerät ist einfach aufgebaut und vermeidet den Einsatz einer Vielzahl komplizierter Klangfilter. Es unterliegt praktisch keiner Abnutzung und ist absolut betriebsicher, auch bei extremen Temperaturen. Es ist kein Tonbandgerät und enthält demzufolge keine beweglichen mechanischen Teile.

Weil die Klangspektren spezifisch für Tiere zusammengestellt werden (zum Teil im Ultraschallbereich), ist die Lärmbelästigung für den Menschen gering. Außerdem ist der Ablauf eines Programms verschiedener Scheuch- und Warnrufe möglich (Programmierung), so daß eine Gewöhnung der Tiere an ein und denselben Laut nicht eintritt. Der Stromverbrauch ist so gering, daß ein netzunabhängiger Betrieb über einen längeren Zeitraum möglich ist.

Die Nachbildung der spezifischen Klangspektren geschieht auf folgende Weise: Ein Taktgeber liefert elektrische Impulse von gewünschter Dauer und entsprechendem



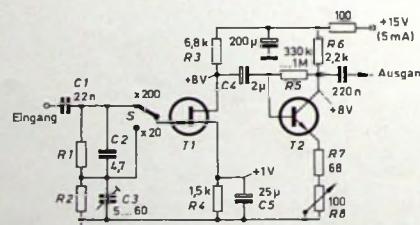
Die elektronische Vogelscheuche von Saba beim Einsatz auf einem Flugplatz

Rauscharmer Vorverstärker für Oszilloskop und Millivoltmeter

Beim Messen geringer NF-Spannungen (Restwelligkeit, Rauschen, Restspannungen an Klirrfaktormeßbrücken) ist oft die Empfindlichkeit der gängigen Oszillosografen oder Verstärkervoltmeter ungenügend. Bei einem Eingangswiderstand von 1 MΩ gestattet der beschriebene Vorverstärker einen Spannungsverstärkung bis 200; seine maximale Ausgangsspannung ist 3 Veff. Bei oszillografischen Darstellungen macht sich das Eigenrauschen erst

ähnliche). Der Sourcewiderstand R 4 ist nötigenfalls so zu verändern, daß an der Source-Elektrode eine Gleichspannung von etwa 1 V erhalten wird. Die am Lastwiderstand R 3 abfallende Wechselspannung wird über C 4 an die Basis von T 2 gelegt. Der Polarisationswiderstand R 5 ist so zu wählen, daß die Ruhegleichspannung am Kollektor von T 2 etwa 8 V beträgt. Mit dem Emitterwiderstand R 8 kann der Spannungsverstärkung des Verstärkers ein-

Bild 1. Rauscharmer Vorverstärker; die Verwendung eines Feldeffekttransistors und eines bipolaren Transistors gestaltet eine Spannungsverstärkung von 200 bei einem Eingangswiderstand von > 1 MΩm



bei einer Empfindlichkeit von $< 100 \mu\text{V}/\text{cm}$ bemerkbar.

Die Schaltung nach Bild 1 zeigt im Eingang einen Spannungsteiler, dessen Widerstände R 1 (1 ... 1,1 MΩ) und R 2 (110 bis 120 kΩ) so zu wählen sind, daß ihr Verhältnis genau 9:1 ist. Zur Frequenzkompensation dienen C 2 und C 3; letzterer ist so einzustellen, daß in Stellung „ $\times 20$ “ des Empfindlichkeitsschalters S eine Rechteckschwingung von 1 kHz unverzerrt verstärkt wird. Die hohe Eingangsimpedanz wird in der ersten Verstärkerstufe durch Verwendung eines Feldeffekttransistors erhalten (T 1: 2N 3918, 2 N 4301, E 102 oder

gestellt werden. Für T 2 eignet sich ein rauscharmer Transistor (BC 108, BC 148, BC 168, BC 172, 2 N 929 und ähnliche Typen).

Der geringe Raumbedarf der Schaltung gestattet den Einbau in eine Meßsonde. Die untere Grenzfrequenz ist etwa 25 Hz und kann durch Vergrößern von C 4 und C 2 gesenkt werden. Kapazität und Länge des Ausgangskabels lassen die obere Frequenzgrenze zwischen 100 und 500 kHz schwanken. Diese Grenze kann jedoch durch einen an den Kollektor von T 2 geschalteten Emitterfolger erweitert werden.

H. Schreiber

zeitlichen Abstand (zum Beispiel Sekunden, Minuten oder auch Stunden). Diese Impulse steuern eine durch das gegebene Klangspektrum erforderliche Kombination von Tongeneratoren (astabile Multivibratoren).

Infolge der Frequenz- und Amplitudemodulation innerhalb der Schwingungsgeber entsteht ein Frequenzgemisch, das dem beabsichtigten Klang entspricht. Um den erforderlichen Klangverlauf (zum Beispiel ansteigender oder abfallender Warnschrei) herzustellen, werden die Ansteuerimpulse teilintegriert den Multivibratoren zugeführt. Von einem derartigen spannungsvariablen Impuls angesteuert, liefern diese eine in ihrer Frequenz über die Dauer des Impulses kontinuierlich beeinflußte Grundschwingung. Das daraus gewonnene Signalgemisch wird verstärkt und steuert über eine Leistungsstufe ein Lautsprechersystem an. Dieses Lautsprechersystem ist mit Hilfe eines Exponentialtrichters optimal an den akustischen Wellenwiderstand des Luftraumes angepaßt. Dadurch kann die erforderliche Schallenergie mit bestem Wirkungsgrad abgestrahlt werden.

Quarzoszillator und Frequenzteiler mit im Lawineneffekt betriebenen Transistoren

Generatoren für Eichfrequenzen arbeiten meist mit einem Quarzoszillator, der eine Reihe von Frequenzteilern synchronisiert. Bei Frequenzvergleichen (Lissajous-Figuren) ist es vorteilhaft, über etwa sägezahnförmige Eichfrequenzen zu verfügen. Für oszillolographische Darstellung von Zeitskalen sind dagegen kurze Impulse mit genau bekannter Folgefrequenz besser geeignet. Das beschriebene Verfahren gestattet es, beide Schwingungsformen nahezu lastunabhängig und bei einer Amplitude von etwa 1 V in Frequenzteilerstufen zu erzeugen, die je nur mit einem Transistor aufgebaut sind.

Der Lawineneffekt des Transistors

Die Glimmlampenschwingschaltung nach Bild 1 basiert auf physikalischen Grund-

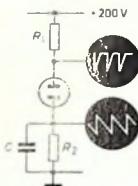


Bild 1. Der Lawineneffekt lässt sich in seiner Wirkungsweise mit einer Glimmlampenschwingschaltung vergleichen

lagen, die nichts mit denen des Lawineneffektes im Transistor gemein haben. In der Wirkungsweise ist sie jedoch diesem Effekt etwa identisch. Beim Anlegen der Betriebsspannung zündet die Lampe und lädt C rasch auf. Die Spannungsdifferenz an der Glimmlampe sinkt dabei bis unter die Haltestellung, wonach die Lampe erlischt. Danach wird C über R2 so weit entladen, bis wieder die Zündspannung erreicht ist, und der Kippvorgang beginnt von neuem. Der C aufladende Strom erzeugt an R1 negative Impulse, und an R2 wird eine sägezähnähnliche Spannung erhalten. Die obere Frequenzgrenze der Schaltung (10...100 kHz) ist jedoch für viele Anwendungen zu niedrig. Das gleiche gilt auch von Halbleiterelementen ähnlicher Wirkungsweise (Unijunction-Transistor, Thyristor). Im Lawineneffekt betriebene Transistoren können dagegen noch zu Schwingungen von mehreren MHz angeregt werden.

Der Lawineneffekt ist bei fast allen Transistorarten nachweisbar; besonders gut eignen sich jedoch NPN-Planar-Silizium-

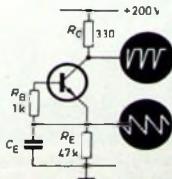


Bild 2. Der Lawinenoszillator erzeugt kurze Impulse und Sägezähne

Bild 3. Schaltung eines quargesteuerten Lawinenoszillators

transistoren. In der Grundschaltung (Bild 2) ist ein Transistor zu verwenden, dessen vom Hersteller angegebene maximale Kollektorschaltung $U_{CE\max}$ bei 30 bis 60 V liegt und somit weniger als ein Drittel der Betriebsspannung beträgt. Der Zündspannung der Glimmlampe entspricht beim Transistor die Durchbruchsspannung

U_D (etwa $2 \cdot U_{CE\max}$). Wenn sie erreicht ist, setzt der Lawinenvorgang ein, dessen Dauer in der Größenordnung einer Nanosekunde liegt. Danach geht die Spannung zwischen Kollektor und Emitter auf den Haltewert U_H (etwa $1,5 \cdot U_{CE\max}$) zurück. Die Arbeitsweise der Lawinenschaltung (Bild 2) ist somit identisch mit der der Glimmlampenschaltung (Bild 1). Durch Begrenzung der Stärke und der Flussdauer des Kollektorstroms wird eine Zerstörung des Transistors unmöglich gemacht. Die zunächst nicht benutzte Basis kann zur Synchronisation verwendet werden.

Die Amplitude der am Kollektor und Emitter erhaltenen Schwingungen ist $U_D - U_H$. Die bei einer Betriebsspannung U_B erhaltene mittlere Gleichspannung am Emitter wird damit $U_B = (U_D + U_H)/2$. Teilt man diesen Ausdruck durch R_E , dann erhält man den mittleren Entladungsstrom von C_E . Die der Schwingperiode gleiche Entladungszeit ist damit in erster Näherung durch

$$T = \frac{2 C_E R_E (U_D - U_H)}{2 U_B - U_D - U_H} \quad (1)$$

gegeben. Die in der Praxis häufigsten Werte von U_D und U_H entsprechen bei den in Bild 2 angegebenen Widerstandswerten und $C_E = 47 \text{ nF}$ einer Schwingfrequenz von etwa 1 kHz.

Die Verwendung von für Lawinenbetrieb bestimmten Typen (2N3035) ist bedeutend kostspieliger als das experimentelle Aussuchen geeigneter Transistoren. Typen wie BC 119, BC 125, BC 140, BFY 68, 2N1420, 2N2218 sind zu etwa 80 % der Stückzahl für die beschriebene Anwendung geeignet. Das Aussuchen kann in der Schaltung nach Bild 2 erfolgen; die Werte von U_D und U_H können dabei mit einem Gleichspannungsoszilloskop ermittelt werden. Auch bei Glimmlampen gebräuchliche Meßverfahren sind verwendbar, wenn die Verlustleistung im Transistor unter $1/3$ des Nennwertes bleibt.

Quarzoszillator

Der Lawinenoszillator kann mit einem Quarz synchronisiert werden, der nach

Um Rückwirkungen der an den Ausgängen angeschlossenen Last klein zu halten, wurden R_C und R_E im Verhältnis 1:10 beziehungsweise 1:20 aufgeteilt. Die Amplitude der Ausgangssignale ist dann 0,5 bis 2 V. Die entsprechenden Schwingungsformen zeigt Bild 4.

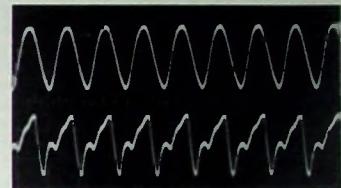


Bild 4. Spannungsverläufe an den Ausgängen 2 (oben) und 1 (unten) des Oszillators nach Bild 3

Frequenzteilerstufen

Die in der Schwingschaltung nach Bild 3 erhaltene Normalfrequenz kann zur Synchronisation eines auf einer Teilfrequenz arbeitenden Lawinenoszillators dienen. Dazu werden (Bild 5) die am Kollektor von T1 erhaltenen Impulse durch C_S differenziert und mit einer durch R_1 einstellbaren Gleichkomponente beaufschlagt. Die Siliziumpunktodiode D überträgt die aus der Differentiation gewonnenen positiven Impulse an die Basis von T2. Einen Impuls kann D jedoch nur weiterleiten, wenn die Spannung an der Basis von T2 (während der Entladung gleich der an C_E)

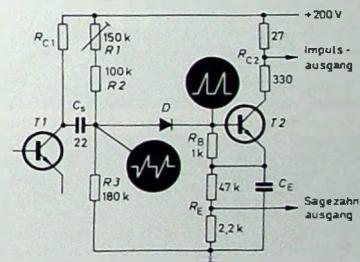


Bild 5. Von einer vorhergehenden Stufe synchronisierte Frequenzteiler

etwa die oben erwähnte Gleichkomponente erreicht hat. Der durch den Impuls bedingte Basisstrom wird T2 vorzeitig in den Haltezustand umkippen lassen, wobei C_E wieder aufgeladen wird. C_E ist daher wieder so zu wählen, daß die Eigenfrequenz etwas niedriger ist als die mit Synchronisation erreichte. Am Kollektor von T2 kann eine weitere Frequenzteilerstufe angeschlossen werden, die sich von der nach Bild 5 nur durch den Wert von C_E unterscheiden wird. In weiteren Stufen kann die Frequenzteilung bis zu etwa 100 Hz fortgeführt werden. Bei noch tieferer Frequenz muß C_E Werte erhalten, die eine zu lange Dauer des Haltezustands und damit eine Überlastung des Transistors befürchten lassen. Es ist deshalb ratsam, $C_E = 470 \text{ nF}$ nicht zu überschreiten und nur noch R_E zu vergrößern.

Die Betriebsspannung ist auf etwa $\pm 1\%$ zu stabilisieren, da sie, wie Gl. (1) zeigt, die Schwingfrequenz beeinflussen und damit die Synchronisation aus dem Tritt

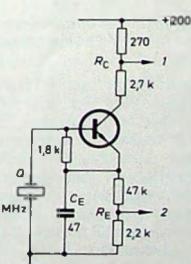


Bild 3 zwischen Basis und Masse gelegt wird. Da die Rückkopplung über die Kollektor-Basis-Kapazität des Transistors erfolgt, ist der Kollektorträgerwiderstand R_C auf etwa 3 kOhm zu erhöhen. C_E ist nötigenfalls so zu verändern, daß die Eigenfrequenz (bei abgeschaltetem Quarz) etwa 10 % unter der Quarzfrequenz liegt.

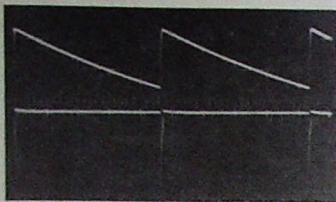


Bild 6. Spannungsverläufe an den Sägezahn- und Impulsausgängen eines Frequenzteilers

fallenlassen kann. Der Lawineneffekt hat auch einen Temperaturgang, der die Schwingfrequenz mit der Erwärmung steigen lässt. Es ist deshalb ratsam, ein Teilerverhältnis von 1:5 nicht zu übersteigen. In einem mit den beschriebenen Schaltungen aufgebautem Frequenznormal wurden deshalb die Ausgangsfrequenzen zu 100 Hz, 500 Hz, 2 kHz, 10 kHz, 50 kHz, 200 kHz und 1 MHz gewählt.

Bild 6 zeigt die unterhalb 200 kHz erhaltenen Schwingungsformen an den Impuls- und Sägezahnausgängen. Wenn die in den Ausgängen liegenden Koppelkondensato-

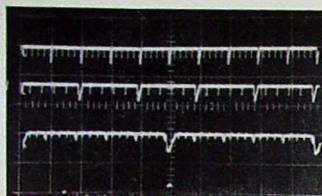


Bild 7. Zur Prüfung der Ablenkeigenschaften eines Oszilloskops wurde ein im beschriebenen Verfahren gewonnenes Impulsgerüst (Pulse von 100 und 20 μ s) bei drei aufeinanderfolgenden Stellungen des Zeitbasisumschalters aufgenommen; die untere Skala enthält zusätzlich 5- μ s-Impulse

ren zur Frequenz umgekehrt proportionale Werte haben, dann kann man die Impulse durch einfaches Zusammenschalten der Ausgänge so mischen, daß Zeitskalen (Bild 7) mit hohen Strichen für die Grobteilung und niedrigen für die Feinteilung entstehen. Solche Zeitskalen eignen sich unter anderem zur Prüfung der Ablenklinearität und -geschwindigkeit von Oszillosgrafen.

BASTEL-ECKE

Einfacher elektronischer Thermoschalter

Technische Daten

Schalttemperatur: etwa 20 °C

Stromversorgung: 9-V-Batterie

Stromaufnahme: etwa 22 mA

Bestückung: AC 117, AC 122, ZF 5,6, BAY 44, 2 x E 50 C 5

Abmessungen: 80 mm \times 55 mm \times 30 mm

Für die verschiedensten Anwendungen – auch bei rauhem Betrieb – läßt sich dieser Thermoschalter verwenden. Er hat eine sehr einfache und betriebssichere Schaltung. Thermoschalter werden in Räumen benötigt, in denen eine konstante Temperatur verlangt wird. Interessant dürfte diese Schaltung unter anderem für den Terrarien- oder Blumenfreund sein. Auch im Fotolabor ist manchmal eine konstante Temperatur erwünscht. Der Thermoschalter eignet sich für Schalttemperaturen um 20 °C. Das Gerät wird mit einer Batterie betrieben, die bei Dauerbetrieb durch ein Netzeil ersetzt werden kann. Wegen der minimalen Größe (80 mm \times 55 mm \times 30 mm) kann das Gerät leicht untergebracht werden.

Schaltung

Liegt die Raumtemperatur unter dem Schaltpunkt, dann zieht das in der Schal-

tung nach Bild 1 verwendete Relais A an, denn T2 (AC 117) ist über den Basiswiderstand R7 (680 Ohm) durchgeschaltet. Der Spannungsteiler mit dem Heißleiter R2 (500 Ohm) als Temperaturfühler wird durch die Z-Diode ZF 5,6 (D1) stabilisiert. Bei Temperaturanstieg ändert sich der Widerstandswert von R2, der Spannungssteiler wird verstimmt, und T1 erhält Basisstrom. Damit fällt Relais A ab. Um den

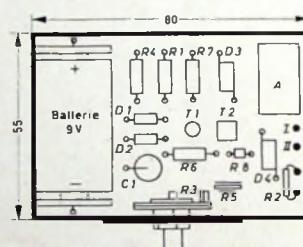


Bild 2. Einzelteileanordnung auf der Montageplatte

Schaltpunkt besser zu definieren, ist in die Basisleitung von T1 die Diode D2 geschaltet. Der gemeinsame Emitterwiderstand R8 beider Transistoren begünstigt das rasche Umschalten. Beim Abschalten sinkt der Strom, der durch T2 (AC 117) fließt, und damit auch der Spannungsabfall am Emitterwiderstand. Der Steuerspannungsbedarf von T1 (AC 122) wird kleiner, und der Transistor schaltet ganz durch. Um eine bessere Sperrung des Transistors T2 zu erreichen, ist in dessen Emitterleitung ein Selen-Zwerggleichrichter D4 in Durchlaßrichtung angeordnet. Beim Abschalten des Relais entstehen höhere Spannungsspitzen, die durch D3 vom Transistor ferngehalten werden. C1 hält die Versorgungsspannung konstant. Mit R3 (100 Ohm) kann man die Schalttemperatur festlegen.

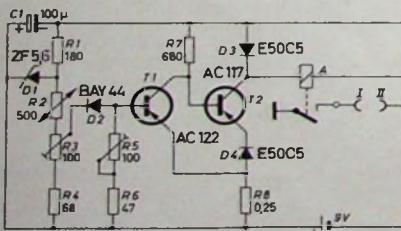


Bild 1. Schaltplan des Gerätes

Aufbau

Das Gerät ist auf einer doppelschichtigen Resopalplatte (80 mm \times 55 mm) aufgebaut (Bilder 2, 3 und 4). Die Anschlußdrähte der Bauelemente sind durch 2-mm-Bohrungen gesteckt und unter der Platte in Art einer gedruckten Schaltung verdrahtet. Links auf der Platte liegt die 9-V-Batterie. Daneben, hinter dem Schalttemperaturregler R3, sind die Bauteile für den Thermoschalter angeordnet. Das Relais und die Anschlüsse I, II für den zweiten Stromkreis erkennen man rechts auf Bild 2. Der Heißleiter R2 ist an zwei Lötpunkte gelegt, um ihn gegebenenfalls auch an schlecht zugänglichen Stellen anbringen zu können. R8 (0,25 Ohm) wurde aus etwa 20 mm langem Konstantdraht (Durchmesser 0,25 mm) gefertigt.

Einzelteilliste für den Thermoschalter

| | |
|--|------------------|
| Widerstände, 0,3 W (R 1, R 4, R 6, R 7) | (Dralowid) |
| Einstellregler „61 WTD-1“ (R 3) | (Dralowid) |
| Einstellregler „1-9833“ (R 5) | (Prch) |
| Heißleiter „K 151“ (R 2) | (Siemens) |
| Elektrolytkondensator, 15/18 V (C 1) | (AEG-Telcfunken) |
| Kleinrelais „RA 1931/9“ | (Kaco) |
| Batterie „Nr. 20“, 9 V | (Pertrix) |
| Transistoren AC 117, AC 122 | (Telcfunken) |
| Dioden BAY 44, ZF 5,6 | (Intermetall) |
| Zwerggleichrichter E 50 C 5 | (Siemens) |

Bezug der angegebenen Bauelemente nur über den einschlägigen Fachhandel

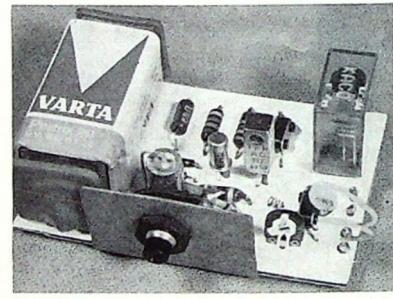


Bild 3. Blick von vorn auf den Aufbau des Gerätes



Bild 4. Rückansicht des Thermoschalters

Inbetriebnahme und Abgleich

Bevor das Gerät eingeschaltet wird, kontrolliert man es auf etwaige Verdrahtungsfehler. Ist es richtig verdrahtet, schließt man die Batterie an. Das Gerät muß einen Strom von etwa 22 mA ziehen. Der in dieser Schaltung verwendete Relaiskontakte ist nur für niedrige Schaltspannungen gedacht. W. W. Diefenbach

Europatreffen der Funkamateure in Wolfsburg

Seit Kriegsende veranstalten die deutschen Funkamateure etwa alle zwei Jahre ein Deutschlandtreffen. Das diesjährige Treffen wurde von den Veranstaltern erstmals Europatreffen genannt, denn es hatte sich erwiesen, daß Gäste aus vielen europäischen Ländern teilnehmen.

Der Ortsverband Wolfsburg des DARC e. V. – an der Spitze OM Schnabel, DJ 7 GS – rief vom 31. Mai bis 3. Juni 1968 zum Treffen in die Volkswagenstadt. Das Programm war mit Höhepunkten wie Wettbewerben, Fachvorträgen, Referaten der einzelnen Fachgruppen im DARC e. V., Gerätemesse und geselligen Veranstaltungen ausgefüllt. An Wettbewerben wurden ein Anfahrtswettbewerb der EMC auf 80 m und 2 m, eine SWL-Fuchsjagd auf 80 m und 2 m sowie ein Mobilwettbewerb des Distriktes Niedersachsen auf 80 m und 2 m ausgetragen. Für technisch interessierte Besucher waren die Referate von Grundig über den Kofferempfänger „Satellit“ mit SSB-Zusatz und ein Vortrag über Transistoren sowie ein Lichtbilder-Vor-

Delegationen durch den Oberbürgermeister der Stadt und der Festakt in der Stadthalle. Wolfsburgs Oberbürgermeister, Hugo Bork, konnte im Ratssitzungssaal zahlreiche Gäste begrüßen. Er sprach besonders dem Ortsverband Wolfsburg seinen Dank aus und erwähnte die lobenswerten Bemühungen, der Öffentlichkeit die interessanten, wissenschaftlichen und technischen Seiten des Amateurfunks aufzuzeigen. Weiter ging Oberbürgermeister Bork auf die intensive Jugendarbeit des DARC ein. Gerade die technische Seite dieses Steckenpferdes dringe tief in die Herzen der Jugend vor und leiste so Erziehungsarbeit.

Zum Schluß der Ansprache wurde dem Wunsche Ausdruck gegeben, daß der Amateurfunk weiterhin mit seinen technischen und persönlichen Mitteln Fundamente und Grundlagen schaffe, um zu einer dauernden Völkerfreundschaft zu kommen.

OM Schultheiß, DL 1 QK, Präsident des DARC, dankte zunächst für die Wünsche, die dem Europatreffen entgegengebracht wurden. Er zeigte die Geschichte der Ama-

te des Außenminister Brandt und vom australischen Amateur-Funkverband verlesen werden. Die Verbände in Österreich, Belgien, Argentinien, Dänemark, Jugoslawien und Australien hatten Vertreter nach Wolfsburg geschickt. Oberbürgermeister Bork überbrachte die Grüße der Stadt. Postrat Hoffmann hob hervor, das zwischen der Post und den Funkamateuren nicht das Verhältnis einer genehmigenden Behörde zu Bittstellern bestehe, sondern zu technisch interessierten Menschen, deren weltweites Wirken der internationalen Völkerverständigung neue Impulse gibt. Der Vorsitzende des dänischen Verbandes gab der Meinung Ausdruck, daß der Weg nach vorn nur in internationaler Zusammenarbeit beschritten werden sollte. Das VW-Werksschester umrahmte mit seinem Streichquartett die Feierstunde.

Am Sonntagnachmittag nahmen etwa 200 Personenwagen an einem Korso durch die Stadt teil. Sie waren alle mit Mobilstationen ausgerüstet. OM Schnabel hatte sich für diesen Korso etwas Besonderes



Die Amateur-Fernsehstation DJ 8 DW/TV bei der Übertragung des Wochenmarktes in Wolfsburg

OM K. Schultheiß (DL 1 QK), Präsident des DARC e. V., im Gespräch mit Oberbürgermeister Bork



Fritz Kühne, DL 6 KS (Pressestelle des DARC) und Dielmar Stoy (rechts) bei der Pressearbeit



trag der Drake Company, USA, über ihr Fabrikationsprogramm sehr aufschlußreich. Weitere Anziehungspunkte bildeten die drei Tagungsstationen, eine Funkfernseh- (RTTY)-Station und die Amateur-Fernsehanlage. Unter dem Rufzeichen DL 0 KT arbeiteten eine Tagungsstation auf 80 m, 40 m, 2 m in der Ausstellungshalle und eine weitere Station auf 80 m und 2 m im Kulturzentrum der Stadt. Auf dem Campingplatz war eine Portable-Station unter dem Rufzeichen DL 0 VW/p auf 80 m, 40 m, 20 m und 2 m tätig. Ein 23 Jahre alter Student der Nachrichtentechnik, Uwe Kraus, führte unter dem Rufzeichen DJ 8 DW/TV Amateur-Fernsehen vor. Die selbstgebauten Anlage – Aufwand etwa 1500 DM – war in einen vom VW-Werk zur Verfügung gestellten Meßwagen eingebaut. Sie konnte so überall eingesetzt werden, wo es etwas Interessantes zu übertragen gab. Die Besucher der Ausstellung waren damit in der Lage, wichtige Ereignisse auf den in der Ausstellungshalle aufgestellten Fernsehempfängern zu verfolgen.

Zu den repräsentativen Veranstaltungen zählten der Empfang der ausländischen

Funkfunktrennen auf und wies auf die idealen Raumverhältnisse in Wolfsburg für solche Treffen hin. Eventuell könnte Wolfsburg zu einem Ort traditioneller Europatreffen werden. Weiter führte OM Schultheiß die beiden großen Erfindungen, das Auto und die Funkechnik, an, die die menschliche Dasein in den letzten Jahrzehnten entscheidend beeinflußt haben. Beide Erfindungen trafen sich in Wolfsburg, Wolfsburg als Symbol der Motorisierung und die Funkamateure als Wegbereiter der Funkechnik.

Zum Festakt am Sonntag in der Stadthalle waren zahlreiche prominente Vertreter erschienen. Neben Präsident Schultheiß waren Oberbürgermeister Bork, Senator Simson, der Präsident des Österreichischen Radioamateurlubs, der Distriktsvorsitzende Niedersachsens, der Vizepräsident der slowenischen Funker aus Ljubljana und Postrat Hoffmann als Vertreter von Bundespostminister Dollinger anwesend, um nur einige zu nennen. Grußadressen konnten von Bundespräsident Lübke, UNO-Generalsekretär U Thant, US-Präsident Lyndon B. Johnson, US-Senator Barry Goldwater – er ist selbst Funkamateur –, Bun-

ausgedacht. Er erklärte den Teilnehmern über Funk, welche Sehenswürdigkeiten gerade in Sichtweite waren. Die Wolfsburger Polizei half mit, die mehrere Kilometer lange Autoschlange zügig durch die Straßen zu führen.

Den Sonntag beschloß ein großes Hammfest mit internationalem Unterhaltungsstars. Etwa 180 Minuten rollte ein Programm ab, das von ausländischen Gästen als überdurchschnittlich bezeichnet wurde. Während des Festes wurde auch der Sonderpreis der Volkswagen AG für die beste in einem Volkswagen eingebaute Mobilstation vergeben. Die wertvolle Silberschale durfte OM Liebe aus dem Distrikt Hessen mit nach Hause nehmen.

Viele der etwa 2000 Besucher konnten alte Bekannte treffen oder neue Freundschaften schließen. Bei weiterer Unterstützung



Blick in die Geräteausstellung des Europatreffens in Wolfsburg

S-Band-Transceiver „SR-400“ (Hallicrafters)



durch die Stadt Wolfsburg und durch das Volkswagenwerk soll im Olympia-Jahr 1972 wieder ein Europatreffen in Wolfsburg stattfinden.

Neues von der Gerätemesse

Die Gerätemesse in der Stadthalle war vom interessierten Publikum stets gut besucht. 16 Aussteller boten einen umfassenden Überblick über das Amateurfunk-Angebot an Geräten, Bauelementen und Literatur des deutschen Marktes.

Die Firma Hannes Bauer, Bamberg, stellte den neuen 5-Band-Transceiver „SR-400“ von Hallicrafters vor. Er enthält einen hochempfindlichen Empfangsteil (besser als $1 \mu\text{V}$ für 20 dB Signal-Rausch-Verhältnis) mit einer Ablesegenauigkeit von besser als 1 kHz . Die Trennschärfe ist $2,1 \text{ kHz}$ bei 31 dB . Die Empfangsfrequenz kann ohne Beeinflussung der Sende Frequenz um $\pm 2 \text{ kHz}$ verändert werden. Weiter sind im Empfangsteil eine regelbare Störauslastung, $100-\text{kHz}$ -Eichmarkengeber, Notchfilter und ein Produktdetektor mit quargesteuertem BFO eingebaut. Der Sender-Teil hat 400 W PEP-Input . Es werden die Röhren $2 \times 6\text{HF5}$ in der PA verwendet. Die Trägerunterdrückung ist besser als 60 dB , bezogen auf den Output bei 50 dB Seitenbandunterdrückung. Bei SSB sind die Seitenbänder frei wählbar. Als Zubehör werden ein Netzteil ($110/220 \text{ V}, 50 \text{ Hz}$), ein Transistorwandler für Betrieb an 12 V und ein Zusatz-VFO mit Gehäuse und eingebautem SWR-Meter angeboten. Eine preisgünstige Station lässt sich mit dem Empfänger „KW 201“ (K.W. Electronics Ltd.) und dem zugehörigen SSB-Sender „Vespa Mk. II“ errichten. Der Empfänger hat 11 umschaltbare Bereiche von je 200 kHz bei einer Eingangsempfindlichkeit von besser als $1 \mu\text{V}$ für 20 dB Signal-Rausch-Verhältnis. Die Trennschärfe ist $3,1 \text{ kHz}$ bei 6 dB und kann mit dem regelbaren Q-Multipli er bis auf $0,2 \text{ kHz}$ verringert werden. Es ist CW-, AM- und

am Stand von Hannes Bauer zu sehen. Sie werden von Hallicrafters für die Frequenzbereiche $27 \dots 50 \text{ MHz}$, $108 \dots 135 \text{ MHz}$ (Flugfunk Boden-Bord) und $144 \dots 174 \text{ MHz}$ hergestellt. Alle Geräte haben HF-Vorstufe, Schwundausgleich, Störbegrenzer und eine in MHz geeichte Linearskala. Die Eingangsempfindlichkeit schwankt je nach Frequenzbereich zwischen $10 \mu\text{V}$ und $15 \mu\text{V}$ bei 12 dB Signal-Rausch-Verhältnis.

Neben Bauelementen, Meßgeräten und Notstromaggregaten hatte die Firma Conrad, Hirschau, ein Handmikrofon mit eingebauter Vox-Steuerung ausgestellt. Das Mikrofon arbeitet mit einer dynamischen Kapsel und mit im Griff eingebauter Vox-Schaltung. Die Regler für Vox-Empfindlichkeit und Vox-Verzögerung sind ebenfalls am Griff untergebracht. Die Schaltung hat 4 Transistoren. Die Kontakte des eingebauten Relais sind mit $0,5 \text{ A}$ belastbar.

Beim Swan-„350 C“ (Dresing GmbH, Osnabrück) sind der Empfangsteil, der VFO und die Sender-Endstufe neu. Die technischen Daten entsprechen weitgehend den bekannten Swan-Transceivern. Zu den Swan-Modellen ist jetzt ein 2-m-Sender- und Empfängertransverter lieferbar. Bei einer Transceiver-Frequenz von 14 bis $14,5 \text{ MHz}$ ist die Transverter-Frequenz 14 bis $14,5 \text{ MHz}$. Außerdem können drei Festfrequenzen im 2-m-Band durch Quarze festgelegt werden. Die Endröhre 5894B liefert 240 W PEP-Input bei SSB, 180 W bei CW und 75 W bei AM. Im Empfängereingang werden zwei Nuvistoren (6CW4) in Kaskode-Schaltung betrieben. Der Swan-Transverter „TV-2“ wird aus dem Netzteile des Transceivers gespeist. Als Demonstrationsmodell war ferner am Dresing-Stand eine Amateur-Funkfern schreibstation zu sehen. Es wurden einige Besonderheiten dieses Fernschreibers (automatischer Namensgeber, automatischer Wagenrücklauf und Zeilenvorschub bei Fallfall der entsprechenden Impulse der



Empfänger „KW 201“ (K.W. Electronics Ltd.)



Überwachungsempfänger von Hallicrafters

SSB-Empfang möglich. Der Sender hat ebenfalls diese drei Betriebsmöglichkeiten und 200 W PEP-Input bei SSB, 150 W bei CW und 60 W bei AM. Im SSB-Teil ist ein mechanisches Filter eingebaut.

Handliche Überwachungsempfänger in Form eines Taschenradios waren ebenfalls

Gegenstation, automatischer Stillstand der Maschine bei fehlendem Signal usw.) vorgenommen.

Interessante Amateurfunk-Antennen waren bei der Firma Fritzl, Bad Dürkheim, zu sehen. So werden W3DZZ-Antennen für 500 W und 1 kW PA-Input geliefert. Die 1-kW -Ausführung verwendet Polyamid-Spritzteile als Spulenkörper. Die Sperrkreise sind in Aluminiumrohr untergebracht. Bei einer Spannweite von 33 m ist das Gewicht nur $2,5 \text{ kg}$. Für Funkamateure ohne Möglichkeiten zum Spannen einer Langdrahtantenne dürfen die Vertikanten von Interesse sein. Sie sind für 1 bis 5 Bänder im Kurzwellenbereich lieferbar und benötigen keine Abspannungen. Die Rohre sind aus Leichtmetallallegierung und gewährleisten gute Sturmfestigkeit.

Grundig stellte den Kofferempfänger „Satellit“ vor. Er hat 26 Wellenbereiche, davon 17 Kurzwellenbereiche; 8 KW-Bereiche können gespreizt werden. Kurzwellenlupe und Bandbreitenumschaltung sind vorhanden. Für SSB-Empfang ist der Anschluß eines SSB-Zusatzes möglich.

Neben dem schon bekannten Amateurfunk-Programm wurde bei der Heathkit Gerätetechnik GmbH, Spandlingen, der neue 5-Band-Transceiver „HW-100“ gezeigt. Der VFO ist mit einem Feldeffekttransistor $2N4304$ bestückt. Die Frequenzstabilität ist $\pm 100 \text{ Hz}/\text{Std}$. nach 30 Minuten Betriebszeit. Trennschärfe ($2,1 \text{ kHz}$ bei 6 dB) und Eingangsempfindlichkeit des Empfangsteils ($0,5 \mu\text{V}$ für 10 dB Signal-Rausch-Verhältnis) lassen auf guten DX-Empfang schließen.

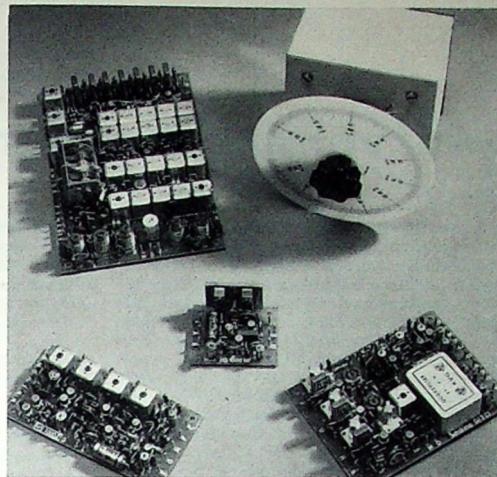
Die Sender-Endstufe liefert bei SSB-Betrieb 100 W Ausgangsleistung auf dem $80\text{-}15\text{-}m$ -Band und 80 W auf dem $10\text{-}m$ -Band an 50 Ohm . Der Input ist 180 W PEP bei SSB und 170 W bei CW. Trägerunterdrückung (45 dB) und Seitenbandunterdrückung (45 dB) entsprechen dem heutigen Standard. Durch externe Netzteile läßt sich der Transceiver universell einsetzen.

Auch der 2-m-AM-Transceiver „HW-17“ ist neu. Der Empfangsteil (Frequenzbereich $143,2 \dots 148,2 \text{ MHz}$) hat automatischen Störbegrenzer, Rauschsperrre und $1 \mu\text{V}$ Eingangsempfindlichkeit. Die Sender-Endstufe des Transceivers hat bei einem Input von etwa $18 \dots 20 \text{ W}$ eine Ausgangsleistung von $8 \dots 10 \text{ W}$. Die Modulation wird bei 100% automatisch begrenzt. Störende Splatter-Erscheinungen werden so vermieden. Vier Quarzfrequenzen und der Anschluß eines externen VFO sind vorgesehen. Der gesamte 2-m-Transceiver arbeitet mit 15 Transistoren, 18 Dioden und 3 Röhren.

Auf Meßgeräte von Heathkit, die auch für den Funkamateur sehr nützlich sind, konnte bereits im Heft 12/1968, S. 463-465, hingewiesen werden.

Ein weiterer 2-m-Transceiver war bei Richter & Co., Hannover, zu sehen. Der Sender des Transceivers „MTR-25“ hat $8 \dots 10 \text{ W}$ Ausgangsleistung und verwendet Anoden-Schirmgitter-Modulation. Der Super-VFO des Senders erreicht Quarzstabilität.

SSB-Bausteine der Firma Schilling; VFO und Transceiverplatine (oben), 9-MHz-Exciter (unten rechts), 9-MHz-Verstärker (unten links) und NF-Verstärker (Mitte)



lität. Empfangs- und Sendefrequenz sind getrennt einstellbar. Netzteile für 110/220 V~ und 12 V= sind eingebaut. Das Gerät ist bis auf die PA (QOE 03/12) und den Modulator (ECC 83, ECLL 800) vollständig mit Siliziumtransistoren bestückt. Es können sowohl das betriebsfertige Gerät als auch einzelne Bausteine (beispielsweise betriebsfähige Senderplatine mit VFO oder Empfängerplatine ohne NF-Teil) bezogen werden.

Mit den SSB-Bausteinen der Serie „HS 1000“ von Walter Schilling, DJ 3 CI, können komplett SSB-Sender, SSB-Empfänger oder SSB-Transceiver zusammengebaut werden. Das breite Programm dieser Firma umfaßt 9-MHz-Quarzfilter für SSB-Sender und -Empfänger, Quarzfilter für AM-Empfänger (Bandbreite 5 kHz bei 6 dB), 9-MHz-SSB-Exciter mit drei Quarzoszillatoren für USB, LSB und CW, Transistor-Sende-Endstufen für 10 ... 12 W PEP Ausgangsleistung, 2-m-VFO im KY-Thermostaten sowie NF- und Netzteile.

Die Technik-Versand KG, Bremen, hatte neben Unterrichtsmaterial für Newcomer auch einen preisgünstigen Amateursuper ausgestellt. Das Gerät ist hauptsächlich für Newcomer und SWL's gedacht. Es umfaßt die Bänder 550 ... 1600 kHz, 1,6 ... 4,8 MHz, 4,8 ... 14,5 MHz und 10,5 ... 30 MHz. Die Amateurbänder haben geeichte elektrische Bandspreizung mit direkter Ablesbarkeit. Die Trennschärfe von 2,6 kHz bei 6 dB wird durch zwei mechanische Resonatoren erreicht. Der Amateursuper „9 R 59 D“ ist mit Produktdetektor, zwei Skalen, S-Meter, automatischer Störbegrenzung und abschaltbarer Regelspannung ausgerüstet.

Für gehobenere Ansprüche wurde der Drake-Dreifachsuper „2-C“ gezeigt. Er hat drei umschaltbare Bandbreiten (0,4 kHz, 2,4 kHz, 4,8 kHz bei 6 dB), transistorisierten VFO, BFO und NF-Teil sowie 500-kHz-Skala. Zu diesem Empfänger paßt der SSB-Sender „T-4 XB“ von Drake mit SSB-Input von 350 W PEP für die Betriebsarten LSB, USB und AM.

Rundfunk- und Fernseh-Empfangsanlagen

Hohlleiter in Rundfunk- und Fernseh-Empfangsanlagen

Das FTZ gab jetzt nachstehenden Kommentar zur Frage der Übertragung von Rundfunk- und Fernsehsendungen über Hohlleiter zum Teilnehmer bekannt:

„Antennenwälder müssen nicht sein“, „Häßliche Antennenwälder werden langsam schwinden“, „Fernseh-Antennen bald überflüssig“. Unter diesen und ähnlichen Überschriften berichtete vor kurzem die Tagespresse über die künftige „Hohlleiter-technik“, mit der sich eine Forschungsgruppe des Fernmeldetechnischen Zentralamtes (FTZ) in Darmstadt befaßt.

Hohlleiter können zwar in einer absehbaren Zukunft auf Millimeterwellen nicht nur gleichzeitig an die 200 Fernsehbilder oder mehr als hunderttausend Telefongespräche, sondern ganz allgemein gewaltige Ströme elektrischer Daten im Verkehr zwischen elektronischen Datenverarbeitungsanlagen (Computern) über viele hundert Kilometer übertragen. Aber schon heute bietet die Technik glücklicherweise eine Möglichkeit, die Antennenwälder auf den Dächern unserer Großstädte zu lichten oder fast ganz abzubauen: Gemeinschafts-Antennenanlagen für Miethäuser, Wohnblocks und ganze Ortschaften.

Gemeinschafts-Antennenanlage für drahtlosen Empfang der Sendungen im Giga-Hertz-Bereich ließe sich nun auch eine Umsitzerzentrale denken, der die Programme über eine Hohlleiterstrecke zugeführt würden; denn elektromagnetische Wellen im Millimeter-Bereich werden vom Hohlleiter mit wesentlich geringerer Dämpfung übertragen als von einem heute gebräuchlichen Koaxialkabel. Deshalb untersucht die Bundespost zur Zeit die Eignung der Hohlleiter als Übertragungsstrecken für breite Frequenzbänder an Stelle der derzeitigen Richtfunkstrecken. Mit der Empfangsanlage des Hör- und Fernseh-Rundfunkteilnehmers hat das aber nichts zu tun: In den Bereichen I bis V werden Gemeinschafts-Antennenanlagen und – bei Einfamilienhäusern – auch Einzelantennen niemals durch Hohlleiter verdrängt werden.

Wellenausbreitung

Regen und Mikrowellen

Daß Regen die Mikrowellenausbreitung beeinflußt, ist bereits lange Zeit bekannt. Schon frühere Versuche haben gezeigt, daß die Beeinflussung nicht nur von der Wellenlänge des Signals, sondern auch von der Größe der Regentropfen und der Dichte des Regens abhängt. Für die Planung von Mikrowellenübertragungen im Frequenzbereich von etwa 10 ... 100 GHz sind daher Informationen über die Größe, Heftigkeit und Verteilung von Regenniederschlägen sehr wichtig. Aus diesen Informationen lassen sich Schlüsse darüber ziehen, wie weit Mikrowellensender und -empfänger voneinander entfernt sein dürfen und welche andere Strecke gegebenenfalls innerhalb eines Regengebietes für die Übertragung günstiger ist. Während solche Planungen schon für terrestrische Funkverbindungen von Wichtigkeit sind, so haben sie eine noch größere Bedeutung für die Sicherheit beispielsweise einer ständigen Verbindung mit einem Raumfahrzeug.

Früher vorhandene Regenmeßeinrichtungen waren nicht imstande, plötzliche Änderungen in der Regendichte sofort anzuzeigen. Jetzt haben Ingenieure der Bell Telephone Laboratories (USA) Geräte entwickelt, die probeweise an 100 Stellen innerhalb einer Fläche von 130 Quadratkilometern die Regenniederschläge aufzeichnen. Diese Regenmesser sind an Fernsprechmasten angebracht. Die Geräte registrieren Niederschläge vom einzelnen Regentropfen bis zu etwa 25 cm³ in der Stunde. Die Informationen werden im Abstand von 10 Sekunden über Draht einem Computer zugeleitet, der die Ergebnisse auswertet.

Das gegenwärtige Projekt hat bereits interessante und überraschende Ergebnisse gezeigt. Unter anderem wurde dabei offenbar, wie stark die Regendichte nicht nur am Ort einer einzigen Messstelle, sondern auch in einem großen Gebiet insgesamt fluktuiert, das heißt, daß der Regen sehr ungleichmäßig verteilt ist und oft beträchtlich wandert. Fernziel ist, daß der Elektronenrechner vollautomatisch auf die jeweils günstigste Übertragungsstrecke durchschaltet.

Ka.

(Nach telecommunication journal (1968) Nr. 1, S. 14-15)

Mehrfach-Antennenanordnungen

Heute ist bereits eine schon sehr dichte Belegung der Fernseh- und UKW-Kanäle in den Rundfunkbändern zu verzeichnen. Durch weitere neue Lückenfüllsender, -umsetzer und -umlenkanlagen ist weiterhin mit einer zunehmenden Belegung zu rechnen. Aus dieser Tatsache resultiert an manchen Empfangsorten heute schon eine Mehrfachbelegung von Kanälen. Das führt in ungünstigsten Fällen zu örtlichen Störungen, wie zum Beispiel Gleichkanal- oder auch Nachbarkanalstörungen mit ihren sehr unangenehmen Auswirkungen (Streifen im Fernsehbild oder Zwitschern im Ton). Auch andere als die genannten Störungen können in verschiedenen Empfangssituationen wirksam werden (Moiré, Geisterbilder, Zündfunkentstörungen, andere störende Geräte). Störungen der verschiedensten Art treten dabei sowohl beim Nahempfang als auch beim Fernempfang auf. Besonders aber sind oft geringe Antennenspannungen die größte Schwierigkeit, die einmal aus großer Entfernung vom Sender resultieren können oder zum anderen beispielsweise durch Tallagen oder Abschattungen der verschiedensten Art hervorgerufen sein können. Nicht zuletzt sind die Amateur-Antennenprobleme bei großen Entfernungen und ungünstigen Standorten oft mit einer leistungsfähigen Antennenanlage im VHF- oder UHF-Bereich zu befreieren. Auch die inzwischen gesammelten Erfahrungen beim Farbfernsehempfang haben ergeben, daß geringe Signalspannungen beim Farbfernsehempfang unangenehmer beim Fernsehteilnehmer in Erscheinung treten als beim Schwarz-Weiß-Empfang. Durch den "Color-Killer" (Farbabschalter) wird daher bei ungenügenden Antennenspannungen von Farbempfang auf Schwarz-Weiß-Empfang umgeschaltet, da Grieß im Schwarz-Weiß-Bild erträglicher als "farbiger Gries" im Farbbild ist.

Die vorstehenden Überlegungen und Tatsachen führen im Endergebnis zu Hochleistungsantennen, wobei dieser Tendenz auch laufend von der Industrie mit entsprechenden Typen Rechnung getragen wird. Im VHF- und UHF-Bereich sind dabei als Grundantennentypen die Yagi-Typen dominierend, im UHF-Bereich haben auch Flächenantennen eine gewisse Bedeutung bei bestimmten Gegebenheiten in der Empfangssituation erlangt. Bei Industrieerzeugnissen werden gewisse mechanische Größen nicht überschritten, da die Antennen einfach in der Anwendung, das heißt einfach zu montieren sein sollen, und zwar bei Erfüllung üblicher Forderungen bei den technischen Daten.

Sind jedoch Empfangssituationen vorhanden, bei denen die üblichen technischen Daten vorliegender Erzeugnisse nicht mehr ausreichen, dann gibt es trotzdem noch Möglichkeiten der Verbesserung der technischen Daten und damit des Empfangsergebnisses bei entsprechend erhöhten Forderungen. Diese Möglichkeiten bestehen in der Gruppenbildung der bekannten verschiedenen Antennentypen, wobei mehrere Varianten möglich sind. Ganz grundsätzlich hängen die technischen Daten der Antennenanordnungen von der räumlichen Größe ab. Eine Gruppenbildung aus vor-

handenen Typen führt allgemein zu einer räumlichen Vergrößerung der Anordnung und damit zwangsläufig zu einer verbesserten Richtwirkung und in der Folge zu einem entsprechend erhöhten Gewinn der Mehrfach-Antennenanordnung gegenüber der einzelnen Antenne. Allgemein ist bereits bekannt, daß zum Beispiel bei konventionellen Yagiantennen die Richtwirkung und damit der Gewinn direkt von der Antennenlänge im Verhältnis zur Wellenlänge und bei sogenannten Flächenantennen vom Verhältnis der Antennenfläche zum Quadrat der Wellenlänge bestimmt ist. Bei modifizierten Yagiantennen mit Mehrfachdirektoren in verschiedenen Ebenen, die sinngemäß bereits eine räumliche Mehrfach-Antennenanordnung darstellen, werden die Eigenschaften ebenfalls allgemein von ihrer räumlichen Größe bestimmt. In diesem Zusammenhang sei auch auf die analogen Aperturbetrachtungen hingewiesen, die später noch erläutert werden.

In diesem Beitrag sollen grundsätzliche Fragen von Mehrfach-Antennenanordnungen behandelt werden, um insbesondere auch Hinweise für Antennenbauer und Amateure für die Praxis dieses Personalkreises zu geben und um das Verständnis für die Funktion und Wirkungsweise solcher Anordnungen (auch bei industriellen Typen) zu fördern sowie richtige Einschätzungen der Möglichkeiten zu gewährleisten. Mehrfach-Antennenanordnungen als in sich komplekte Ausführungen der Industrie sind besonders in den letzten Jahren bekanntgeworden. Die Eigenschaften dieser Typen sind an Hand der aufgezeigten Zusammenhänge ohne weiteres abzuleiten.

Im Gegensatz zur Dimensionierung von zum Beispiel Yagiantennen ist es bei Mehrfach-Antennenanordnungen unter Voraussetzung bekannter Eigenschaften der als Grundantennentyp verwendeten Antennenausführung auch Praktikern des Antennenbaues ohne weiteres und mit elementarem mathematischem Aufwand möglich, die Eigenschaften einer solchen Anordnung mit guter Genauigkeit vorauszuberechnen.

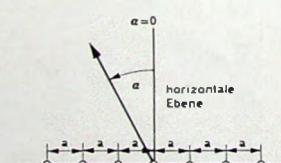


Bild 1. Antennenzeile mit m Strahlern beziehungsweise Grundantennen

Die so erhaltenen Ergebnisse decken sich in der Praxis recht gut mit entsprechenden Meßergebnissen, so daß solche Methoden mit Erfolg anwendbar sind.

Gruppencharakteristiken

Das Antennendiagramm enthält die wichtigsten Aussagen für jede Antennenanordnung. Bei einer Mehrfach-Antennenanordnung setzt sich das Gesamtdiagramm $C(\alpha, \beta)$ aus zwei Teilkomponenten zusammen. Das ist einmal das Diagramm $L(\alpha, \beta)$ des in der Mehrfach-Anordnung enthal-

tenen Grundantennentyps und zum anderen die sogenannte Gruppencharakteristik $M(\alpha, \beta)$. Das Gesamtdiagramm erhält man in einfacher Weise durch Multiplikation nach der Gleichung

$$C(\alpha, \beta) = M(\alpha, \beta) \cdot L(\alpha, \beta). \quad (1)$$

Dabei ist Voraussetzung, daß in der Mehrfach-Antennenanordnung alle Grundtypen gleich sind und diese auch alle gleich erregt werden. Auf diese Weise ergeben sich Vereinfachungen in der mathematischen Behandlung bei gleichzeitiger Möglichkeit, den Maximalgewinn zu erreichen. Selbstverständlich gibt es auch Anordnungen, bei denen mehrere Antennen mit unterschiedlicher Amplitude erregt werden; das führt jedoch immer zu einem Gewinnrückgang gegenüber dem Maximalgewinn.

Als Grundantennentyp im hier vorliegenden Zusammenhang kann jede beliebige Antenne verwendet werden, auch eine Viel-Element-Antennenanordnung, die für sich allein bereits eine Mehrfach-Antennenanordnung darstellt. Entsprechend den eingangs erläuterten Zusammenhängen und Forderungen ist es jedoch sinnvoll, möglichst große und damit leistungsfähige Ausführungen als Grundantennentypen zu verwenden, um eine möglichst gute Richtwirkung und damit einen maximal möglichen Gewinn zu erreichen.

Die Richtcharakteristik $L(\alpha, \beta)$ einer Grundantenne ist als horizontales und vertikales beziehungsweise polarisationsunabhängig als E- oder H-Diagramm in zwei charakteristischen Ebenen gegeben. Es sind dies also die bekannten Richtdiagramme beziehungsweise Richtkurven in verschiedener Darstellung als Antennenspannung in Abhängigkeit von den Einfallswinkeln der elektromagnetischen Welle. Zweckmäßigerweise wird dabei die normierte Darstellung (U/U_{\max}), bei der der Maximalwert gleich 1 ist, verwendet.

Die Gruppencharakteristik $M(\alpha, \beta)$ ist von den verwendeten Grundantennen im wesentlichen unabhängig und nur eine Funktion des gegenseitigen Abstandes der Grundantennen unter der Voraussetzung, daß diese mit gleicher Amplitude und

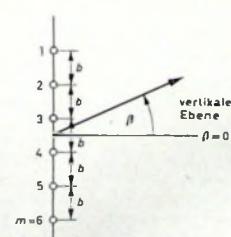


Bild 2. Antennenspalte mit m Strahlern beziehungsweise Grundantennen

| | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 |
|----|----|---|---|---|---|---|
| 10 | 20 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 30 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 40 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 50 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |

... Zeilen
... Spalten

Bild 3. Antennenebene mit m Zeilen und n Spalten

mase gespeist werden. Sie muß entsprechend der Antennenanordnung für die horizontale oder vertikale Ebene ermittelt werden. Die Polarisation der Antennenanordnung ist für die Gruppencharakteristik völlig unerheblich, diese muß lediglich bei der Dimensionierung des Gesamtdiagramms aus dem Diagramm der einzelnen Antenne und bei der Montage der einzelnen Antennen berücksichtigt werden.

Mit den berechneten Gruppencharakteristik und der gegebenen Charakteristik $L(\alpha, \beta)$ der verwendeten Grundantennen ist also die Berechnung der resultierenden Diagramme in den verschiedenen Ebenen bei Mehrfach-Antennenanordnungen möglich. Im wesentlichen kommt es dabei zunächst auf die Ermittlung der geeigneten Gruppencharakteristik $M(\alpha, \beta)$ an.

Grundsätzlich gibt es zwei Möglichkeiten des Aufbaus einer Mehrfach-Antennenanordnung. Einmal können Antennen (unabhängig von der Polarisation) horizontal nebeneinander angeordnet werden; sinngemäß spricht man dabei von Antennenzeilen. Zum anderen können Antennen vertikal über- oder untereinander angeordnet werden (ebenfalls unabhängig von der Polarisation); in diesem Fall spricht man sinngemäß von einer Antennenspalte. Die Kombination aus beiden Aufbaumöglichkeiten führt zu einer Antennenebene aus m Zeilen und n Spalten.

Die Gruppencharakteristik wird entsprechend den Bildern 1 bis 3 in direkter Abhängigkeit von den Abständen a und b beziehungsweise genauer a/λ und b/λ für die jeweilige Ebene berechnet.

Für eine beliebige Anzahl Strahler n , die mit gleicher Amplitude und Phase gespeist werden und im jeweils gleichen Abstand a voneinander angeordnet sind, erhält man die Gruppencharakteristik für die horizontale Ebene als Funktion des Winkels α nach der Gleichung

$$M(\alpha) = \frac{\sin\left(n \cdot \frac{a}{\lambda} \cdot \sin \alpha\right)}{n \cdot \sin\left(\frac{a}{\lambda} \cdot \sin \alpha\right)} \cdot 180^\circ = \frac{\sin(n \cdot x)}{n \cdot \sin x} \quad (2a)$$

Die Anordnung der Strahler entspricht dabei dem Bild 1. In sinngemäß gleicher Weise erhält man auch die Gruppencharakteristik für die vertikale Ebene für eine beliebige Anzahl m der Einzelstrahler mit den gegenseitigen gleichen Abständen b in der vertikalen Ebene in Abhängigkeit vom Winkel β (entsprechend Bild 2):

$$M(\beta) = \frac{\sin\left(m \cdot \frac{b}{\lambda} \cdot \sin \beta\right)}{m \cdot \sin\left(\frac{b}{\lambda} \cdot \sin \beta\right)} \cdot 180^\circ = \frac{\sin(m \cdot y)}{m \cdot \sin y} \quad (2b)$$

Da in der Empfangsantennentechnik Mehrfach-Antennenanordnungen mit zwei Antennen in einer Zeile oder Spalte (gegebenenfalls eine Vierfachanordnung in zwei Zeilen und zwei Spalten, die sinngemäß zu behandeln ist) als häufigste Anordnung vorkommen, ist es zweckmäßig, für diesen Fall mathematische Vereinfachungen vorzunehmen. Für den Betrag solcher Gruppencharakteristiken erhält man in weiterer Ableitung die Ausdrücke nach Gl. (3a) und sinngemäß nach Gl. (3b).

$$M(\alpha) = \left| \cos \left[\left(\frac{a}{\lambda} \cdot \sin \alpha \right) 180^\circ \right] \right|, \quad (3a)$$

$$M(\beta) = \left| \cos \left[\left(\frac{b}{\lambda} \cdot \sin \beta \right) 180^\circ \right] \right|. \quad (3b)$$

Eine Gruppencharakteristik entsteht in anschaulicher Weise dadurch, daß die von Kugelstrahlern ausgehenden Wellen in großer Entfernung mit verschiedenen Phasenwinkeln überlagert werden, die einmal abhängig sind vom gegenseitigen Abstand dieser Strahler und zum anderen von der Richtung, in der die Überlagerung betrachtet wird. Sinngemäß gilt das in ähnlicher Weise für Empfangsantennen, wobei die Überlagerung am Zusammenschaltungspunkt der Energieleitungen zweier Empfangsantennen (E) erfolgt, wenn diese durch eine elektromagnetische Welle aus verschiedenen Richtungen erregt werden. Für die Phasenverschiebung ist dabei die entstehende Wegdifferenz $\Delta s/\lambda$ maßgebend (Bild 4). Es handelt sich dabei also um eine

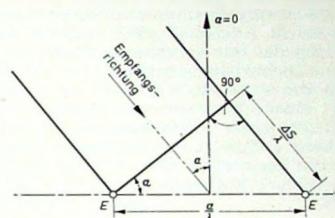


Bild 4. Wegunterschied der Wellen bei zwei Strahlern beziehungsweise Empfangsantennen (E)

einfache Überlagerung (Superposition), wobei das Prinzip der Superposition in der Antennentechnik überhaupt eine dominierende Rolle spielt, da ausschließlich dadurch die verschiedenen Richtdiagramme und daraus abzuleitenden Eigenschaften resultieren.

Bei der Berechnung der Gruppencharakteristiken nach den angegebenen Gleichungen erhält man stets bei den angegebenen Bedingungen bei dem Winkel $\alpha = \beta = 0$ einen Maximalwert, das heißt, bei Erregung der verschiedenen Antennen mit gleicher Phase und Amplitude addieren sich die Energien der Antennen in der Hauptstrahlrichtung.

Der Vollständigkeit halber sei hier auch noch die Berechnung des Öffnungswinkels der Hauptkeule einer Gruppencharakteristik angegeben, da dieser Wert in der Hauptsache auch den entsprechenden Winkel der Gesamtanordnung bestimmt:

$$\sin \alpha = \frac{0,25}{a/\lambda}. \quad (4)$$

Mit Gl. (4) berechnet man in bekannter Weise den Winkel α . Dieser stellt sinnge-

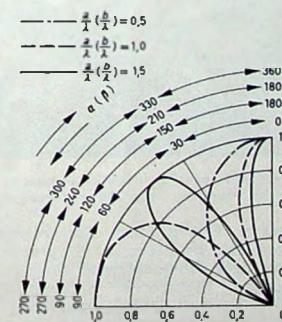


Bild 5. Gruppencharakteristik mit $n(m) = 2$ und $a/\lambda \cdot (b/\lambda) = 0.5; 1.0; 1.5$

mäß den halben Öffnungswinkel der Hauptkeule dar:

$$\alpha_{0.7} = 2 \alpha. \quad (5)$$

Nach Gl. (5) erhält man dann in bekannter Weise mit $\alpha_{0.7}$ den Öffnungswinkel der Hauptkeule der Gruppencharakteristik (sinngemäß gilt das auch für β).

Bild 5 zeigt einige berechnete Gruppencharakteristiken für zwei Strahler in verschiedenen Abständen.

Daraus ist erkennbar, daß einerseits der Öffnungswinkel der Hauptkeule mit zunehmendem Abstand kleiner wird; andererseits treten jedoch auch zunehmend Nebenkeulen auf. Bei Abständen von 0.5λ , 1.5λ , 2.5λ usw. sind dabei immer Nullstellen bei 90° und 270° im Diagramm vorhanden. Solche Abstandsweisen erweisen sich daher als vorteilhaft bei Anordnungen, bei denen die Grundantennen in diesen Winkelbereichen keine Nullstellen aufweisen (zum Beispiel in der H -Ebene bei Yagiantennen). Auf die sinnvolle Auswahl der Gruppencharakteristik wird an späterer Stelle noch eingegangen.

Die Bilder 6 und 7 zeigen Beispiele von Gruppencharakteristiken für vier Strahler

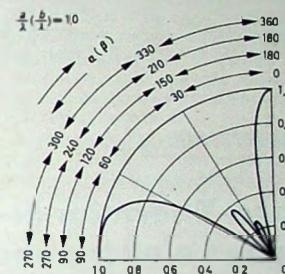


Bild 6. Gruppencharakteristik mit $n(m) = 4$ und $a/\lambda \cdot (b/\lambda) = 1.0$

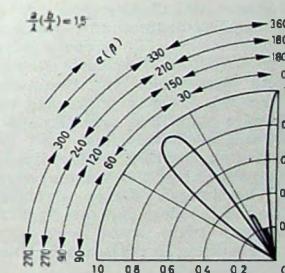


Bild 7. Gruppencharakteristik mit $n(m) = 4$ und $a/\lambda \cdot (b/\lambda) = 1.5$

in einer Ebene mit ebenfalls verschiedenen gegenseitigen, jedoch untereinander gleichen Abständen. Die Möglichkeiten der Verbesserung der Richtwirkung sind daraus eindeutig erkennbar.

Bei der Berechnung des Gesamtdiagramms einer Mehrfach-Antennenanordnung geht man in der Praxis so vor, daß man die Gruppencharakteristik für Winkel in Abständen von etwa 5° berechnet und eventuell zunächst in ein Diagrammblatt allein einzeichnet. Bei diesem Vorgehen erkennt man sehr leicht mögliche Rechenfehler, da sie an einem unstetigen Verlauf der entstehenden Kurve erkennbar sind. Je nach Anforderungen kann man natürlich auch größere oder kleinere Intervalle bei der Berechnung zugrunde legen. Dabei genügt es vollständig, die Gruppencharakteristik im hier vorliegenden Zusammenhang nur

für den Winkelbereich zwischen 0° und 90° zu berechnen, da sie sowohl zur Achse 0° bis 180° wie auch zur Achse 90° – 270° symmetrisch (spiegelbildlich) ist (entsprechend wurden die Beispiele nach den Bildern 5 bis 7 dargestellt).

Bei der Realisierung der Gesamtcharakteristik nach der Gleichung

$$C = M \cdot L \quad (6)$$

geht man dann sinngemäß wie bei der Gruppencharakteristik in der Berechnung weiter, indem man ebenfalls bei geeigneten wählbaren Winkeln in Intervallen den Zahlenwert der Gruppencharakteristik mit dem entsprechenden Zahlenwert des Diagramms der verwendeten Grundantenne beim gleichen Winkel multipliziert und das Produkt in ein weiteres Diagrammblatt einträgt. Die Verbindung aller Punkte ergibt dann das Richtdiagramm der gesamten Mehrfach-Antennenanordnung für die Ebene, die der Berechnung zugrunde liegt.

In diesem Zusammenhang ist es interessant festzustellen, was zum Beispiel mit dem Diagramm der vertikalen Ebene einer Mehrfach-Antennenanordnung als Antennenzeile geschieht. Das Diagramm der horizontalen Ebene wird nach Gl. (2a) oder Gl. (3a) berechnet. In der vertikalen Ebene ist sinngemäß m gleich 1. Damit geht je-

doch die zusammengefaßte Gl. (2b) über in

$$M(\beta) = \frac{\sin y}{\sin x} = 1. \quad (7)$$

Das heißt nichts anderes, als daß in der Vertikalebene keine Richtungsabhängigkeit entsteht oder – genauer gesagt – der Wert $M(\beta)$ bei jedem Winkel β gleich 1 ist. Das bedeutet, daß sich in der Vertikalebene am gegebenen Diagramm der verwendete Grundantennen keinerlei Änderungen ergeben. Sinngemäß gilt das auch für eine Antennenspalte. Da hier n gleich 1 ist, erhält man

$$M(\alpha) \frac{\sin x}{\sin x} = 1. \quad (8)$$

Das heißt nichts anderes, als daß das horizontale Diagramm der verwendeten Grundantennen allein bei einem Aufbau als Antennenspalte in keiner Weise beeinflußt wird. Allgemein führt das zu der Tatsache, daß mit Antennenzeilen die horizontale Richtwirkung verbessert wird, wogegen die vertikale Richtwirkung gegenüber einer Einzelantenne unbeeinflußt bleibt. Bei einer Antennenspalte wird die vertikale Richtwirkung verbessert, während die horizontale Richtwirkung gegenüber einer Einzelantenne unbeeinflußt bleibt. (Fortsetzung folgt)

unter Ausnutzung des thermionischen Effektes elektrische Energie erzeugt.

Umfangreiche Studien und experimentelle Arbeiten, die in den vergangenen sechs Jahren bei den Firmen *BBC*, *Intertatom* und *Siemens* durchgeführt wurden, konzentrierten sich auf einen kleinen metallhydrid moderierten Leistungsreaktor, der mit hoch angereichertem Uran als Brennstoff und flüssigem Natrium als Kühlmittel arbeitet. Der Reaktorkern selbst ist nur 45 cm hoch und hat einen Durchmesser von etwa 35 cm. In seinem Inneren sind 19 thermionische Brennstäbe untergebracht, die eine verhältnismäßig komplizierte innere Struktur aufweisen. Jeder dieser Brennstäbe enthält sieben Cäsium-Wandlerzellen von 5,4 cm Länge mit einem Emitterdurchmesser von 2 cm. Sie werden auf der Emittorseite mit 1500 bis 1700 °C betrieben und auf der Kollektorseite mit flüssigem Natrium auf 550 bis 650 °C gekühlt.

Da die 19 Brennstäbe nicht ausreichen, um den Reaktor „kritisch“ zu machen, das heißt die Kettenreaktion auszulösen und in Gang zu halten, ist der thermionische Innenkern von einer homogenen Mischung von Spaltstoff und Moderator, der sogenannten Treiberzone, umgeben. Diese Treiberzone enthält nur wenig Strukturmaterial und ermöglicht es, den Reaktor klein zu halten. Außen ist der gesamte Kern von einem Beryllium-Reflektor umgeben, der ausschwenkbare Segmente zur Regelung des Reaktors enthält. Das Gesamtgewicht des Incore-Thermionik-Reaktors wird etwa 550 kg betragen, worin 15 kg Uran 235 als Spaltstoff enthalten sind.

Es ist geplant, einen terrestrischen Prototyp dieses Reaktors in der Bundesrepublik zu bauen. Eine geeignete Versuchsanlage soll auf dem Gelände eines Kernforschungszentrums errichtet werden. Für Entwicklung und Bau werden etwa 5 Jahre benötigt.

1970 mehr als 100 Kernkraftwerke

Nach einer Mitteilung des Bundesforschungsministeriums werden 1970 voraussichtlich 109 Kernkraftwerke mit einer Gesamtleistung von 32 273 MW arbeiten. Hier von werden 90 Kernkraftwerke in der westlichen Welt, 10 in Osteuropa und 9 in Indien, Japan und Pakistan in Betrieb sein. Bisher arbeiten in der ganzen Welt bereits 67 Kernkraftwerke mit einer Leistung von 12 226 MW. Diese rapide Entwicklung kennzeichnet den Trend zur Elektrizität als Energie unserer Zeit.

Erster Atomstrom aus dem Kernkraftwerk Lingen

Am 20. Mai 1968 lieferte das von *AEG-Telefunken* errichtete Atomkraftwerk Lingen den ersten elektrischen Strom in das Verbundnetz der *VEW (Vereinigte Elektrizitätswerke Westfalen AG)*. Das Kernkraftwerk hat eine elektrische Leistung von 252 MW und ist das dritte deutsche Atomkraftwerk mit einem Siedewasserreaktor. Es entstand in vierjähriger Bauzeit am Dortmund-Ems-Kanal in der Nähe der Stadt Lingen. Der Reaktor war am 31. Januar dieses Jahres zum erstenmal kritisch geworden. Ihm ist ein mit Öl befeuerter Überhitzer nachgeschaltet.

Ein weiteres Kernkraftwerk mit einem AEG-Siedewasserreaktor wird zur Zeit in Würgassen an der Weser gebaut. Es soll 1972 in Betrieb gehen und wird eine elektrische Leistung von 670 MW haben.



Modell des Incore-Thermionik-Reaktors zur Energieversorgung von Raumfahrzeugen

eingefangen. Die größere Elektronenaustrittsarbeit des Emitters im Vergleich zum Kollektor und die kinetische Energie der austretenden Elektronen erzeugen eine Potentialdifferenz. Diese Spannung bewirkt in einem angeschlossenen Verbraucherkreis einen Strom. Im Reaktor selbst wird also ohne mechanisch bewegte Teile

Elektronik für den Flug zum Mond

I. Bodenelektronik für das Apollo-Programm

Schluß von FUNK-TECHNIK Bd. 23 (1968) Nr. 13, S. 506

5. Das „Manned Space Flight Network“

Da auf das bisher noch nicht genannte Funktionssystem des MCC, nämlich auf den Simulations-, Prüf- und Ausbildungskomplex, an dieser Stelle nicht näher eingegangen werden soll, sei jetzt kurz das „Manned Space Flight Network“ besprochen, das als primäres Navigationssystem während des bemannten Mondfluges Bahnverfolgung, Kommandoübertragung, Telemetrie-Empfang, Nachrichtenaustausch und Fernsehverbindung mit dem Raumschiff als Hauptaufgaben zu übernehmen hat. Das Netz umfaßt zu diesem Zweck fest installierte und bewegliche Landstationen, Bahnverfolgungsschiffe (Bilder 6 und 7) sowie MSFN-Flugzeuge.

Da der Einsatz der Bahnverfolgung bereits fünf Sekunden vor Abheben des Trägerfahrzeugs von der Startrampe beginnt, zunächst kurz ein Blick auf die Bahnverfolgungshilfen, die die Saturn V hat. Dieses Trägerfahrzeug besteht aus drei Stufen. Der S-IC von Boeing, der S-II von der North American und der S-IVB von Douglas. Fest mit der S-IVB-Stufe verbunden ist die Instrumentenbaugruppe, die IU, für die die IBM verantwortlich zeichnet. Den „oberen Stock“ bildet dann der Apollo-Komplex. Von der Elektronik des Trägerfahrzeugs, die im zweiten Teil näher behandelt werden wird, sei hier nur kurz erwähnt, daß als Bahnverfolgungshilfen die S-IC über einen ODOP-Transponder (890/960 MHz) und die Instrumenteneinheit in ihrem „radio command system“ über je einen AZUSA- (CW, 5060/5000 MHz), C-Band- (Impuls, 5690/

5765 MHz) und S-Band-Transponder (2101,8/2282,5 MHz) verfügt.

Für die Verfolgung der Erststufe stehen auf der Erde zwei ODOP-Sendestationen und sieben ODOP-Empfangsstationen im Gebiet zwischen Cape Kennedy und den Bahamas im Einsatz. Gleichzeitig mit der Bahnverfolgung der S-IC beginnen auch der AZUSA- und der C-Band-Transponder der IU zu arbeiten, die durch das AZUSA-, GLOTRAC- und Radarnetz der Cape-Kennedy-Versuchsstrecke empfan gen werden. Das ODOP- und das AZUSA-, GLOTRAC- und Radarnetz ergänzen das MSFN bei der Verfolgung der aus Drittstufe mit der Instrumenteneinheit und dem Apollo-Komplex bestehenden Fahrzeugguppe auf dem Warteorbit (auch „parking orbit“ genannt) und während des Einschusses in die Bahn zum Mond bis zum Abtrennen der S-IVB-Stufe vom Apollo-Komplex.

Einige Angaben über die zur Bahnverfolgung eingesetzten Stationen gehen aus Tab. I hervor.

Erwähnt sei, daß das ODOP, das „Orbital Doppler System“, ein nach dem Dopplerprinzip arbeitendes Bahnüberwachungs system für Flugkörper, die sich auf Erdumlaufbahn befinden, darstellt, während die „AZUSA Mk. 2“-Anlagen (Firmenzeichnungen der General Dynamics) mit ihrer Reichweite von mehr als 30 000 km bereits der Bahnverfolgung von weiter in den Raum vorstoßenden Fahrzeugen, Satelliten und Sonden dienen. Das GLOTRAC („Global Tracking System“), das weltweite Bahnverfolgungssystem, wurde

bereits für Mercury und Gemini eingesetzt und dient ebenfalls der Bahnverfolgung und Telemetrie im erdnahen Raum.

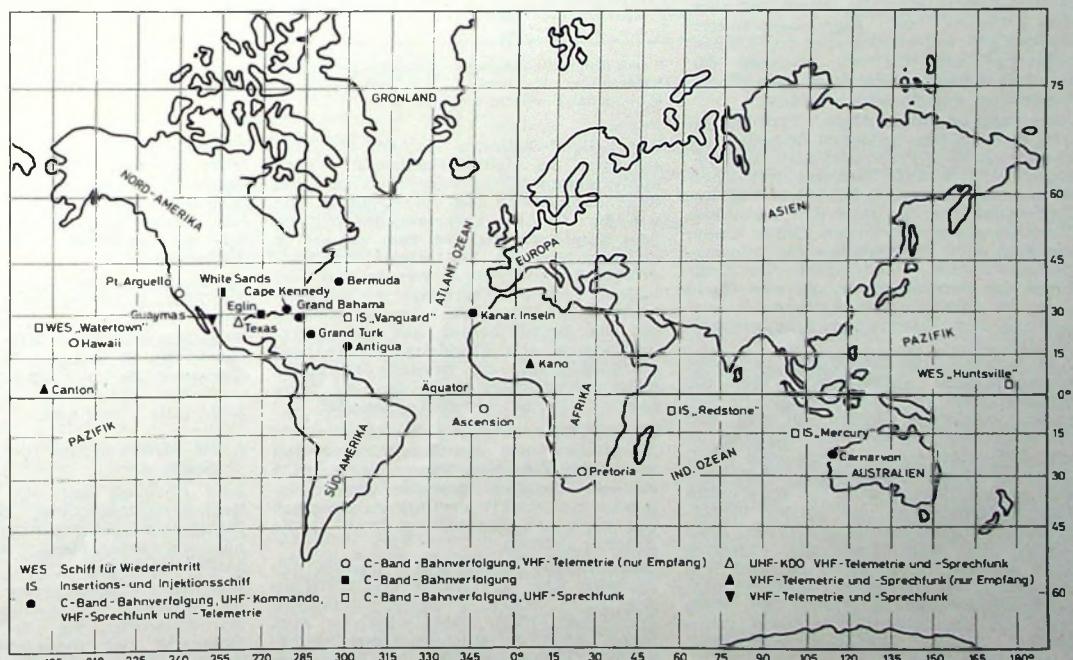
6. Das „Kombinierte S-Band-System“ des MSFN

Beim Manned Space Flight Network handelt es sich in der Hauptsache um ein kombiniertes S-Band-System, dessen Grundkonzept vom Jet Propulsion Laboratory in Pasadena erprobt und bereits für mehrere Raumfahrtprogramme erfolgreich angewendet wurde.

Zum sogenannten USB („Unified S-Band“, wie die amerikanische Bezeichnung für das kombinierte S-Band-System lautet) gehören zwanzig Stationen, von denen sich fünf auf speziell ausgerüsteten Schiffen befinden. Dazu wurden von der Douglas Aircraft unter der Gesamtleitung der Electronic Systems Division des USAF Systems Command acht C-135 zu fliegenden Relaisstationen, die die Bezeichnung ARIA (Apollo/Range Instrumentation Aircraft) tragen, umgebaut.

Für drei der festen Bodenstationen sind Antennen mit 26 m Durchmesser vorgesehen, die in Goldstone, Madrid und Canberra stehen werden. Zwölf der Landstationen sowie drei der Schiffsstationen verfügen über 9-m-Antennen, die restlichen beiden Schiffsstationen arbeiten mit 3,7-m-Antennen. Diese beiden Schiffe, die „Watertown“ und die „Huntsville“, die bereits als Ortungsschiffe der „Pazific Missile Range“ eingesetzt waren, werden zur Überwachung der Wiedereintrittsphase der Apollo-Führungsbaugruppe dienen und

Bild 6. Das „Manned Space Flight Network“ der NASA: Positionen der VHF/UHF/C-Band-Stationen



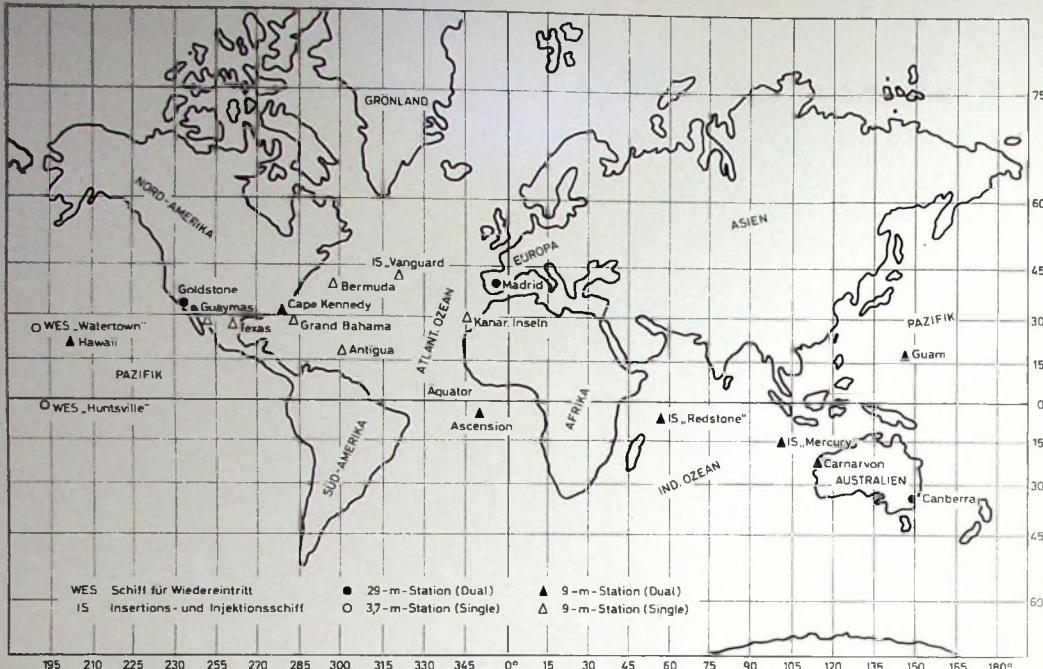


Bild 7. Das „Manned Space Flight Network“ der NASA: Stationen des kombinierten S-Band-Systems

haben deshalb keine so umfangreiche Ausrüstung wie die anderen drei Schiffe. Während des Parkorbit und während der ersten zwanzig Minuten des Fluges Richtung Mond sind die mit den 9-m-Antennen ausgerüsteten Land- und Schiffsstationen für die Ermittlung der Bahndaten sowie für die Telekommunikation zuständig, da ihre Reichweite bei ungerichteter Antenne des Apollo-Fahrzeugs rund 28 000 km beträgt. Bei einsatzbereiter Richtantenne (einer an der Geräteabgruppe befindlichen herausklappbaren S-Band-Richtantenne, die jedoch erst nach dem Wende- und Kupplungsmanöver Apollo/LEM voll einsatzbereit ist) können allerdings auch die 9-m-Antennen die Apollo-Fahrzeugegruppe selbst noch in der Umgebung des Mondes verfolgen.

Notwendig ist das „erdnahe“ Verfolgungsnetz mit den 9-m-Antennen deshalb, weil die drei S-Band-Primärstationen in Goldstone, Madrid und Canberra mit ihren 26-m-Antennen erst ab 15 000 bis 18 000 km Entfernung von der Erde eine lückenlose Überdeckung gewährleisten. Dafür tragen sie dann aber die Hauptlast des Informationsaustausches einschließlich des Empfangs der Fernsehsignale, die vom Mond über die dort von den Astronauten aufgestellte Richtantenne zur Erde gestrahlt werden.

Alle Antennen des MSFN sind in Cassegrain-Bauweise ausgeführt, wobei die 9-m-Antennen bei einer Strahlbreite von einem Grad einen Gewinn von 44 dB und die 26-m-Antennen bei einer Strahlbreite von 0,35 Grad einen Gewinn von 51 dB haben. Jede der Antennen verfügt über eine kleinere Suchantenne von etwa einem Meter Durchmesser und großen Strahlbreite zur Ersterfassung des Ziels. Ausrichten und Nachführen der Antennen kann auf drei Arten erfolgen, nämlich 1. manuell, 2. bei bekannten Bahndaten vorprogrammiert oder 3. automatisch, wozu noch aus dem Gemini-Programm stammende Univac-„1218“-Elektronenrechner verwendet werden.

Tab. I Stationen für die Bahnverfolgung

| Anzahl | Bezeichnung ¹⁾ | Band | Zur Verfolgung von | Bemerkungen |
|--------|---------------------------|--------------|--------------------|-------------|
| 2 | ODOP-Sender | S-Band | S-IC | |
| 7 | ODOP-Empfangsstationen | S-Band | S-IC | |
| 1 | AZUSA-Station | C-Band | S-IC/S-IVB (IU) | |
| 5 | GLOTRAC-Stationen | C-Band | S-IC/S-IVB (IU) | |
| 5 | AN/FPQ-6 | Komb. S-Band | IVB/IU/APOLLO/LEM | |
| 14 | AN/FFS-16 | Komb. S-Band | IVB/IU/APOLLO/LEM | |
| 2 | AN/TPQ-18 | Komb. S-Band | IVB/IU/APOLLO/LEM | |
| 2 | AN/MPS-25 | Komb. S-Band | IVB/IU/APOLLO/LEM | |

¹⁾ nach dem neuen Schlüssel bedeuten die Buchstaben nach dem schrägen Strich bei den „AN“-Geräten:
1. Buchstabe: F = ortsfest, T = transportabel, M = mobil; 2. Buchstabe: P = Radar; 3. Buchstabe: Q = Spezial, S = Suche und Erfassung

Alle S-Band-Stationen verfügen im Prinzip über die gleiche Elektronik: Ungerührte parametrische Verstärker mit einer Rauschtemperatur von 170°K führen die von der Antenne aufgefangenen Signale dem Empfänger zu, von dem aus sie in die verschiedenen Teilsysteme zur Verarbeitung weitergeleitet werden. Bei normalem Betrieb verarbeitet ein Univac-Rechner die Daten für ihre Darstellung auf den Kontrollpulten und ihre Übermittlung an die Einsatzleitzentrale (also NASCOM), und ein zweiter verarbeitet, prüft und speichert die an das Raumfahrzeug zu übermittelnden Kommandos.

Die Signale, die abgestrahlt werden sollen, führt man über den Steuersender und einen 10-kW-Endverstärker der Antenne zu, wobei die 26-m-Antennen zwei parallel geschaltete 10-kW-Verstärker benutzen und somit eine Leistung von 20 kW an die Antennen abgeben.

Bemerkt muß vielleicht noch werden, daß zwischen Erde und Apollo ein Austausch der Informationen in sieben verschiedenen Arten erfolgt. Dabei wird der Austausch jedoch auf einem einzigen Duplexkanal vorgenommen, und da in einigen

Phasen des Einsatzes die Erdstellen gleichzeitig mit dem den Mond umkreisenden Apollo-Fahrzeug und dem auf dem Mond gelandeten Mondlandegerät verbunden sein müssen, sind eine Anzahl von Stationen mit doppelten Sende-Empfangsanlagen ausgerüstet.

Im Übrigen benutzt das S-Band-Netz zum Apollo-Kommandofahrzeug die Sendefrequenz 2106,4 MHz und zum LEM die Sendefrequenz 2101,8 MHz. Zum Empfang dienen die Frequenzen 2287,5 MHz (vom Command Modul), 2272,5 MHz (vom zusätzlichen FM-Sender des CM) sowie 2282,5 MHz (vom LEM).

7. Die schwimmenden und fliegenden Stationen

Zum Abschluß noch ein Wort über die Bahnverfolgungsschiffe, deren geplante Einsatzpositionen den Bildern 6 und 7 entnommen werden können, und über die fliegenden Stationen.

Von den Schiffen werden die „Vanguard“ den Einschub des Apollo-Fahrzeugs auf den Warteorbit, die „Redstone“ und die „Mercury“ das Raumfahrzeug während seines Fluges auf dem Warteorbit und an-

schließend in der Anfangsphase seines Einschlusses in die Mondbahn überwachen.

Die wichtigsten Anlagen dieser Schiffe sind die Anlagen des kombinierten S-Band-Systems mit den dazugehörigen 9-m-Antennen. Darüber hinaus haben sie eine Breitband-Telemetrieantenne mit ebenfalls 9 m Durchmesser für den Frequenzbereich 225 ... 230 MHz, die von einer Wendelantenne (130 ... 140, 225 ... 260 und 290 ... 300 MHz) ergänzt wird. Im vorderen Drittel des Schiffes ist die 4,9-m-Antenne des Monopuls-Bahnverfolgungsradars „AN/FPS-16“ installiert, das im C-Band arbeitet und bei einer Impulsleistung von 1 MW eine maximale Reichweite von 60 000 km hat. Schließlich findet man auf dem Schiff

tionssystem, wobei für die gesamte Navigation des Schiffes ein zentrales Datenerarbeitungssystem verantwortlich ist. Diese Zentral-EDV übernimmt auch die Programmsteuerung der Bahnverfolgungsanlagen für die Erfassung und das Festhalten des Ziels, da dies hier eine wesentlich schwierigere Aufgabe als für die festen Landstationen ist.

Daß man zu diesem ganzen Netz von festen und beweglichen Land- und schwimmenden Stationen nun auch noch fliegende Stationen einsetzt, hat einen ganz besonderen Grund. Die fliegenden Stationen füllen die Lücken, die in dem Netz an Überwachungsstationen noch bestehen dadurch, daß sie innerhalb kürzester Frist an jeden beliebigen Ort der

Telemetriedaten vom Apollo-Komplex und von der S-IVB-Stufe und schließlich HF-Einrichtungen für die Verbindung mit den Bodenstellen umfaßt. Als Antenne haben die C-135 eine kombinierte S-Band-VHF-Richtantenne im Rumpfbug installiert, die einen Durchmesser von 2,1 m hat und sich in der x-Achse um ± 80 Grad und in der y-Achse um $+80$ Grad und -30 Grad schwenken läßt.

8. Zusammenfassung

Der Überblick über die wichtigsten Einrichtungen, die für die Durchführung des Apollo-Programms auf der Erde installiert sind, dürfte trotz seiner Kürze einen kleinen Einblick in die Vielfalt der für einen Mondflug erforderlichen Bodenelektronik

Abkürzungen, die bei Veröffentlichungen über das Apollo-Projekt in der amerikanischen Literatur vielfach ohne nähere Erklärung verwendet werden

| | | | | | |
|---------|---------------------------------------|---|--------|---|--|
| AGAA | Attitude Gyro Accelerometer Assembly | Fluglagenkreisel-Beschleunigungsmesser-Baugruppe | IMU | Inertial Measuring Unit | Trägheitsplattform |
| AGC | Apollo Guidance Computer | Apollo-Führungsrechner | IU | Instrument Unit | Instrumenten-Einheit |
| AGS | Abort Electronics Assembly | Einsatzabbruchs-Elektronik | LM | Landing Module | Landungs-Baugruppe |
| AOT | Alignment Optical Telescope | optisches Teleskop | LEM | Lunar Excursion Module | Monderkundungsfahrzeug |
| A/RIA | Apollo/Range Instrumentation Aircraft | fliegende Relaisstation | LGC | LEM Guidance Computer | LEM-Führungsrechner |
| AS | Ascent Stage | Aufstiegsbaugruppe | MCC | Mission Control Center | Einsatzzentrale (Houston) |
| ASA | Abort Sensor Assembly | Einsatzabbruchs-Sensorgruppe | MOCR | Mission Operations Control Room | Flugüberwachungsraum im MCC |
| CA | Control Accelerometers | Beschleunigungsmesser | MSFN | Manned Spaceflight Network | Netz der Bodenstationen für den bemannten Raumflug |
| CC | Control Computer | Steuerrechner | NASA | National Aeronautics and Space Administration | Nationale Luft- und Raumfahrt-Behörde |
| CDU | Coupling Display Unit | Koppel-Anzeigegerät | NASCOM | NASA Communications | NASA-FernmeldeSystem |
| CES | Control Electronics Section | Steurelektronik | ODOP | Orbital Doppler System | System zur Umlaufbahnumwandlung mittels Doppler |
| CM | Command Module | Führungs-Baugruppe (Apollo) | PCM | Pitch Control Motor | Neigungsregelmotor |
| CSM | Command and Service Module | Führungs- und Antriebs-Baugruppe (das gesamte Apollo-Raumfluggerät) | RCM | Reaction Control Motor | Bremsregelmotor |
| CWS | Caution and Warning System | Überwachungs- und Warnsystem | RCS | Reaction Control System | Bremsregelsystem |
| DCU | Display and Control Unit | Anzeige- und Steuereinheit | RE | Recovery Equipment | Wiederaufindungsgerüst |
| DEDA | Data Entry and Display Unit | Dateneingabe- und -darstellungs-Gerät | RG | Rate Gyro | Wendekreisel |
| DS | Descent Stage | Abstiegsbaugruppe | RR | Rendezvous-Radar | Rendezvousradar |
| ECA | Electronic Control Assembly | elektronische Steueranlage | RS | Range Safety | Sicherheitssystem |
| ECS | Environmental Control System | elektronisches Regelsystem für Umwelteinflüsse | RTC | Real Time Computer | Rechner zur sofortigen Datenverarbeitung |
| ECU | Environmental Control Unit | elektronisches Regelgerät für Umwelteinflüsse | SCS | Stabilization and Control System | Stabilisierungs- und Steuersystem |
| EDS | Emergency Detection System | Warnsystem | SCT | Scanning Telescope | Abtast-Teleskop |
| ELS | Earth Landing System | Erd-Landesystem | SPE | Service Propulsion Engine | Antrieb des CSM |
| EPS | Electrical Power System | Stromversorgungssystem | SPS | Service Propulsion System | Antriebssystem des CSM |
| GLOTRAC | Global Tracking System | globales Bahnverfolgungssystem | SXT | Space Sextant | Sextant |
| | | | T | Transponder | Transponder |
| | | | TD | Transducer | Meßwertaufnehmer |

noch eine Antenne für die Kommandoübermittlung, bestehend aus zwei miteinander gekoppelten Gruppen von je vier Wendelantennen.

Damit aber noch nicht genug das Antennenwaldes: Eine dritte 9-m-Antenne (ebenfalls in Cassegrain-Bauweise) dient für den Sprechfunkverkehr und den gesamten Datenaustausch mit dem MCC, der über eine Fernmeldesatelliten-Station abgewickelt werden wird. Zu diesem System gehören dann unter anderem doppelte Sender/Empfänger-Baugruppen mit 15-kW-Endverstärker, je 3 Modulator- und 13 Demodulator-Baugruppen.

Für äußerst exakte Positions- und Lagebestimmung sorgt ein Trägheitsnaviga-

tionssystem, wobei für die gesamte Navigation des Schiffes ein zentrales Datenerarbeitungssystem verantwortlich ist. Diese Zentral-EDV übernimmt auch die Programmsteuerung der Bahnverfolgungsanlagen für die Erfassung und das Festhalten des Ziels, da dies hier eine wesentlich schwierigere Aufgabe als für die festen Landstationen ist.

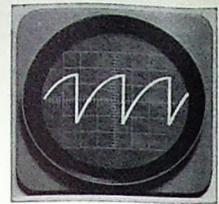
Im Grund stellen die C-135 also nur fliegende Relaisstationen dar, deren Bordelektronik in der Hauptsache S-Band- und VHF/AM-Sende/Empfangsanlagen für den Kontakt mit den Astronauten, S-Band- und VHF-Geräte mit Registrieranlagen für den Empfang und das Aufzeichnen der

Erdoberfläche beordert werden können. Sie dienen dabei weniger der Übermittlung von Sprechfunkdaten und dem Empfang von Telemetriedaten. Darüber hinaus werden sie auch für die Wiedereintrittsphase und zum Fotografieren von Träger- und Raumfahrzeug während des Abschusses, der Stufentrennung und des Wiedereintritts eingesetzt.

Im Grunde stellt die C-135 also nur fliegende Relaisstationen dar, deren Bordelektronik in der Hauptsache S-Band- und VHF/AM-Sende/Empfangsanlagen für den Kontakt mit den Astronauten, S-Band- und VHF-Geräte mit Registrieranlagen für den Empfang und das Aufzeichnen der

Die Technik moderner Service-Oszilloskopen

Fortsetzung von FUNK-TECHNIK Bd. 23 (1968) Nr. 13, S. 514



2.7.2. Oszilloskrammdehnung durch X-Verstärker

Bereits an Hand von Bild 62 haben wir darauf hingewiesen, daß im Triggerbetrieb eine Zeitdehnung von Oszilloskrammen möglich ist, wenn man die Ablenkspannung so ausbildet, daß sie sich aus der Hinlaufzeit, der Rücklaufzeit und einer bestimmten Wartezeit zusammensetzt. Eine derartige Zeitdehnung läßt sich aber auch durch eine entsprechende Dimensionierung des X-Verstärkers erreichen, die auf einem sehr einfachen Prinzip beruht, das an Hand von Bild 111 erläutert werden soll. Bild 111a zeigt den Verlauf einer getriggerten Zeitablenkspannung, wobei t den Hinlauf und t_1 die Wartezeit bedeutet (der Rücklauf sei hier vernachlässigt). Mit solch einer Kippsspannung kann man bereits eine beträchtliche Zeitdehnung erreichen. Verstärkt man die Kipp-

2.8.1. X-Verstärker mit Röhren

Der Entwickler hat zahlreiche Möglichkeiten zur Dimensionierung von X-Verstärkern. Eine Schaltung, die innerhalb gewisser Grenzen als Standard gelten darf, zeigt Bild 112. Die Röhre R_1 arbeitet als Katodenfolger, der uns in früheren Darlegungen schon öfter begegnet ist und der hier die Aufgabe hat, die steuernde Spannungsquelle möglichst gut vom Eingang des eigentlichen Verstärkers zu entkoppeln. Wenn man will, kann man den Katodenwiderstand als Potentiometer P_2 ausbilden und so die Eingangsspannung regelbar machen (im Bild 112 ist auf die tatsächlichen Gleichspannungspotentiale keine Rücksicht genommen). R_2 und R_3 bilden einen Differenzverstärker mit sehr hohem dynamischen Katodenwiderstand, der im wesentlichen durch R_2 und R_3

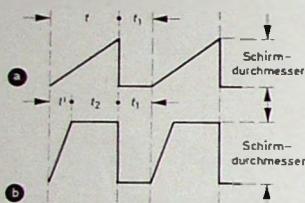


Bild 111. Zur Wirkungsweise der Dehnung durch Übersteuerung

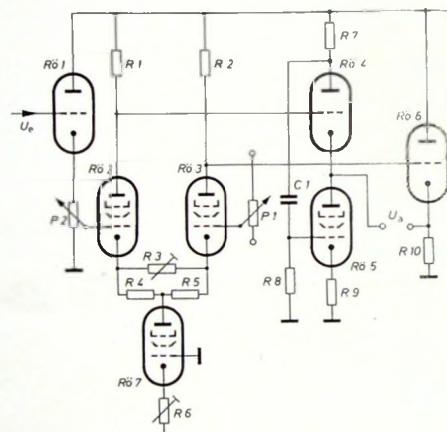
Bild 112. X-Verstärker mit Röhren ▶

spannung nun so weit, daß die auf dem Schirm der Oszilloskopröhre entstehende X-Ablenkung größer als der Schirmdurchmesser wird, so ergibt sich Bild 111b. Zu der auf dem Schirm noch sichtbaren Leuchtlinie gehört jetzt eine wesentlich größere Hinlaufgeschwindigkeit, die naturgemäß eine zusätzliche Zeitdehnung bewirkt. Der Hinlauf erfolgt jetzt nur noch während der Zeit t' . Zu der ebenfalls vorhandenen, durch die Kippsspannung gegebenen Wartezeit t_1 addiert sich noch eine weitere „Wartezeit“ t_2 , die jedoch auf gänzlich anderen Vorgängen als t_1 beruht. Während der Zeit t_2 läuft nämlich die Kippsspannung gewissermaßen über den Schirm hinaus. Wie wir bei Besprechung der Schaltungstechnik sehen werden, wendet man einen Kunstgriff an, damit die für diesen Vorgang benötigte Spannung nicht übermäßig hoch wird.

2.8. Schaltungstechnik des X-Verstärkers

X-Verstärker gibt es in Röhren- und auch in Transistorstechnik. In beiden Fällen muß durch entsprechende Maßnahmen dafür gesorgt werden, daß die Linearität so groß wie möglich ist und daß sich eine ausreichende Ablenkspannung ergibt, die auch noch den vorstehend besprochenen Forderungen der Zeitdehnung genügt und deren Amplitude einstellbar sein muß. Außerdem soll ebenso wie beim Y-Verstärker die Flecklage regelbar sein, damit das Oszilloskramm auf dem Leuchtschirm in horizontaler Richtung verschoben werden kann. Da man häufig mit sehr tiefen Frequenzen arbeitet, empfiehlt sich unter allen Umständen eine Gleichstromkopplung zwischen den Stufen. Durch Anwendung steiler Röhren und kleiner Außenwiderstände erreicht man schließlich ein hinreichend breites Frequenzband. Große Linearität wird durch Anwendung kräftiger Gegenkopplungen sichergestellt. Schließlich müssen noch Maßnahmen getroffen werden, um die im Abschnitt 2.7.2. besprochene Zeitdehnung gut verwirklichen zu können.

In allgemeinen genügen zweistufige Verstärker, da der von den Zeitablenkgeräten abgegebene Sägezahn eine verhältnismäßig große Amplitude hat. Je größer der Verstärkungsgrad ist, um so kleiner darf die Eingangsspannung sein, was bei Zeitablenkschaltungen einer Linearisierung des Kippsspannungs-Hinlaufes entspricht, falls man von der Linearisierung durch Abbrechen der Ladespannung am Kippkondensator Gebrauch macht. X-Verstärker mit höherem Verstärkungsgrad haben allerdings auch größere Nichtlinearitäten, so daß dieser Vorteil bis zu einem gewissen Grade durch den erwähnten Nachteil wieder wettgemacht wird.



dargestellt wird. Solche Verstärker sind weitgehend übersteuert und wegen der hohen Gegenkopplung sehr linear. Ferner liefern sie die symmetrische Spannung zur Aussteuerung des Gegenakt-Endverstärkers.

In den Anodenleitungen der Röhren R_6 und R_7 liegen die kleinen Außenwiderstände R_1 und R_2 , während die Widerstände R_4 und R_5 in den Katodenleitungen zur Symmetrierung dienen. Mit R_3 und R_6 kann man die Gegenkopplung mehr oder weniger wirksam machen. Diese Regelwiderstände beeinflussen also stark den Verstärkungsgrad, und R_3 kann unmittelbar zur Änderung der Zeitablenkamplitude beziehungsweise zur besprochenen Dehnung des Oszilloskramms herangezogen werden. Mit dem Potentiometer P_1 verschiebt man den Arbeitspunkt von R_3 , wodurch sich deren Anodenstrom und damit der Spannungsabfall an R_2 ändert. Gleichzeitig ändert sich die Gleichspannung am Gitter von R_6 , und dadurch überlagert sich der Ausgangsspannung U_a eine Gleichspannungskomponente, mit der man den Leuchtfleck und damit das ganze Oszilloskramm in horizontaler Richtung über den Leuchtschirm hinweg verschieben kann.

R_3 steuert die Röhre R_6 , die als Katodenverstärker arbeitet. An ihrem Katodenwiderstand R_{10} tritt die nun gut von R_3 entkoppelte Spannung sehr niederohmig auf, was bei hohen Frequenzen im Hinblick auf die schädlichen Kapazitäten der Ablenkkästen sehr erwünscht ist. R_2 steuert zunächst die Röhre R_4 , die einen Anodenwiderstand R_7 hat. Diese Röhre arbeitet jedoch ebenfalls als Katodenfolger, und zwar hat sie als Katodenwiderstand die Anoden-Katoden-Strecke von R_5 mit dem Katodenwiderstand R_9 . Zusätzlich wird das Gitter dieser Röhre über C_1 noch von R_4 gesteuert. Eine derartige Schaltung ist vorteilhaft, wenn man einen von Plus nach Minus verlaufenden Sägezahn verarbeiten will. Der andere Anschluß der Ausgangsspannung U_a liegt an der Anode von R_5 und ergänzt den zweiten An-

schluß zu einem absolut symmetrischen, recht niederohmigen Ausgang, an den man die Ablenkplatten der Oszilloskopröhre anschließt. Mit Hilfe zusätzlicher, im Bild 112 nicht eingetragener Hilfskondensatoren kann man den Frequenzgang des Verstärkers noch weiter verbessern, was besonders bei sehr hohen Kippfrequenzen und bei Gebrauch der Dehnung vorteilhaft ist.

Stehen genügend hohe Eingangsspannungen (beispielsweise vom Zeitablenkgerät her) zur Verfügung, so kann man unter Umständen die Vorstufe mit R_6 , R_7 und R_8 auch fortlassen. In diesem Fall braucht man allerdings eine Phasenumkehrröhre, um den Gegenaktverstärker gegenphasig ansteuern zu können. Typisch für die Schaltung ist das Vorherrschen von Widerständen und Gleichstromkopplungen. Kondensatoren fehlen fast gänzlich.

2.8.2. X-Verstärker mit Transistoren

Da heute sehr leistungsfähige Transistoren mit hohen zulässigen Spannungen zwischen den Elektroden zur Verfügung stehen, läßt sich mit diesen Bauteilen auch ohne weiteres ein leistungsfähiger Horizontalverstärker herstellen. Bild 113 zeigt ein typisches Schalt-

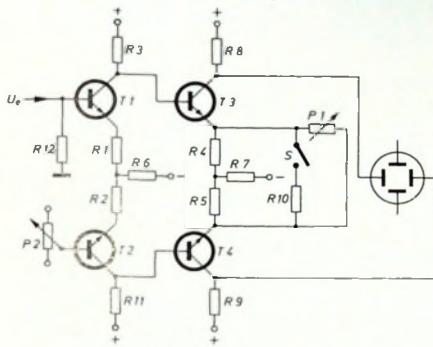


Bild 113. X-Verstärker mit Transistorbestückung

beispiel. In seiner Wirkungsweise entspricht es weitgehend der Schaltung nach Bild 112. Die Transistoren T_1 und T_2 bilden einen Differenzverstärker (Emitterwiderstände R_1 , R_2 , R_6); die Basis von T_1 wird mit der Eingangsspannung U_e gesteuert. Der Basis des zweiten Transistors T_2 wird keine Wechselspannung, sondern lediglich eine am Potentiometer P_2 abgreifbare Gleichspannung zugeführt. Ähnlich wie in Bild 112, kann man hierdurch eine Unsymmetrie einführen, die über die Verstärkerstufen hinweg wegen der Gleichstromkopplung auch zu den Ablenkplatten der Oszilloskopröhre gelangt und dort eine Fleckverschiebung hervorruft. Die Emitterwiderstände bewirken eine so große Gegenkopplung, daß der Verstärker weitgehend übersteuerungsfest ist. Ebenso wie bei Bild 112 wählt man die Dimensionierung so, daß erst dann eine Übersteuerung auftritt, wenn der Fleck bereits über den Leuchtschirmrand hinweg abgelenkt ist. Dort ist eine Übersteuerung sogar erwünscht, weil die zugehörigen Oszillosgrammteile nicht mehr sichtbar zu sein brauchen und weil man dadurch das Auftreten einer zu hohen Spannung an den Ablenkplatten vermeiden kann.

Die vorverstärkten Spannungen treten an den Kollektorwiderständen R_3 und R_{11} auf und gelangen zu den Basisanschlüssen der Endtransistoren T_3 und T_4 . Auch hier finden wir eine starke Gegenkopplung über die Widerstände R_4 , R_5 und R_7 . An den Kollektorwiderständen R_8 und R_9 fällt die verstärkte Spannung ab, die man direkt den Ablenkplatten der Oszilloskopröhre zuführt. Man könnte durch Zwischenschalten von Emittersollern noch eine weitere Verbesserung erreichen. Mit P_1 kann man die Gegenkopplung der Endstufen vergrößern oder verkleinern, wodurch sich die Amplitude des Ablenkägezahns beeinflussen läßt. Schließt man S , so wird die Gegenkopplung besonders klein. Mit diesem Schalter kann man also die Kippspannungsamplitude sprunghaft vergrößern, und diesem Sprung kann man eine entsprechend hohe, fest eingestellte Zeitdehnung zuordnen.

Es gibt selbstverständlich noch andere Möglichkeiten zur Ausgestaltung des Horizontalverstärkers. So müssen, wenn die Ansprüche an den Frequenzgang nicht sehr hoch sind, keineswegs Katoden- beziehungsweise Emitterfolger am Ausgang verwendet werden. Man kann auch mit anderen Schaltungen arbeiten, wenn die Außenwiderstände hinreichend klein sind. Immer jedoch muß bedacht werden, daß die Bandbreite ausreicht, denn der Rücklauf einer Kippschwingung enthält hohe Frequenzen, die bei gewissen Betriebszuständen einwandfrei übertragen werden müssen [2, 6, 8, 12, 18].

2.9. Stromversorgungsteil von Elektronenstrahl-Oszilloscopen

Der Stromversorgungsteil eines Oszilloscopes ist für dessen einwandfreie Arbeitsweise ebenso wichtig wie alle anderen Einheiten. Die Grundforderungen sind: niedrige Brummspannung, kleiner Innenwiderstand, Unterdrückung der Auswirkung von Netzspannungsschwankungen. Während man diese Forderungen früher nur unvollkommen erfüllen konnte – man verwendete bei den ersten Oszilloscopen Netzteile, wie sie die Rundfunkempfänger damals hatten –, ist die Technik heute so weit fortgeschritten, daß die Herstellung hochstabilier Gleichspannungen mit geringen Brummkomponenten bei sehr kleinen Innenwiderständen keine Schwierigkeiten macht.

Bei Oszilloscopen hat man es mit Niederspannungen und mit Hochspannungen zu tun. Die Niederspannungen dienen zum Betrieb der verschiedenen Zusatzeinheiten (Verstärker, Zeitablenkgeräte usw.), während man für den Betrieb der Oszilloskopröhre selbst sehr hohe Spannungen – bis zu einigen kV – benötigt. Auch bei der Erzeugung der Hochspannung ging man ursprünglich den konventionellen Weg, indem man Transformatoren baute, die Sekundärwicklungen für sehr hohe Spannungen hatten. Diese Spannungen wurden dann gleichgerichtet und entsprechend gesiebt. Anordnungen dieser Art haben aber große Nachteile, die bei den heutigen Lösungen nicht mehr anzutreffen sind.

Wir besprechen zunächst den Niederspannungsnetzteil und dessen Stabilisierung. Anschließend gehen wir auf die Erzeugung der Hochspannung ein und behandeln schließlich noch einige Sonderfragen.

2.9.1. Niederspannungsgleichrichtung

Oszilloscopen werden in der Mehrzahl der Fälle aus dem Lichtnetz betrieben. Deshalb zieht man dieses meistens auch zur Erzeugung der Betriebsspannung heran und geht dabei, wenn es sich um die Niederspannung handelt, von einem einfachen Netzteil nach Bild 114 aus. Er bedarf kaum einer besonderen Erläuterung. Tr_1 ist ein Netztromformer, dessen Oberspannungwicklung meistens einen Brückengleichrichter speist. C_1 ist der



Bild 114. Einfachster Niederspannungs-Netzteil

Ladekondensator, C_2 der Siebkondensator. An Stelle von Siebdrosseln führen sich immer mehr Siebwiderstände R_1 ein, da sie wenig Platz beanspruchen und zur Siebung meistens ausreichen; diese wird nämlich durch die anschließende Stabilisierung ohnehin wesentlich verbessert. Für die Heizung sind separate Wicklungen H vorhanden, deren Spannung der Heizspannung der üblichen Röhren angepaßt ist. Bei der Bemessung solcher einfacher Gleichrichter geht man von den maximal benötigten Strömen und Spannungen aus und bemäßt Transformatoren, Gleichrichter usw. in der üblichen Weise.

2.9.2. Stabilisierung der Niederspannung

Heute verzichten nur noch ganz einfache Oszilloscopen auf eine Stabilisierung der Betriebsspannung. Das ist verständlich, denn ohne zusätzliche Stabilisierung können sich Netzspannungsschwankungen, die sehr häufig sind, in voller Größe auf das Oszillosogramm auswirken. Es beginnt dann zu springen oder sich zu verschieben, so daß seine Auswertung erschwert und die fotografische Fixierung fast unmöglich wird.

Ursprünglich verwendete man Glimmstabilisatoren zur Stabilisierung von Teilspannungen, die für besonders empfindliche Stufen benötigt wurden. Davon ist man heute weitgehend abgekommen, denn Glimmstabilisatoren bieten keinen ausreichenden Schutz gegenüber Netzspannungsschwankungen, besonders wenn sie die Vorstufe empfindlicher Verstärker speisen. Ferner ist der dynamische Innenwiderstand nicht klein genug, um Verkopplungen verschiedener Stufen zu vermeiden. Sehr bewährt haben sich dagegen elektronische Regelschaltungen, von denen Bild 115 ein Beispiel zeigt. Die Wirkungsweise dürfen wir als bekannt voraussetzen, wollen also nur kurz das Wichtigste erläutern. Die Röhre R_6 , die sogenannte Längsröhre, wird in Abhängigkeit von Spannungsschwankungen am Ausgang gesteuert. Da sie der volle Belastungsstrom durchfließt, muß sie entsprechend leistungsfähig sein. R_2 ist die Steuerröhre, die die Schwankungen

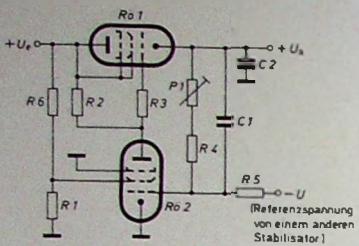


Bild 115. Röhrenstabilisator für niedrige Spannungen

der Ausgangsspannung verstärkt und mit den verstärkten Spannungen den Innenwiderstand von $R_o 1$ steuert. Als Bezugsspannung (Referenzspannung) verwendete man früher Glimmstabilisatoren, die beispielsweise in der Katodenleitung von $R_o 2$ lagen. Heute verwendet man meistens Z-Dioden oder sonstige Halbleiterbauelemente.

In Bild 115 ist angenommen, daß als Referenzspannung $-U$ eine durch einen anderen Stabilisator stabilisierte Gleichspannung dient, die negativ gegenüber Masse ist. Sie wird über R_5 dem Gitter von $R_o 2$ zugeführt. Über P_1 und R_4 können sich Ausgangsspannungsschwankungen auswirken. Sinkt die Ausgangsspannung zum Beispiel ab, so wird das Gitter von $R_o 2$ negativer. Ihre Anode wird dabei positiver und damit über R_3 auch das Steuergitter von $R_o 1$, so daß sich deren Innenwiderstand verkleinert und die Spannungerniedrigung kompensiert wird. Bei einer Spannungserhöhung am Ausgang erfolgt der umgekehrte Regelvorgang. Man kann dem Gitter von $R_o 2$ auch einen Bruchteil der Eingangsspannung U_e zuführen und dadurch theoretisch den Innenwiderstand zu Null machen. Gelegentlich ist das auch üblich.

In hochwertigen Oszillografen findet man nicht nur eine, sondern mehrere solcher Stabilisatorschaltungen, um verschiedene Betriebsspannungen erstens möglichst weitgehend gegeneinander zu entkoppeln und um zweitens eine galvanische Trennung von Stromkreisen zu erreichen. Der Innenwiderstand dieser Schaltungen ist im übrigen so klein, daß Verkopplungen nicht mehr zu befürchten sind.

2.9.3. Netzteil für die Hochspannung

Wie bereits erwähnt, verwendete man anfänglich Hochspannungstransformatoren und Hochspannungsgleichrichter zur Erzeugung der für den Betrieb der Oszillografenröhre benötigten Hochspannung. Die Hauptnachteile sind schnell aufgezählt: Zunächst stören die großen und teuren Transformatoren, denn die Hochspannungswicklung muß sehr sorgfältig isoliert werden. Trotzdem lassen sich im Laufe der Zeit Sprühdurchschläge im Inneren des Transformators nicht vermeiden, die zu einer allmählichen Zerstörung der Wicklung, mindestens jedoch zu unliebsamen Spannungsschwankungen und Influenzerscheinungen führen können. Ein weiterer Nachteil ist in der aufwendigen Siebkette zu sehen, denn bei der niedrigen Netzfrequenz braucht man große Induktivitäten und Kondensatoren hoher Kapazität, um kleine Brummspannungen zu erhalten. Deshalb ist man im allgemeinen heute von dieser Lösung abgerückt und verwendet sie höchstens noch dann, wenn die erforderliche Hochspannung nicht zu hoch ist. Man findet dann zum Beispiel Schaltungen nach Bild 116. Hier sind zwei Gleichrichter D_1 und D_2 so geschaltet, daß sich die Spannungen an den Ladekondensatoren C_1 und C_2 addieren. Der Nullpunkt liegt dann zum Beispiel an Masse oder an der Anode der Oszillografenröhre, während man an den Pluspol die Nachbeschleunigung und an den Minuspol die Katode oder den Wehneltzylinder der Röhre anschließen

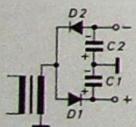


Bild 116. Ein einfacher Verdoppler

kann. Schaltungen dieser Art lohnen sich vor allem dann, wenn der Netztransformator eine Spannung liefert, die bei Verdopplung zum Betrieb der Oszillografenröhre ausreicht.

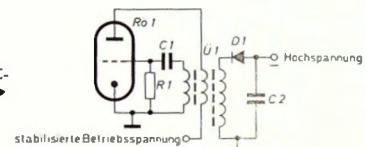
Man könnte auch daran denken, die Hochspannung mit einer Schaltung nach Bild 115 zu stabilisieren. Die hohen Spannungen machen solch eine Stabilisierung jedoch aufwendig, und es treten zusätzliche Schwierigkeiten auf. Trotzdem legt man auch auf eine Stabilisierung der Oszillografenröhren-Hochspannung Wert, denn Netzspannungsschwankungen würden sich sonst in voller Höhe auswirken. Das würde zunächst zu einer Vergrößerung des

Oszillogramms bei einer Spannungserniedrigung beziehungsweise zu einer Verkleinerung des Oszillogramms bei Spannungserhöhung führen, denn die Ablenkempfindlichkeit hängt ja von der Anodenspannung ab. Gewinnt man ferner die Spannung zwischen Wehneltzylinder und Katode aus einer stabilisierten Schaltung, so treten auch Helligkeitsschwankungen auf, da die Schwankungen der Hochspannung nicht mit entsprechenden Schwankungen der Spannung im Helligkeitssteuerkreis zusammenfallen.

Man hat nun Lösungen zur Stabilisierung der Hochspannung gefunden, die sich sehr bewährt haben und die grundsätzlich darauf hinauslaufen, mit Hilfe eines kleinen, im Oszillografen eingebauten Oszillators eine Wechselspannung passender Höhe zu erzeugen und diese dann gleichzurichten. Der Oszillator selbst kann aus dem stabilisierten Netzteil des Gerätes gespeist werden. In diesem Fall ist die Ausgangsspannung des Oszillators von Netzspannungsschwankungen überhaupt nicht mehr abhängig, und das gewünschte Ziel der Hochspannungsstabilisierung wird einfach und leicht erreicht.

Am gebräuchlichsten sind LC-Oszillatoren etwa nach Bild 117. Hierbei handelt es sich um einen einfachen Meissner-Oszillator mit dem Rückkopplungsübertrager \dot{U}_1 , der Röhre $R_o 1$, dem

Bild 117.
Hochspannungs-LC-
Generator



Ableitwiderstand R_1 und dem Kondensator C_1 . Selbstverständlich kann an die Stelle der Röhre auch ein Transistor treten. Der Übertrager hat eine Hochspannungswicklung, die so bemessen ist, daß nach Gleichrichtung durch die Diode D_1 am Ladekondensator C_2 eine gegen Masse negative Gleichspannung passender Höhe erzeugt wird. Wir haben bereits gehört, daß bei Oszillatoren Röhren stets der Pluspol der Nullpunkt der Schaltung ist. Demnach führt der Minuspol, der am Wehneltzylinder oder an der Katode liegt, grundsätzlich Hochspannung gegen Masse. Der Anodenkreis von $R_o 1$ wird aus einer stabilisierten Betriebsspannung gespeist, die man zum Beispiel der im Oszillografen schon vorhandenen Schaltung nach Bild 115 entnehmen kann.

(Fortsetzung folgt)

Neue Bücher

Reiseführer für Radiohörer. Von Marcus Tuner, technische Beratung Schaub-Lorenz, Unna/Westf. 1968, Rubens. 48 S. 10 × 20 cm. Preis brosch. 2,50 DM.

Die Funkbrücke, die mancher Auslandstourist mit Hilfe seines mitgenommenen Kofferrämpfers zur Heimat zu schlagen hofft, erweist sich oft als höchst unsicher. Allerdings nur dann, wenn man über die Gegebenheiten des Fernempfangs nicht Bescheid weiß, die in dem soeben erschienenen „Reiseführer für Radiohörer“ anschaulich erläutert werden.

Daneben gibt es andere Möglichkeiten: Auf Mallorca, entlang der Costa Brava, auf Teneriffa und an anderen Urlaubsorten kann man von den einheimischen Sendeanstalten speziell für deutsche Touristen ausgestrahlte deutschsprachige Programme hören. Freilich muß man wissen, wo, wie und wann man solche Sender empfangen kann. Der „Reiseführer für Radiohörer“ antwortet auch solche Fragen und noch einige mehr, denn der Untertitel verheißt eine „Einführung in die Kunst, mit einem normalen Kofferradio oder Autosuper auch an ferne Urlaubsziele noch deutsche Sender zu empfangen.“

Der Text ist munter und allgemein verständlich geschrieben. Er verliert sich nicht in theoretischen Erörterungen über die Gegebenheiten der Wellenausbreitung, sondern gibt vor allem Tips zur Fernempfangs-Praxis.

Berichtigung

Eine selbstgebaute Quarzuhr. Funk-Techn. Bd. 23 (1968) Nr. 10, S. 391 bis 395

Auf S. 391, mittlere Spalte, 3. Zeile von oben heißt es: „... die Frequenz elektronisch bis auf $1/12$ Stunde untergesetzt...“ Gemeint ist hier nicht der zwölftel Teil einer Stunde, sondern 1 Schwingung in 12 Stunden. In der mittleren Spalte auf S. 392, 7. Zeile unter Bild 4, muß es nicht Kollektorstrom, sondern Kollektorreststrom heißen. In der Prinzipschaltung nach Bild 3b (S. 392) muß ein Kondensator in die Leitung vom Kollektor des zweiten Transistors zur Basis des ersten Transistors eingefügt werden. Zum besseren Verständnis des Textes sei schließlich noch nachgetragen, daß die Emitter von T_3 und T_A im Bild 8 am Potential $-U_R$ liegen.

RIM + GÖRLER

HF/NF-Baugruppen

nach dem letzten Stand der Technik für Werkstätten - Labors - Amateure.

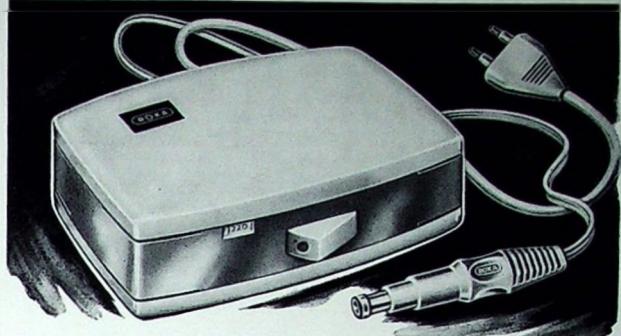
Verlangen Sie Angebot „RIM- und Görl.-Bausteine“!

RIM-Bausteinfibel - eine moderne Schaltungssammlung von HF/NF-Baugruppen mit Beschreibungen und Bildern.

Schutzgebühr DM 3.50; Nachn. Inland DM 5.20

(RADIO-RIM) Abt. F. 2

8 München 15 • Postfach 275
Tel. 55 7221 - FS 05-28166 ririm-d



Preiswerte Halbleiter

| | |
|----------------|--------------------|
| AA116 | DM .50 |
| AA117 | DM .55 |
| AC122 gn | DM 1.25 |
| AC151 V | DM 1.60 |
| AC187/188 K | DM 3.45 |
| AD133 III | DM 6.95 |
| AD148 V | DM 3.85 |
| AF118 | DM 3.35 |
| BC107 A:B | DM 1.20 10/DM 1.10 |
| BC108 A:B:C | DM 1.10 10/DM 1,- |
| BC109 B:C | DM 1.20 10/DM 1.10 |
| BC170 B | DM 1.05 10/DM .95 |
| BF115 | DM 3.20 10/DM 3,- |
| ZG2,7 ... ZG33 | je DM 2.40 |
| 2N706 | DM 1.65 10/DM 1.55 |
| 2N708 | DM 2.35 10/DM 2.20 |
| 2N2218 | DM 3.10 10/DM 2.90 |
| 2N2219 A | DM 4.35 10/DM 3.95 |
| 2N3702 | DM 1.60 10/DM 1.50 |

Nur 1. Wahl. Schneller NN-Versand!
Kostenlose Bauteile-Liste anfordern.

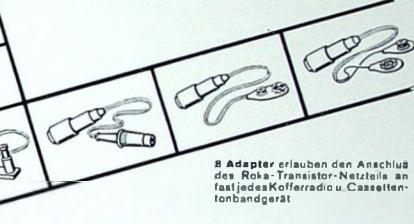
M. LITZ elektronische Bauteile
7742 St. Georgen, Postfach 55



TRANSISTOR-NETZTEIL



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



ROBERT KARST · 1 BERLIN 61

GNEISENAUSTRASSE 27 · TELEFON 66 56 36 · TELEX 018 3057

Achtung! Direkt vom Alleinhersteller.

Drahtlose Sendemikrofone mit und ohne FTZ-Nr. (Bundespost zugelassen). Mehrere Modelle in verschiedener Ausführung, mit viel Zubehör. Entsprechende Empfänger ebenfalls lieferbar.

Fordern Sie sofort unsere neuesten Kataloge an.

Wireless-Mike-Electronic
Inh. Claus Braun
6051 Dietzenbach-Steinberg
Pestalozzistraße 22
West-Germany
Telefon 06104/3543



Steckbarer Silizium-Vorverstärker mit integrierter Schaltung TAA 293

Betriebsfertig DM 24.50.
Dazu passende Buchsenleiste DM 4.25.

Verlangen Sie Angebot „V 293 S“ und Halbleiter-Preisliste! Über 2300 lagermäßige Typen! Mengenrabatt!

(RADIO-RIM) Abt. F. 2 8 München 15, Bayerstraße 25
Tel. 0811/55 7221, Telex 05-28166 ririm-d

Elektronische Orgeln selbstgebaut

Tongeneratoren m. Netz. u. Vibr.

| | |
|------------------------|-----------|
| 12x6 Oktaven, Bausatz | DM 418,50 |
| 12x8 Oktaven, Bausatz | DM 529,50 |
| Stummelpedal 13 Tasten | DM 76,70 |
| Stummelpedal 25 Tasten | DM 127,70 |
| Kirchenorgelpedal | |

| | |
|---|-----------|
| 30 Tasten | DM 229,50 |
| Schweller m. Potwidder. | DM 35,- |
| Orgelgehäuse auf 4 Beinen mit Deckel für 1 Manual | DM 99,- |
| Orgelgehäuse mit durchgehenden Wangen | |
| für 1 Manual | DM 176,50 |
| dito für 2 Manuale | DM 350,- |
| Bänke 60 cm | DM 79,50 |
| 100 cm | DM 120,- |
| 125 cm | DM 134,50 |

Fordern Sie bitte meine kostenlose Preisliste mit genauer Beschreibung der Artikel an.

Karl-Erich Seelig
205 Hamburg 80, Harnackring 9

Sonderpreis

Abspielgeräte

für bespielte

Philips-Kassetten ... \$ 9,-
CIF europäische Häfen
(Deutscher Zoll: 13,8 %)

Verkaufs-Organisation in Deutschland und Europa gesucht.

Zuschriften unter F. U. 8511

KARLGUTH
1 BERLIN 36
Dresdener Str. 121/122

Schachtelbare Spulenkörper
Din 41304
M- und Ej-Serie

Jetzt kaufen!

Preise stark herabgesetzt
für Schreibmaschinen aus
Vorführung und Retouren,
trotzdem Garantie u. Umtausch-
recht. Kleinste Raten. Fordern
Sie Gratiskatalog 907 F

NÖTHEL
A. G. - M. Z. H.
34 GÖTTINGEN, Postfach 601

