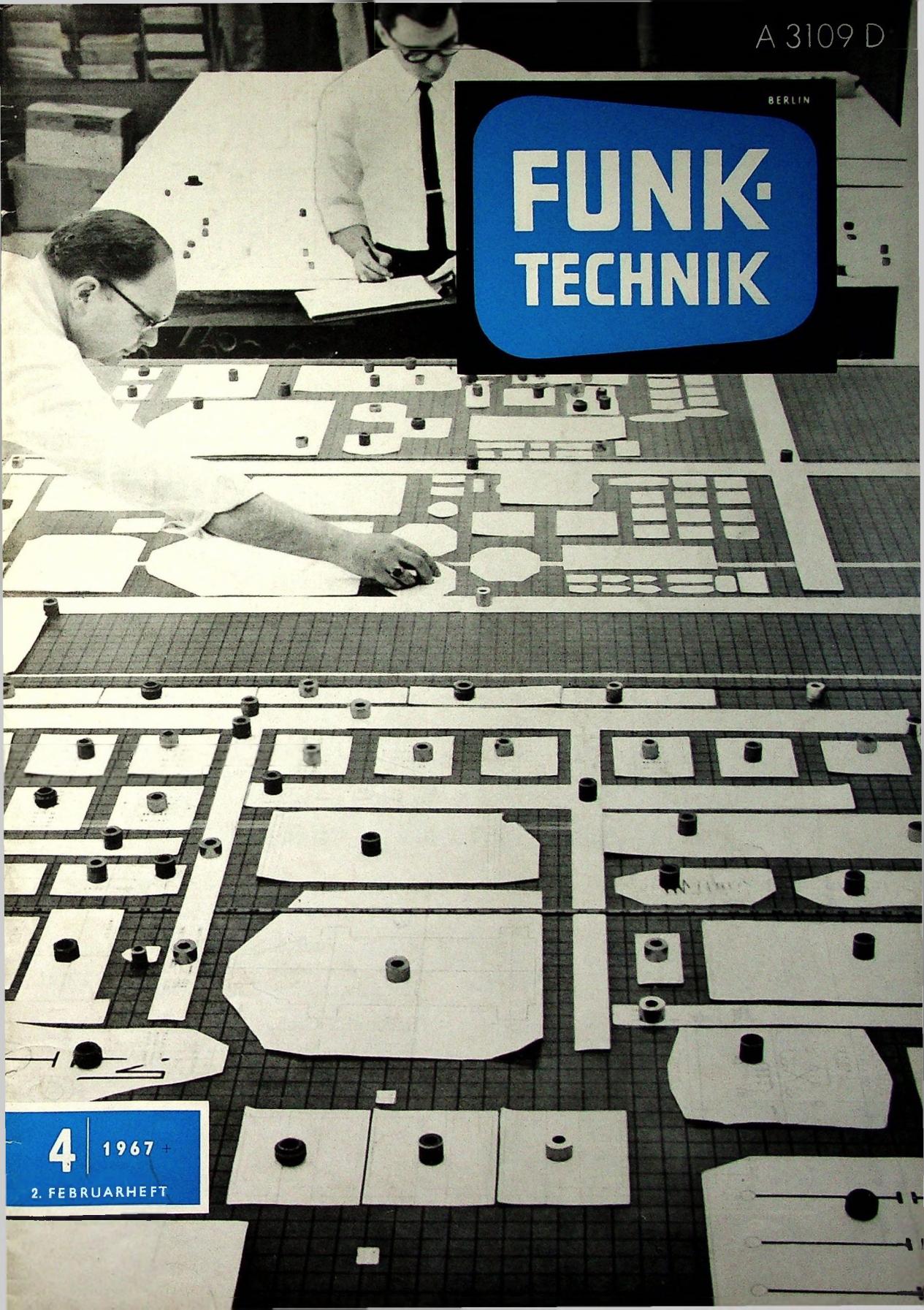


A 3109 D

BERLIN

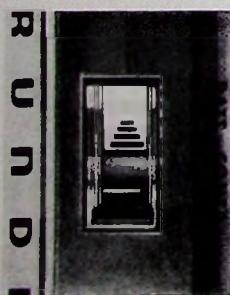
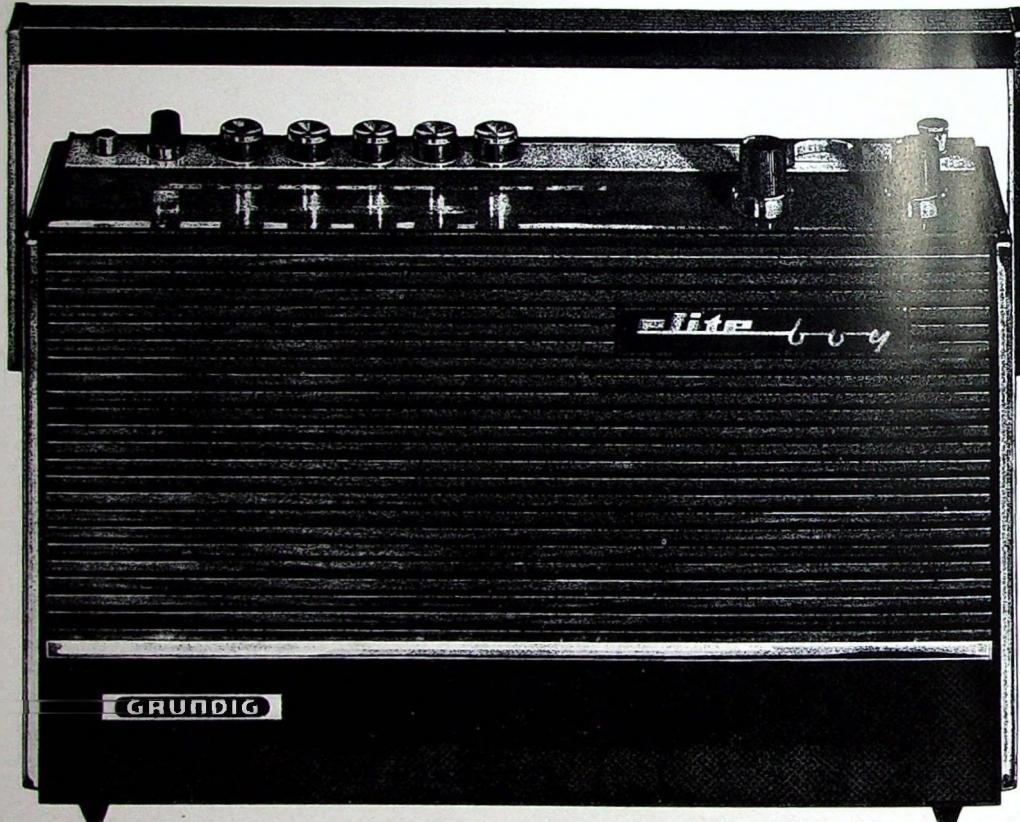
FUNK- TECHNIK



4 | 1967 +

2. FEBRUARHEFT

Preisgünstig wie noch nie: GRUNDIG Elite-Boy



Praktisch:
Batterie-
kontrolle

- Attraktive Formgebung in Schwarz oder wertvollem „Holz-Look“
- 4 Wellenbereiche, kraftvoller Klang und viele „Extras“ wie Skalenbeleuchtung, Netzteilanschluß, Batteriekontrolle
- Rationelle Großserienfertigung und Weglassen wenig benutzter Details ermöglichen den erstaunlich günstigen Preis

GRUNDIG

Mach Dir's leicht –
verkaufe GRUNDIG!

FUNK-TECHNIK

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

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

2. FEBRUARHEFT 1967

gelesen · gehört · gesehen	100
FT meldet	102
Systemforschung	103
Moderne Breitband-Weitverkehrstechnik	104
Lautsprecher	
Die technisch-akustischen Probleme der Lautsprecherboxen	109
Rundfunk	
Electronic tuning control — eine exakte UKW-Scharf-abstimmung	110
Farbfernsehen	
Einführung in die Farbfernsehtechnik	F 77
Meßtechnik	
Schaltungen zum Messen der Gleich- und Wechselstromparameter von Feldeffekttransistoren	115
Persönliches	116
Für den KW-Amateur	
Antennenverstärker für 1300 MHz	117
FT-Bastel-Ecke	
Kurzschlußsicherer Blinklichtgeber für Kraftfahrzeuge ..	118
Wellenausbreitung	
Die Ausbreitung elektromagnetischer Wellen im Meter- und Zentimeterbereich	119
Für Werkstatt und Labor	
Schutzschaltung für Halbleiterbauelemente	121
Farbfernsehen	
Farbempfänger und Service · Aus der Arbeit eines Herstellers	122
Aus Zeitschriften und Büchern	
Der Gyrorad	124
Lehrgänge	126

Unser Titelbild: Für den Entwurf eines Fließbandsystems werden Papiermuster der elektrischen und elektronischen Einheiten auf einem großen Tisch in ihre richtige Position gebracht. Bei dieser von der Firma Cutler Hammer entwickelten Methode gibt man den Grundentwurf in einen Computer. Der Computer speist mit seinen Daten eine Maschine, die genaue Papierzeichnungen der einzelnen elektrischen und elektronischen Einheiten herstellt und Ihre Lage im Fließbandsystem kennzeichnet.

Aufnahme: Cutler Hammer Igranic

Aufnahmen: Verfasser, Werkaufnahmen. Zeichnungen vom FT-Atelier nach Angaben der Verfasser. Seiten 98, 101, 111–114, 125, 127 und 128 ohne redaktionellen Teil

**Musik
genießen –**

**ohne zu
stören –
ohne
gestört
zu werden**



K 50

Dynamischer HiFi-Stereo-Kopfhörer

Der elegante und extrem leichte (nur 150 g!) dynamische HiFi-Stereo-Kopfhörer K 50 von der AKG ist das ideale Abhörgerät für Stereo- oder Monoschallplatten, Tonbandaufnahmen, Rundfunk- und Fernseh-Darbietungen. Der Übertragungsbereich 20 ... 20000 Hz genügt auch höchsten Ansprüchen an die Klangqualität. Normalausführung mit kleiner, glasklarer und hygienischer Hörmuschel. Wahlweise kann der K 50 mit den aufsteckbaren Gummiohrmuscheln Z 50 oder den großen, ohrumschließenden Hörmuscheln Z 60 + Z 61 ausgestattet werden.



AKUSTISCHE- u. KINO-GERÄTE GMBH · 8 München 15 · Sonnenstraße 16

Verkauf und Service in Belgien: RADELCO P. V. B. A., Antwerpen · Dänemark: ELTON, Kopenhagen · Finnland: NORES & CO. OY, Helsinki · Frankreich: FREI, Fabrications Radio-Electroniques Industrielles, Paris · Italien: M. CASALE-BAUER, Bologna · Niederlande: REMA Electronics, Amsterdam · Norwegen: FEIRING A/S, Oslo · Österreich: AKG, Wien · Schweden: ELFA Radio & Television AB, Stockholm · Schweiz: AUDIO ELECTRONIC, Zürich.



Industrie stiftet Gastlehrstühle für Mathematik

Die IBM Deutschland hat der Technischen Hochschule Karlsruhe einen Gastlehrstuhl für drei Jahre und die Firma Danzer, Reutlingen, hat einen Gastlehrstuhl für ein Jahr gestiftet. Über die Besetzung kann die Hochschule selbst entscheiden. Außerdem hat der Textilfabrikant Dr. Winkler, Tiengen, einen weiteren Betrag für die Finanzierung eines Gastlehrstuhles zur Verfügung gestellt.

Die zentrale Bedeutung der Mathematik in nahezu allen an der Hochschule vertretenen Disziplinen hat dazu geführt, daß mathematische Lehrveranstaltungen von rund 3000 Studenten aller Fakultäten laufend besucht werden. 700 Studenten werden jährlich allein im Programmieren ausgebildet. Die zusätzlichen Lehrstühle geben jetzt der mathematischen Abteilung die Möglichkeit, zumindest für einen befristeten Zeitraum die bestehenden Schwierigkeiten im Lehrbetrieb zu mildern.

Verzeichnis der deutschen Amateurfunkstellen — Ausgabe 1966

Das neue von der Deutschen Bundespost herausgegebene Verzeichnis der deutschen Amateurfunkstellen — Ausgabe 1966 — besteht aus: Teil I Rufzeichenliste, Teil II Namensliste, Teil III Ortsliste. Das Verzeichnis wird zum Preise von 6 DM von den Postämtern abgegeben.

Satelliten-Bildempfangsanlage für Schweden

Nach dem Deutschen Wetterdienst in Offenbach und der FU Berlin erwarb als erste ausländische Institution die Königliche Flugverwaltung Stockholm eine von Rohde & Schwarz hergestellte Anlage für den Bildempfang von Wettersatelliten. Die Station, die für das anlaufende Tiros-Operationssystem entwickelt wurde und mit dem neuen Hell-Teilebild-Empfangsautomaten arbeitet, schaltet sich beim Auftauchen eines geeigneten Satelliten automatisch ein. Entsprechend der bekannten Satelliten-Umlaufbahnen, steuert dann ein Lochstreifengerät biaxial die Antennen-drehung.

Feldplattengesteuerter Motor im Cassetten-Tonbandgerät „C 100 L“

Das Grundig-Cassetten-Tonbandgerät „C 100 L“ ist erstmals mit einem feldplattengesteuerten Gleichstrommotor

ausgestattet worden. Bei diesem neuen kollektorlosen Motor erfolgt die Kommutierung durch ein zweites Magnet-system mit drei Feldplatten, deren von der magnetischen Induktion abhängige Widerstandänderung über Schalttransistoren die Ankerwicklungen des Motors steuert. Für die ebenfalls kontaktlos arbeitende Drehzahlregelung wird eine Tachospannung als Regelgröße benutzt. Der Motor arbeitet im Temperaturbereich $-20 \dots +60^{\circ}\text{C}$.

Neue Reiseempfänger

Akkord

Als Nachfolgetyp des „Autotransistor automatic K 621“ bringt Akkord jetzt das Gerät „Autotransistor automatic K 641“ mit verbesserter Leistung und Empfindlichkeit auf den Markt. Es hat die Wellenbereiche UKM und eignet sich auch zum Anschluß von Autotonbandgeräten mit Aufnahme- und Wiedergabemöglichkeit. Das Gerät hat eine Ausgangsleistung von 0,5 W. Bei Autobetrieb über die Verstärkerhalterung „CV 647/48“ werden 6 bis 8 W erreicht.

Grundig

Zum Beginn der Saison 1967 stellt Grundig mehrere neue Reiseempfänger vor. „Prima-Boy Luxus“ heißt der neue Paralleltyp zum bisherigen „Prima-Boy“, „Record-Boy 208“, „Elite-Boy 207“ und „Ocean-Boy 207“ lösen ihre entsprechenden Vorgängerarten ab. Unverändert bleiben im Programm die Modelle „City-Boy“, „Prima-Boy“, „Music-Boy Universal KW“, „Music-Boy Universal LW“, „Elite-Boy Automatic“, „Concert-Boy“, „Satellit“ und „Satellit-Amateur“.

„Prima-Boy Luxus“ hat Drucktasten zur Wahl der drei Empfangsbereiche. Der übertragelose Endverstärker gibt 0,4 W Ausgangsleistung ab. Neben der Kleinhörer-Schaltbüchse hat das Gerät Anschlußmöglichkeiten zur externen Spannungsversorgung sowie für Kleinhörer und Außenantennen. Der „Record-Boy 208“ ist ein Zweibeleggerät (U, M). An Stelle der Flachbatterien ist der Netzteil „TN 12“ einsetzbar. Da die Tendenz immer mehr zum stationär eingebauten Autosuper hinneigt, wurde beim „Elite-Boy 207“ auf die Umschaltmöglichkeit für Autobetrieb verzichtet. Man kann aber für den das 41-m- und 49-m-Band umfassenden Kurzwellenbereich sowie für UKW eine Außenantenne anschließen. Ebenso sind Anschlüsse für Tonbandgerät, Plattenspieler

und Kleinhörer vorhanden. Die Stromversorgung kann aus Flachbatterien oder aus dem Netzteil „TN 12“ erfolgen. Zur Kontrolle der Batteriespannung ist ein kleines Anzeigegerät eingebaut. Die neue Ausführung des Spitzengeräts „Ocean-Boy 207“ hat schwarze Drucktasten. Die Umschaltung für Autobetrieb ist auch bei diesem Gerät nicht mehr eingebaut, jedoch hat es weiterhin Anschlüsse für Außenantennen. Bei diesem Modell erstmals übertragelos aufgebaute Endstufe gibt 2 W Ausgangsleistung ab.

Silizium-Planartransistoren in NF-Verstärkern

Über die Silizium-Planartransistoren BC 107, BC 108 und

BC 109 und ihre Verwendung in NF-Verstärkern berichtet das neue Heft der von Siemens herausgegebenen Technischen Mitteilungen — Halbleiter (Bestell-Nr. 2-6300-123). Im ersten Teil werden an Hand von zahlreichen Kurven die Eigenschaften dargestellt. Der zweite Teil des Heftes bringt Anwendungsbeispiele für diese hauptsächlich für NF-Vor- und Treiberstufen entwickelten Transistoren: einen dreistufigen Schallplatten-Vorverstärker, einen vierstufigen Stereo-Verstärker mit Lautstärke- und Klangregler sowie eine mit einem Klangregler ausgerüstete Vorstufe. In diesen Beispielen wird sehr ausführlich gezeigt, wie solche Verstärker zu berechnen und zu bemessen sind.

Neue Fernsehempfänger

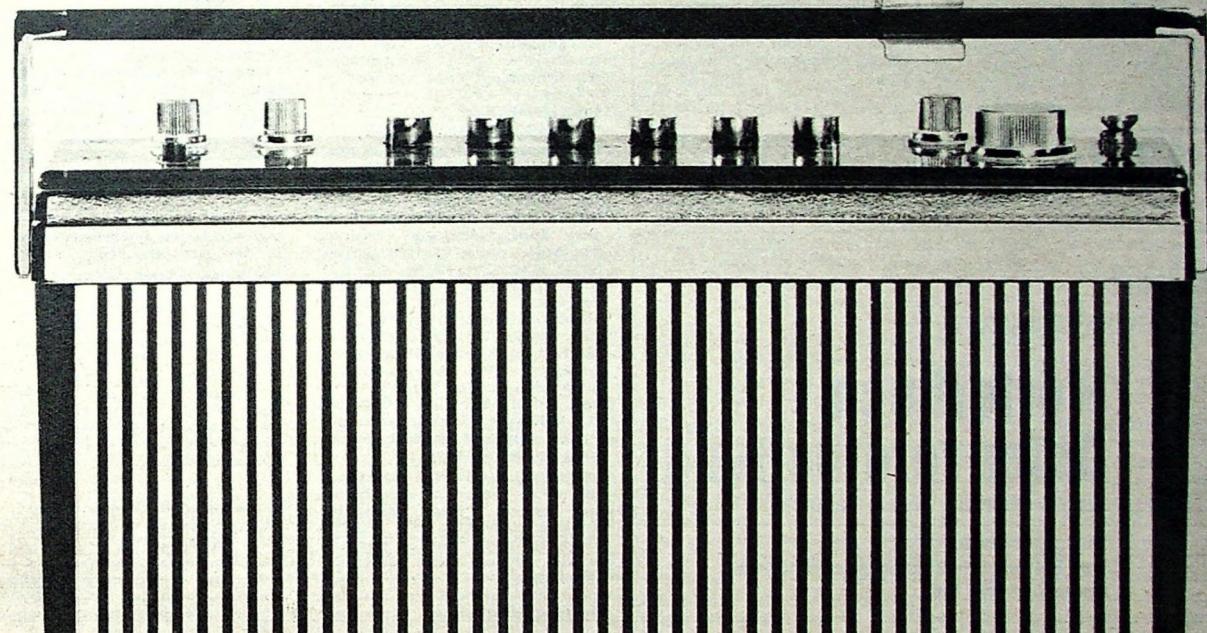
Eine Reihe von Herstellern hat in den letzten Wochen weitere Fernsehempfänger für die Saison 1967 vorgestellt. Diese Geräte sind mit ihren wichtigsten Merkmalen in der Tabelle aufgeführt. Dabei wurden die bereits in den letzten Heften der FUNK-TECHNIK genannten Modelle nicht mehr berücksichtigt. Ebenfalls nicht angegeben sind die bei einigen Geräten an Stelle der genannten Bildröhre wahlweise verwendeten ähnlichen Ausführungen, zum Beispiel A 65-13 W statt A 65-11 W usw.

Typ	Art	Bildröhre	Stationstaaten VHF	UHF	Gehäuse-ausführung
AEG-Telefunken					
FE 217 T	T	A 59-12 W/2	6		K, N
FE 237 T	T	A 59-12 W/2	6		E
FE 257 T	T	A 59-12 W/2	6		E
Blaupunkt					
Prinz 7.677.030	P	A 31-15 W			K
Java 7.677.050	P	A 47-17 W	5		K
Jamaica 7.677.060	T	A 47-15 W	5		E, EF
Toekana 7.677.100	T	A 59-11 W	5		K, N
Toledo 7.677.110	T	A 59-11 W	5		E
Malaga 7.677.150	T	A 59-11 W	6		E
Montana 7.677.170	T	A 59-11 W	6		E
Marathon 7.677.400	T	A 59-11 W	6		E, N
Palermo 7.677.550	S	A 59-11 W	6		E, N
Cortina H 7.677.290	T	A 59-11 W	6		E, N
Caribea 7.677.270	T	A 59-11 W	6		N, Pa
F 811 7.677.280	T	A 59-11 W	6		N, Pa
Sovilla 7.677.450	T	A 65-11 W	6		N
Tirol 7.677.650	S	A 65-11 W	6		N
Gratet					
Lady 911	P	A 28-13 W			K
Programat 906	T	A 59-12 W			E, N, R
Fahrnihr 1021	T	A 59-12 W	6		E, N
Markgraf M 1024	T	A 59-22 W	6		E, N
Gouverneur 1023	T	A 59-12 W	6		E, N
Gouverneur 1033	S	A 59-11 W	6		E, N
Mandarin 1033	S	A 59-22 W	6		E, N
Metz					
Capri S	T	A 59-11 W	6		E)
Schaub-Lorenz					
Weltecho T 4590	T	A 59-12 W	6		E, N
Weltpiegel T 4750	T	A 65-11 W	6		E, N
Weltpiegel S 4190	S	A 59-12 W	6		E, N
Weltpiegel S 2151	S	A 65-11 W	5		E, N
Antiqua I	S	A 65-11 W	4	3	A
Antiqua II	S	A 65-11 W	4	3	C
Grande 69	S	27 AFP 4	4	4	E, N
Tonfunk					
Lumophon FT 114	T	59 cm			E
Lumophon FS 114	S	59 cm			E

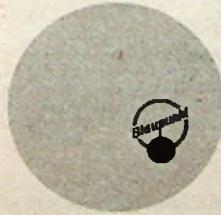
P = Portable, T = Tischgerät, S = Standgerät, K = Kunststoffgehäuse, E = Edelholz, EF = Edelholz, farbig, N = Nußbaum, Pa = Palisander, R = Rüster, A = Altdeutsch, C = Chippendale,
) mit schwenkbarem Bildschirm

Zwei Vorteile –
für Sie und
für Ihre Kunden

BLAUPUNKT
Derby de luxe
Festpreis
DM 265,-



Der Blaupunkt Derby de luxe ist preisgebunden. Das ist ein Vorteil für Sie. Und darüber hinaus verkaufen Sie Ihren Kunden ein hervorragendes Gerät. Hervorragend in Technik und Form. Eben einen Blaupunkt.



BLAUPUNKT

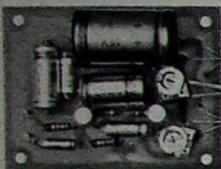
Mitglied des Bosch-Firmenverbandes

Bewährte

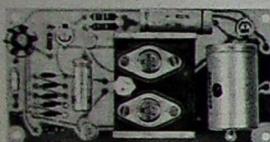
RIM - NF - Verstärker - Baugruppen

Transistor - Technik — Eisenlose Endstufe

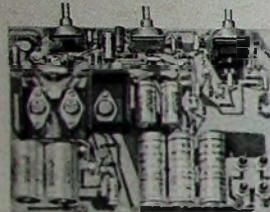
aus der RIM-Bausteinfibel. Schutzgebühr DM 3,50. Nachn. Inland DM 5,20. Vorkasse Ausland [Postcheckkonto München 137 53] DM 5,-



Type „NF-1000/II“: Eignet für den Bau transportabler Geräte. Fertig mit Leiterplatte. Ausgangsleistung max. 2 W. Lautspr.-Imp. 4 Ω. 12 V Betriebs-Spannung. Frequenzber. 60 — 15 000 Hz. Empfindlichkeit: 3 mV f. 50 mW. Abmess.: 70 x 55 x 40 mm. Gewicht: 60 g. DM 29,80



Type „RB 6“: Zum Selbstbau kleiner Verstärker aller Art. Mit Silizium-Transistoren. 6J8 W. Frequenzber. 20 bis 20 000 Hz. Klirrfakt. 1,5% (1000Hz). Lautspr.-Imp. 5 — 8 Ω. Empfindlichkeit: 100 mV. Stromvers. 24 V/0,35 A. Abm.: 155 x 75 x 35 mm. Bausatz DM 78,-; betriebsfertig. DM 89,80



Type „RMV 6“: Zum Selbstbau von Hi-Fi-Verstärkern. Silizium-Transistoren. 6J8 W. Getr. Höhen- und Tiefenregelung. Transistorstabil. Netzteil ohne Trafo. Leistungsbandbreite 40 bis 12 500 Hz. Frequenzb.: 30 — 20 000 Hz. Imped. 5 Ω. Empfindlichkeit: 250 mV. Stromversorgung 24V/0,8 A. Bausatz DM 148,-; betriebsfertig. DM 179,-

Abt. F 2
8 München 15, Bayerstr. 25
Telefon (08 11) 55 72 21

RADIO-RIM

**8000 Begriffe
der Datenverarbeitung in**

Wörterbuch Datenverarbeitung

englisch — deutsch deutsch — englisch

von Egon Holmann

Etwa 304 Seiten — Kunststoffeinband 18,80 DM

Erscheint im März 1967

In alphabetischer Reihenfolge sind in den Teilen englisch — deutsch und deutsch — englisch je 8000 Fachbegriffe aus dem gesamten Gebiet der maschinellen Datenverarbeitung geordnet. Zahlreiche Begriffe sind durch eine Definition oder durch Beispiele ergänzt. Die Termini der Programmiersprachen ALGOL und COBOL sind besonders gekennzeichnet.

Das

Wörterbuch Datenverarbeitung

ist ein unentbehrliches Arbeitsmittel für jeden Fachmann auf dem Gebiet der Informationsverarbeitung.

Zu bestellen über

HELIOS Literatur-Vertriebs-GmbH

1 Berlin 52 (Borsigwalde) • Eichendorffstr. 141 — 167

F meldet.. F meldet.. F meldet.. F

433,92 MHz für den Betrieb von Funkanlagen zur Fernsteuerung von Modellen zugelassen

Für den Betrieb von Funkanlagen zur Fernsteuerung von Modellen kann jetzt auch die Frequenz 433,92 MHz ± 0,2 % zugeteilt werden. Die „Bestimmungen über die Erteilung von Genehmigungen zum Errichten und Betreiben von Funkanlagen zur Fernsteuerung von Modellen“ (Ausgabe August 1961) der Deutschen Bundespost wurden unter III ergänzt durch: d) 433,92 MHz ± 2 1/2 % (± 867,84 kHz) (Frequenzbereich 433,921 MHz bis 434,78784 MHz).

Produktionserhöhung bei Perpetuum-Ebner

Um die laufende Produktion in dem notwendigen Maße erhöhen zu können, muß Perpetuum-Ebner seine Belegschaft um 100 produktive Arbeitskräfte vergrößern. Das ist unter anderem auch auf die Nachfrage nach dem neuen Plattenwechsler „PE 12“ zurückzuführen, für den innerhalb kürzester Zeit Aufträge über mehr als 100 000 Stück eingingen.

Auszeichnung für UKW-Empfänger „Beolit 500“

Mit dem ID-Preis, einer Auszeichnung für formvollendete und praktische Gestaltung, wurde in Kopenhagen der UKW-Rundfunkempfänger „Beolit 500“ des dänischen Herstellers Bang & Olufsen (B & O) bedacht. Das Drucktasten-Flachgerät hat keine Skala; man stellt fünf Sender einmalig fest und wählt sie durch Tastendruck.

Farb-Ubertragungswagen für Hamburg

Der Norddeutsche Rundfunk wird in nächster Zeit den ersten Farb-Ubertragungswagen für magnetische Aufzeichnung erhalten. Der mit Vier-Plumbikontakt-Farbkameras ausgestattete U-Wagen wird beim Studio Hamburg stationiert werden und ebenso wie die Farbfilmabstanzanlage allen Studios und Produzenten zur Verfügung stehen.

Farbfernsehen-Vorberichtigungen in den Niederlanden

Die Nederlandse Televisie Stichting ist von der niederländischen Regierung ermächtigt worden, 850 000 hfl aus eigenen Fonds zum Erwerb von technischen Geräten und Anlagen für Farbfernseh-Versuchssendungen aufzuwenden. Außerdem wurde die Genehmigung erteilt, einen Farb-Ubertragungswagen in Auftrag zu geben, der weitere 3 Mill. hfl kosten dürfte.

Farbfernsehen in Frankreich

Ab Oktober 1967 sollen in Frankreich wöchentlich 12 Stunden Farbfernseh-Programme ausgestrahlt werden. Die Secam-Farbfernsehempfänger werden etwa 5000 bis 6000 FFr (4000 bis 4800 DM) kosten.

Fachzeitschriften führen nach oben

Eine größere Anzahl von Personen aus Betrieben verschiedener Berufszweige wurde nach ihrem Verhältnis zur Fachzeitschrift gefragt. Danach wird eine Fachzeitschrift gelesen von:

	regelmäßig	gelegentlich
ungelernten Hilfskräften	14%	22%
durchschnittlichen Fachkräften	37%	48%
ersten Fachkräften	60%	72%
leitenden Fachkräften	82%	88%
Betriebsinhabern	82%	97%

Von den Nichtlesern glaubten nur 6%, daß die Fachliteratur sie im Beruf weiter vorwärts bringen könnte, von den Lesern dagegen waren 83 Prozent davon überzeugt. Fast zwei Drittel der letzten Gruppe behaupten, daß sie selbst schon berufliche Erfolge durch Fachzeitschriftenlektüre errungen hätten. 26 Prozent gaben an, daß sie sich durch das intensive und regelmäßige Studium der Fachzeitschriften weiterbildungskurse erspart hätten.

Chefredakteur: WILHELM ROTH

Chefkorrespondent: WERNER W. DIEFFENBACH

Systemforschung

Viele technische Systeme, die der Mensch im Laufe der Zeit entwickelt hat, um sich besser an die Umweltbedingungen anzupassen oder diese Bedingungen in seinem Sinne zu verändern, haben eine sehr hohe Komplexität erreicht. Die Weiterentwicklung und Verbesserung setzt die genaue Kenntnis der Wirkung aller Einflußgrößen auf das jeweilige System voraus.

Obwohl fast alle technischen Probleme mathematisch formuliert werden können, ist die Auswerlung oft außerordentlich schwierig und zeitraubend. Empirische Methoden, bei denen mehr oder weniger planmäßige Versuchsreihen durchgeführt werden, um das Verhalten eines originalen technischen Systems zu erforschen, sind heute nur noch selten brauchbar: Entweder sind die Objekte zu wertvoll, um sie der möglichen Zerstörung auszusetzen, oder mögliche kritische Zustände bilden eine Gefahrenquelle für den Menschen (beispielsweise bei Raumfahrzeugen oder Kernreaktoren). Als ein sehr erfolgreiches Mittel zur Untersuchung technischer Systeme haben sich Modelle bewährt, die aus elektronischen Bauelementen aufgebaut sind. Dabei haben die elektrischen Größen jeweils eine Entsprechung in den physikalischen Größen des originalen Systems.

In der Elektrotechnik hat es anfangs sogar mechanische Modelle zur Darstellung (Simulation) von Vorgängen in elektrischen Netzwerken gegeben, und zwar beispielsweise bei der Untersuchung des dynamischen Verhaltens von elektrischen Energieversorgungsnetzen. Man ist dann aber bald dazu übergegangen, auch in diesen Fällen entsprechend verkleinernd und mit konzentrierten elektrischen Bauelementen aufgebauten Netzmodelle zu verwenden.

Eine ebenfalls frühe Anwendung elektrischer Modelle ging von der Elektroakustik aus. Hier waren es die mechanischen Bauteile von Lautsprechern und Mikrofonen, aus denen diese Wandlersysteme bestehen und deren Zusammenwirken auch durch ein elektrisches Netzwerk dargestellt werden kann. Bei der Synthese von Mikrofonen oder Lautsprechern mit bestimmten geforderten Eigenschaften (zum Beispiel Richtcharakteristik und Frequenzgang) bietet die elektrische Ersatzschaltung, in der an Stelle der mechanischen Elemente wie Federn, Massen, Reibungswiderstände usw. nur elektrische Bauelemente wie Widerstände, Kapazitäten, Induktivitäten und Stromquellen vorkommen, eine bessere Übersicht.

Auch im engeren Bereich der Elektronik verwendet man Modelle, um die Eigenschaften von Netzwerken besser vorauszubestimmen zu können. Diese Verfahren haben besonders wegen der zunehmenden Miniaturisierung von Bauelementegruppen Bedeutung erlangt. So werden beispielsweise die Eigenschaften integrierter Schaltungen vor dem endgültigen Layout in Form einer Brettschaltung aus simulierten monolithischen Bauelementen untersucht.

Die weitaus meisten Anwendungen der elektrischen Simulation sind aber bei nichtelektrischen technischen (oder natürlichen, beispielsweise biologischen) Systemen zu finden. Dazu besonders geeignet sind Analogrechner. Im Gegensatz zum Digitalrechner, bei dem die Zahlen ziffernweise dargestellt werden, entsprechen beim Analogrechner den zu verarbeitenden Größen elektrische Größen, meist Spannungen. Deren jeweilige Höhe stellt dann eine bestimmte Zahl dar. Für jede auszuführende Operation — wie zum Beispiel Addition, Multiplikation und Integration — ist bei den Analogrechnern jeweils ein eigenes Rechenelement notwendig. Kompliziertere mathematische Aufgaben werden durch entsprechende Verbindungen der Rechenelemente untereinander gelöst. Sie können aus elektromechanischen oder rein elektronischen Bauelementen (in der Hauptsache Potentiometern, Kondensatoren und Verstärkern) bestehen.

Ein recht einfaches Simulationsbeispiel ist etwa die Untersuchung der Federungs- und Stoßdämpferwirkung bei einem Kraftfahrzeug, das über Bodenunebenheiten fährt. Das Problem läßt sich mathematisch durch zwei Differentialgleichungen ausdrücken, deren Größen als elektrische Spannungen im Analogrechner verarbeitet werden. An dessen Ausgang erhält man dann die gesuchte Funktion (zum Beispiel die Ortskoordinaten des Fahrzeugaufbaus), die auf einem Oszilloskopenschirm oder einem Schreiber in Abhängigkeit von der Eingangsgröße — hier den Bodenunebenheiten — dargestellt wird. Ein großer Vorteil dieser Methode liegt in der Möglichkeit, den Einfluß von Änderungen an dem Systembauteil, die hier durch elektrische Größen dargestellt sind, sofort sichtbar zu machen. Ist das System auf diese Weise optimiert, dann hat man die notwendigen Daten für die mechanischen Bauteile im originalen System.

Ein anderes Beispiel ist der Flugzeugsimulator, der vor allem zur Ausbildung von Piloten verwendet wird. Er ist ein schon sehr kompliziertes Rechnersystem und gibt im Prinzip zu jedem Zeitpunkt die Lösungen von sechs Differentialgleichungen, die die Bewegungen des Flugzeugs in Bezug auf ein Koordinatensystem beschreiben. Der Pilot sitzt in einem wirklichkeitsgetreuen Cockpit. Jede Betätigung der Steuerungseinrichtungen bewirkt eine Änderung der Eingangsgrößen des angeschlossenen Simulators, und die entsprechend veränderten Ausgangsfunktionen werden von den Bordinstrumenten angezeigt, so daß alle Phasen eines wirklichen Fluges genau nachgebildet werden. Beim Flugzeugsimulator zeigt sich auch die grundsätzliche Möglichkeit, originale Geräteile mit einem Simulator zusammenarbeiten zu lassen. So kann zum Beispiel die Erprobung automatischer Kurssteuerungen (Autopilot) unter wirklichkeitsgetreuen Bedingungen vorgenommen werden.

Obgleich die Analogrechner als Simulatoren ein weites Anwendungsbereich gefunden haben, findet man oft auch digitale Rechenautomaten in der Systemforschung. Bei allen Problemen, die sich im Prinzip in Form vermaschter Netze von Ja-Nein-Entscheidungen lösen lassen, ist er das gegebene Hilfsmittel. Nachdem von Neumann und Morgenstern die mathematische Theorie der Spiele formuliert und erkannt hatten, daß sehr viele Vorgänge im wirtschaftlichen Bereich und auf anderen Gebieten in der Art eines Spiels nach Regeln ablaufen, erwies sich die Systemforschung mit Simulationsmodellen als ein außerordentlich wertvolles Mittel zur Aufklärung und Vorhersage beim Management. Als Beispiele seien hier nur die Probleme optimaler Fertigungstermine, der Lagerhaltung und des Entwurfs von Fertigungseinrichtungen (beispielsweise Fließbandsystemen) genannt.

Mit viel Erfolg verwendet man Simulationsmodelle auch zur Erforschung von biologischen Systemen. Neben den zahlreichen Modellen zur Darstellung und Untersuchung von Vorgängen im Nervensystem ist hier vor allem auch die Aufklärung des Aufbaus von Eiweißmolekülen zu nennen, die ein System aus sehr vielen (zum Beispiel 10000) Atomen bilden. Mit Hilfe von Digitalrechnern läßt sich die Struktur schneller als in der bisher erforderlichen Zeit (bis zu drei Jahrzehnten!) aufklären. Dabei erscheint die perspektivisch richtige Abbildung des Strichmodells von Molekülen auf dem Bildschirm des an den Rechner angeschlossenen Ausgabegeräts. Erwähnt werden sollen hier auch noch der Einsatz von Digitalrechnern zur Weiterentwicklung schon bekannter Rechnersysteme („Computer berechnen Computer“) und die zahlreichen Anwendungen von Simulation und Modelldarstellung in der Raumfahrttechnik.

An dieser Stelle konnte nur ein sehr bescheidener Ausschnitt aus dem großen Gebiet der Systemforschung betrachtet werden. Dennoch ist wohl erkennbar, daß insbesondere die moderne Elektronik erst die Voraussetzungen zu einem tieferen Einblick in die Vorgänge bei natürlichen und technischen Systemen gegeben hat.

F. Gutschmidt

Moderne Breitband-Weitverkehrstechnik

Die Technik ist in der Zeit nach dem Zweiten Weltkrieg in zunehmendem Maße komplexer geworden. Das gilt insbesondere auch für alle Bereiche der Nachrichtentechnik. Während früher eine Vielzahl von Firmen damit beschäftigt war, für ein bestimmtes System von Nachrichtenverbindungen einzelne Gruppen von Geräten oder anderen Systemelementen zu bauen, lassen sich heute die immer komplizierter werdenden Aufgabenstellungen nur noch durch systembezogene Lösungen bewältigen. Technische Fortschritte sind heute nur noch bedingt durch Verbesserungen an einzelnen Gliedern eines Systems zu erreichen; es bedarf dazu vielmehr der Konzipierung völlig neuer Systeme. Dieser Zwang fordert von der Unternehmensführung weitsichtige Vorausplanung und Berücksichtigung aller bekannten und in der nächsten Zukunft zu erwartenden Fortschritte auf dem Gebiet der aktiven und passiven Bauelemente sowie der Verbesserungen der Technologie, weil ein Entwicklungssystem heute etwa fünf Jahre bis zur Fertigungsreife braucht.

Welche Aufgaben dieser Entwicklungstrend einem modernen Unternehmen der Nachrichtentechnik stellt, konnte man vor einiger Zeit anlässlich einer Diskussionstagung der Firma Telefunken im Werk Backnang (Bild 1) feststellen. Das systembezogene Denken hat es hier beispielweise erforderlich gemacht, das traditionelle Gebiet der Nachrichtenverbindungs-technik um die Satelliten-technik und die elektronische Vermittlungstechnik zu erweitern, die als Endglied der Weitverkehrs-technik integrierender Bestandteil dieses Nachrichtensystems ist.

Bild 1. Die Telefunk-Fabrik in Backnang ist der Sitz des Fachbereichs „Anlagen Weitverkehr und Kabeltechnik“



dern auch die geforderte hohe Betriebssicherheit zu erreichen. Vergleicht man beispielsweise ein Breitband-Richtfunkgerät aus dem Jahre 1952 („Freda I“) mit einem aus dem Jahre 1967 („FM 1800-TV/6000“) (Bild 2), dann stehen bei kleinerem Volumen des modernen Geräts einer Sende-Empfangs-Einheit mit 240 Kanälen im 2-GHz-Bereich zwei Sende-Empfangs-Einheiten mit 1800 Kanälen im 6-GHz-Bereich gegenüber. Das 6-GHz-Gerät ist nur noch mit einer Röhre bestückt, einer 10-W-Wanderfeldröhre als Leistungs-Endstufe; alle anderen Stufen enthalten nur noch Halbleiterdioden und Transistoren.

Auch die Anforderungen an die elektrische und mechanische Genauigkeit sowie an die Zuverlässigkeit sind in den letzten Jahren erheblich gestiegen. Die Frequenzkonstanz der quarzgesteuerten Trägerfrequenz-Oszillatoren, die Linearität der Verstärker, Modulations- und Demodulationschaltungen, die Genauigkeit der Pegel- und Frequenzgänge müssen erheblich verbessert werden, da jede Richtfunkstelle ja nur ein relativ kleiner Teil der Gesamtverbindung von 2500 km Länge ist, für die sehr enge, international festgelegte Toleranzen bestehen. Zwei Beispiele mögen eine Vorstellung von den mechanischen Genauigkeitsforderungen geben. Der 18-m-Spiegel einer Richtfunk-Scatterverbindung darf keine größere Abweichung als ± 5 mm von der mathematisch errechneten Form

bei Transistoren von $20 \cdot 10^{-9}$ (bei Röhren dagegen $1000 \cdot 10^{-9}$), bei Geräten von etwa $5 \cdot 10^{-4}$ und bei kompletten Richtfunkstrecken von $3 \cdot 10^{-4}$ gefordert. Das bedeutet, daß bei letzteren die Störungszeit nur 0,03 % der Betriebszeit ist.

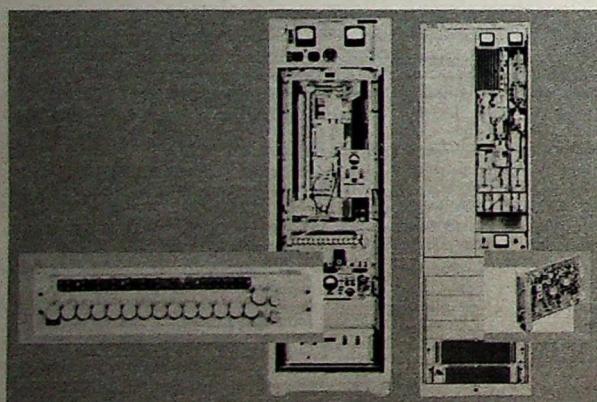
Bei der Systemplanung muß man schon heute an die zukünftige Datenübertragung denken, die sich im wesentlichen einzelner Fernsprechkanäle bedienen wird. Es ist dann notwendig, im selben Netz sowohl die Sprachinformation in analoger Form als auch die Dateninformation in Form von Impulsen zu übertragen. Bei einem für diese beiden Übertragungsarten geeigneten System ist es dann naheliegend, auch die Telegrafie und das Fernschreiben in ein solches Netz zu integrieren. Es gibt heute schon Schätzungen, daß in nicht allzu-ferner Zukunft Fernsprechen und Datenübertragung etwa gleiche Anteile haben werden. Unter diesem Aspekt kann es dann zweckmäßig sein, auch Sprache mit Hilfe von Impulsmodulationsverfahren in Impulsform zu übertragen und dafür ein integriertes Netz zu schaffen. An den Grundlagen für diese kommende Technik wird heute an vielen Stellen schon intensiv gearbeitet.

Übertragung breiter Frequenzbänder

Für die Übertragung breiter Frequenzbänder kommen nach dem heutigen Stand der Technik im wesentlichen drei Verfahren in Betracht:

1. Trägerfrequenzkabel,
2. Koaxialkabel,
3. Richtfunkverbindungen.

Bild 2. Die Gegenüberstellung von zwei Richtfunkgeräten aus den Jahren 1952 und 1967 läßt die kompaktere Bauweise erkennen. Links: „Freda I“ aus dem Jahre 1952 mit 240 Kanälen und röhrenbestücktem 70-MHz-ZF-Verstärker; rechts: „FM 1800-TV/6000“ aus dem Jahre 1967 mit 1800 Kanälen und transistorbestücktem 70-MHz-ZF-Verstärker



Auf dem Gebiet der Weitverkehrs-technik drückt sich der technische Fortschritt durch höhere Kanalzahlen je Übertragungs-system und geringere Kosten je Sprechkreiskilometer aus sowie durch den Übergang auf Halbleiter-Bauelemente und die Verkleinerung aller passiven Bauelemente. Dadurch wird es erst möglich, nicht nur zu kompakteren Bauweisen zu kommen, son-

nen, und um bei einem Koaxialkabel $2,5/9,5$ " keinen größeren Reflexionsfaktor als 2% auftreten zu lassen, darf der Innenleiterdurchmesser (2,5 mm) maximal nur um $7 \mu\text{m}$ (0,007 mm) vom Sollmaß abweichen, die lichte Weite des Außenleiters (9,5 mm) um höchstens $25 \mu\text{m}$.

Bei Schichtwiderständen wird heute je Betriebsstunde eine Ausfallrate von $1 \cdot 10^{-4}$,

in Deutschland bestand zunächst die Absicht, das Weitverkehrs-Kabelnetz mit symmetrischen Trägerfrequenzkabeln aufzubauen, deren styroflexisolierte Vierer bis 552 kHz ausgenutzt werden können und die Belegung mit 120 Sprechkanälen ermöglichen. Da sich die Kopplung zwischen mehreren in einem Kabel untergebrachten Vierern aber nicht beliebig verringern läßt, ist es erforderlich, die Gespräche zwischen zwei Teilnehmern über zwei getrennte Kabel zu führen.

Das Koaxialkabel bietet dem Trägerfrequenzkabel gegenüber die Möglichkeit, besonders breite Frequenzbänder zu übertragen. Es ist deshalb insbesondere auch für die Übertragung von Fernsehprogrammen geeignet. Da man inzwischen aber in Deutschland dazu übergegangen ist, für die Übertragung von Fernsehprogrammen fast ausschließlich Richtfunkverbindungen einzusetzen, stehen die Koaxialkabel jetzt auch für die Mehrfach-Telefonie zur Verfügung und decken heute den vor allem durch die Landesfernwahl erheblich gestiegenen Bedarf an geeigneten Übertragungskanälen.

Die Deutsche Bundespost hat die Absicht, in Zukunft vor allem Koaxialkabel und Richtfunkverbindungen einzusetzen. Diese sollen deshalb nachstehend behandelt werden.

den, Richtfunkverbindungen jedoch nur so weit, als es sich um Fragen der rauscharmen Vorverstärker für Richtfunk- und Satelliten-Empfänger handelt.

Kabelgebundene Trägerfrequenz-Technik

Koaxialkabel

Zwei Größen bestimmen im wesentlichen die Eigenschaften eines Kabels: der Wellenwiderstand und die Dämpfung. Für den Wellenwiderstand Z gilt für genügend hohe Frequenzen die Beziehung

$$Z = \frac{60}{\sqrt{\epsilon}} \cdot \ln \frac{d_a}{d_i}. \quad (1)$$

Maßgebend sind also die wirksame Dielektrizitätskonstante ϵ und das Verhältnis von Außendurchmesser d_a zu Innendurchmesser d_i .

Die Dämpfung eines Kabels setzt sich zusammen aus der Widerstandsdämpfung α_R (Stromwärmeverluste in den beiden Leitern) und der Ableitungsdämpfung (dielektrische Verluste in der Isolierung). Vernachlässigt man letztere, was bei den heute verwendeten hochwertigen Isoliermaterialien zulässig ist, dann ist die Widerstandsdämpfung

$$\alpha_R = \frac{R}{2 \cdot Z}. \quad (2)$$

Darin ist R der Widerstand beider Leiter bei der Frequenz f . Infolge des Skineffekts ist bei Hochfrequenz die vom Strom durchflossene Dicke der Leiteroberfläche (Leitschichtdicke)

$$\theta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \cdot f}}, \quad (3)$$

wenn ρ der spezifische Widerstand des Leitermaterials ist. Verwendet man für Außen- und Innenleiter dasselbe Material, dann ergibt sich für den Widerstand R beider Leiter

$$R = \frac{\rho}{\pi \cdot \theta \cdot d_i} \cdot \left(\frac{d_a}{d_i} + 1 \right). \quad (4)$$

Daraus ersieht man, daß der Widerstand R und damit die Widerstandsdämpfung α_R außer vom spezifischen Widerstand des Leitermaterials, der Frequenz und der lichten Weite d_a des Außenleiters vom Durchmesserverhältnis d_a/d_i abhängen. Es läßt sich nun zeigen, daß Widerstand R und Dämpfung α_R ein Minimum haben für das Durchmesserverhältnis

$$\frac{d_a}{d_i} = 3,6.$$

Das ist der Grund, weshalb alle im Nachrichtenweiterverkehr verwendeten Koaxialpaare mit diesem Durchmesserverhältnis der beiden Leiter aufgebaut sind.

Der Wellenwiderstand Z hängt nach Gl. (1) ebenfalls vom Durchmesserverhältnis d_a/d_i ab und hat damit für eine vorgegebene Dielektrizitätskonstante ϵ einen festen Wert. Mit den heute möglichen Isolierungsarten von Koaxialpaaren erreicht man eine Dielektrizitätskonstante von etwa 1,1. Daraus resultiert ein Wellenwiderstand von rund 75 Ohm, und dieser Wert ist auch international genormt (CCITT-Empfehlung).

Neben Wellenwiderstand und Dämpfung ist für die Betriebseigenschaften eines Ko-

axialpaars noch eine weitere Größe wichtig: die Längsgleichmäßigkeit. Infolge geringer Schwankungen bei der Fertigung können sich über die Länge eines Koaxialpaars kleine Unterschiede im Außendurchmesser ergeben. Da nach Gl. (1) der Wellenwiderstand Z vom Durchmesserverhältnis abhängt, entstehen kleine Unterschiede im Wellenwiderstand. Denkt man sich nun das Koaxialpaar aus kleinen Abschnitten mit etwas verschiedenem Wellenwiderstand zusammengesetzt, dann wird an jeder dieser Stoßstellen ein Teil der übertragenen Hochfrequenzspannung reflektiert. Diese Reflexionen können bei der Übertragung von Fernsehsignalen zum Auftreten von Geistern führen, und infolge des mehr oder weniger ungleichmäßig verlaufenden Eingangswiderstandes des Kabels kann es bei großen Ungleichmäßigkeiten zu reflektiertem Nah-Nebensprechen kommen. Um die dadurch mögliche Verschlechterung der Übertragungsqualität in vertretbaren Grenzen zu halten, hat man den Reflexionsfaktor r in CCI-Empfehlungen mit $\leq 3\%$ festgelegt (er gibt an, wieviel Promille der Nutzspannung an der Z-Stoßstelle reflektiert wird). Koaxialpaare haben gegenüber Trägerfrequenzkabeln mit verseltem Vierer den Vorteil, daß ihr Außenfeld klein ist. Der Frequenzausnutzung nach oben ist deshalb kaum eine Grenze gesetzt. Lediglich bei niedrigen Frequenzen muß man wegen der größeren Eindringtiefe des Stroms nach Gl. (3) zur gegenseitigen Abschirmung der Koaxialpaare Eisenbänder als Abschirmung vorsehen. Über Koaxialpaare ist es also möglich, beide Gesprächsrichtungen über mehrere im selben Kabel untergebrachte Koaxialpaare zu führen.

Das nach dem Kriege entwickelte CCI-Normal-Koaxialpaar „2,6/9,5“ mit einem Innenleiter von 2,6 mm Durchmesser und einem Außenleiter von 9,5 mm lichter Weite wurde anfanglich für Fernsehübertragungen oder mit dem System „V 960“ bis etwa 4 MHz betrieben. Heute arbeitet man auf diesen Paaren mit Systemen für 2700 Sprechkanäle und einer oberen Frequenz von 12 MHz. So erwünscht die Bündel mit hohen Kanalzahlen auf der einen Seite sind, so ergeben sich andererseits doch Schwierigkeiten, weil die hohen Kanalzahlen den Nachteil haben, daß es gerätetechnisch schwierig ist, „unterwegs auszusteigen“, das heißt einen Teil der Kanäle abzuzweigen. Das ist einer der Gründe dafür, daß man in jüngster Zeit das Klein-Koaxialpaar „1,2/4,4“ eingeführt hat, auf dem ursprünglich ein System mit 300 Sprechkanälen und Frequenzausnutzung bis 1,3 MHz betrieben werden sollte. Rentabilitätsuntersuchungen haben aber gezeigt, daß dieses Koaxialpaar mit dem System „V 960“ (Frequenzausnutzung bis etwa 4 MHz) trotz der wegen der höheren Dämpfung erforderlichen größeren Anzahl von Zwischenverstärkern günstiger ausgenutzt wird.

Moderne Koaxialkabel sind, wenn man von symmetrischen Leitungen für Signal- und Dienstzwecke absieht, ausschließlich

aus Normal- oder/und Klein-Koaxialpaaren aufgebaut. So enthält ein gemischt aufgebautes Kabel beispielsweise sechs Klein-Koaxialpaare „1,2/4,4“ und acht Normal-Koaxialpaare „2,6/9,5“ (Bild 3).

Über das „klassische“ Koaxialkabel hinaus geht aber schon heute der Blick in die Zukunft. Das ist wichtig, wenn man dem immer größer werdenden Bedarf an Übertragungskanälen nachkommen will. So untersucht man beispielsweise theoretisch und praktisch die Möglichkeiten, über größere Entfernung die Ausbreitung der H_0 -Welle im Hohlleiter auszunutzen zu

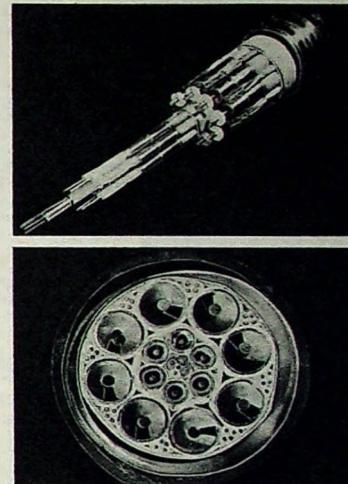


Bild 3. Koaxial-Fernkabel zur Übertragung von etwa 11700 Gesprächen; oben: Aufbau des Kabels; unten: Kabelquerschnitt

können. Damit würden sich Kanalzahlen ergeben, die über den zu erwartenden Bedarf hinausgehen, die aber wahrscheinlich erst für Kanalzahlen von mehreren 100 000 wirtschaftlich sind. Dazu bedarf es wahrscheinlich auch noch der Entwicklung neuer Modulationsysteme. Die Einführung solcher Systeme in bestehende Netze wird sehr schwierig sein, so daß diese Technik heute nur für zukünftige getrennte Netze sinnvoll zu sein scheint. Versuche, Laserstrahlen über innenverspiegelte Röhren zu führen und als Informationsträger zu benutzen, befinden sich heute noch im Stadium der Forschung. Es bleibt abzuwarten, wann und unter welchen Bedingungen derartige Systeme wirtschaftliche Bedeutung erlangen können.

Breitband-Trägerfrequenz-Systeme für Koaxialkabel

Unter Breitband-Systemen versteht man in der Trägerfrequenztechnik Einrichtungen, die zur Bündelung von mindestens 300 Sprechkanälen führen. Die dafür erforderliche Frequenzbandbreite ist größer als 1 MHz. Die Bündelung der Kanäle erfolgt durch Einseitenband-Amplitudemodulation mit unterdrücktem Träger. Der Abstand der Kanäle ist 4 kHz, die nutzbare Bandbreite 3,1 kHz. Telefunken hat 1958 mit der Entwicklung von Breitband-Systemen begonnen und von vornherein ausschließlich Transistoren benutzt. Das erste System „V 800“ wurde 1961 in Kanada entlang der Alaska-Highway in Betrieb genommen. Dieses 800-Kanal-System war das erste nur mit Transistoren bestückte

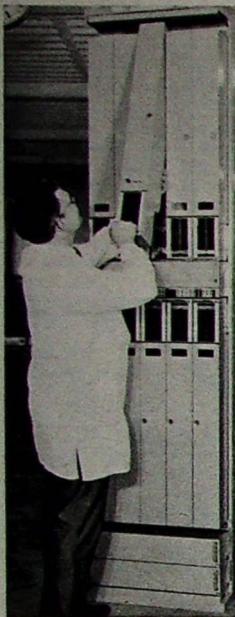


Bild 4. Kanalumsetzergestell in Vertikalbauweise mit Geräten für 120 Sprechkreise. Die vertikal angeordneten Geräteneinsätze sind steckbar

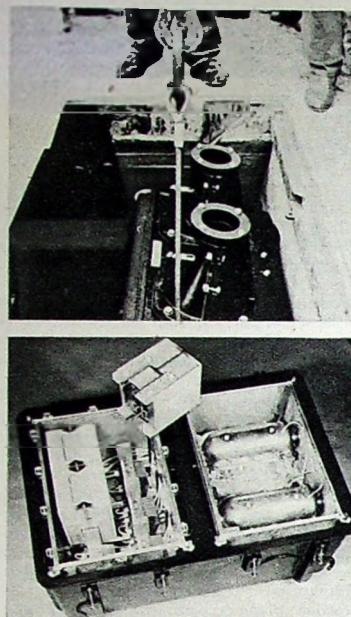


Bild 5. Pilot gesteuerte Zwischenverstärker „V 2700“ für unbemannte und ferngespeiste unterirdische Zwischenverstärkerstellen in Koaxialkabelstrecken; oben: Verlegen einer Verstärkermuflle; unten: geöffneter Verstärkermuflle (links: Verstärkerraum für 6 Zwischenverstärker; rechts: Muffenraum mit den beiden Kabelmuffen)

Breitband - Trägerfrequenz - System der Welt und läuft seit mehr als fünf Jahren ohne jede Unterbrechung. In den folgenden Jahren entstanden dann das 300-Kanal-System „V 300“ und das 2700-Kanal-System „V 2700“, die ebenso wie das in Entwicklung befindliche System „V 960“ den CCITT-Empfehlungen entsprechen. Das System „V 2700“ nahm im Frühjahr 1966 als erstes voll betriebsfähiges transistorisiertes 12-MHz-System den Versuchsbetrieb zwischen Stuttgart und Neckartenzlingen auf.

Mit zunehmender Bündelstärke wächst der Aufwand an Endeinrichtungen (Kanalumsetzer, Gruppenumsetzer usw.). Wegen der großen Anzahl der hier benötigten Spulen, Übertrager und Filter brachte die Entwicklung neuer magnetischer Werkstoffe große Fortschritte im Hinblick auf die Verkleinerung der Geräte. Einen besonders großen Erfolg brachte aber die konsequente Verwendung von Transistoren. Deshalb zeichnen sich die neuen Geräte durch senkrecht eingehängten Einheiten durch besonders geringen Platzbedarf aus (Bild 4).

Für den Aufbau einer Trägerfrequenz-Verbindung ist neben dem Kabel und den Endeinrichtungen noch eine umfangreiche Streckenausrüstung erforderlich. Es sind dies unter anderem Breitband-Leistungsverstärker und Regeleinrichtungen zur Konstanthalterung des Leitungsspegs. Der Übergang auf Transistoren ermöglichte es erstmals, die in kürzeren Abständen in das Kabel eingeschalteten Zwischenverstärker mit dem Kabel zu vergraben (Bild 5). Das hat den Vorteil, daß die sonst in wenigen Kilometern Abstand zu errichtenden Zwischenverstärker-Häuschen entfallen können. Bei der bereits erwähnten „V 2700“-Versuchsstrecke beträgt der Verstärkerabstand noch 3 km. In Kürze werden aber schon Verstärker mit höherem Gewinn zur Verfügung stehen, die für 4,5 km Abstand geeignet sind und die Bedingungen der vom CCITT für Normal-Tuben genormten Verstärker erfüllen. Der geringe Leistungsbedarf der transistor-

bestückten Zwischenverstärker erlaubt es, die in Reihe geschalteten Verstärker über die Innenleiter der Koaxialpaare mit Gleichstrom zu speisen. Die Fernspeisegeräte sind in der Endverstärkerstelle untergebracht oder bei sehr großen Abständen in oberirdischen Zwischenverstärkerstellen. Die maximal zulässige Länge eines Fernspeiseabschnitts hängt von der Fremdbeeinflussung durch Hochspannungsleitungen, Bahnhofsräte usw.

In Breitband-Systemen ist die Pegelregelung der Leistungsverstärker wegen der starken Temperaturabhängigkeit der Kabeldämpfung von großer Bedeutung. Obwohl bei normal vergrabenem Kabel in Mitteleuropa die mittlere jährliche Temperaturschwankung nur $\pm 8^{\circ}\text{C}$ ist, wirkt sich diese Temperaturschwankung doch ganz erheblich aus. Bei dem erwähnten 12-MHz-System „V 2700“ ist die Kabeldämpfung je Kilometer bei der oberen Übertragungsfrequenz (12,4 MHz) etwa 1 Neper. Für 1000 km Systemlänge bedeutet das 1000 Neper Dämpfung mit einer

jährlichen Schwankung von ± 16 Neper. Diese Dämpfungsschwankung entspricht einer Spannungsschwankung zwischen etwa 10^7 und 10^{-1} (10 000 000 Volt bis 0,000 001 Volt). Die zugelassene maximale Abweichung der Ausgangsspannung von der Eingangsspannung ist aber nur ± 20 Prozent.

Zum Konstanthalten des Leitungsspegs bedient man sich seit langem der sogenannten Pilotregler. Bei diesem System sendet man eine konstante Wechselspannung mit einer Frequenz oberhalb des Übertragungsbereichs aus, empfängt sie selektiv an der Zwischenverstärkerstelle, wertet sie als Maß für den Dämpfungs-zustand der Strecke aus und leitet davon eine Regelgröße ab, die die Verstärkung der Zwischenverstärker so nachregelt, daß die Dämpfungsschwankungen ausgeglichen werden.

Für transistorisierte Systeme mit vielen Zwischenverstärkern bedeutet der Einsatz von Pilotreglern einen zu großen Aufwand. Man nutzt deshalb hier die unterirdische Unterbringung der Leistungsverstärker für die Pegelregelung aus. Ist nämlich sichergestellt, daß Kabel und Verstärker gleichen Temperaturgang haben, dann genügt ein Thermistor zur groben Steuerung des Verstärkungsgrades, und man kann sich darauf beschränken, Pilotregler nur noch in größeren Abständen zur genauen Pegelhaltung einzusetzen.

Telefunken hat noch eine weitere Möglichkeit zur Pegelregelung von Leistungsverstärkern entwickelt. Die Änderung des Kupferwiderstandes im Kabel ist das sicherste Maß für die Schwankung der Kabeldämpfung, zumal beide in dem hier in Frage kommenden Bereich exakt proportional sind. Entnimmt man den Fernspeisestrom einer Konstantspannungsquelle, dann lassen sich bei entsprechender Auslegung der Fernspeiseschleife die Widerstandsschwankungen des Kabels in proportionale Änderungen des Fernspeisestroms umsetzen. Auf diesem Prinzip beruht die Temperatursteuerung der Zwischenverstärker. Die Anwendung dieses Prinzips scheiterte bisher immer an dem Stellglied. Telefunken hat dieses jetzt gefunden in der Form von zwei in Reihe geschalteten Heißleitern, die von einem sehr konstanten Hilfsstrom durchflossen werden. Die hohe Genauigkeit dieser Temperatursteuerung macht den Einsatz von Pilotreglern in unterirdischen Zwischenverstärkerstellen überflüssig.

Probleme der trägerfrequenten Richtfunkverbindungen

Richtfunkverbindungen

In der Richtfunktechnik arbeitet man vorwiegend mit frequenzmodulierten Übertragungssystemen. An die Antennenzuführungen muß man deshalb sehr hohe Anforderungen hinsichtlich Reflexionsfreiheit stellen, weil durch Reflexionen Laufzeitverzerrungen entstehen, die Klirrverzerrungen zur Folge haben, die sich als Nebensprechen auf benachbarte Kanäle auswirken. Für 2-GHz-Richtfunksysteme benutzt man noch Koaxialkabel, bei Systemen über 4 GHz dagegen ausschließlich Hohlleiter als Antennenzuführung. Da die ursprünglich benutzten starren Rechteckhohlleiter in Aufbau und Montage aufwendig sind, hat Telefunken gemeinsam mit dem Hackethal Draht- und Kabelwerk



Bild 6. Hochfrequenz-Energiekabel (Flexwell-Kabel)

einen kabelähnlichen flexiblen Hohlleiter entwickelt, der sich auch aufzurichten läßt: das Flexwell-Kabel (Bild 6).

Ein Maß für die Güte eines Nachrichtenkanals ist das am Ende der Übertragungsstrecke vorhandene Verhältnis von Signalleistung S zu Störleistung N (Störabstand S/N). Da der überwiegende Teil der Störungen nach Frequenz und Amplitude eine statistische Verteilung hat, also einer thermischen Rauschleistung gleicht, kann man sich die Störung ersetzen durch die thermische Rauschleistung eines Widerstandes und mißt die Größe der Störungen durch die Temperatur, auf der sich der Widerstand befinden müßte, um die gleiche Störleistung zu erzeugen.

Bei der Richtfunk- und Satellitenübertragung erfolgt die Wellenausbreitung in der Atmosphäre und im freien Weltall. Die Antenne nimmt nicht nur das Nutzsignal auf, sondern auch Störungen aus der Atmosphäre oder/und dem Weltall. Bild 7 zeigt die Störleistung von Antennen

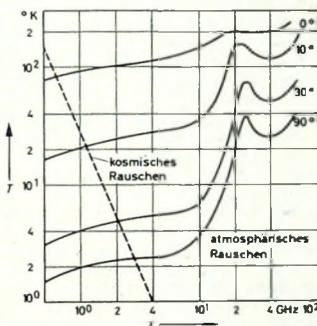


Bild 7. Rauschtemperatur von Antennen für kosmisches Rauschen und atmosphärisches Rauschen bei verschiedenen Elevationswinkeln

(ausgedrückt durch die äquivalente Rauschtemperatur T) in Abhängigkeit von der Frequenz und für verschiedene Elevationswinkel. Für Frequenzen oberhalb 1 GHz ist das kosmische Rauschen sehr klein. Das atmosphärische Rauschen zeigt ein Minimum unterhalb 10 GHz. Deshalb wird für Richtfunk- und Satellitenverbindungen vorzugsweise der Frequenzbereich 1 ... 10 GHz benutzt.

Die Rauschtemperatur hängt aber auch vom Elevationswinkel ab. Bei 0° Elevationswinkel erfolgt die Wellenausbreitung tangential zur Erdoberfläche. Sie verläuft zu einem großen Teil in der Atmosphäre, und dementsprechend ist der atmosphärische Rauschanteil 100 ... 200 °K. Diese Verhältnisse sind bei normalen Richtfunkverbindungen gegeben. Hinzu kommt allerdings noch ein zusätzlicher Rauschanteil von der Strahlung der Erdoberfläche, die entsprechend ihrer Temperatur von 300 °K wie ein schwarzer Körper eine proportionale Rauschleistung abstrahlt. Für Richtfunkverbindungen liegt ein Teil der Erdoberfläche in der Strahlungskugel der Antenne und erhöht das Antennenrauschen bis auf 300 °K. Zusammenfassend ergibt sich also: Antennenrauschen von Richtfunkverbindungen 200 ... 300 °K.

Bei 90° Elevationswinkel wird von der Antenne nur der relativ kleine Teil der Atmosphäre über der Antenne erfaßt. Dementsprechend ist das äquivalente Rauschen nur etwa 4 °K. Da bei Satellitenverbindungen meist Elevationswinkel von

über 15° benutzt werden, liegt das Antennenrauschen für diese Verbindungen unter 20 °K. Also: Antennenrauschen von Satellitenverbindungen 4 ... 20 °K.

Neben diesen von außen kommenden Störungen tragen auch die im Nachrichtengerät selbst entstehenden Störleistungen zur Gesamtstörleistung bei, und zwar das Wärmerauschen von Widerständen sowie das Stromrauschen von Röhren, Transistoren und Dioden. Man verzichtet üblicherweise auf die genaue Aufschlüsselung der einzelnen Störanteile, die am Ausgang des Verstärkers die Gesamtstörleistung N ergeben, und denkt sich den rauschenden Verstärker ersetzt durch einen idealen, nichtrauschenenden Verstärker, an dessen Eingang ein rauschender Widerstand mit der Temperatur T liegt. Die Temperatur T wird dabei so gewählt, daß am Ausgang wieder die Störleistung N auftritt. Die Temperatur T ist dann die kennzeichnende Rauschtemperatur des Verstärkers.

Die Rauschleistung der Antenne und die auf den Eingang bezogene Eigenrauschebung des Empfängers addieren sich am Eingang des Empfängers zur Gesamtstörleistung N . Für einen geforderten Störabstand S/N bestimmen Störabstand und Störleistung die am Eingang des Empfängers erforderliche Signalleistung S . Bei Satellitenverbindungen und Scatter-Richtfunkverbindungen ist die für den Empfänger verfügbare Signalleistung durch die zur Verfügung stehende Senderleistung und den noch realisierbaren Spiegel Durchmesser beschränkt. Will man trotzdem eine hinreichende Qualität der Nachrichtenverbindung sicherstellen, dann muß man die Störleistung am Empfangsort verringern.

Rauscharme Vorverstärker

Im Frequenzbereich 1 ... 10 GHz haben normale Diodenüberlagerungsempfänger Rauschtemperaturen zwischen 1000 und 3000 °K. Die Störleistung am Empfängerausgang ist damit fast ausschließlich durch das Eigenrauschen des Empfängers bestimmt, denn das Antennenrauschen (4 ... 300 °K) ist um Größenordnungen klei-

ner als Empfängers etwa gleich der Antennenrauschenstemperatur zu machen. Der Störabstand ist dann nur um den Faktor 2 schlechter als bei einem völlig rauschfreien Empfänger.

Maser

Als rauscharme Vorverstärker kommen für diesen Einsatzbereich der Maser und der parametrische Verstärker in Betracht. Der Maser enthält einen mit magnetischen Ionen dotierten Kristall. Durch von außen zugeführte Hochfrequenzenergie tritt eine Umsetzung der Energieniveaus im Kristall ein (die höheren Energieniveaus sind stärker besetzt als die niedrigeren). Wandert nun eine Signalwelle durch den Kristall hindurch, dann werden durch stimuliertes Emission Quantensprünge von höheren zu tieferen Niveaus angeregt. Da die Energiedifferenz an die durchlaufende Welle abgegeben wird, kommt dieser Effekt einer Verstärkung der Welle gleich. Diese Vorgänge spielen sich aber nur bei sehr tiefen Temperaturen (≤ 5 °K) ab, so daß der Maser mit flüssigem Helium gekühlt werden muß. Wegen der niedrigen Arbeitstemperatur ist die Rauschtemperatur des Maser auch sehr niedrig (≤ 5 °K). Aus physikalisch bedingten Gründen hat aber der Maser nur eine relativ kleine Bandbreite. Deshalb wird man in Zukunft in der Erdefunkstelle von Satellitenverbindungen parametrische Verstärker bevorzugen, die eine größere Bandbreite haben.

Parametrische Verstärker

Verstärkendes Element des parametrischen Verstärkers sind in Sperrrichtung vorgespannte Halbleiterdiode, deren Sperrschiichtkapazität durch eine Wechselspannung gesteuert wird. Da im Gegensatz zu Röhren- oder Transistorverstärkern im parametrischen Verstärker kein Gleichstrom fließt und damit das Stromrauschen entfällt, ist die einzige Rausquelle das thermische Widerstandsräuschen der Verlustwiderstände der Schwingkreise und des Diodenverlustwiderstandes. Da die Ursache für dieses Rauschen ther-

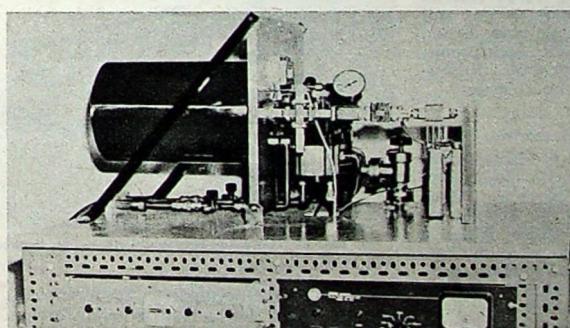
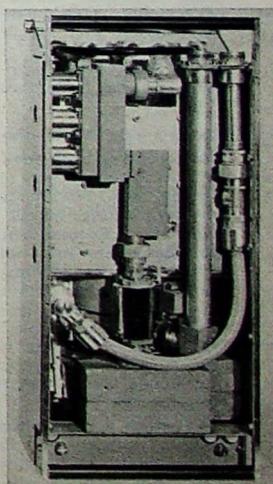


Bild 8. Laboraufbau eines gekühlten parametrischen Verstärkers

Bild 9. Parametrischer 2-GHz-Verstärker für Richtfunkstrecken ▶



mischer Natur ist, läßt es sich durch Kühlung des Verstärkers fast proportional zur Betriebstemperatur verringern (Bilder 8 und 9). Ein ungekühlter parametrischer Verstärker hat bei Raumtemperatur (300 °K) ein Eigenrauschen von etwa

100 ... 200 °K. Bei Abkühlung auf -253 °C (20 °K) ist die Rauschtemperatur dann nur noch etwa 15 °K. Da das Antennenrauschen von Richtfunkverbindungen 200 bis 300 °K ist, arbeitet man bei Scatterverbindungen mit ungekühlten parametrischen Verstärkern. Bei Satellitenverbindungen hingegen (Antennenrauschen 4 ... 20 °K) kühlt man den parametrischen Verstärker bis nahe an den absoluten Nullpunkt.

Beim Zusammenschalten eines Empfängers mit der Rauschtemperatur T_e und eines Vorverstärkers mit der Rauschtemperatur T_v und dem Leistungsgewinn G erhält man ein neues Empfangssystem mit der Rauschtemperatur

$$T_s = T_v + \frac{T_e}{G}.$$

Die Rauschleistung des ursprünglichen Empfängers geht also in das Gesamtrauschen nur mit einem durch den Leistungsverstärkerfaktor G bestimmten Bruchteil ein. Bei 30 dB Verstärkung ($G = 1000$) liefert ein Empfänger mit 3000 °K nur noch 3 °K zur neuen Rauschtemperatur mit Vorverstärker. Die Rauschtemperatur des Vorverstärkers ist von größtem Einfluß, da sie mit ihrem vollen Wert in die Rauschtemperatur T_s eingeht.

Bei den heutigen Erdefunkstellen von Satellitenverbindungen benutzt man als Vorverstärker noch überwiegend Maser. Mit Rücksicht auf die zu erwartende Steigerung der Kanalzahlen aber und die damit Hand in Hand gehende Vergrößerung der Bandbreite sowie wegen des in Zukunft notwendig werdenden Mehrfach-Zugriffs ist abzusehen, daß in Zukunft unbedingt tiefgekühlte parametrische Vorverstärker erforderlich sein werden. Soweit die Technik heute zu übersehen ist, wird man voraussichtlich nicht mit flüssigem Helium arbeiten, sondern einen kontinuierlichen Kreislauf des Kühlmittels unter Einsatz moderner Kältemaschinen wählen. Erste Versuche haben in mehr als 5000 Stunden Dauerbetrieb bereits grundsätzlich die Richtigkeit dieser Konzeption bewiesen. Ob in einem späteren Entwicklungsstadium in einer speziellen Mesa-Technik hergestellte Galliumarsenid-Dioden mit Kapazitäten von 0,3 ... 0,5 pF und Güten zwischen 100 und 200 sowie Elektronenstrahl-Verstärker (Querfeldröhren) Bedeutung erlangen, wird die Zukunft zeigen.

Elektronische Vermittlungstechnik

Die bereits eingangs erwähnte Notwendigkeit, in Systemen und nicht in Geräten zu denken, hat Telefunken veranlaßt, auch die Vermittlungstechnik in die Systementwicklung einzubeziehen. Diese Aufgabe war besonders interessant, weil die zunehmende Verwendung von Halbleiterbauelementen auch in diesem Zweig der Nachrichtentechnik es ermöglichte, neue Ideen zu verwirklichen. Der Trend führt hier bei der Planung neuer Nachrichtensysteme zur Konzentration von Steuereinrichtungen und zu gespeicherten Betriebsprogrammen.

Im Bereich der postalischen Vermittlungstechnik wurden als Laboranlagen zwei zentralgesteuerte Vermittlungssysteme gebaut. Sie erfüllen alle Funktionen, die man von einem 10 000er Fernsprechamt erwartet, also beispielsweise Tastenwahl, Leitweglenkung, freizügige Nummernvergabe und andere mehr. Ein Versuchsaamt mit diesem „EZM 3“-System (Elektronische Steuerung mit zentraler, weitspannender Markierung) wird für die Deutsche Bun-

despost in Stuttgart-Bad Cannstatt errichtet. Funktionen wie Nummernumwertung, Auftrags- und Ansagedienste werden hier durch eine elektronischen Rechenanlage ähnliche Steuereinrichtung automatisch abgewickelt. Seit Mitte 1966 beteiligt sich Telefunken auch an der Ent-

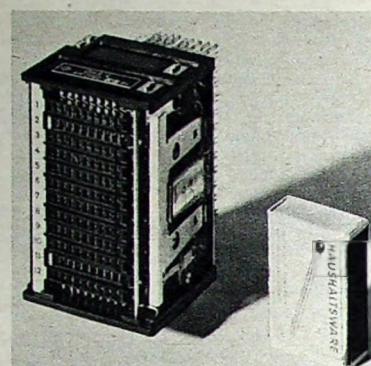


Bild 10. Ordinaten-Haftschalter mit 12x9 Koppelpunkten

wicklung eines neuen Fernsprech-Einheitsystems für die Deutsche Bundespost. Große Bedeutung für die Zukunft hat darüber hinaus die Nebenstellentechnik, denn auf je zwei neu erstellte Fernsprechhauptanschlüsse kommt heute schon ungefähr ein Nebenstelleneinschluß.

In den Telefunkens-Vermittlungssystemen findet ein neu entwickeltes elektromechanisches Durchschaltelement Anwendung, der Ordinaten-Haftschalter (Bild 10). Er bietet besondere Vorteile für die Zusammen-

kreis durch einen Permanentmagneten gegen die Kraft der Kontaktfedern in der Ruhelage gehalten. Zum Durchschalten eines Koppelsystems wird die zugehörige Koppelpule kurzzeitig durch einen Stromstoß erregt. Der dadurch entstehende magnetische Fluß wirkt dem Fluß des Permanentmagneten entgegen und hebt die Haftkraft auf. Während des Durchschalteimpulses zieht die Federkraft der Kontaktfedern über einen Betätigungssteg den Haftanker von seiner Haftstelle ab, und die Kontaktfedern legen sich an die Kontaktfläche an. In diesem Zustand genügt das Feld des Permanentmagneten nicht mehr, um den Haftanker zurückzuziehen. Man benötigt also für keinen der beiden Betriebszustände einen Haltestrom. Das Zurückstellen des Betätigungsstegs erfolgt für alle zwölf Stege gemeinsam durch den Rückstellmagneten.

Neue Fabrik in Offenburg

Der Fachbereich „Anlagen Weitverkehr und Kabeltechnik“ hat seinen Sitz in Backnang. Da die Kapazität der Backnanger Fabrik nicht ausreichte und auch nicht erweiterungsfähig war, baute man 1962/63 in Offenburg ein neues Werk (Bild 11). Von den insgesamt geplanten 26 000 m² Bauwerksfläche sind rund 14 000 m² errichtet. Beschäftigt sind dort zur Zeit rund 900 Personen. Die neue Fabrik hat keine Entwicklungs- und Vertriebsstellen; diese sind in Backnang vereinigt. Die Fabrik ist so geplant, daß sie etwa zu einem Drittel für das Fachgebiet „Richtfunk“ und zu zwei Dritteln für die Fachgebiete „Trägerfrequenzgeräte“ und „Fernmeldegeräte“ produzieren kann. Das Produktionsprogramm umfaßte Ende 1960 unter anderem 12-Kanal-Trägerfrequenzgeräte, 5-GHz-Richtfunkanlagen für 120 Kanäle, Dezimeter-

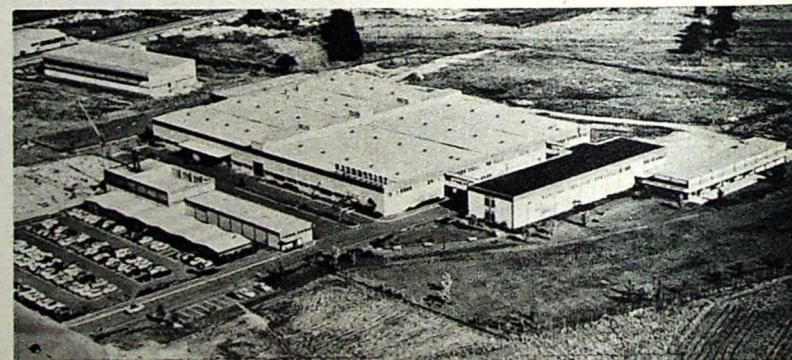


Bild 11. Telefunkens-Fabrik Offenburg des Fachbereichs „Anlagen Weitverkehr und Kabeltechnik“

arbeit mit elektronischen Steuereinrichtungen wegen der hohen Schaltgeschwindigkeit (Durchschaltezeit 2 ... 5 ms), des geringen Leistungsbedarfs (Durchschalteerregung etwa 85 AW, Durchschalteleistung etwa 300 mW), der kleinen Abmessungen (64 mm × 90 mm × 88 mm) und des geraden Gewichts (400 g). Beim Einsatz in koordinatenmäßig aufgebauten Schaltfeldern bildet der Ordinaten-Haftschalter (OHS) eine Ordinate.

Der OHS ist im Prinzip ein Vielfach-Relais mit zwölf Koppelsystemen und einer allen zwölf Systemen gemeinsamen Rückstellanordnung. Jedes Koppelsystem kann bis zu neun Arbeitskontakte betätigen. Die einzelnen Haftanker der Koppelsysteme werden in einem geschlossenen Magnet-

baugruppen für breitbandige 2-GHz-Geräte, Ordinaten-Haftschalter und elektromechanische Wählerneinrichtungen.

Systemdenken und Systemplanung – das sind die beiden Begriffe, die alle zukünftigen Entwicklungen der Weitverkehrstechnik beherrschen werden. Wie in vielen anderen Bereichen der Technik, so muß der Ingenieur auch hier seine Ideen in neuen Räumen abstecken und mit neuen Maßstäben messen, um die komplexen Aufgaben von morgen mit den hochentwickelten Methoden von heute erfolgreich lösen zu können.

(Nach Telefunkens-Unterlagen)

Die technisch-akustischen Probleme der Lautsprecherboxen

Schluß von FUNK-TECHNIK Bd. 22 (1967) Nr. 3, S. 83

DK 621.395.623.7

2. Problematik der Beurteilung von Lautsprecherboxen

2.1. Systematik

Es gibt heute ein derart umfangreiches und vielseitiges Angebot an Lautsprecherboxen, daß jeder Versuch, eine gewisse Systematik in dieses Durcheinander von Qualitäten, Preisen, Abmessungen und anderem mehr zu bringen, nur begrüßt werden kann. Damit ist schon angegedeutet, welche äußeren Merkmale einer Lautsprecherbox für eine Systematik herangezogen werden können: Größe (Volumen), Belastbarkeit, Anzahl und Typen der verwendeten Lautsprecher, Preis und dergleichen. Das sind die Dinge, die den Kunden in erster Linie interessieren, da er in diesen Punkten schon eine gewisse Vorstellung hat. Will er eine Abgrenzung zwischen zwei Boxen finden, dann muß er weitere technische Daten vergleichen: Frequenzgang des Schalldruckes, Betriebsleistung (besser: Wirkungsgrad), Richtcharakteristik, Klirrverhalten, Resonanzfrequenz, Impedanz, Einschwingzeiten, Regelmöglichkeiten. Diese meßbaren Werte kann der Kunde nicht selbst messen. Andererseits sind die Herstellerangaben oft nur sehr spärlich, das heißt, sie beschränken sich nur auf den Anschlußwert (Impedanz) und die Belastbarkeit; vielleicht ist auch der Frequenzumfang noch angegeben. Über die Qualität einer Box ist damit noch so gut wie nichts gesagt. Im „Hi-Fi-Zeitalter“ ist die stillschweigende Voraussetzung des Herstellers, daß der Kunde mit genauen, ausführlichen Daten nichts anfangen kann, jedoch nicht mehr richtig. Hier könnte man eine Aufgabe für eine neutrale Testinstitution erblicken: Messung dieser genannten Werte unter gleichen Bedingungen. Das ist bei einer beschränkten Anzahl von Lautsprecherboxen auch schon durchgeführt worden. Bei einem derart objektiven Vergleich könnte DIN 45 500 Bl. 7 „Heimstudio-Technik (Hi-Fi) Mindestanforderungen an Lautsprecher“ als Grundlage dienen. Nun sagen aber DIN-Vorschriften wenig über die Gebrauchstüchtigkeit eines Artikels, in unserem Fall über die Klangegenschaften einer Lautsprecherbox, aus. Deshalb muß zusätzlich ein Hörvergleich mit Musik und Sprache durchgeführt werden. Voraussetzung für eine gewisse Objektivität eines subjektiven A-B-Vergleiches ist aber, daß nicht nur eine Person, sondern mindestens zehn Personen diesen Test durchführen. Diese Personen dürfen dabei nicht wissen, welche Box sie augenblicklich bewerten. Nicht beantwortet bleibt auch dann noch die grundsätzliche Frage: Nützt und hilft der Lautsprechertest dem Hi-Fi-Kunden – soll die Kaufentscheidung allein davon abhängig gemacht werden? Im vorliegenden Beitrag sollen jedoch nur rein technisch-akustische Probleme angesprochen werden, nicht aber die werbe- und verkaufstechnischen Schlüsse, die ein Test naturgemäß auslöst.

2.2. Wirkungsgrad

Zu vergleichende Lautsprecherboxen müssen objektiv auf gleiche Lautstärke eingepgelt werden. Dadurch bleibt der Wirkungsgrad einer Box vollkommen unbee-

rücksichtigt. Diese Tatsache ist ein ernsthaftes Problem.

Dem Lautsprecherentwickler bereitet es große Mühe und Kosten, einen guten Wirkungsgrad zu erreichen, und ausgerechnet dieses Merkmal wird ignoriert. Ein hoher Wirkungsgrad ist Voraussetzung für kurze Einschwingvorgänge, also für die „Naturtreue“ der Wiedergabe, und erfordert nicht so hohe und kostspielige Ausgangsleistungen der Verstärker oder erlaubt bei starken Endstufen die Bereitstellung einer Leistungsreserve. Auch wird bei mittelgroßen Verstärkern der Störabstand nicht verschlechtert.

Besonders kritisch ist der Vergleich zweier Boxen mit sehr unterschiedlichem Wirkungsgrad. Beim Hörtest wird normalerweise derjenigen Box der Vorzug gegeben, die irgend etwas mehr liefert als die andere: mehr Tiefen, mehr Höhen, größerer Abstrahlwinkel oder dergleichen. Musikalisch-subjektiv heißt es vielleicht: mehr Glanz, mehr Härte, mehr Wärme, mehr Schärfe...! Der Eindruck stärkerer Tiefenabstrahlung („voller“, „wärmter“) ist jedoch häufig auf einen höheren Klirrgrad im Tiefotonbereich zurückzuführen. Bekannt ist ja die überraschend starke Tiefenwiedergabe von Kleinstboxen, die auf Grund ihres Volumens und der hochliegenden Resonanz gar keine echten Tiefen abstrahlen, sie aber im Ohr vortäuschen können. Sicher ist dies ein Extrem, aber man kann mit einiger Sicherheit sagen, daß Boxen mit kleinem Wirkungsgrad beim Abhören mit derselben Lautstärke, mit der eine lautstarke Box gehört wird, höhere Verzerrungen in den Tiefen aufweisen und deshalb scheinbar mehr Tiefen liefern. Das ist besonders einleuchtend, wenn außerdem noch der Volumenunterschied sehr groß ist, das heißt die schwächere Box das kleinere Volumen hat. In dieser Hinsicht erweist sich die Eingliederung der Boxen in Testgruppen nach der Größe ihres Volumens als sinnvoll.

2.3. Schalldruckverlauf

Der Schalldruckverlauf ist den Testpersonen nicht bekannt. Selbst wenn er vorläge, würde seine Kenntnis hier nichts nutzen, da niemand weiß, welche Box im Augenblick getestet wird. Nun gibt es Lautsprecherboxen, die in dem lautstärkebestimmenden mittleren Frequenzbereich einen abgesenkten Schalldruckverlauf aufweisen. Diese Box muß für den Vergleich mit gleicher Lautstärke im Pegel angehoben werden; das kommt aber gleichzeitig einer Tiefen- und Höhenanhebung gegenüber einer Box mit sehr geradem Frequenzgang gleich. Es siegt im Hörvergleich dann die Box, die den schlechten Schalldruckverlauf hat, also an einer Stelle (hier im Mittentonbereich) weniger liefert. Dieses Problem läuft genaugenommen wieder auf den Wirkungsgrad hinaus: Zwei Boxen haben gleichen Wirkungsgrad in den Tiefen und in den Höhen, aber unterschiedlichen in den Mitten – die Box mit dem geringen Wirkungsgrad bei den mittleren Frequenzen wird eventuell im Test besser abschneiden. Dabei muß angemerkt werden, daß die Abgrenzung Tiefen-Mitten-Höhen recht fließend ist und nicht etwa in Hertz genau

angegeben werden kann; auch verschieben sich die Grenzen, wenn man zum Beispiel von Rauschwiedergabe auf Sprach- oder Musikwiedergabe übergeht.

2.4. Abhör lautstärke

Das menschliche Ohr ist erst dann für alle Frequenzen nahezu gleich empfindlich, hat also den Eindruck gleicher Lautstärke, wenn diese eine gewisse Größe annimmt. Leider ist das nur bei sehr großen Lautstärken der Fall, nämlich bei über 80 phon. Mit dieser Mindestlautstärke muß man abhören – so wird es in Rundfunk- und Schallplattenstudios auch getan –, um keinen physiologisch falschen Eindruck zu gewinnen. Manche Lautsprechertests werden mit dieser hohen Abhör lautstärke durchgeführt. Hört man leiser ab, wie dies wohl in jeder Normalwohnung die Regel ist, dann muß man auch für eine Box, deren Tiefenabstrahlung linear bis 20 Hz herabreicht, die Tiefen anheben, und dazu sind ja Klangregler, Contourschalter oder -regler an den Verstärkern vorhanden. Es hat nichts mit Hi-Fi-Qualität zu tun, wenn alle Regler auf „Linear“ stehen, denn die Abhör lautstärke in der Wohnung ist nun einmal durch die Schalldämmungswerte auf maximal 80 bis 65 phon begrenzt. Den meisten Hi-Fi-Interessierten wäre also mit einem linearen Test und großer Lautstärke nur wenig gedient, da sie zu Hause keinesfalls in der gleichen Weise hören können und dürfen. Das Klangbild einer Lautsprecherbox wird jedoch durch geringere Lautstärke, erst recht aber durch eine Höhen- oder Tiefenkorrektur entscheidend verändert; es kann dann sogar der gegenteilige Eindruck entstehen.

2.5. Abhörraum

Die Wechselbeziehungen zwischen Schallquelle und Raum, die Auswirkung der Richtcharakteristik in verschiedenen Räumen, der Einfluß von Raumresonanzen und Dämpfungserscheinungen und dergleichen sind Probleme, die durch einen Test überhaupt nicht erfaßt werden können. In dieser Beziehung ist ein Lautsprecher ein anderes Gerät als ein Verstärker oder ein Plattspieler. Die Plazierung einer Lautsprecherbox auf Grund eines Hörtestes ist nur im Testraum gültig und auch nur dann, wenn der Standort der Boxen und des Hörers, die Abhör lautstärke und in gewisser Hinsicht auch das Programm-Material nicht verändert werden. Auf diese Tatsache kann nicht dringend genug hingewiesen werden. Testbedingungen sind keine Wohnraumbedingungen; einen Normalwohnraum gibt es glücklicherweise nicht. Eine Voraussetzung dafür wäre zum Beispiel, daß der Standort der Boxen und des Hörers eindeutig und unveränderlich festliegt. Die Ausgestaltung der Wohnräume ist individuell und deshalb auch akustisch nicht beherrschbar. Eine Lautsprecherbox kann im Testraum einen noch so guten oder schlechten, Eindruck hinterlassen – im Wohnraum kann der Eindruck ganz anders sein, da er von der Raumgröße und -form, Ausstattung, Anordnung der Boxen (in der Raumecke, frei stehend, an der Wand hängend, in einem Wandregal stehend, Höhe über dem Boden, Basisbreite usw.), Dämpfungswerten der

Vorhänge und Teppiche, Reflexionen an den Wänden usw. abhängig ist. Erst zu Hause kann der Käufer einer Lautsprecherbox feststellen, ob sie in seinem speziellen Hörraum gut oder schlecht klingt oder wie er die Höhen- und Tiefenregler seines Verstärkers einstellen muß.

Es müßten noch viele Probleme aufgeworfen werden: angefangen von der Quelle (nicht allein Schallplatte, sondern insbesondere UKW und Tonband) über das Tonabnehmersystem bis zum Verstärker,

doch wird das Problem der Abhörleistung und des Wiedergaberaumes immer das größte sein, und dieses kann man nicht in einen Test einbeziehen.

Wie schon eingangs erwähnt, kann man technische Daten messen und vergleichen, man kann daraus – mit gewissen Einschränkungen – Schlüsse auf die Klang-eigenschaft einer Box im allgemeinen ziehen, aber man sollte dem Käufer oder Interessenten nicht die Aufgabe abnehmen wollen, die Lautsprecher unter seinen Hörbedingungen zu Hause anzuhören.

Rundfunk

Electronic tuning control – eine exakte UKW-Scharfjustierung

Die UKW-Nachstimmautomatik von Autoempfängern muß den besonderen Bedingungen im fahrenden Wagen mit den ständig wechselnden Empfangsfeldstärken angepaßt sein. Die üblichen, unter der Bezeichnung AFC (automatic frequency control) bekannten Automatiken sind für Autobetrieb nur bedingt geeignet. Man macht sie nämlich abschaltbar, um während der Fahrt das lästige „Springen“ zwischen zwei benachbarten, verschiedenen stark einfallenden Sendern zu vermeiden. Die von Blaupunkt entwickelte neue Nachstimmautomatik ETC (electronic tuning control) vermeidet diesen Nachteil; sie ist ständig in Betrieb und trägt auch wesentlich zur Unterdrückung von Zündfunkenstörungen bei, die über die Antenne einfallen.

Zur Technik von Nachstimmautomatiken

Am Ratiotektor von UKW-Empfängern kann eine frequenzabhängige Spannung abgenommen werden; je nach Justierung unterhalb oder oberhalb der Resonanzfrequenz weist sie eine andere Polarität auf. Mit dieser Spannung läßt sich eine Nachstimmdiode im Oszillatorkreis des UKW-Bausteins so steuern, daß die Justierung immer auf Resonanzmitte gebracht wird. An dieser Kennlinie des Ratiotektors erfolgt gleichzeitig die NF-Gleichrichtung. Um einen Frequenzhub von ± 75 kHz ohne zu großen Klirrfaktor übertragen zu können, muß die Kennlinie in diesem Bereich linear verlaufen. Das aber ist nur zu erreichen, wenn die Umkehrpunkte (Höcker) der Kennlinie mindestens 300 kHz auseinanderliegen. Die Breite, bei der Störungen nicht mehr in Erscheinung treten, ist jedoch nur etwa 20 kHz. Will man erreichen, daß eine Nachstimmautomatik bis in dieses Gebiet nachstimmt, dann muß die Nachstimmspannung schon bei einer Verstimmung von 15 bis 20 kHz einen so großen Wert haben, daß der Oszillator mit Sicherheit in den Bereich der geringsten Störung gezogen wird. Die Nachstimmspannung hat auf den äußeren Seiten der Höcker bei mindestens gleichem Abstand nun aber die gleiche Höhe wie auf dem linearen Teil der Kennlinie (Bild 1). Das bedeutet, daß auch bei Verstimmung um diesen großen Betrag (in diesem Fall um etwa 350 kHz) die Nachstimmung schon zu arbeiten beginnt. Da aber der nächste Sender bereits in einem Abstand von 300 kHz liegen kann, wird dieser bei genügender Feldstärke auch die Justierung auf sich ziehen. Das äußert sich dann in dem gefürchteten und

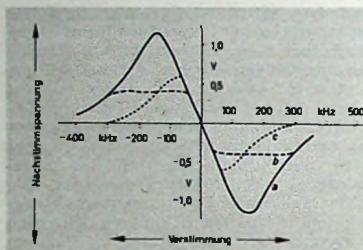


Bild 1. Nachstimmspannung in Abhängigkeit von der Verstimmung: Nachstimmspannung ohne Begrenzung (a), durch Antiparalleldioden begrenzte Nachstimmspannung (b) und Nachstimmspannung bei der ETC (c)

lästigen „Springen“ von einem Sender auf den anderen.

Einen schwachen Sender kann man oft überhaupt nicht einstellen, wenn dieser im Abstand von 300 kHz neben einem starken Sender liegt. Dreht man nämlich die Justierung vom starken Sender weg, um den schwächeren einzustellen, dann erhöht sich die Spannung für die Nachstimmdiode, die den Oszillatorkreis nachregelt. Je weiter man nun verstimmt, um so mehr erhöht sich die Nachstimmspannung, und zwar so weit, bis sie so groß ist, daß eine Verstimmung bis zum nächsten Seitenhöcker möglich ist. Erst dann beginnt die Nachstimmung plötzlich abzubreßen, da dann die Nachstimmspannung wieder kleiner wird. Wenn keinerlei Begrenzung der Nachstimmspannung (etwa durch Antiparalleldioden) erfolgt, kann die durch sie gesteuerte Nachstimmdiode den Oszillator sogar ohne weiteres um 400 kHz verstimmen. Da nun der Höcker selbst um 150 kHz neben dem Resonanzpunkt liegt, wird das Abreißen der Nachstimmung erst bei $400 + 150 = 550$ kHz erfolgen. Das aber bedeutet, daß der nächste, schwächere Sender bereits überschritten ist und auch außerhalb des Fangbereiches der Nachstimmautomatik liegt.

Schaltung der ETC

Zur Begrenzung der Amplitude der Nachstimmspannung verwenden Antiparalleldioden bestehen aus zwei in einem Gehäuse untergebrachten Dioden (Silizium oder Selen), deren Kennlinien eine so hohe Kniespannung aufweisen, daß unterhalb dieser Schwellen genügend Nachstimmspannung vorhanden ist, um die Nachstimmung zum Störminimum zu führen. Wie aus Bild 1 ebenfalls zu erkennen

ist, wird dadurch aber der Fangbereich nicht kleiner, denn die gestellten Forderungen (Frequenzhub ± 75 kHz, einwandfreie Nachstimmung bis ins Störminimum $\leq \pm 10$ kHz) gelten auch hier. Allerdings wird der Haltebereich verringert, da die Nachstimmspannung nur eine begrenzte Amplitude erreichen und den Oszillator deshalb nicht beliebig weit verstimmen kann.

Bei der ETC werden ebenfalls zwei Dioden D1, D2 (Bild 2) so geschaltet, daß sie antiparallel liegen und beide Polaritäten der Umwandlernennlinie beziehungsweise der Nachstimmspannung begrenzen können. Diese Dioden erhalten jedoch eine zusätzliche Vorspannung. Ohne diese Vorspannung liegt die Kniespannung ihrer Kennlinie so niedrig, daß sie die Nachstimmspannung hinter einem großen Vorwiderstand R1 kurzschließen. Die Vorspannung selbst erhalten sie durch den Teil der Richtspannung des Ratiotektors, der an den beiden Widerständen R2, R3 abfällt. Dadurch wird die obere Diode positiv und die untere negativ vorge-

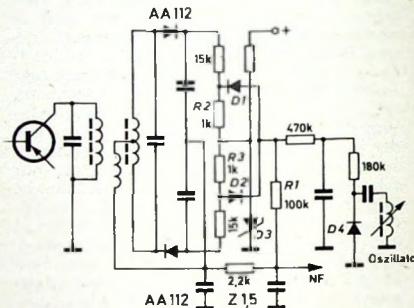


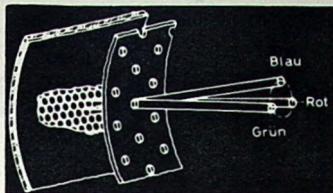
Bild 2. Prinzipschaltung der ETC

spannt, so daß beide gesperrt sind. Die Zenerdiode D3 (Z1,5) legt den Arbeitspunkt für die Nachstimmdiode D4 fest und hat für die Wirkung der ETC praktisch keine Bedeutung. Die für die Nachstimmung wirksame Richtspannung hängt also von der Justierung ab. Auf den Flanken ist sie klein und wird bei Annäherung an den exakten Abstimmungspunkt immer größer. Dadurch wird die Nachstimmspannung in der Mitte wenig und auf den Flanken stark begrenzt. Man erhält also dort, wo es für das Störminimum wichtig ist (nämlich in Resonanzmitte), eine sehr große Nachstimmspannung und auf den Flanken nur eine sehr kleine. Dadurch wird jetzt nicht nur der Haltebereich noch mehr als vorher, sondern auch der Fangbereich sehr stark eingeengt, so daß sich beide kaum noch voneinander unterscheiden.

Mit der ETC ist es daher möglich, die Nachstimmung innerhalb einer Kanalbreite zu halten; es ist nicht mehr erforderlich, sie abzuschalten. Selbst bei Sendern, die näher nebeneinanderliegen als eine Kanalbreite, erfolgt erst dann ein Um-springen, wenn auch bei einem Gerät ohne ETC der Störsender den eingestellten Sender unterdrücken würde.

Bei der AFC (auch mit Antiparalleldioden) wirken sich Abschattungen bei ungenauer Justierung von Hand stärker aus. Durch den Zwang, näher an das Abstimmmaximum drehen zu müssen, und durch den größeren Nachstimmfaktor in der Mitte werden dagegen bei der ETC die Abschattungswirkungen und Störungen subjektiv verringert.

(Nach Blaupunkt-Unterlagen)



Einführung in die Farbfernsehtechnik*)

Fortsetzung von FUNK-TECHNIK Bd. 22 (1967) Nr. 3, S. F 76

9.2.1. Durchlaßkurve des ZF-Verstärkers

Bild 228 zeigt die für diese Schaltung angegebene Gesamtdurchlaßkurve des ZF-Verstärkers (gemessen am Meßpunkt M 108 im Leuchtdichtesignalverstärker). Bezieht man die Pegel auf 37,4 (1,5) MHz, so ergibt sich, daß der Bildträger bei etwa 5 dB liegt. Der Farbträger erfährt bei diesem ZF-Verstärker eine Absenkung von 6 dB. Dieser Abfall sowie die schräge Flanke im Bereich des Farbartsignals werden dann videomäßig wieder ausgeglichen. Neben dem Vorteil, daß dadurch die bei der Demodulation entstehenden Quadraturfehler im Farbartkanal praktisch fortfallen und daß sich die Durchlaßkurve des ZF-Verstärkers leichter realisieren läßt, hat diese Methode aber den Nachteil, daß selbst bei geringer Verstimmung des Oszillators der Farbträger auf der Flanke verhältnismäßig starken Schwankungen ausgesetzt ist. Dieser Effekt wird videomäßig jedoch durch eine Automatikschaltung (siehe Abschnitt 9.5.1.) wieder ausgeglichen.

Die Eigenton- sowie die Nachbarbildunterdrückung (33,4 beziehungsweise 31,9 MHz) betragen etwa 70 dB. Dazwischen steigt die Kurve nochmals auf 48 dB bei 32,7 MHz an. Im Restenbandbereich wird der Nachbarton für den VHF-Bereich (40,4 MHz) um 60 dB und für den UHF-Bereich (41,4 MHz) um etwa 66 dB abgesenkt. Dazwischen tritt bei 40,9 MHz ein Wiederanstieg auf rund 40 dB auf.

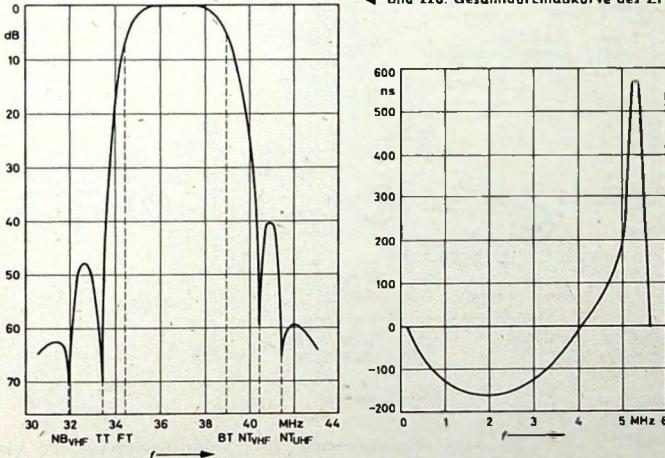
genommen und über den Anschlußpunkt B der Basis des Tasttransistors T 204 zugeführt (Bild 230). R 232 dient dabei zur Regelspannungseinstellung. Über C 226 (Anschluß G) erhält der Tasttransistor positive Horizontalimpulse aus dem Zeilentransformator, so daß also nur während der Zeittdauer der H-Impulse Strom fließen kann. Daher wird der Kondensator C 224 nur während der Dauer der Zeilenimpulse aufgeladen.

Der Transistor T 203 arbeitet als Gleichspannungsverstärker und Phasenumkehrstufe, da der Kanalwähler wegen der Verwendung von PNP-Transistoren die Regelspannung gegenphasig erhalten muß. Am Kollektor von T 203 erhält man dann die Regelspannung für den ZF-Verstärker. R 237 dient zusammen mit der Diode D 205 zur Schwellwerteinstellung der Regelung. Vom Emitter von T 203 wird die Regelspannung über den Anschluß 2 der Tuneranschlußplatte zugeführt. D 921 auf der Tuneranschlußplatte (Bild 22c) dient zur Regelspannungsverzerrung des Kanalwählers. Der Regelumfang beträgt für den ZF-Verstärker 50 dB und für den Kanalwähler 20 dB. Der gesamte Regelumfang des Empfängers ist somit 70 dB. Der Schwellwert für den Kanalwähler liegt bei 2 mV an 60 Ohm.

9.3. Tonteile

Der an der Tondiode D 103 entstehende Tondifferenzträger wird mit L 135, C 136 (Bild 227) von der restlichen Zwischenfrequenz

◀ Bild 228. Gesamtdurchlaßkurve des ZF-Verstärkers



9.2.2. Gruppenlaufzeit

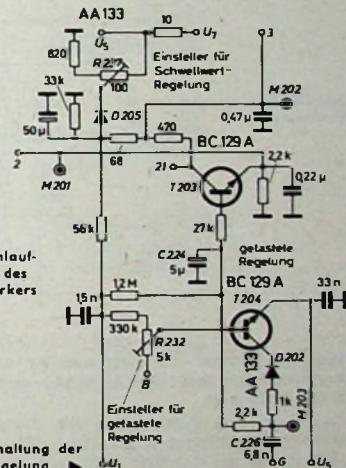
Die Gruppenlaufzeitkurve des ZF-Verstärkers ist im Bild 223 dargestellt. Sie zeigt den typischen Verlauf eines Minimum-phasennetzwerks, das heißt, das Minimum liegt bei etwa 2 MHz und hat einen Wert von rund 160 ns gegenüber 150 kHz. Bei etwa 4 MHz durchschlägt die Kurve wieder die Nulllinie. Der Gruppenlaufzeitwert des Farbrägers beträgt etwa +50 ns. Dieser verhältnismäßig geringe Wert ist durch den relativ flachen Abfall an der Farbrägerflanke bedingt. Bei 5 MHz wird ein Wert von etwa +200 ns erreicht.

9.2.3. Regelung

Die Videospannung zur Regelspannungserzeugung wird am Kollektor des ersten Videoverstärkers T 104 (s. Abschnitt 9.4.) ab-

Bild 229. Gruppenlaufzeitcharakteristik des ZF-Verstärkers

Bild 230. Schaltung der gesteuerten Regelung



befreit und über Anschluß 7 und C 171 auf das erste 5,5-MHz-Bandfilter gekoppelt (Bild 231). Am Sekundärkreis liegt die erste 5,5-MHz-Verstärker- und Begrenzerstufe T 170, die in Emitterschaltung arbeitet. Am Kollektor ist ein Filter angeschlossen, dessen Sekundärkreis über R 170, C 174 zur Neutralisation auf die Basis zurückgeführt wird. Die Kapazität des Kollektorkreises ist unterteilt, wodurch man eine gute Anpassung an die nachfolgende Verstärker- und Begrenzerstufe T 171, die in Basissschaltung arbeitet, erreicht.

Am Kollektor von T 171 ist über R 182 der Ratiotdetektor angeschlossen. An C 182 entsteht dann die Niederfrequenz. Dieser Kondensator bildet zusammen mit R 183 und dem Innenwiderstand des Ratiotdetektors die Deemphasis. Über den Sprache-Musik-Schalter S 782, die Klangblende R 781 und den Lautstärkeeinsteller R 780 gelangt das NF-Signal zu der mit einer Doppelröhre bestückten NF-Vor- und -Endstufe. An der Endstufe Rö 280b ist zwischen Anode und Steuergitter eine frequenzabhängige Gegenkopplung zur Verbesserung des Klangbildes angebracht.

^{*)} Die Autoren sind Angehörige des Instituts für Rundfunktechnik München (Direktor: Prof. Dr. Richard Thelle); Koordination der Beitragsreihe: Dipl.-Ing. H. Fix.

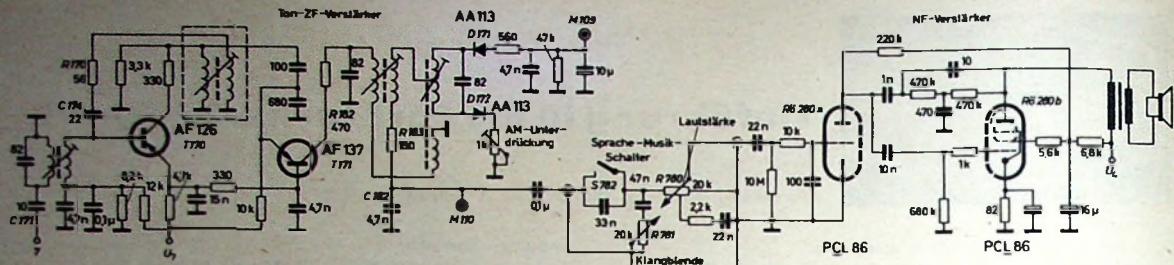


Bild 231. Schaltung des Tonteil

9.4. Leuchtdichtekanal

Mit dem Videodemodulator D 104 wird aus der Zwischenfrequenz das komplette Farbbildsignalgemisch (FBAS-Signal), also Leuchtdichte- und Farbartsignal gemeinsam, gewonnen. Der nachfolgende Tiefpass C 146, L 146, C 148 (Bild 227) unterdrückt die restliche Zwischenfrequenz, und die anschließende 5,5-MHz-Sperre (Bild 232) dämpft die Ton-Zwischenfrequenz, die bei fehlerhafter Tunerabstimmung nach dem Videodemodulator auftritt, um > 40 dB.

Die Trennstufe **T 104** (Bild 232) steuert den Leuchtdichte- und den Farbartkanal sowie die Synchronimpulsabtrennstufe an. Mit dem Einstellregler **R 139** (Bild 227) wird der Arbeitspunkt von **T 104** und damit der Arbeitspunkt des gesamten gleichspannungsgekoppelten Leuchtdichteverstärkers eingestellt. Über den Kontrasteinsteller **R 789** und den Verstärker und Impedanzwandler **T 601** in Basisschaltung gelangt das FBAS-Signal zur Verzögerungsleitung „VZ 610“. In dem Spannungsteiler, der das

dann praktisch kurzgeschlossen, so daß das Leuchtdichtesignal mit voller Bandbreite in die Matrix eingespeist wird.

9.5. Farbartkanal

9.5.1. Farbartsignalverstärker

Von der Trennstufe T 104 gelangt über den Anschluß 9 und das Hochpaßfilter L 152, C 252 (Bild 233) der hochfrequente Anteil des FBAS-Signals, das heißt im wesentlichen das Farbartsignal F, zum Regelverstärker T 206. Dieser stellt eine sogenannte Farbkontrollautomatik dar, die die Farbsättigung – unabhängig von Schwankungen im ankommenden Signal – auf dem eingestellten Wert konstanthält. Auf die Regelspannungserzeugung wird später noch näher eingegangen. Mit Hilfe des Bandpasses Fi 201, Fi 202 am Kollektor der folgenden Verstärkerstufe T 207 trennt man aus dem hochfrequenten Anteil des FBAS-Signals das Farbartsignal ab. Dabei wird gleichzeitig die 6-dB-Absenkung des Farbträgers im ZF-Teil kompensiert und so die Gesamt durchlaßcharakteristik für das Farbartsignal linearisiert.

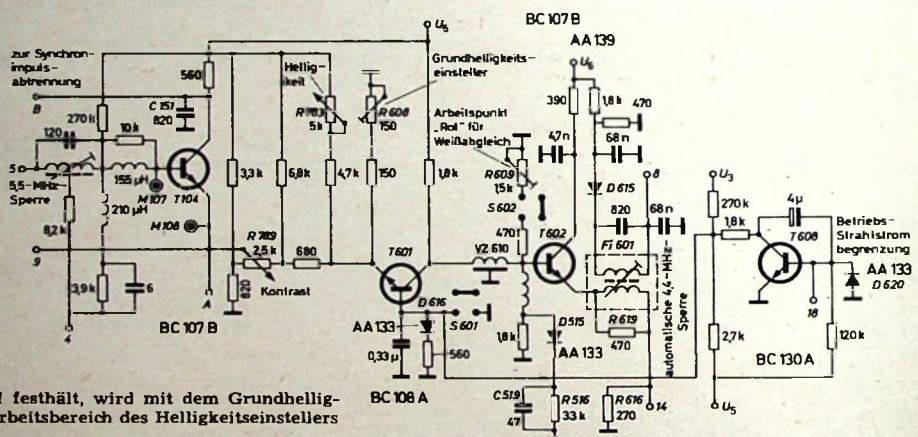


Bild 232. Schaltung des Leucht-
dichtekanals

Emittorpotential von T 601 festhält, wird mit dem Grundhelligkeitseinsteller R 608 der Arbeitsbereich des Helligkeitseinstellers R 783 festgelegt.

Die Basis von T 601 erhält von T 608 eine Regelspannung zum Betriebs-Strahlstrombegrenzung. Die Funktion dieser Schaltung soll später noch näher erläutert werden. Die Schaltkontakte S 601, S 602 – zusammen mit S 603 im Vertikalablenkteil – gehören zu einem „Service-Schalter“, auf den an anderer Stelle noch eingegangen wird.

Nach dem Durchlaufen der Verzögerungsspule „VZ 610“, die für die zeitliche Anpassung des Leuchtdichtesignals an die Farbdifferenzsignale notwendig ist, gelangt das FBAS-Signal zum Trennstufe T 602. Hier erfolgt die Horizontalaustastung, das heißt die Dunkeltaustastung der Bildröhre, und zwar in der Weise, daß die Zellenrücklaufimpulse – zugeführt über das RC-Glied R 516, C 519 und D 515 – den Transistor T 602 während des Zeilenrücklaufes sperren.

Im Emitterkreis von T 602 liegt eine Farbträgerfalle, die mit dem automatischen Farbabschalter gekoppelt ist. Beim Empfang von Farbsendungen ist die Diode D 615 gesperrt. Das auf die Farbträgerfrequenz abgestimmte Filter FI 601 wird dann nicht zusätzlich durch die Diode bedämpft und unterdrückt somit entsprechend dem Spannungssteiler R 619, R 616 den Farbträger im Leuchtdichtekanal. Bei Schwarz-Weiß-Sendungen gelangt wegen der Kopplung mit dem Farbabschalter – auf den noch näher eingegangen wird – über den Anschluß 8 negative Spannung an D 615, die die Diode durchschaltet. Die FT-Falle ist

Bild 234 zeigt die gemessene Gesamtdurchlaßkurve und die Gruppenlaufzeitcharakteristik für das Farbarsignal vom Empfängereingang bis zum Farbsättigungsregler R 293 (Anschluß 10).

9.5.2. Burstschaltung, Regelspannungserzeugung für Farbkontrollautomatik

Vom Ausgang des Farbartsignalverstärkers (Anschluß 10) gelangt das Farbartsignal zur Bursthochlaststufe T 301 (Bild 235). Die Zeilenrücklaufimpulse, die mit Hilfe des RC-Gliedes R 304, C 304 geformt und durch die Zenerdiode D 313 auf konstante Amplitude begrenzt werden, schalten während der Zeit, in der der Burst im Signal vorhanden ist, den sonst gesperrten Transistor T 301 durch. Der am Kollektor von T 301 auftretende verstärkte Burst wird mit dem auf die Farbrägerfrequenz abgestimmten Übertrager F 301 in die noch zu besprechende Phasenvergleichsstufe des Farbbildverstärkers eingespeist.

senvergleichsschaltung des Farbröhrengenerators eingespeist. An der Sekundärseite von $F1\ 301$ wird der Burst, der ja ein Maß für die Farbröhrengeschwindigkeit im Signal darstellt, abgegriffen und mit der Diode $D\ 304$ gleichgerichtet. Die auf diese Weise erhaltene Regelspannung gelangt nach der Siebung zum Gitter des Triodensystems $R\ 301a$, das in diesem Fall als Regelspannungsverstärker arbeitet. Vom Kathodenwiderstand $R\ 259$, $R\ 257$, $R\ 258$,

TELEFUNKEN



Ihre unschlagbaren
Verkaufsschlager 1967:
»bajazzo de luxe« und »bajazzo TS«
haben als erste und einzige
die EUROPA-TASTE für Mittelwelle.

Dazu kommt der neue GROSSRAUMKLANG
durch den 13 x 18 cm-Lautsprecher.

Die neuen bajazzo's –
für Sie entwickelt,
weil Kunden kaufen,
was besser ist.

NEU



EUROPA-TASTE

Wesentliche Empfangsverbesserung auf Mittelwelle durch Bandspreizung (1415...1620 kHz). Vorteil beim Empfang großer europäischer Unterhaltungs- und Informationssender, wie z.B. Radio Saarbrücken, Radio Luxemburg, Radio Monte Carlo, Wien, Brüssel III, Radio Vatikan, Deutschlandfunk, Nizza, Westdeutscher Rundfunk (WDR) und Bayerischer Rundfunk (BR).

GROSSRAUMKLANG

Der große dynamische Konzertlautsprecher (13 x 18 cm) Im Holzgehäuse bietet eine Klangfülle und Transparenz, die für Koffergeräte ungewöhnlich ist.

Eine großartige Neuheit von TELEFUNKEN.



Touring-Stereo-Component

Schaub-Lorenz bringt die in der berühmter Touring 80 Universal plus

Der Trend zur Stereophonie steigt. Genau richtig für diesen Trend hat Schaub-Lorenz den Touring 80 Universal gebaut: mit Stereo.

Durch Zusammenschluß mit dem Touring Stereo-Component können Ihre Kunden jetzt überall - zu Hause und unterwegs - stereophon hören.

Das garantiert Ihnen ein risikoloses Geschäft! Mit Touring, Deutschlands meistgekauftem Koffergerät. Berühmt für seinen ausgezeichneten Klang.

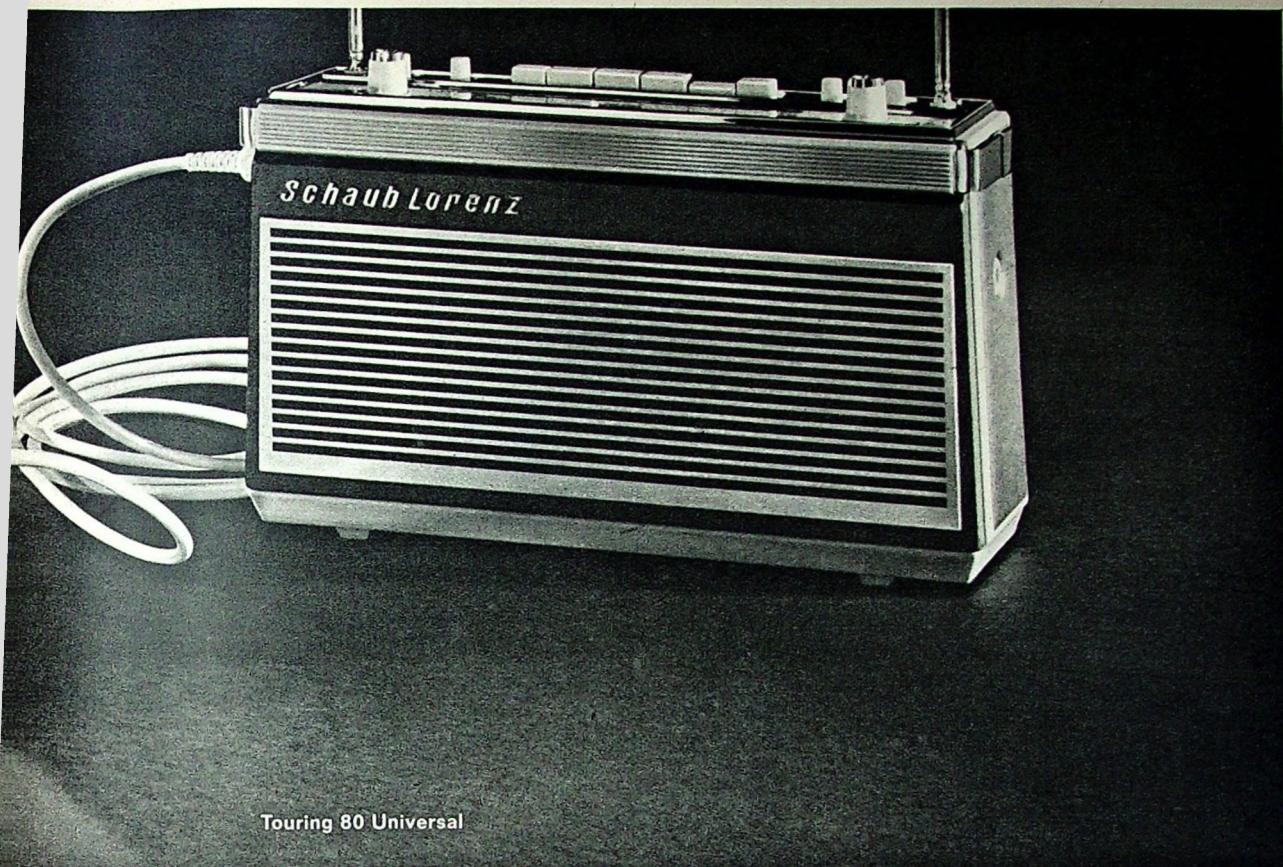
Und Sie wissen: Von Jahr zu Jahr werden mehr Koffergeräte gekauft. Für diesen ständig größer werdenden Markt bietet Ihnen Schaub-Lorenz das vernünftige Koffergeräte-Programm in allen Preisklassen.



Touring 80 Universal: Jetzt mit Anschlußmöglichkeit für (HF/NF-) Stereo-Component; Tonabnehmertaste; Anschluß für Außenantennen; KW-Lupe; Vergrößerung der ZF-Bandbreite bei Stereo-Empfang durch spezielle Diodeinschaltung.



Touring-Stereo-Component: Ergänzungsgerät zum Touring 80 mit vollständiger Stereo-Ausrüstung; hat Batterien und eingebautes Netzteil, das den angeschlossenen Touring mitversorgt; Regler für Lautstärke, Balance, Höhen und Bässe in Tandem-Ausführung für beide Stereo-Kanäle; getrennte Anschlußbuchsen für TB und TA (daher alle Möglichkeiten: Stereo/Mono-Aufnahme und Wiedergabe, Überspielungen); optimale Anpassung für beide NF-Eingänge: Stereo-Component kann außerdem als separater NF-Verstärker für Tonband und Plattenspieler verwendet werden.



erste Koffer-Stereo-Anlage Touring-Klangform: Touring Stereo-Component!



Touring 80 Luxus: mit 5 Wellenbereichen: UKW, MW, LW, KW 1 (gespreiztes 49 m-Band), KW 2 (präzise Einstellung durch KW-Lupe); 3 UKW-Stationstasten; UKW-Abstimmautomatik; Zeigerinstrument für Abstimmung und Spannungskontrolle.



Weekend 80 Automatik: jetzt getrennte Abstimmung für AM/FM; TA/TB-Buchse für Aufnahme und Wiedergabe; erweiterter Langwellenbereich (bis 275 kHz); neues UK-Teil mit erhöhter FM-Eingangsempfindlichkeit.



Amigo T: kombiniertes Heim-Koffergerät mit eingebautem Netzteil; Nußbaumgehäuse; Ausgangsleistung bei Batteriebetrieb 0,6 Watt, bei Netzbetrieb 2 Watt; 3 Wellenbereiche: UKW, MW, LW oder UKW, MW, KW.



Polo 80: In 3 Ausführungen: UKW, MW, LW oder UKW, MW, KW oder MW, KW1, KW2; jetzt mit Antennenbuchse; eisenlose Endstufe für unverzerrte Klangwiedergabe.



Teddy 80: Taschenempfänger mit 4 Monozellen; lange Betriebsdauer durch rationellste Batterieausnutzung; mit 3 Wellenbereichen: UKW, MW, LW oder UKW, MW, KW; Drucktasten; Anschlußmöglichkeit für Ohrhörer und Netzgerät.



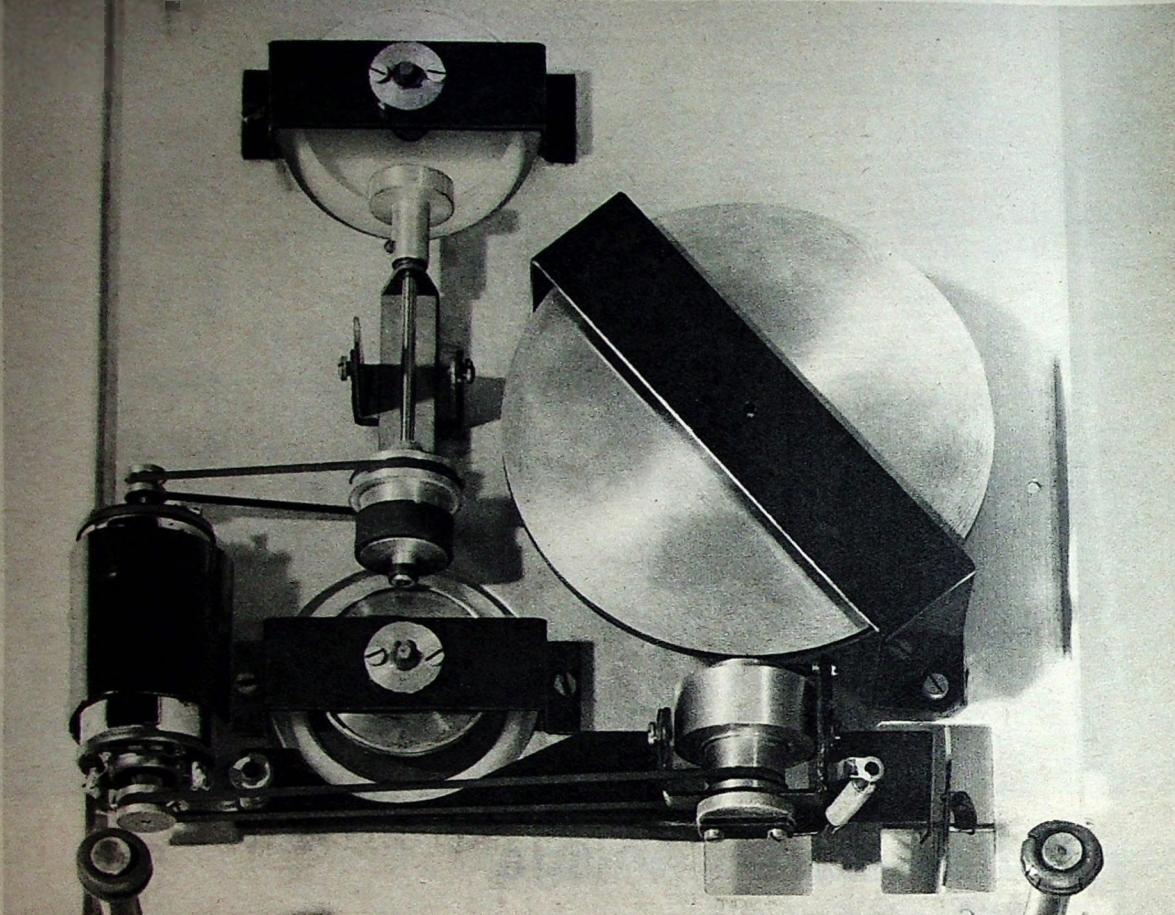
Tiny S: mit 2 Wellenbereichen: UKW und MW, stabile, vollversenkbar Teleskopantenne, die nach allen Seiten geschwenkt werden kann; trotz des kompakten, kleinen Umfangs ausgezeichnete Klangwiedergabe; Ohrhörer wird mitgeliefert.

SCHAUB-LORENZ

Fernsehen — Rundfunk — Phono

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

2



Entwicklungsstadien eines berühmten Tonbandgerätes

Noch etwas primitiv, aber immerhin ...

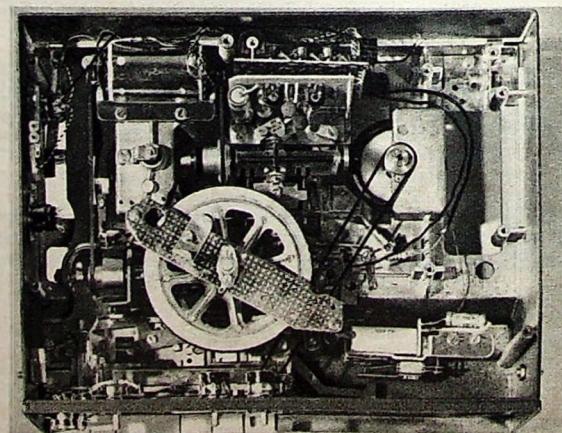
Der Gleichlauf schon der ersten »handgebastelten« Maschine war erstaunlich gut (und ist es noch!).

Ein Vergleich mit dem heutigen Uher 4000 Report freilich läßt ahnen, wieviel Entwicklungarbeit nötig ist, um aus einer guten Idee ein wirklich ausgereiftes Seriengerät zu machen. Für den Techniker sind jedoch gerade die ersten Entwürfe am interessantesten, weil in ihnen das Konstruktionsprinzip besonders deutlich sichtbar wird: Wenn Sie wollen, können Sie sich das erste Laufwerk des Uher 4000 Report selber anschauen — und vorführen lassen. Bitte besuchen Sie uns auf der Messe Hannover 1967 oder auf der Funkausstellung Berlin 1967.

UHER

UHER WERKE MÜNCHEN

Spezialfabrik für Tonbandgeräte 8 München 47 Postfach 37



UHER 4000 REPORT L

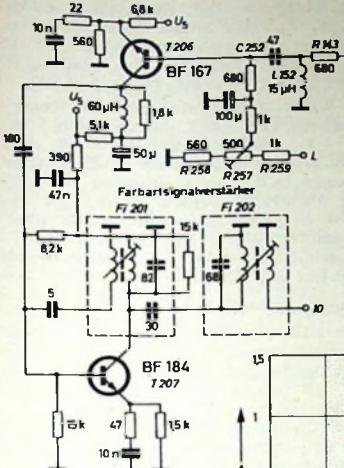


Bild 233. Schaltung des Farbartsignalverstärkers

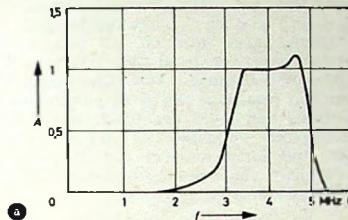


Bild 234. a) Gesamtdurchlaßkurve für das Farbarsignal, gemessen am Anschluß 10; b) zugehörige Gruppenlaufzeitcharakteristik

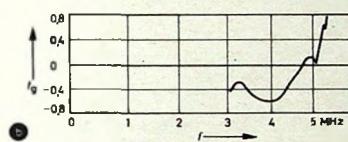
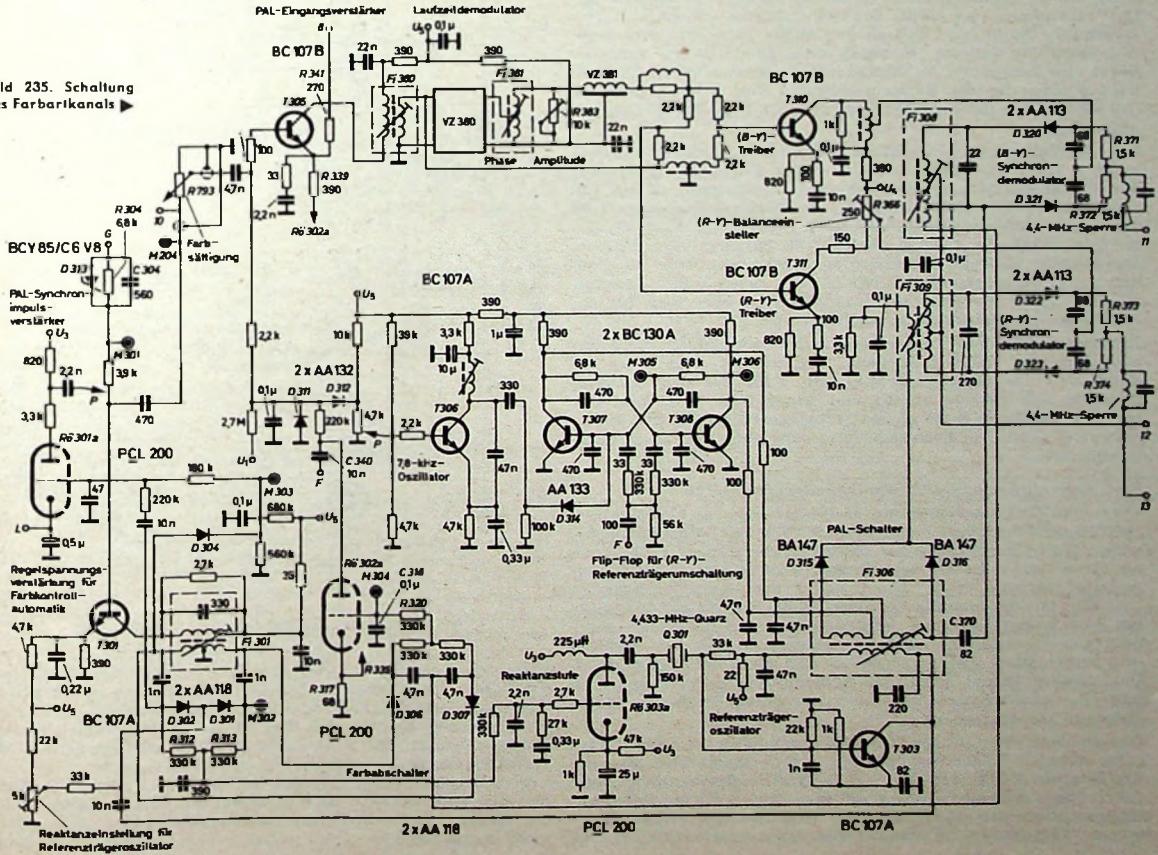


Bild 235. Schaltung
des Farbarikanals ▶



der im Farbarsignalverstärker untergebracht ist (Bild-233, Anschluß L), wird die Regelspannung abgegriffen und über ein weiteres Siebglied der Basis des Regeltransistors T 206 zugeführt.

9.5.3. Farbträgerregenerator

Der Referenzträgeroszillator T 303 ist ein Quarzoszillator, bei dem der Quarz Q 301 mit der variablen Kapazität der Reaktanzstufe Rö 303a einen frequenzbestimmenden Serienkreis im Basisbeziehungsweise Emitterweig des Oszillatortransistor T 303 darstellt. Der Farbräger wird am Kollektor von T 303 abgegriffen und der Phasenvergleichsschaltung D 301, D 302 zugeführt. Hier vergleicht man die Phase des Farbrägers mit der des hochgetasteten Bursts. Bei einer Abweichung von der Sollphase steuert die zwischen R 312 und R 313 entstehende Regelspannung über einen RC-Tiefpass die Reaktanzröhre Rö 303a und damit die Phase des Referenzträgeroszillators so, daß der Phasenfehler des regenerierten Farbrägers verschwindet. Damit wird eine Phasenverkopplung zwischen Burst und regeneriertem Farbräger erreicht (siehe auch Abschnitt 8.3.5.2). Mit dem Burstübertrager Fi 301 kann die Grundphase des Farbrägers und damit die für die Synchronmodulation notwendige Phasenbeziehung eingestellt werden.

9.5.4. PAL-Schalter

Zur Synchronisation des PAL-Schalters im Empfänger mit dem Schalter auf der Sendeseite wird an der Phasenvergleichsschaltung (an der Anode von D 302) der gleichgerichtete ($E_R' - E_Y'$)-Anteil des Burst abgenommen, der entsprechend der senderseitigen Umschaltung des ($E_R' - E_Y'$)-Signalanteils in jeder zweiten Zeile hier erscheint. Diese H/2-Information wird vom Trioden-System Rö 301a, das in diesem Fall als PAL-Synchronimpulsverstärker dient, verstärkt und synchronisiert den nachgezogenen 7,8-kHz-Oszillator T 306. Dem Flip-Flop für die ($E_R' - E_Y'$)-Referenzträgerumschaltung führt man an der Basis von T 307 be-

¹⁾ Im Schaltbild wird an Stelle von $(E_R' - E_Y')$ und $(E_B' - E_Y')$ zur Vereinfachung $(R-Y)$ beziehungsweise $(B-Y)$ geschrieben.

ziehungswise T 308 jeweils einen differenzierten Zeilenrücklaufimpuls zu. Zusätzlich gelangt zur Basis von T 307 eine Halbwelle des nachgezogenen Oszillators, so daß jeweils ein differenzierter Zeilenrücklaufimpuls an der Basis von T 307 unterdrückt wird. Dadurch erreicht man eine starre und phasenrichtige Verkopplung des Empfängerschalters mit dem Senderschalter. Die an den Kollektoren von T 307 und T 308 stehenden gegenphasigen Schaltmaßen schalten wechselweise die Dioden D 315, D 316 durch. Damit wird dem $(E_B' - E_Y')$ -Synchrondemodulator aus dem Übertrager Fi 306 ein von Zeile zu Zeile um 180° geschalteter Farbräger zugeführt.

9.5.5. PAL-Eingangsverstärker, Farbabschalter

Vom Farbsättigungseinsteller R 793 gelangt das Farbartsignal zum PAL-Eingangsverstärker T 305, der das Farbartsignal in den Laufzeitdemodulator einspeist. Das Basispotential von T 305 wird vom Farbabschalter gesteuert. Der Farbabschalter schaltet den Farbkanal dann ab, wenn entweder kein Burst vorhanden (Schwarz-Weiß-Sendung) oder die Farbrägeramplitude so klein ist, daß kein einwandfreies Farbbild mehr gewährleistet ist.

Um ein Kriterium für den Farbabschalter zu erhalten, wird ein zusätzlicher Synchrondemodulator (D 306, D 307) zur Demodulation des $(E_B' - E_Y')$ -Burstanteils benutzt, dem man neben dem Burst aus dem Farbrägeroszillator einen Farbräger mit der Phase des $(E_B' - E_Y')$ -Signalanteils zuführt. Der Pegel dieses Farbrägers wird mit Hilfe des speziellen Eingangsübertragers Fi 308 im $(E_B' - E_Y')$ -Synchrondemodulator erhöht. Die demodulierten $(E_B' - E_Y')$ -Anteile des Burst werden mit R 320, C 318 integriert und steuern den Farbabschalter.

Zur Erzeugung der negativen Basisspannung, die den PAL-Eingangsverstärker T 305 bei Schwarz-Weiß-Sendungen und bei Farbsendungen mit zu kleinem Farbrägerpegel sperrt, wird eine getastete Regelung verwendet. Der Anode des Trioden-systems Rö 302a werden dabei wie üblich über C 340 und den Anschluß F positive Zeilenrücklaufimpulse zugeführt. Der Anodenstrom während der Tastzeit hängt von der Gitterspannung und damit von der Größe des Bursts ab. Je kleiner der Burst wird, um so niedriger wird die daraus abgeleitete negative Gittervorspannung, das heißt, der Anodenstrom erhöht sich entsprechend. Damit baut sich an der Anode von D 312 eine negative Spannung auf, die schließlich diese Diode sperrt, wenn der Burst eine bestimmte Mindestamplitude unterschreitet. Dadurch wird gleichzeitig die Basisvorspannung von T 305 negativ, so daß dieser Transistor gesperrt wird; D 311 begrenzt die negative Spannung.

Den Einsatzpunkt des Farbabschalters bestimmt der Spannungssteiler R 317, R 339, wobei ein dauerndes Ein- und Ausschalten des Farbabschalters bei der kritischen Burstantplitude auf folgende Weise vermieden wird: Da der Emitterstrom von T 305 über den Katodenwiderstand R 317 fließt, verringert sich das Katodenpotential von Rö 302a, sobald T 305 gesperrt wird. Infolgedessen sinkt auch die Spannung an D 312 noch weiter ab. T 305 und damit der Farbkanal werden erst dann wieder durchgeschaltet, wenn die Burstantplitude deutlich über dem für das Abschalten maßgebenden Schwellwert liegt.

Zusammen mit dem Farbartkanal wird automatisch die Farbrägerstufe im Leuchtdichtekanal abgeschaltet, und zwar dadurch, daß das Emittersondential von T 305 auf das Katodenpotential von Rö 302a abfällt und damit über R 341 und Anschluß 8 die Diode D 615 in der Farbrägerfalle (Bild 232) durchgeschaltet wird. Die Farbrägerfalle wird auf diese Weise kurzgeschlossen.

9.5.6. Laufzeitdemodulator, Synchrondemodulatoren

Über den Eingangsübertrager Fi 380 gelangt das Farbartsignal zur Ultraschallverzögerungsleitung „VZ 380“ des Laufzeitdemodulators. Durch Abstimmen des Ausgangsübertragers Fi 381 kann die Phase, mit R 383 die Amplitude des verzögerten Signals eingestellt werden. Nach Durchlaufen der Verzögerungsspule „VZ 381“, mit der man die Verzögerung des Signals auf den exakten Wert bringt, wird das verzögerte Signal in die Widerstandsmatrix des Laufzeitdemodulators eingespeist, die zur Addition und Subtraktion von verzögertem und direktem Signal dient. Das direkte Signal wird am Eingangsübertrager abgegriffen und über einen Symmetrierübertrager ebenfalls in die Widerstandsmatrix eingespeist.

Das an dem einen Ausgang der Widerstandsmatrix zur Verfügung stehende trägeffrequente $(E_B' - E_Y')$ -Signal wird über die Treiberstufe T 310 dem $(E_B' - E_Y')$ -Synchrondemodulator zugeführt. Den Farbrägerzusatz greift man über C 370 am Referenzträgeroszillator ab und speist ihn unsymmetrisch in den Übertrager Fi 308 ein. Damit erreicht man die zur Demodulation not-

wendige Phasenlage des Farbrägerzusatzes, das heißt eine 90° -Verschiebung gegenüber dem $(E_B' - E_Y')$ -Farbrägerzusatz. Das demodulierte $(E_B' - E_Y')$ -Signal wird zwischen R 371 und R 372 abgegriffen und über eine 4,4-MHz-Sperre und den Anschluß 11 in die Matrix eingespeist.

Am zweiten Ausgang der Widerstandsmatrix steht das trägeffrequente $(E_B' - E_Y')$ -Signal zur Verfügung, das über den Treiber T 311 und den $(E_B' - E_Y')$ -Balanceeinsteller R 366 zum $(E_B' - E_Y')$ -Synchrondemodulator gelangt. Vom PAL-Schalter wird dem Eingangsübertrager Fi 309 ein zeilenweise um 180° in der Phase geschalteter Farbräger zugeführt, der wie erwähnt gegenüber dem $(E_B' - E_Y')$ -Farbrägerzusatz um 90° phasenverschoben ist. Das demodulierte $(E_B' - E_Y')$ -Signal wird zwischen R 373 und R 374 abgegriffen und über eine 4,4-MHz-Sperre und den Anschluß 13 der Matrix zugeführt.

9.6. Matrix, Video-Endstufen

In der Matrix werden mit Hilfe der Transistoren T 604, T 605 und T 606 aus den Farbdifferenzsignalen $(E_B' - E_Y')$ und $(E_B' - E_Y')$ und dem Leuchtdichtesignal E_Y' durch Subtraktion beziehungsweise Addition die drei Farbwertsignale E_R' , E_G' und E_B' gewonnen (Bild 236). Das vom $(E_B' - E_Y')$ -Synchrondemodulator kommende Farbdifferenzsignal wird der Basis von T 604, das aus dem $(E_B' - E_Y')$ -Demodulator kommende Signal der Basis von T 606 zugeführt. Beide Farbdifferenzsignale haben negative Polarität. Die Emitter der Transistoren T 604 und T 606 sind über entsprechend dimensionierte Widerstände an den Emitter von T 605 geschaltet, so daß dort das Summensignal $(E_G' - E_Y')$ entsteht.

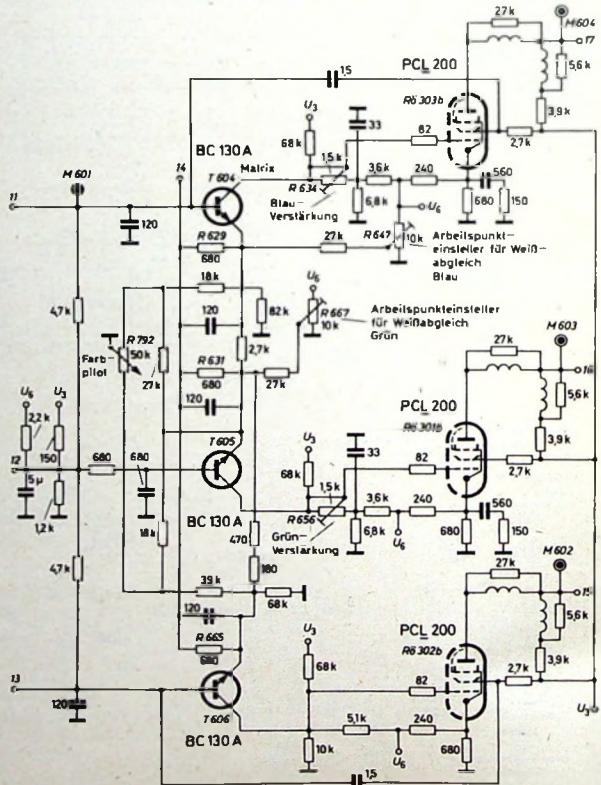


Bild 236. Schaltung der Matrix und der Video-Endstufen

Über den Anschluß 14 wird das vom Emitter des Transistors T 602 (Bild 232) kommende Leuchtdichtesignal E_Y' mit positiver Polarität über die Entkopplungswiderstände R 629, R 631 und R 665 auf die Emittoren der drei Matrix-Transistoren gegeben. Damit stehen an den Kollektoren die Farbwertsignale E_B' , E_G' beziehungsweise E_R' zur Verfügung, mit denen dann über die drei Video-Endröhren Rö 303b, Rö 301b und Rö 302b die Kathoden der Farbbildröhre Rö 1 gesteuert werden. Leuchtdichtekanal, Matrix, Video-Endstufen und Farbbildröhre sind gleichspannungsgekoppelt. (Fortsetzung folgt)

Schaltungen zum Messen der Gleich- und Wechselstromparameter von Feldeffekttransistoren

Schluß von FUNK-TECHNIK Bd. 22 (1967) Nr. 3, S. 86

DK 621.382.323

3. Messen der Wechselstromkenngrößen

Mit den im folgenden angegebenen Meßschaltungen lassen sich Kleinsignal-Wechselstromparameter von Feldeffekttransistoren bestimmen. Feldeffekttransistoren ähneln in einigen ihrer Eigenschaften den Elektronenröhren. Auch bei den Kleinsignal-Parametern tritt diese Ähnlichkeit hervor.

3.1. Bestimmung des Vorwärts-Übertragungsleitwerts

Der Vorwärts-Übertragungsleitwert hat den Formelbuchstaben g_{ls} (bisher wurde dafür meist das Symbol g_m benutzt). Wie Bild 2a zeigt, besteht eine gewisse Ähnlichkeit zwischen dem Drain-Kennlinien-

wenn nicht sehr kleine Signale benutzt werden und die Gate-Vorspannung von 0 V bestehenbleibt. Wie diese Meßmethode mit einer Schaltung verwirklicht werden kann, ist im Bild 10 veranschaulicht. Für den Arbeitswiderstand muß gelten $R_1 \ll r_{ds}$, wobei r_{ds} den Drain-Widerstand des Feldeffekttransistors bedeutet.

Bild 11 zeigt die Schaltung für eine andere Meßmethode. Hier wird zunächst der Drain-Strom I_D des zu messenden Feldeffekttransistors durch Wahl der Gate-Vorspannung U_{GS} auf einen bestimmten Wert gebracht. Für die Drain-Spannung U_{DS} wird wiederum ein Wert tief im Pinch-off-Bereich gewählt. Der Kondensator C_1 dient zur gleichstrommäßigen Ab-

„messen“ umschaltbar. Mit dem Bereichschalter S_2 werden die Empfindlichkeitsbereiche eingestellt. Die ohmschen Widerstände $R_1 \dots R_7$ müssen Präzisionswiderstände mit Toleranzen unterhalb 1 % sein.

3.2. Messung des Drain-Widerstandes

Für den Drain-Widerstand (genauer: den Drain-Source-Widerstand) eines Feldeffekttransistors verwendet man das bereits genannte Symbol r_{ds} . In Sourcebasisschaltung kennzeichnet den Ausgangswiderstand eines Feldeffekttransistors in erster Näherung die reziproke Steigung der Kurven im Drain-Kennlinienfeld nach Bild 2a. Das bedeutet, der Drain-Widerstand r_{ds}

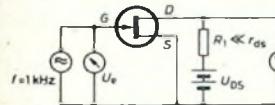


Bild 10. Schaltung zum Messen des Übertragungsleitwerts g_{ls} bei 0 V Gate-Gleichspannung U_{GS}

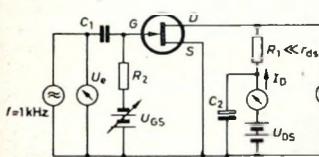


Bild 11. Schaltungsanordnung zum Messen des Übertragungsleitwerts g_{ls} bei festem Drain-Strom I_D

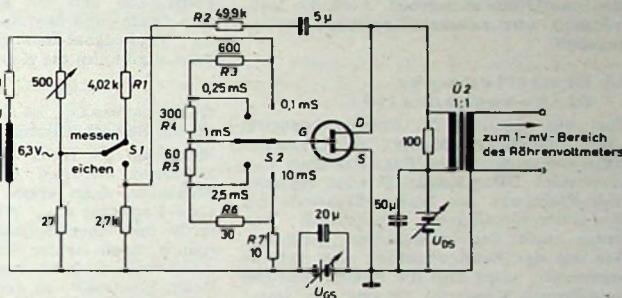


Bild 12. Schaltung zur direkten Messung des Übertragungsleitwerts g_{ls}

feld eines Feldeffekttransistors und dem Anoden-Kennlinienfeld einer Röhrenpentode. Bei einer Pentode ist der Übertragungsleitwert g_m eine interessante Wechselstromkenngröße; er wird in Katodenbasisschaltung gemessen und im Deutschen als Steilheit S bezeichnet. Das Analogon beim Feldeffekttransistor ist der Vorwärts-Übertragungsleitwert g_{ls} . Man mißt ihn in der normalen Sourcebasisschaltung.

Bei jeder Arbeitspunkteinstellung ergibt sich der Vorwärts-Übertragungsleitwert g_{ls} als das Verhältnis von einem kleinen Drain-Stromzuwachs zu der für diesen schwachen Effekt benötigten kleinen Gate-Spannungsänderung. Der Vorwärts-Übertragungsleitwert ist daher ein Maß für die Abhängigkeit einer Drain-Stromänderung von einer Gate-Spannungsänderung. Im allgemeinen wird der Vorwärts-Übertragungsleitwert bei einer niedrigen Frequenz gemessen. Hierdurch wird erreicht, daß keine Verfälschung der Meßwerte durch Kapazitäten erfolgt. Bei der Messung wird die Drain-Elektrode nahezu wechselspannungsfrei gehalten; dies wird durch einen kleinen Widerstand im Drainkreis erreicht.

Es gibt zwei Möglichkeiten, den Arbeitspunkt eines Feldeffekttransistors während der Messung des Vorwärts-Übertragungsleitwerts g_{ls} festzulegen. Zunächst besteht die Möglichkeit, daß die Messung bei einer Gate-Vorspannung von $U_{GS} = 0$ V und bei einer Drain-Spannung weit im Pinch-off-Bereich durchgeführt wird. Auf diese Weise erhält man den größten Wert für den Vorwärts-Übertragungsleitwert g_{ls} . Jedoch kann der so erhaltenen Wert für den Arbeitspunkt nicht repräsentativ sein,

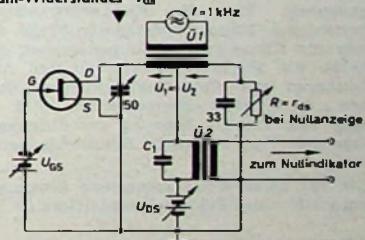
trennung der 1-kHz-Wechselstromquelle am Eingang. Mit dem Kondensator C_2 werden das Ampermeter für den Drain-Strom I_D und die Drain-Spannungsquelle wechselstrommäßig überbrückt. Für den Arbeitswiderstand muß wiederum die Ungleichung $R_1 \ll r_{ds}$ erfüllt sein. Mit dem Widerstand R_2 wird der Kurzschluß der Eingangswechselspannung über die Gate-Spannungsquelle U_{GS} vermieden.

Bei beiden der beschriebenen Meßmethoden wird der Vorwärts-Übertragungsleitwert g_{ls} durch Bildung des Quotienten

$$g_{ls} = \frac{U_o}{R_1 U_e} \quad (1)$$

gewonnen. Darin bedeutet U_o die Ausgangswechselspannung der Meßschaltung und U_e die am Eingang des Feldeffekttransistors liegende Wechselspannung. Mehr Aufwand zur Messung des Vorwärts-Übertragungsleitwerts g_{ls} erfordert die Meßschaltung nach Bild 12. Diese Anordnung ermöglicht Direktablesung und hat so den Vorteil, daß Gl. (1) nicht ausgerechnet werden muß. Mit dieser Schaltung lassen sich Übertragungsleitwerte von 0,01 ... 10 mS bequem ermitteln. Diese Meßanordnung erlaubt auch eine hohe Meßgenauigkeit, sogar im Vor-Pinch-off-Bereich, in dem der Drain-Widerstand r_{ds} in die Größenordnung des festen 100-Ohm-Arbeitswiderstandes in der Drain-Leitung kommen kann. Die Meßwechselspannung kann dem Netz entnommen werden. Zu diesem Zweck hat die Meßschaltung eingangsseitig einen Netztransformator. Der Meßschalter S_1 ist abwechselnd auf die Stellung „eichen“ und

Bild 13. Brückenschaltung zum Messen des Drain-Widerstandes r_{ds}



ist das Verhältnis einer zwischen der Drain- und der Source-Elektrode angelegten kleinen Wechselspannung zu dem resultierenden Ausgangswechselstrom. Der Drain-Widerstand r_{ds} kann grafisch aus dem Drain-Kennlinienfeld des Feldeffekttransistors oder (wie jeder andere Widerstand) mit Hilfe eines Wechselstrom-Ohmmeters oder einer Meßbrückenanordnung ermittelt werden.

In Bild 13 ist eine einfache Meßbrücke dargestellt, mit deren Hilfe sich der Drain-Widerstand r_{ds} messen läßt. Sind die beiden Spannungen U_1 und U_2 gleich groß, dann ist die Meßbrücke für $R = r_{ds}$ im Gleichgewicht. Der verwendete Nullindikator muß sehr empfindlich sein, wenn eine große Genauigkeit der Messung für hohe Drain-Widerstände r_{ds} verlangt wird.

3.3. Kapazitäten im Ersatzschaltbild

Bild 14 zeigt die vereinfachte Ersatzschaltung eines Feldeffekttransistors. Zwischen

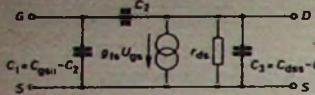


Bild 14. Vereinfachtes Wechselstrom-Ersatzschaltbild eines Junction-Gate-Feldeffekttransistors

Bild 15. Gate-Vorspannungs-erzeugung beim Messen der Eingangskapazität C_{ges} eines Feldeffekttransistors

allen seinen Anschlüssen sind verteilte Kapazitäten vorhanden. Weil Feldeffekttransistoren Majoritätsträger-Anordnungen sind, wird ihr Frequenzverhalten hauptsächlich von den parasitären Kapazitäten bestimmt. Das gezeigte Ersatzschaltbild gibt die Verhältnisse bei NF-Kleinsignalen mit ausreichender Genauigkeit wieder. Es ist nicht einfach, die parasitären Kapazitäten genau zu messen, da sie recht kleine Werte haben. Es ist aber auch praktisch meist von geringem Wert, hier genauere Messungen durchzuführen, weil die Zuleitungen zu den Elektroden Kapazitäten in der gleichen Größenordnung haben können. Die Kapazitätsmessungen können mit zwei- oder dreipoligen Meßbrücken durchgeführt werden. Da alle Kapazitäten eines Feldeffekttransistors von seinem Arbeitspunkt abhängen, ist es wichtig, diesen jeweils mit anzugeben. Auch die Meßfrequenz wird zweckmäßigerweise mit angegeben.

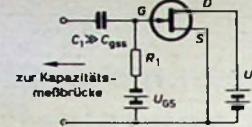
3.4. Ermittlung der Eingangskapazität

Für die äquivalente Eingangskapazität eines Feldeffekttransistors in Sourcebasis-Schaltung wird das Formelzeichen C_{ges} verwendet. Diese Kapazität wird zwischen Gate-Elektrode und Source-Elektrode bei wechselstrommäßigem Kurzschluß von Drain- und Source-Elektrode gemessen. Wie aus der Ersatzschaltung nach Bild 14 hervorgeht, wird also die Summe aus der Gate-Source-Kapazität C_1 und der Gate-Drain-Kapazität C_2 , also die Kapazität

$$C_{\text{ges}} = C_1 + C_2$$

gemessen. Für die Kapazitätsmessung kommt jede Kapazitätsbrücke in Frage, die sich für Kleinsignalmessungen eignet, das heißt, die Wechselspannung an den Anschlüssen des Feldeffekttransistors darf $0,05 \dots 0,1$ V nicht überschreiten. Bild 15 zeigt eine für die Messung der Eingangskapazität C_{ges} geeignete Schaltungsanordnung.

Die auf diese Weise gemessene Eingangskapazität eines Feldeffekttransistors ist je-



doch nicht die Kapazität, die zwischen den Eingangsklemmen eines mit einem Feldeffekttransistor in der Eingangsstufe aufgebauten Verstärkers wirksam ist. In Sourcebasisschaltung tritt der gleiche Effekt auf, der in der Röhrentypenliste als Anodenrückwirkung (Millerkapazität) bekannt ist. Hier ist es die Gate-Drain-Komponente C_2 der Kapazität C_{ges} , die am Eingang um den Verstärkungsfaktor der Transistorstufe vervielfacht auftritt. Die Folge davon ist, daß die tatsächliche Eingangskapazität eines Feldeffekttransistorverstärkers um eine Größenordnung über der Kapazität C_{ges} liegen kann.

3.5. Weitere Kapazitäten von Feldeffekttransistoren

Wird in der Ersatzschaltung nach Bild 14 der Gate- mit dem Source-Anschluß kurzgeschlossen und die Kapazität zwischen dem Drain- und dem Source-Anschluß unter Kleinsignal-Bedingungen gemessen, dann ergibt sich die Kapazität

$$C_{\text{dss}} = C_2 + C_3$$

Die Kapazität C_{dss} ist die Ausgangskapazität des Feldeffekttransistors.

Müßt man bei freier Drain-Elektrode die Kapazität zwischen Gate- und Source-Elektrode, dann ergibt sich die Source-Gate-Kapazität C_{gso} . Wird die Gate-Elektrode mit einer Spannung $> U_p$ vorgespannt, dann ist der Kanal fast vollkommen ohne freie Ladungsträger und die Drain-Elektrode von der Source-Elektrode isoliert. Eine Kapazitätsmessung ergibt dann

$$C_{\text{gso}} \approx C_1$$

wobei C_1 die in der Ersatzschaltung im Bild 14 eingezeichnete Kapazität bedeutet. Durch die Messung der Kapazität zwischen der Gate- und der Drain-Elektrode erhält man die Gate-Drain-Kapazität C_{gd} . Wird die Messung wiederum im Pinch-off-Zustand des Feldeffekttransistors ausgeführt, dann ist

$$C_{\text{gd}} \approx C_2$$

Hierin bedeutet C_2 die in der Ersatzschaltung im Bild 14 eingetragene Kapazität.

Persönliches

K. Zuse Honorarprofessor der Universität Göttingen

Der Begründer der ältesten deutschen Computerfirma, Dr.-Ing. E.h. Dipl.-Ing. Konrad Zuse, ist zum Honorarprofessor an der Universität Göttingen ernannt worden. Die Berufung erfolgte auf Antrag der Wirtschafts- und Sozialwissenschaftlichen Fakultät der Georg-August-Universität in Göttingen. Damit finden die bedeutenden wissenschaftlichen Leistungen Dr. Konrad Zuses eine weitere Anerkennung.

Schon im Herbst 1965 hatte Dr. Zuse die höchste deutsche Auszeichnung für Pionierleistungen auf dem Gebiet des Ingenieurwesens, den Werner-von-Siemens-Ring, erhalten. Im selben Jahr war er in Las Vegas (Nevada/USA) mit dem Harry Goode Memorial Award ausgezeichnet worden. Diese Auszeichnung besaßen außer ihm bisher nur die beiden amerikanischen Wissenschaftler Howard H. Aiken, der 1944 mit der „Mark I“ den ersten amerikanischen Computer schuf, und George R. Stibitz. Konrad Zuse hat bereits 1936 in Berlin mit dem Bau von programmgesteuerten Rechenmaschinen begonnen und 1941 die erste voll funktionsfähige Rechenanlage der Welt gebaut, die dem Deutschen Museum in München gestiftet wurde. Damit war Zuse Anfang der vierziger Jahre den Amerikanern um mindestens drei Jahre voraus. Diese Tatsache wurde schon am 18. Juli 1956 bei der Verleihung der Würde eines Ehrendoktors der Technischen Universität Berlin anerkannt.

Professor Dr.-Ing. E.h. Konrad Zuse wird im Sommersemester 1967 in Göttingen mit seiner Vorlesung „Allgemeine Einführung in die Entwicklungstendenzen informationsverarbeitender Geräte“ beginnen. Diese Vorlesung ist nicht als Fachvortrag gedacht, sondern ist vielmehr die Darstellung der allgemeinen Gesichtspunkte eines der meistdiskutierten Phänomene unserer modernen technischen Welt.

H. Reuter an die TH Karlsruhe berufen

Direktor Dipl.-Ing. Hermann Reuter, Leiter der Technischen Direktion für Thermische Strömungsmaschinen der Brown, Boveri & Cie AG (BBC), Mannheim, hat einen Ruf als ordentlicher Professor auf den Lehrstuhl für Maschinenkonstruktionslehre der Technischen Hochschule Karlsruhe angenommen.

Der langjährige BBC-Chefkonstrukteur für Dampfturbinen, Gasturbinen und Turbodurchdichter, der 1911 in Elberfeld geboren wurde und 1934 das Diplomexamen an der Technischen Hochschule München mit Auszeichnung bestand, wird dem Unternehmen, für das er mehr als drei Jahrzehnte in verantwortungsvoller Position tätig war, auch weiterhin als Berater verbunden bleiben.

H. Antoine 65 Jahre

Am 5. Februar 1967 wurde der Direktor des Deutschen Rundfunkmuseums, Dr. phil. Herbert Antoine 65 Jahre. Nach dem Studium der Volks- und Betriebswirtschaft und einer kaufmännischen Lehre begann er 1926 mit dem Aufbau einer zentralen Abteilung für Statistik, Werbung und Dokumentation in der Reichs-Rundfunk-Gesellschaft in Berlin. Am 11. April 1933 gewaltsam aus dem Dienst entfernt, blieb er längere Zeit arbeitslos und übernahm danach eine Stellung in der Industrie als Statistiker und Organisationsberater. Nach 1945 war er in seiner Heimatstadt Berlin Bezirksverordneten, Hochschullehrer an der FU und am Hochschul-Institut für Wirtschaftskunde. Anfang 1950 trat er in die Senatsverwaltung für Volksbildung ein, übernahm das Referat für Rundfunkfragen und beteiligte sich auch maßgeblich an der Ausarbeitung des Berliner Rundfunkgesetzes. 1965 erfolgte seine Pensionierung mit der Übernahme der Aufgabe, ein Deutsches Rundfunkmuseum in Berlin aufzubauen.

J. Drogies 65 Jahre

Am 13. Februar 1967 feierte Julius Drogies, kaufmännischer Leiter der Teldec-Fabrikationsstätte in Nortorf, seinen 65. Geburtstag. Er ist seit 1929 Angehöriger der Firma Teldec. Nach dem Zweiten Weltkrieg schulzte er das Teldec-Preßwerk in Nortorf, das heute in der Spitzengruppe der Schallplattenfabriken rangiert. Die dort geprägten Schallplatten gehen in 48 Länder.

INTERNATIONALE ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU

brachte im Januarheft 1967 unter anderem folgende Beiträge:

Schnelle und genaue Komparatoren mit Transistoren

Abstimmbereichserweiterung eines RC-Oszillators durch mitlaufende Impedanzen im frequenzbestimmenden Zweig

Die Verzögerungsleitung „VL 1“ in der PAL-Fernsehdemodulatorschaltung

Tiefpaßfilter im Ausgang von VHF-FM-Großleistungsendernern

Berechnung eines seriengeschalteten astabilen Transistormultivibrators

System „300“ — eine Computerfamilie für die Prozeßautomatisierung

Computerbänder aus der modernsten Magnetband-Fabrik der Welt

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

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

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

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

Postanschrift: 1 BERLIN 52

Antennenverstärker für 1300 MHz

Allgemeines

Seit es Transistoren gibt, deren Schwinggrenzfrequenz bei 3 bis 4 GHz liegt, können transistorisierte Verstärker bis zu Frequenzen von 1500 MHz ohne großen mechanischen Aufwand – gemeint sind dabei Topfkreiskonstruktionen – gebaut werden. Die Industrie liefert zum Beispiel seit langem volltransistorisierte Antennenverstärker und Tuner für den Fernsehbereich bis zu 900 MHz, bei denen einfachste mechanische Konstruktionen zur vollen Zuverlässigkeit arbeiten.

Bei Anwendung von konzentrisch aufgebaute Röhren, die für Frequenzen um 1500 MHz bereits anderen Ausführungen vorziehen sind, müssen Topfkreise mit sehr genauer Einhaltung der Maße für die konzentrischen Elektrodenanschlüsse gebaut werden. Bei Verwendung eines Transistors jedoch, dessen räumliche Abmessungen kleiner als $\frac{1}{10}$ der einer Röhre sind, entfallen diese mechanischen Sockelprobleme; der Anschluß erfolgt über drei oder vier Anschlußdrähte des Halbleiters. Ausgenommen hiervon sind Koaxial-Transistoren, bei denen sich jedoch infolge ihrer Kleinheit (einfache Anschlußstifte) ebenfalls unkomplizierte Verbindmöglichkeiten mit dem Kreis ergeben.

Ein Beispiel einer solchen Konstruktion ist der nachstehend beschriebene Antennenverstärker. Es sollte ein einfacher Verstärker für das 24-cm-Band entwickelt werden, der einen einfachen Aufbau erlaubt und mit einem Transistor aus deutscher Fertigung (normales TO-18-Gehäuse) ausgestattet ist. Gewählt wurde der in Mesa-II-Technik hergestellte PNP-Germaniumtransistor AFY 42 von Siemens.

Das System des AFY 42 ist gegen das Gehäuse elektrisch isoliert. Infolge der hohen Oszillatorkennfrequenz (Schwingfrequenz $f_{\max} = 3,6$ GHz), der kleinen Kollektorschotterschichtkapazität (Kurzschlußwirkungskapazität $C_{12c} = 0,25 \text{ pF}$ bei $I_C = 2 \text{ mA}$ und $-U_{CE} = 10 \text{ V}$) und dem niedrigen Rauschanteil (Rauschfaktor $F = 7 \text{ dB}$ bei $f = 900 \text{ MHz}$) ist dieser Transistor für Frequenzen $\geq 1000 \text{ MHz}$ geeignet.

2. Schaltung und Aufbau

2.1. Schaltung

Für den Verstärker kommt nach Bild 1 nur die Basisschaltung in Frage. Ein ähn-

licher Aufbau wurde für den UHF-Bereich 470...860 MHz bereits von Siemens vorgeschlagen [1].

Der Kollektorkreis ist ein kapazitiv abstimmbare Topfkreis. Es wurde eine Aus-

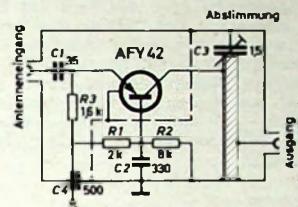
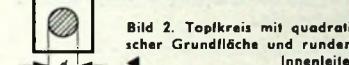


Bild 1. Schaltung des Antennenverstärkers



führungsform nach Bild 2 gewählt. Der Wellenwiderstand Z_L dieses Topfkreises ist durch die Durchmesser des Außenleiters und des Innenleiters gegeben [2]:

$$Z_L = 60 \cdot \ln 1,08 \cdot \frac{D}{d} \quad (1)$$

Gewählt wurde ein niedriger Wellenwiderstand von $Z_L = 50 \Omega$, um eine möglichst große mechanische Länge l (s. Abschnitt 2.2.) des Innenleiters zu gewinnen. Damit liegen dann die Anzapfpunkte für den Kollektor und die Auskopplung so weit auseinander, daß sich ein übersichtlicher Aufbau ergibt.

Mit den Widerständen R_1 , R_2 und R_3 wird ein Kollektorstrom von etwa 2 mA eingestellt; nach Messungen ist bei diesem Wert die Verstärkung am größten. Die von der Antenne gelieferte Energie wird über den Trennkondensator C_1 direkt in den Emitter eingespeist. Der reelle Teil des Eingangswiderstandes liegt in der Nähe von 50 Ω; auf die Wegstimmung des restlichen Imaginärteiles wurde verzichtet.

Zur Vermeidung von niederfrequenten Störungen (bedingt durch die Nachbarschaft zu UKW- und FS-Sendern) kann die Strecke Antennenbuchse–Emitter als Hochpaß ausgebildet werden.

2.2. Dimensionierung des Kollektorkreises

Bei $Z_L = 50 \Omega$ und einem angenommenen Durchmesser $d = 8 \text{ mm}$ des Innenleiters muß nach Gl. (1) der Innendurchmesser D des Topfs mit quadratischer Grundfläche etwa 17 mm sein.

Laut Herstellerangaben liegt die Leistungsverstärkung des AFY 42 in Basis schaltung bei 900 MHz und einem Last widerstand $R_L = 2 \text{ k}\Omega$ bei 13 dB. Der Kollektorkreis wurde im vorliegenden Fall ebenfalls so bemessen, daß etwa 2 kΩ als Belastung am Kollektor auftreten. Um bei unterschiedlichen Kollektor-Basis-Kapazitäten eine genügend

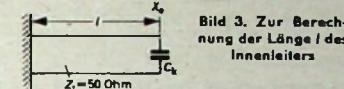


Bild 3. Zur Berechnung der Länge l des Innenleiters

große Abstimmfreiheit zu haben, ist die Kopfkapazität C_k (entspricht C_3 im Bild 1) des Kreises zu 1,5 pF angesetzt worden.

Die Länge l des Innenleiters läßt sich aus der Gleichung für den Eingangswiderstand X_e einer nach Bild 3 kurzgeschlossenen Leitung errechnen:

$$X_e = j Z_L \cdot \tan \frac{2 \pi \cdot l}{\lambda} \quad (2)$$

Bei Resonanz gilt

$$X_e = X_{C_k}, \quad (3)$$

$$X_{C_k} = -j \frac{1}{\omega C_k}. \quad (4)$$

Mit $f = 1,3 \cdot 10^9 \text{ Hz}$ und $C_k = 1,5 \cdot 10^{-12} \text{ F}$ folgt hieraus

$$X_{C_k} = -j \frac{1}{2 \pi \cdot 1,3 \cdot 10^9 \cdot 1,5 \cdot 10^{-12}} \approx -j 80 \Omega.$$

Durch Umstellung von Gl. (2) erhält man

$$\tan \frac{2 \pi \cdot l}{\lambda} = \frac{X_e}{Z_L} \quad (5)$$

und nach Einsetzen von $X_e = 80 \Omega$ und $Z_L = 50 \Omega$

$$\tan 2 \pi \cdot \frac{l}{\lambda} = \frac{80}{50} = 1,6.$$

Die Ausrechnung – mit Hilfe einer „trigonometrischen Leiter“ [2] sehr leicht durchführbar – ergibt

$$\frac{l}{\lambda} = 0,16.$$

Mit $\lambda = 23 \text{ cm}$ wird dann

$$l = \lambda \cdot 0,16 = 23 \cdot 0,16 = 3,6 \text{ cm} = 36 \text{ mm}.$$

Um den Einfluß der Kollektorkapazität (Exemplarstreunungen) zu vermindern, wurde der Kollektor des AFY 42 um eine Strecke l' von etwa 10 mm vom Kopfende des Innenleiters entfernt angeschlossen; dadurch wird auch die Bandbreite des Kreises nicht zu groß. Der Anschluß des Kollektors erfolgt also in einem Abstand

VHF/UHF-SSB-Kontest

Am 1. und 2. April 1967 veranstaltet der Distr. Köln-Aachen des DARC einen VHF/UHF-SSB-Kontest (Beginn: 1. 4., 22.00 Uhr MEZ; Ende: 2. 4., 12 Uhr MEZ).

Alle lizenzierten Amateure des In- und Auslands sind teilnahmeberechtigt. Die verwendeten Sendeleistungen müssen den Lizenzbestimmungen genügen.

Gewertet werden nur 2-Weg-SSB-QSO nach folgendem Schlüssel: 2-m-Band: 1 Punkt je km; 70-cm-Band: 3 Punkte je km.

Außerdem werden für Teilnehmer, die entweder nur sendeseitig oder nur empfangsseitig auf 70 cm QRV sind, Duplex-

$$l_{BL} = l - l' = 36 - 10 = 26 \text{ mm}$$

vom Fußpunkt des Innenleiters.

Jetzt muß noch der Anschlußpunkt am Innenleiter für den 60-Ohm-Ausgang ($R_{out} = 60 \text{ Ohm}$) festgelegt werden. Der Innenleiter bildet für die an seinen Anschlußpunkten angreifenden Widerstände

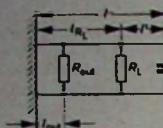


Bild 4. Zur Berechnung der Anschlußpunkte am Innenleiter

einen Transformator. Mit den Bezeichnungen im Bild 4 (l_{out} = Abstand des Anschlußpunktes vom Fußpunkt des Innenleiters für den Ausgangswiderstand R_{out}) gilt für die Widerstandstransformation

$$\frac{R_L}{R_{out}} = \left[\frac{\sin \frac{2\pi \cdot l_{BL}}{\lambda}}{\sin \frac{2\pi \cdot l_{out}}{\lambda}} \right]^2 \quad (6)$$

Für Leitungslängen, bei denen $l_{BL} \approx \lambda/8$ beträgt, geht Gl. (6) in die vereinfachte Gleichung (7) über:

$$\frac{R_L}{R_{out}} = \left[\frac{l_{BL}}{l_{out}} \right]^2 \quad (7)$$

Da diese Voraussetzung im vorliegenden Fall gegeben ist ($\lambda/8 = 29 \text{ mm}$; $l_{BL} = 26 \text{ mm}$), läßt sich nach Umstellung von Gl. (7) setzen

$$l_{out} = l_{BL} \cdot \sqrt{\frac{R_{out}}{R_L}} \quad (8)$$

$$l_{out} = 26 \cdot \sqrt{\frac{60}{2000}} = 4,5 \text{ mm.}$$

2.3. Aufbau

Die aus der Rechnung sich ergebenden Abmessungen und die Anordnung der Bauteile sind der praktischen Ausführung nach Bild 5 zugrunde gelegt. Mittels der Abstimmsschraube wird der Topf auf Resonanz eingestellt. Das Gehäuse des Transistors ist durch zwei Federn mit dem Gehäuse des Topfes verbunden (im Bild 4 ist der Übersicht wegen nur eine Feder gezeichnet); macht man das nicht, dann ergeben sich – wie durch Versuche ermittelt wurde – völlig undefinierte und unstabile Verhältnisse.

3. Meßwerte

Bei einer Versorgungsgleichspannung von 12 V und einem Kollektorstrom $I_C = 2 \text{ mA}$ ergeben sich bei 1300 MHz folgende elektrische Meßwerte:

Leistungsverstärkung etwa 11 dB.
Rauschfaktor etwa 7 dB.
Rückwärtstämpfung etwa 30 dB.

Da Dezimeterwellenempfänger für das 24-cm-Band oft nicht mit Gegentakttransistoren ausgerüstet sind, gelangt dabei die Oszillatorkreisfrequenz des Empfängers zu den Antennenklemmen und wird als Störstrahlung von der Antenne ausgestrahlt. Bei Zwischenschaltung eines Antennenver-

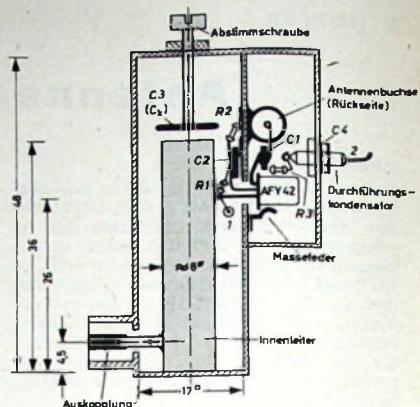


Bild 5. Abmessungen des Antennenverstärkers (etwa 1:1) und Anordnung der Einzelteile; die Durchführungen 1 und 2 sind außerhalb des Gehäuses verbunden

stärkers der beschriebenen Art kann diese störende Strahlung durch die Rückwärtstämpfung des Verstärkers vermindert werden.

Schrifttum

- [1] • Rauscharmer UHF-Antennenverstärker. Siemens - Halbleiter-Schaltbeispiele 1966, Abschnitt 8.1.
- [2] • Möhring, F.: Empfangstechnik im UHF-Bereich, S. 59. Kronach 1964, Loewe Opta
- [3] • Meinke, H. H., u. Gundlach, F. W.: Taschenbuch der Hochfrequenztechnik. Berlin-Heidelberg-Göttingen 1962, Springer



BASTEL-ECKE

Kurzschlußsicherer Blinklichtgeber für Kraftfahrzeuge

Wegen ihrer hohen Betriebssicherheit wurden Transistoren schon verschiedentlich als Schaltelemente für Blinklichtgeber in Kraftfahrzeugen vorgeschlagen. Die Praxis zeigt jedoch, daß diese Betriebssicherheit infolge der Kurzschlußempfindlichkeit der Halbleiterbauelemente erheblich in Frage gestellt ist. Kurzschlüsse können durch unsachgemäßes Vorgehen beim Auswechseln von Lampen entstehen. Eine häufige Ursache scheint jedoch durch jenes „Prüfverfahren“ für elektrische Installationen an Kraftwagen gegeben, das auf der Funkenbildung am kurzschließenden Schraubenzieher basiert. Wenn solche Fälle auch selten sein mögen, ist eine Kurzschlußsicherung dennoch empfehlenswert, da sie sich mit sehr einfachen Mitteln ausführen läßt.

Auf die Vorteile des Komplementärmultivibrators in Blinklichtschaltungen wurde bereits hingewiesen¹⁾. Die Schaltung nach Bild 1 weicht von der üblichen Form des Komplementärmultivibrators ab, und zwar durch den Spannungsteiler R_1 , R_2 , R_3 und den Emitterwiderstand R_5 . Diese Bauelemente stabilisieren den Arbeitspunkt von T_1 und machen Schwingfrequenz und Tastverhältnis weitgehend von der Betriebsspannung, der Temperatur und von

Streuungen der Halbleiterdaten unabhängig. Bei den verwendeten Transistorarten (T1: TI 3027 von Texas Instruments oder AD 133 IV von Siemens; T2: 2N3706 von Texas Instruments) kann der Blinklampenstrom bis etwa 4 A betragen.

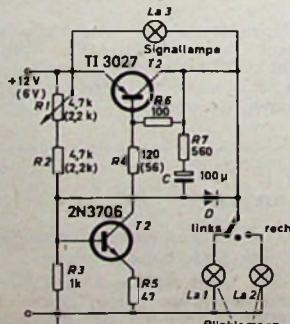


Bild 1. In diesem Komplementärmultivibrator sperrt bei Kurzschluß einer Blinklampe (La 1 oder La 2) die Diode D den Transistor T1; auch T2 wird Stromlos

Die im Bild 1 für die Widerstände R_1 , R_2 und R_4 in Klammern angegebenen Werte gelten für eine Betriebsspannung von 6 V. Mit $C = 100 \mu\text{F}$ erhält man etwa 90 Blinkimpulse in der Minute. Das Tastverhältnis

kann mit Hilfe von R_1 eingestellt werden. Zur Kurzschlußsicherung dient die Diode D. Da im Kurzschlußfall die Spannung an der eingeschalteten Blinklampe La 1 oder La 2 Null wird, schließt D die Basis von T1 kurz und macht damit beide Transistoren stromlos. Nach Aufheben des Kurzschlusses bewirkt die Signallampe La 3 in den Blinklampen La 1 oder La 2 einen Spannungsabfall, der ausreicht, um D zu sperren. Der Multivibrator schwingt damit selbsttätig wieder an.

Bei Verwendung eines Siliziumtransistors für T1 kann D eine Germaniumdiode (beispielsweise OA 80, OA 81, AA 117) sein, wenn der erwähnte Spannungsabfall an den Blinklampen mehr als 0,7 V ist. Der Strom in D beträgt weniger als 30 mA. Verwendet man für T1 einen Germaniumtransistor (etwa AC 127), dann ist eine mit etwa 300 mA belastbare Germaniumdiode (zum Beispiel OA 31) in Flußrichtung in Reihe mit R 5 zu legen.

Nach Inbetriebnahme der Schaltung mag es manchmal gewagt erscheinen, die Kurzschlußsicherung gleichzeitig durch Überbrücken der Blinklampen zu erproben. Es sei deshalb bemerkt, daß die Prüfung auch erfolgen kann, indem man die Diode D zwischen die Basis von T1 und Masse legt. Die Schwingungen setzen dann aus, da die Betriebsbedingungen die gleichen wie bei Kurzschluß von La 1 oder La 2 sind.

H. Schreiber

¹⁾ Schreiber, H.: Elektronische Blinklichtschaltung mit Komplementärmultivibrator. Funk-Techn. Bd. 20 (1963) Nr. 19, S. 798

Die Ausbreitung elektromagnetischer Wellen im Meter- und Zentimeterbereich

Elektromagnetische Wellen mit einer Wellenlänge $\lambda < 10 \text{ m}$ breiten sich quasioptisch aus. Deshalb lassen sich im allgemeinen auch die optischen Ausbreitungsbedingungen für die Feldstärkeberechnung anwenden. Bei kleinen Entfernungen kann die Erdkrümmung vernachlässigt werden. Große Bedeutung bei der Ausbreitung haben auch Reflexion, Beugung, Brechung und meteorologische Einflüsse.

1. Ausbreitung auf freie Sicht

Sind bei einer Funkverbindung Sender und Empfangsanterne gegenseitig sichtbar, so spricht man von einer Ausbreitung auf freie oder optische Sicht. Diese Veralgemeinerung ist aber nur zulässig, wenn man annimmt, daß sich keine Hindernisse im Funkstrahl befinden und der Erdboden glatt ist.

1.1. Ausbreitung bei ebener Erde

Bei ebener Erde nimmt man an, daß sich die Feldstärke am Empfangsort B aus dem direkten (a_1) und dem im Punkt C vom Erdboden reflektierten Strahl (a_2) zusammensetzt (Bild 1). Für die effektive Feldstärke ergibt sich nach der Reflexionsformel [1]

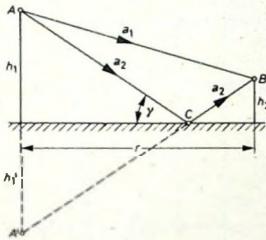


Bild 1. Strahlenverlauf zwischen Sender und Empfänger bei ebener Erde

boden reflektierten Strahl (a_2) zusammensetzt (Bild 1). Für die effektive Feldstärke ergibt sich nach der Reflexionsformel [1]

$$E_{\text{eff}} = \frac{|E|}{\sqrt{2}} = \frac{\sqrt{30 P \cdot D}}{r} \cdot \sqrt{1 + 2 |R| \cdot \cos \left(\Theta_1 + \frac{4 \pi \cdot h_1 \cdot h_2}{\lambda \cdot r} \right) + |R|^2}. \quad (1)$$

Hierin bedeutet P die Sendeleistung, D den Antennengewinn, r die Entfernung zwischen Sender und Empfänger, R den Reflexionskoeffizienten, Θ_1 die Phasenverschiebung zwischen direktem und reflektiertem Strahl, h_1 die Senderhöhe, h_2 die Empfängerhöhe und λ die Wellenlänge. Für den Reflexionskoeffizienten gilt bei Vertikalpolarisation

$$R^+ = \frac{Y \cdot \sin \gamma - \sqrt{Y - \cos^2 \cdot \gamma}}{Y \cdot \sin \gamma + \sqrt{Y - \cos^2 \cdot \gamma}} \quad (2)$$

und für Horizontalpolarisation

$$R^- = \frac{\sin \gamma - \sqrt{Y - \cos^2 \cdot \gamma}}{\sin \gamma + \sqrt{Y - \cos^2 \cdot \gamma}}. \quad (3)$$

Y stellt dabei die normalisierte Admittanz und γ den Streuwinkel dar. Für ihre Be-

Gewerbelehrer GÜNTER DÖRGE ist als freier Mitarbeiter im Institut für Radiometeorologie und Maritime Meteorologie an der Universität Hamburg tätig.

rechnung dienen die Formeln

$$Y = \frac{\epsilon' - j 80 \lambda \cdot \sigma}{\mu'} \quad (4)$$

und

$$\gamma = \arctan \cdot \frac{h_1 + h_2}{r} \quad (5)$$

$$\text{mit } \epsilon' = \frac{\epsilon}{\epsilon_0} = \frac{\epsilon}{36 \pi \cdot 10^{-8}} \text{ und } \mu' = 1.$$

In diesen Gleichungen ist ϵ' die relative Dielektrizitätskonstante, μ' die relative Permeabilität und σ die spezifische Leitfähigkeit. Bei kleinem Streuwinkel γ kann man nach der von WEDELSKI 1929 abgeleiteten „quadratischen Formel“ rechnen:

$$E_{\text{eff}} = \frac{4 \pi \cdot h_1 \cdot h_2}{r^2 \cdot \lambda} \cdot \sqrt{30 P \cdot D}. \quad (6)$$

1.2. Ausbreitung bei gekrümmter Erde

Bei der Ausbreitung über der gekrümmten Erde gelten die gleichen Formeln wie bei der Ausbreitung über ebener Erde. Man rechnet dann aber nicht mehr mit den wirklichen Höhen h_1 und h_2 , sondern mit den sogenannten effektiven Höhen h'_1 und h'_2 . Um die Reflexion an der Erdkugel zu berücksichtigen, führt man den Divergenzkoefizienten G ein. Er stellt das Verhältnis der reflektierten Feldstärke an der Kugel zur reflektierten Feldstärke an der Ebene bei gleichen Bedingungen dar. Zur Berechnung von G dient folgende Formel:

$$G^2 = \frac{1}{1 + \frac{2 h'_1 \cdot h'_2}{\gamma^2 \cdot r_e \cdot r}} \quad (7)$$

(r_e ist der Radius der Erde). Die effektiven Höhen h'_1 und h'_2 ergeben sich aus den Beziehungen

$$h'_1 = h_1 - \frac{r_e^2}{2 r_e}, \quad h'_2 = h_2 - \frac{r_e^2}{2 r_e}. \quad (8)$$

Die Größen r_1 und r_2 lassen sich aus den Gleichungen

$$r_1 = r_e \cdot \varphi_1, \quad r_2 = r - r_1 \quad (9)$$

berechnen.

Der Reflexionskoeffizient R wird mit dem Divergenzkoefizienten G multipliziert; $G \cdot R$ bezeichnet man als den Kugelreflexionskoeffizienten. Im Bild 2 sind die

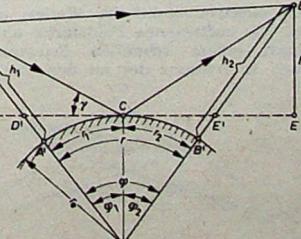


Bild 2. Strahlenverlauf zwischen Sender und Empfänger bei glatter, kugelförmiger Erde

geometrischen Größen für die Ausbreitung über glatter, kugelförmiger Erde angegeben.

2. Ausbreitung bei nichtoptischer Sicht

Bis vor wenigen Jahren war man der Ansicht, daß sich Wellen mit $\lambda < 10 \text{ m}$ nur bis zum optischen Horizont ausbreiten. Bei Experimenten wurden aber Reichweiten bis zu einigen tausend Kilometern erreicht. Als Ursache dafür hat man den Einfluß der Troposphäre gefunden. Die Troposphäre ist die unterste Schicht der Atmosphäre bis zu einer Höhe von 12 km, in der sich das Wettergeschehen abspielt. Folgende Erscheinungen sind ausschlaggebend für die Ausbreitung jenseits des Horizontes:

1. Brechung,
2. Reflexion,
3. Wellenleitung (duct-Ausbreitung),
4. Streuung (scatter),
5. Dämpfung.

2.1. Brechung

Die Atmosphäre bildet kein einheitliches Medium; Strahlen, die sich in ihr ausbreiten, werden daher gebrochen. Nimmt man an, daß keine Absorption erfolgt, dann schreibt man für den reellen Brechungsindex $n = \sqrt{\epsilon}$. Bei Berechnungen wird für den Brechungsindex die halbempirische Formel [2]

$$N = (n - 1) \cdot 10^6 = \frac{77,6}{T} \cdot \left(p + \frac{4810 \cdot e}{T} \right) \quad (10)$$

angewendet, in der T die Temperatur in °K, p den Luftdruck in mb und e den Dampfdruck in mb bedeutet. Berechnungen haben ergeben, daß der Wasserdampf die Ausbreitung der Mikrowellen sehr stark beeinflußt. Eine Frequenzabhängigkeit konnte nicht festgestellt werden.

Der Brechungsindex n nimmt mit der Höhe ab. Zwischen n und der Phasengeschwindigkeit v besteht die Beziehung $v = c/n$. Da die Phasengeschwindigkeit dem Brechungsindex umgekehrt proportional ist, nimmt sie mit der Höhe zu. Deshalb erfolgt eine Brechung der Strahlen zur Erde hin, was eine Vergrößerung der Reichweite zur Folge hat. Bei Feldstärkerechnungen berücksichtigt man das durch Einführen des sogenannten äquivalenten Erdradius $r_e' = k \cdot r_e$.

Für den Faktor k gilt [3]

$$k = \frac{1}{1 + r_e \cdot \frac{d n}{d h}}. \quad (11)$$

Der Gradient dn/dh wird für eine Normalatmosphäre, bei der man mit einer linearen Abnahme des Brechungsindex mit der Höhe h rechnen kann, zu $dn/dh = -0,039 \cdot 10^{-4} \text{ m}^{-1}$ angenommen. Bei der Normalatmosphäre erfolgt eine Temperaturabnahme von $0,65^\circ \text{C}$ je 100 m und eine Dampfdruckabnahme von 1 mb je 300 m . Mit $r_e = 6370 \text{ km}$ und $dn/dh = -0,039 \cdot 10^{-4} \text{ m}^{-1}$ ergibt sich $k = 4/3$. Dieser Wert ist ein Mittelwert für unsere Breiten. In arktischen Gebieten liegt k zwischen $4/3$ und $6/5$, in tropischen zwischen 1 und 3 . Mit dem äquivalenten Erdradius vergrößert sich die Reichweite um den Faktor \sqrt{k} .

2.2 Reflexion

In der Atmosphäre sind horizontale Schichtungen vorhanden, an denen je nach Stärke der „Sprünge“ partielle oder totale Reflexionen erfolgen können. Zu Schichtenbildungen kommt es, wenn eine schnelle Änderung der Temperatur und der Feuchte mit der Höhe auftritt. Da sich die Schichten voneinander durch verschiedene Temperatur und Feuchtigkeit unterscheiden, kann es zu schnellen Änderungen des Brechungsindex mit der Höhe kommen. Ein ausgeprägter „Sprung“ des Brechungsindex tritt auf, wenn eine trockene Schicht auf einer feuchten liegt, zum Beispiel bei Dunstschichten und Wolkenobergrenzen. Große Brechungsindexsprünge ergeben sich auch bei großen Feuchtigkeits sprüngen. Das ist der Fall, wenn die Feuchtigkeit von 100 % (gesättigte Luft) auf einen niedrigeren Wert absinkt (ungefäßtige Luft). Es können Brechungsindexsprünge bis zu 70 N auftreten.

Bei normalen Verhältnissen nimmt die Temperatur der Atmosphäre um $0,65^{\circ}\text{C}$ je 100 m Höhenzunahme ab. Es treten jedoch häufig Situationen auf, in denen plötzlich eine Umkehr der Temperaturänderung auftritt, das heißt, von einer gewissen Höhe an nimmt die Temperatur wieder zu. In solchen Fällen spricht man von Temperaturinversionen. Dabei unterscheidet man Bodeninversionen bis zu 240 m Höhe und Höheninversionen bis zu 2000 m Höhe. An den Inversionsschichten erfolgen ebenfalls Reflexionen der Funkstrahlen.

Bild 3 zeigt den Strahlenverlauf ultrakurzer Wellen zwischen der Erde und

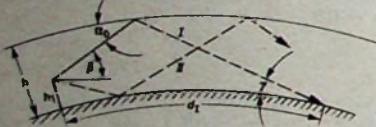


Bild 3. Strahlenverlauf ultrakurzer Wellen zwischen der Erde und einer idealisierten Inversionsschicht

einer idealisierten Inversionsschicht; infolge der Inversion tritt eine Vergrößerung der Reichweite auf. Man unterscheidet hierbei zwei Strahlen: Strahl I gelangt vom Sender zur Inversionsschicht und wird zur Erde reflektiert; Strahl II gelangt zuerst zur Erde und wird dann zur Inversionsschicht reflektiert. Dort erfolgt eine erneute Reflexion zur Erde. Für beide Strahlen ergeben sich verschiedene Reichweiten, die mit folgenden Formeln bestimmt werden können:

$$\text{Strahl I:} \quad (12)$$

$$d_1 = r_e \left(2 \sqrt{\beta^2 + \frac{2(h-h_0)}{r_e}} - \beta - \sqrt{\beta^2 - \frac{2h_0}{r_e}} \right);$$

$$\text{Strahl II:} \quad (13)$$

$$d_2 = r_e \left(2 \sqrt{\beta^2 + \frac{2(h-h_0)}{r_e}} + \beta - 3 \sqrt{\beta^2 - \frac{2h_0}{r_e}} \right).$$

Will man berücksichtigen, daß unterhalb der Inversionsschicht eine normale Ausbreitung erfolgt, so muß an Stelle von r_e der äquivalente Erdradius r'_e eingesetzt werden.

Wegen der Inhomogenität der Atmosphäre verlaufen die Funkstrahlen in gekrümmten Bahnen. Da die Erde ebenfalls gekrümmpt ist, ist es kompliziert, ihren Verlauf über der gekrümmten Erde zu berechnen. Deshalb führt man äquivalente Ausbreitungs-

modelle ein, bei denen dann entweder die Erde oder der Strahlenverlauf als geradlinig angenommen wird. Das berücksichtigt man beim Brechungsindex und führt den sogenannten modifizierten Brechungsindex

$$N' = n \left(1 + \frac{h}{r_e} \right) \quad (14)$$

$$\approx n + \frac{h}{r_e}$$

ein. In Gl. (14) ist N' der modifizierte Brechungsindex, n der Brechungsindex, h die Höhe der Inversion und r_e der Erdradius. Ein anderes Ausbreitungsmodell ist der sogenannte Brechungsmodul

$$M = (N' - 1) \cdot 10^4 = \left(n - 1 + \frac{h}{r_e} \right) \cdot 10^4 \quad (15)$$

Bei den normalen Ausbreitungsbedingungen nimmt M mit der Höhe linear zu, während M bei einer Temperaturinversion in der Inversion mit der Höhe häufig abnimmt; man spricht dann von einer M -Inversion. Die gleiche Wirkung haben auch starke Feuchteabnahmen sowie Temperaturzunahmen mit gleichzeitiger Wasserdampfabnahme.

2.3 Wellenleitung (duct-Ausbreitung)

Wird der Gradient des modifizierten Brechungsindex dN'/dh negativ, so spricht man von einem atmosphärischen Wellenleiter oder duct. In diesem Wellenleiter werden elektromagnetische Wellen ähnlich wie in einem metallischen Hohlleiter geführt. Im gesamten Ausdehnungsgebiet des atmosphärischen Wellenleiters treten große Feldstärken auf, die sich bis weit hinter den Horizont erstrecken.

Es werden zwei Arten von Wellenleitern unterschieden: Ein Bodenwellenleiter (surface duct) entsteht, wenn der Gradient dN'/dh am Boden negativ wird; wird er in höheren Schichten negativ, so bildet sich ein erhöhter Wellenleiter (elevated duct) aus. Der Einfluß des Wellenleiters auf die Ausbreitung ist abhängig von der Frequenz. Bei einem Bodenwellenleiter gilt für die maximale Wellenlänge

$$\lambda_{\max} = 2.5 h_d \cdot \sqrt{\Delta M \cdot 10^{-4}}. \quad (16)$$

Hierin ist h_d die Höhe des Wellenleiters und ΔM die gesamte Abnahme von M im Wellenleiter.

2.4 Streuung (scatter)

Da die Atmosphäre ständig turbulent ist, ändert sich der Brechungsindex der Luft ebenfalls dauernd, und an den Brechungsindexsprüngen erfolgt eine Reflexion oder Streuung der elektromagnetischen Wellen. Das Volumen, das durch die Verlängerung der Öffnungswinkel von Sende- und Empfangsantenne gebildet wird (Bild 4), ist von Bedeutung für die Streuausbreitung, weil nur in dieses Volumen elektromagnetische Wellen eindringen. Die auftretende Feldstärke unterliegt jedoch einem schnellen Schwund, der durch Interferenz der an den Turbulenzen

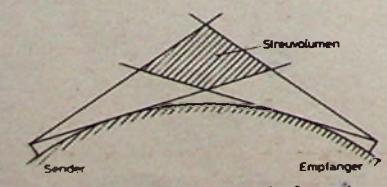


Bild 4. Schematische Darstellung des Streuvolumens

teilchen sich bildenden Elementarwellen hervorgerufen wird. Trotz des Schwundes bleibt das mittlere Niveau der Feldstärke aber über größere Zeiträume konstant, so daß man Richtfunkstrecken, die auf der Streuausbreitung basieren, mit großer Zuverlässigkeit betreiben kann.

2.5 Dämpfung

Elektromagnetische Wellen mit einer Wellenlänge $\lambda < 10 \text{ m}$ erfahren in der Troposphäre eine zweifache Dämpfung. Es erfolgt sowohl eine Dämpfung an meteorologischen Niederschlägen (Regen, Hagel, Schnee, Nebel) als auch eine Absorption durch Sauerstoff und Wasserdampf. Bei der Dämpfung durch meteorologische Niederschläge spielen zwei Faktoren eine Rolle. Die Wellen werden entweder an den Niederschlägen gestreut, wenn ihre Wellenlänge vergleichbar mit der Größe der Niederschlagströpfchen ist, oder es erfolgt wegen der Leitfähigkeit der Tröpfchen eine Umwandlung eines Teils der Wellenenergie in Wärme.

Liegt die Frequenz der elektromagnetischen Welle in der Nähe der Resonanzfrequenz einer Spektrallinie eines in der Atmosphäre enthaltenen Gases, so tritt für die elektromagnetische Welle eine molekulare Absorption ein. Von Bedeutung sind hier die Absorptionen durch Wasserdampf und Sauerstoff. Wellen mit $\lambda < 2 \text{ cm}$

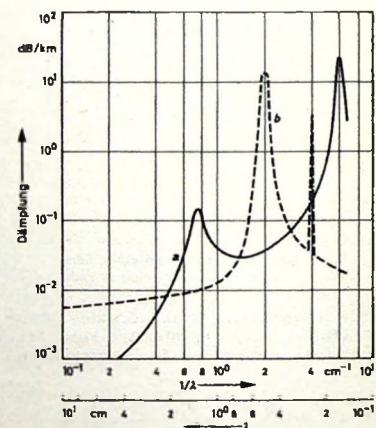


Bild 5. Molekulare Absorption für Wasserdampf (a) und Sauerstoff (b) in Meereshöhe und bei 20°C

werden vom Wasserdampf und Wellen mit $\lambda < 1 \text{ cm}$ vom Sauerstoff absorbiert.

Bild 5 zeigt ein Diagramm der molekularen Absorption für Wasserdampf (Kurve a) und Sauerstoff (Kurve b) in Meereshöhe und bei 20°C . Die Ursache dieser Vorgänge ist in folgenden Erscheinungen zu suchen: Springt ein Elektron von einer Bahn mit höherer Quantenzahl auf eine Bahn mit niedrigerer Quantenzahl, so wird Energie in Form von elektromagnetischer Strahlung mit einer bestimmten Frequenz frei. Umgekehrt kann ein Elektron bei Energiezufluhr von einer Bahn mit niedriger Quantenzahl auf eine Bahn mit höherer Quantenzahl springen. Der zuletzt genannte Vorgang erfolgt bei der molekularen Absorption. Durch eine elektromagnetische Welle, deren Frequenz mit der Emissionsfrequenz des Wasserdampf- oder Sauerstoffmoleküls übereinstimmt, werden die Atome angeregt, so daß einzelne Elektronen auf höhere Energiebahnen springen. Die Energie dafür entnehmen sie der

elektromagnetischen Welle, und dieser Energieverlust bedeutet eine Dämpfung der Welle.

Sauerstoff hat ein magnetisches Dipolmoment und reagiert daher mit dem magnetischen Feld der Welle. Es entsteht ein Absorptionsband, dessen Maximum bei 0,5 cm (60 GHz) liegt. Es folgt noch ein weiteres Maximum bei 0,25 cm (120 GHz).

Das Wasserdampfmolekül hat ein elektrisches Dipolmoment und wirkt mit dem elektrischen Feld zusammen. Die Maxima liegen bei 0,18 cm (167 GHz) und 1,35 cm (22,5 GHz). Wegen der Dämpfung dieser Wellen ist ihre Verwendung für Nachrichtenverbindungen stark begrenzt. Sie werden aber in der Radiometeorologie zur

Klärung von Vorgängen in der Troposphäre benutzt.

Schrifttum

- [1] • Beckmann, P.: Die Ausbreitung der ultrakurzen Wellen. Leipzig 1963, Akadem. Verlagsges. Geest & Portig
- [2] Kruspe, G.: Der atmosphärische Brechungsindex und seine Messung mit einem Mikrowellen-Refraktometer. Techn. Mitt. aus dem Institut für Radiometeorologie und Maritime Meteorologie an der Universität Hamburg, Institut der Fraunhofer-Gesellschaft und dem Meteorologischen Institut der Universität Hamburg Nr. 1 (1965)
- [3] • Fränz, K. u. Lassen, H.: Antennen und Ausbreitung. 2. Aufl., Berlin/Göttingen/Heidelberg 1956, Springer

des Stromkreises mit S oder Abschalten der Versorgungsspannung), bis der Punkt C unterschritten wird. Der Kondensator C1 verhindert, daß die Ansprechschwelle bei sehr schnellem Stromanstieg niedriger liegt als im statischen Betrieb. Mit Hilfe von R5 läßt sich die Ansprechschwelle in weiten Grenzen variieren.

In Tab. I sind die Schaltelemente für die verschiedenen Ströme zusammengestellt. Die Transistoren arbeiten im Schalterbetrieb. Sie brauchen also nur nach den zulässigen Strömen ausgesucht zu werden, da ihre Verlustleistung klein bleibt. Die höchste Versorgungsspannung ist durch die Spannungsfestigkeit der Transistoren begrenzt (30 V für die in Tab. I angegebenen Typen). Bei Halbleitern mit höheren Maximalspannungen kann auch die Versorgungsspannung größer werden. Dann muß aber auch R3 für höhere Leistungen ausgelegt sein. Der Strom geht beim Ausschließen nicht ganz auf Null zurück, da T3 leitend ist und R3 somit an der vollen Spannung liegt. Um R3 groß machen zu können, ist T2 eingefügt (Darlington-Schaltung). Bei Verwendung ausgesuchter Exemplare für T2 und T1 mit hoher Stromverstärkung läßt sich R3 wesentlich vergrößern und der Reststrom im gleichen Maß verkleinern.

Die Schaltzeiten der Sicherung werden in erster Linie von den Grenzfrequenzen der verwendeten Transistoren bestimmt. Mit dem AD 138 als Serientransistor (Grenzfrequenz 5,5 kHz) wurden Schaltzeiten von etwa 120 µs zwischen 90 % und 10 % des Grenzstroms gemessen. Da die Schaltung keine Temperaturkompensation enthält, verringert sich mit steigender Temperatur die Flussspannung der Diode und des Transistors T3. Damit wird auch die Schaltzeit eher erreicht. Das entspricht dem Temperaturverhalten der zu schützenden Halbleiter, da die zulässigen Ströme in den meisten Fällen bei höheren Temperaturen sinken.

Zum Schutz einer Gegentakt-B-Endstufe mit Ausgangsübertrager genügt es, die Sicherung in eine Versorgungsleitung zu legen. Hier sind beide Transistoren gleich gut geschützt, da nur jeweils ein Transistor Strom führt. Eisenlose Endstufen

Für Werkstatt und Labor

Schutzschaltung für Halbleiterbauelemente

Da bei Halbleiterbauelementen die maximalen Betriebsdaten oft sehr nahe an den absoluten Grenzwerten liegen, führen kurzzeitige Überschreitungen der Grenzen meistens zur Zerstörung des Bauelementes, wenn keine besonderen Sicherungsmaßnahmen getroffen werden. Zum Beispiel würde eine Strombegrenzung in Form

werden. Mit wachsendem Strom I steigt der Spannungsabfall an R1, und damit vergrößert sich auch die Spannung an der Diode.

Beim Überschreiten der Flussspannung von D und T3 wird T3 leitend und bringt T2 und T1 aus dem Übersteuerungsbereich. Dadurch vergrößert sich der Spannungs-

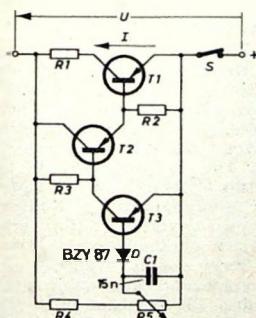
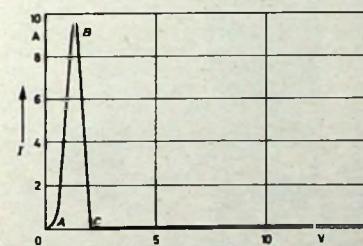


Bild 1. Schaltung der elektronischen Sicherung

Bild 2. Statische Kennlinie der elektronischen Sicherung



Tab. I. Dimensionierung der Bauelemente

Strom U_{verl}	$10 \dots 6$ ≤ 3	$6 \dots 3$ $\leq 2,5$	$3 \dots 1,5$ ≤ 2	$2 \dots 1$ ≤ 2	$1 \dots 0,5$ ≤ 2	$0,5 \dots 0,2$ ≤ 2	A V
I_{rest}	≤ 300	≤ 250	≤ 150	≤ 70	≤ 40	≤ 30	mA
R1	0,1	0,2	0,4	0,8	1,5	3,0	Ohm
R2	20	30	100	100	100	100	Ohm
R3	100	120	210	450	800	1500	Ohm
R4	10 W	8 W	5 W	2 W	2 W	1 W	kOhm
R5	5	5	5	5	5	5	kOhm
T1	AD 138	AD 160	AD 160	AD 160	AC 124	AC 124	
T2	AC 124	AC 124	AC 122/30	AC 122/30	AC 122/30	AC 122/30	
T3	AC 124	AC 124	AC 122/30	AC 122/30	AC 122/30	AC 122/30	

einer Sicherung bei zu hoher Versorgungsspannung, Kurzschluß am Ausgang oder fehlerhafter Verdrahtung das Bauelement sicher schützen, wenn die Abschaltzeit der Sicherung genügend kurz ist.

Bild 1 zeigt die Schaltung und Bild 2 die statische Kennlinie einer elektronischen Sicherung, mit der sich Abschaltzeiten von etwa 100 µs erreichen lassen. Weil sie als Zweipol geschaltet ist und keine zusätzliche Stromversorgung benötigt, kann sie wie eine Schmelzsicherung vor das zu schützende Bauelement oder die abzusichernde Baugruppe, zum Beispiel die Endstufe eines Transistorverstärkers, geschaltet werden. Im Bereich A-B (Bild 2) verhält sich die Schaltung annähernd wie ein niederohmiger Widerstand (etwa 0,14 Ohm). Unterhalb des Schwellwertes ist der Spannungsabfall U an der Sicherung sehr klein und die an R5 abgegriffene Spannung kleiner als die Summe der Flussspannung von D und T3. Dadurch wird T3 sicher gesperrt, während über R3 die Transistoren T1 und T2 stark übersteuert

werden. Mit wachsendem Strom I steigt der Spannungsabfall an R1, und damit vergrößert sich auch die Spannung an der Diode. Beim Überschreiten der Flussspannung von D und T3 wird T3 leitend und bringt T2 und T1 aus dem Übersteuerungsbereich. Dadurch vergrößert sich der Spannungs-

abfall U, und der Vorgang verstärkt sich so lange, bis T1 völlig gesperrt (Bereich B-D im Bild 2). Nach dem Sperren liegt an der Schaltung fast die gesamte Versorgungsspannung. Durch das zu schützende Element fließt dann nur noch ein durch R3 begrenzter Reststrom. Die Schaltung kippt erst in den alten Zustand zurück, wenn man die Versorgungsspannung so weit senkt (zum Beispiel durch Unterbrechen

können auf die gleiche Weise geschützt werden, jedoch hat die Schaltung keinen Einfluß auf die Ladung in dem Kondensator, mit dem der Lautsprecher angekoppelt ist. Den besten Schutz erhält man, wenn jeder zu schützende Transistor eine eigene Sicherung erhält.

Farbempfänger und Service

Aus der Arbeit eines Herstellers

Zwei Termine bestimmen das Denken und Handeln aller am Farbfernsehen in Deutschland interessierten Kreise: der 25. August 1967 als der Tag des Beginns offizieller und regelmäßiger Farbfernsehsendungen und der 1. Juli 1967 als der Tag, an dem die Industrie die ersten serienmäßig hergestellten Farbfernsehempfänger an den Handel ausliefern will. ARD, ZDF und Bundespost haben schon seit langem umfangreiche Vorbereitungen getroffen, um bis dahin einem möglichst großen Teil aller Fernsehteilnehmer die Möglichkeit zum Farbempfang zu bieten, und bei den Geräteherstellern laufen bereits die ersten Serien von Farbempfängern an. Welche Vorarbeiten einer der deutschen Gerätehersteller bisher geleistet hat und was man dort insbesondere zur Erleichterung

Servicefreundliches Chassis

Das Chassis der PAL-Farbempfänger ist in vier Baugruppen unterteilt (Bild 1). Das in der Einblock-Steckchassis-Bauweise ausgeführte sogenannte Verstärkerchassis entspricht weitgehend dem bereits seit Sommer 1966 gelieferten Schwarz-Weiß-Chassis „1923“¹⁾. Es enthält den kombinierten VHF-UHF-Tuner, den Bild- und den Ton-ZF-Verstärker sowie den NF-Verstärker. Die gegenüber dem Schwarz-Weiß-Empfänger zusätzlich erforderlichen Einheiten wie Ablenkchassis, Bildröhrenplatte und Konvergenzplatte sind durchweg mit Siliziumtransistoren bestückt. Dem Luminanzverstärker mit der PL 802 ist die Verzögerungsleitung „VL 301“ mit $0,8 \mu\text{s}$ Verzögerungszeit vorgeschaltet, um die Laufzeit-

einstellbarem Ansprechpegel. Diese Sperre wird nicht nur bei zu geringer Antennenspannung wirksam, sondern auch, wenn die Synchronisation des Burst ausfallen oder gestört werden sollte. Das ist wichtig, weil dadurch für alle denkbaren Störungsfälle zumindest brauchbarer Schwarz-Weiß-Empfang sichergestellt ist, denn Rauschen im Farbbild stört wegen der grobkörnigen Struktur des farbigen Rauschens subjektiv mehr als das Rauschen im Schwarz-Weiß-Bild. Bei abgeschalteter Farbsperre wird die Synchronisierung mit dem Farbträgeroszillator nicht unterbrochen, weil die Eingangsspannung für den Farbsynchronverstärker vor der Farbsperre abgenommen wird.

Die Kuba-Imperial-Geräte enthalten einen echten Farbdifferenzverstärker, so daß immer noch Schwarz-Weiß-Empfang möglich ist, wenn die Farbverstärkerstufen einmal ausfallen sollten. Wegen der konsequenteren Trennung von Luminanz- und Farbsignal genügt es dann, den Farbsättigungssteller auf Null zurückzudrehen. Jeder der drei Kanäle im Farbdifferenzverstärker enthält eine Zwei-Dioden-Klemmschaltung zur Wiedereinführung des Schwarzwerts, so daß Verschiebungen des Arbeitspunktes der Farb-Endstufen keinen Einfluß auf die Schwarz-Weiß-Wiedergabe haben.

Konvergenzeinstellung

Ein Vorteil für den Service ist die Möglichkeit, die Konvergenzeinstellung von der Vorderseite des Gerätes aus vornehmen zu können. Es ist deshalb nicht notwendig, das Testbild auf dem Bildschirm während des Abgleichs über einen Spiegel zu betrachten. Die Konvergenzplatte ist hinter dem leicht abnehmbaren Lautsprecher-Zierritter untergebracht. Die Konvergenzkorrektur wird voraussichtlich eine der am häufigsten vorkommenden Arbeiten für den Service sein. Während die statische Konvergenzkorrektur dafür sorgt, daß sich die drei Elektronenstrahlen der Farbbildröhre in der Mitte des Bildes treffen, sorgt die dynamische Konvergenz-Korrektur dafür, daß auch bei extremer Ablenkung der drei Elektronenstrahlen keine Abweichung auftritt. Auf dem Hals der Farbbildröhre findet man einmal die Ablenkmittel und zum anderen die Korrekturmittel. Letztere bestehen üblicherweise aus drei einstellbaren Dauermagneten für die statische Radial-Konvergenz-Korrektur, einem verschiebbaren ringförmigen Dauermagneten für die statische Lateral-Konvergenz-Korrektur und drei von bild- und zeilenfrequentem Wechselstrom durchflossenen Spulen für die dynamische Radial-Konvergenz-Korrektur. Der Strom durch jede der drei Spulen ist nach Amplitude und Kurvenform einstellbar. Zusätzlich sind noch zwei gegeneinander verschiebbare ringförmige Dauermagnete für die Einstellung der Farbreinheit vorhanden. Hinzu kommen noch drei weitere Regler für die Einstellung der Sperrpunktspannung der drei Elektronenstrahlsysteme, um gleiche Aussteuercharakteristiken zu haben.

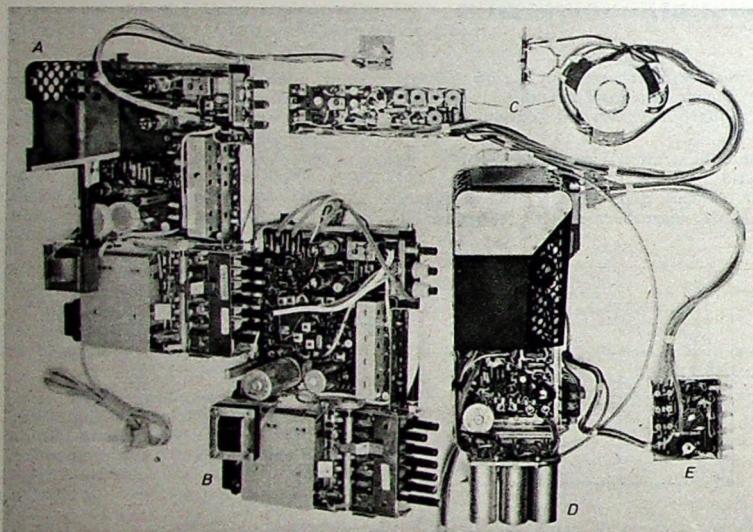


Bild 1. Baugruppen eines PAL-Farbfernsehempfängers von Kuba-Imperial (A Schwarz-Weiß-Chassis „1923“ im Vergleich zu B Farbverstärkerchassis, C Konvergenzplatte, D Ablenkchassis, E Bildröhrenplatte)

und Vereinfachung des so oft diskutierten Service getan hat, erfuhr man auf einer Veranstaltung der Firma Kuba-Imperial am 26. Januar 1967 in Hamburg, an der neben der Fachpresse auch ein kleiner Kreis von Groß- und Einzelhändlern aus dem norddeutschen Raum teilnahm.

Bereits vor längerer Zeit wurde bekannt, daß Kuba in Zusammenarbeit mit General Electric Farbempfänger für das NTSC-System baut und nach den USA liefert. Die bei der Fertigung dieser Geräte gemachten Erfahrungen kommen auch den für den deutschen Markt bestimmten PAL-Farbempfängern zugute, denn man hat nicht nur ein Chassis entwickelt, das für alle Farbbildröhren von 38 cm bis 63 cm Schirmdiagonale geeignet ist, sondern gleichzeitig auch mit nur geringen Änderungen für NTSC-Empfänger und PAL-Empfänger gefertigt werden kann. Etwa 90 % des gesamten Schaltungsaufwandes sind gleichermaßen für NTSC-Geräte wie für PAL-Geräte geeignet.

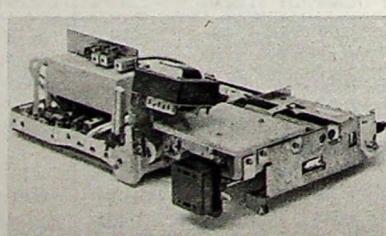


Bild 2. Farbverstärkerchassis mit aufgesetztem PAL-Zusat (links oben)

differenz gegenüber dem Chrominanzkanal zu kompensieren.

Dem Farbverstärker (Bild 2) mit den Transistoren BF 167 und BC 107/B folgt die auch „Color-Killer“ genannte Farbsperre mit

¹⁾ Einblock-Steckchassis „1923“, eine moderne Fernsehgerätekonzeption. Funk-Techn. Bd. 21 (1966) Nr. 22, S. 790–792

Aus dieser auf den ersten Blick verwirrenden Vielzahl von Einstellungen kann man erkennen, wie vorteilhaft es ist, alle Einstellungen von der Frontseite des Gerätes aus durchführen zu können. Beim Kuba-Imperial-Chassis ist die Schaltung für die Zeilenkonvergenz ohne technische Besonderheiten. Für die Einstellung der Vertikalkonvergenz hingegen hat man eine Anordnung mit zwei Klemmschaltungen gewählt, die es ermöglicht, die Vertikalkonvergenz für die obere und die untere Hälfte des Schirmbildes getrennt einzustellen. Um auch die statische Konvergenz von vorn einstellen zu können, hat man auf die sonst verwendeten Dauermagnete auf dem Bildröhrenhals verzichtet und benutzt statt dessen einen die Konvergenzspule durchfließenden Gleichstrom, der durch einen von vorn bedienbaren Einstellwiderstand geregelt wird. Dadurch hat man eine saubere Trennung der statischen von der dynamischen Konvergenz korrektur erreicht und die Möglichkeit, die Farbraster gegeneinander zu verschieben.

Stromversorgung

Die Stromaufnahme aus dem Netz ist mit 290 W für einen Farbempfänger als gering zu bezeichnen. Der Netzgleichrichter mit Drosselsiebung liefert 260 V Betriebsspannung. Man hat damit die für den Luminanz- und den Farbdifferenzverstärker erwünschte hohe Betriebsspannung, kann andererseits aber auf die bewährten und relativ billigen Elektrolytkondensatoren für 350 V Betriebsspannung zurückgreifen. Der Netztransformator für die Heizung der Bildröhre liefert über einen Gleichrichter B 30 C 150 auch die Betriebsspannung (15 V) für die mit Niederspannung arbeitenden Transistorstufen.

Während man in Schwarz-Weiß-Empfängern üblicherweise die Hochspannung für die Bildröhre der Hochspannungswicklung auf dem Zeilentransformator entnimmt, hat man hier Zeilenablenkung und Hochspannungszeugung voneinander getrennt und arbeitet mit zwei Zeilentransformatoren. Der für die Zeilenablenkung bestimmte Transformator hat dementsprechend keine Hochspannungswicklung. Die Fokusspannung für die Farbbildröhre (5 kV) gewinnt man durch Gleichrichten der an der Anode einer PL 504 stehenden Impulsspannung und die Anodenspannung von 25 kV für die Anode der Farbbildröhre aus einem zweiten Transformator, der von einer zusätzlichen Endstufe gesteuert wird. Die sonst übliche Stabilisierung der Hochspannung durch eine Ballasttriode wurde durch eine Regelanordnung ersetzt. Man kann deshalb die Hochspannungs-Endstufe ohne Beeinflussung der Zeilenlänge voll ausspielen. Wegen des relativ niedrigen Innenwiderstandes der Hochspannungsquelle und der guten Regelung sind alle Voraussetzungen für brillante Farbbilder gegeben.

Service

Eine neue Technik stellt auch an den Service neue Anforderungen. Das Wissen um die Farbfernsehtechnik vermitteln neben den von der Industrie, den Innungen und anderen Institutionen oder Verbänden ver-

¹⁾ Besonders hingewiesen sei hier auf die im Heft 8/1966 der FUNK-TECHNIK begonnene Beitragsreihe „Einführung in die Farbfernsehtechnik“, die umfassend alles behandelt, was der Farbfernsehtekniker an Grundlagen wissen muß, um auftretende Fehler in Geräten schnell und sicher nach ihren Ursachen erkennen zu können.

anstalteten Lehrbüchern und Kursen auch in Fachzeitschriften erschienenen Beiträge und Beitragsserien²⁾.

Der in der Service-Werkstatt für Farbempfänger erforderliche zusätzliche Aufwand an Meßgeräten wird oft überschätzt. Viele der Geräte, die auch schon bisher in keiner guten Werkstatt fehlen sollten, lassen sich auch für den Farbempfänger-Service benutzen. Ein Oszilloskop mit mindestens 5 MHz Bandbreite dürfte in vielen Werkstätten bereits ebenso vorhanden sein wie ein Wobbel sender. Bei letzterem ist allerdings darauf zu achten, daß er auch den für den Abgleich des Farbverstärkers notwendigen Bereich um 4,43 MHz übersteicht. Unumgänglich notwendig werden jedoch bei größerem Geräteanfall eines Tages der Gittermuster-Generator und der Farbbalken-Generator sein. Für den Anfang sind beide jedoch nur in Ausnahmefällen notwendig. Man kann nämlich bei guten Empfangsverhältnissen die statische Konvergenz nach dem Testbild der ARD und die dynamische Konvergenz nach dem elektronischen Testbild des ZDF einstellen.

Bei der ersten Aufstellung eines Farbempfängers dürfen sich keine nennenswerten Schwierigkeiten ergeben. Wie schon oft gesagt, ist jede Antenne, die ein einwandfreies und nicht verrauschtes oder durch Geister (Reflexionen) gestörtes Schwarz-Weiß-Bild liefert, auch für den Farbempfang geeignet. Die durch das wechselnde erdmagnetische Feld auftretenden Farbfehler infolge Magnetisierung der Lochmaske in der Farbbildröhre werden durch die im Empfänger eingebaute automatische Entmagnetisierung praktisch bedeutungslos. Bedienungsmäßig ergeben sich auch keine zusätzlichen Schwierigkeiten, denn der Farbempfänger hat neben den vom Schwarz-Weiß-Empfänger bekannten Bedienungsgriffen nur einen einzigen zusätzlichen Knopf zum Einstellen der Farbsättigung. Der bei NTSC-Geräten notwendige Farbton-Einsteller kann bei uns entfallen, da das PAL-Verfahren von vornherein jede Verfälschung des Farbtons ausschließt.

Von der Einfachheit des Chassis-Ausbaus (Bild 3) bei den Kuba-Imperial-Farbemp-

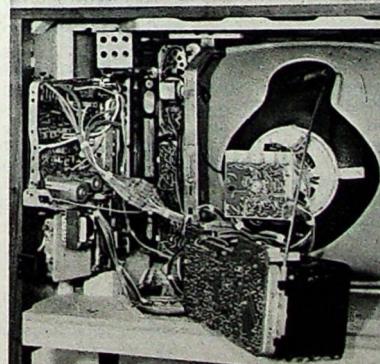


Bild 3. Geöffneter Farbempfänger. Links neben der Bildröhre das Farbverstärkerchassis, unter dem Bildröhrenhals das Ablenkchassis, auf dem Bildröhrenhals vor dem Ablenk- und dem Konvergenzsystem die Bildröhrenplatte mit den Einstellern für den Weiß-Abgleich

fängern konnte man sich überzeugen: In weniger als fünf Minuten war es möglich, alle Chassis und Platinen sowie den Lautsprecher auszubauen. Um die möglicher-

weise im Anfang beim Handel auftretenden Service-Schwierigkeiten zu beheben und die „Totzeit“ des Empfängers beim Kunden zu verringern, stellt die Firma dem Fachhandel sogenannte „Austausch-Chassis“ zur Verfügung. Ein Fehlerkatalog, der die wichtigsten technischen Fehlermöglichkeiten an Hand der auf dem Bildschirm erkennbaren Fehler bildlich darstellt, soll es auch dem wenig geübten Service-Techniker ermöglichen zu erkennen, in welchem Teilchassis des Geräts der Fehler liegt. Durch Austausch des entsprechenden Chassis läßt sich der Fehler dann in den meisten Fällen schnell an Ort und Stelle beheben.

Farbfernsehempfänger

Das Äußere der Farbfernsehempfänger unterscheidet sich grundsätzlich nicht von dem der Schwarz-Weiß-Empfänger, wenn man von dem wegen der Länge der Farbbildröhre rund 12,5 cm tieferen Gehäuse beim 63-cm-Gerät absieht. Durch geschickte Formgebung der Rückwand (des Rucksacks) kann man aber diesen Effekt optisch weitgehend verringern, so daß der Farbempfänger keineswegs klobig gegenüber einem Schwarz-Weiß-Empfänger gleicher Bildschirmgröße wirkt. Hinsichtlich der Formgestaltung gibt es also keine nennenswer-

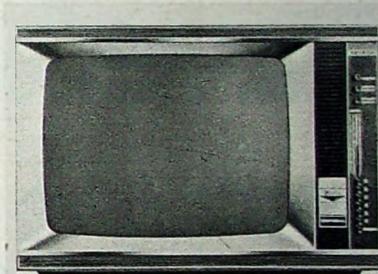


Bild 4. Muster eines 63-cm-Farbempfängers von Imperial

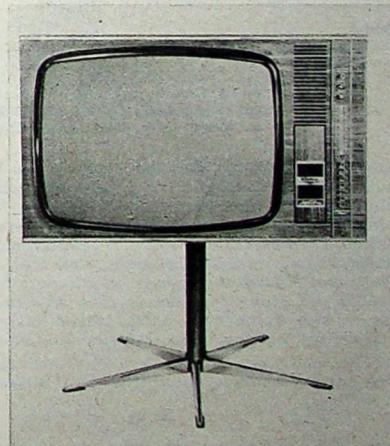


Bild 5. Beispiel für die Ausführung eines 63-cm-Standgeräts von Kuba

ten Unterschiede, und die Industrie wird deshalb auch bei Farbempfängern alle Wünsche des Publikums erfüllen können. Wie man sich beispielsweise im Hause Kuba-Imperial die ersten Modelle vorstellt, konnte man an Hand einiger Leergäbe (Bilder 4 und 5) sehen. -th

Der Gyrator

Üblicherweise geht man bei der Netzwerksynthese von den vier konventionellen Elementen Widerstand, Kapazität, Induktivität und Transformator aus. 1948 veröffentlichte Tellegen eine Arbeit über ein fünftes Element zur Netzwerksynthese, das ein linearer, passiver, nicht umkehrbarer Vierpol ist und das er Gyrator nannte. Dieses Element konvertiert beispielsweise eine Kapazität in einer Induktivität, einen Widerstandswert in einen anderen usw. Der Konversionsfaktor ist dabei nicht von der Frequenz abhängig.

Für den idealen Gyrator, dessen Schaltzeichen Bild 1 zeigt, gilt die Beziehung

$$Z_1 Z_2 = R^2. \quad (1)$$

Darin sind Z_1 und Z_2 die am Ein- und Ausgang angeschlossenen Impedanzen, und R ist der sogenannte Gyrationsswiderstand, eine Konstante, die nur vom Aufbau des Gyrators abhängt.

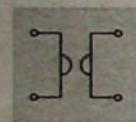


Bild 1. Schaltzeichen für den Gyratorvierpol

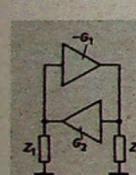


Bild 2. Prinzipschaltung eines Gyrators

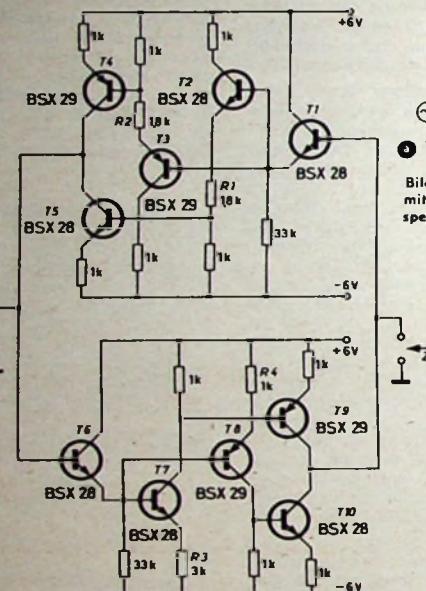


Bild 3. Einfache Gyratorschaltung; die Stromversorgung erfolgt aus zwei in Reihe geschalteten 6-V-Batterien (Verbindungspunkt an Masse) oder einem entsprechenden stabilisierten Netztteil

Die Voraussetzung, daß der Gyrator ein passives Element sein soll, führt ursprünglich zu großen Schwierigkeiten bei der Realisierung. Läßt man aber diese Forderung fallen, dann kann man einen nahezu idealen Gyrator verhältnismäßig einfach verwirklichen. An dieser Stelle soll nicht auf die mathematische Ableitung eingegangen werden, die zeigt, daß man den Gyrator mit der Antiparallelschaltung zweier spannungsgesteuerter Stromquellen realisieren kann, von denen eine phasenumkehrend wirkt. Sie lassen sich durch zwei entsprechend verbundene Transistorverstärker mit hohem Ausgangswiderstand darstellen.

Der in Gl. (1) enthaltene Gyrationsswiderstand R kann auch durch den entsprechenden Leitwert $G = 1/R$ ausgedrückt werden, so daß

$$Z_1 Z_2 = R^2 = 1/G^2 \quad (2)$$

gilt. Für jede spannungsgesteuerte Stromquelle kann man eine Steilheit S angeben (wie es auch von der Elektronenröhre her bekannt ist). Die Steilheit hat die physikalische Dimension eines Leitwerts und ist hier auch als reziproker Wert des Gyrationsswiderstands einzusetzen. Das Ersatzschaltbild eines Gyrators aus zwei antiparallell geschalteten Verstärkern und den Impedanzen Z_1 und Z_2 zeigt Bild 2. $S_1 = G_1$ und $S_2 = G_2$ sind die Steilheiten der Verstärker. Ist $G_1 \neq G_2$, dann geht die Gl. (2) über in die Form

$$Z_1 Z_2 = \frac{1}{G_1 G_2} = R_1 R_2. \quad (3)$$

so daß für den wirksamen Gyrationsswiderstand

$$R = \sqrt{R_1 R_2} \quad (4)$$

gilt.

Die praktische Ausführung eines aus zwei Transistorverstärkern aufgebauten Gyrators zeigt Bild 3. Bei der Dimensionierung der Verstärker kommt es vor allem auf möglichst hohe Eingangs- und Ausgangswiderstände an. Da Eingangs- und Ausgangswiderstand endliche Werte haben, wirken sie als ohmsche Verlustwiderstände, die den Impedanzen Z_1 und Z_2 (Bild 2) parallel geschaltet sind. Der obere Verstärker im Bild 3 (Transistoren T1 bis T5) bewirkt die Phasenumkehrung. Die Steilheit beider Verstärker ist etwa 0,6 mA/V, was einem Gyrationsswiderstand von $1/S = 1667$ Ohm entspricht. Die Widerstände R_1 bis R_4 sind so einzustellen, daß man für jeden Verstärker das Maximum für die unverzerrte abgegebene Ausgangsspannung erhält. Dazu werden die beiden Verstärker einzeln mit Hilfe eines Röhrenvoltmeters und eines Oszilloskop untersucht, wobei man sie am Eingang mit höchstens 2,2 kOhm und am Ausgang mit 10 kOhm abschließt. Etwa 3,5 V_{eff} unverzerrte Ausgangsspannung müssen im Tonfrequenz-

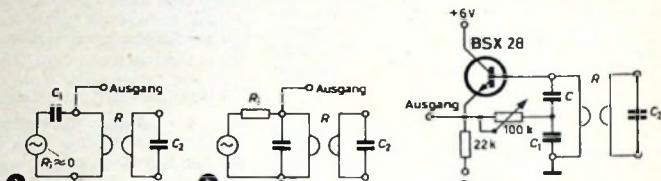


Bild 4. Anwendung des Gyrators als Selektionsmittel: a) Reihenresonanzkreis (niedriger Einstrom); b) Parallelresonanzkreis (hoher Einstrom)

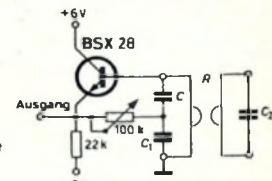


Bild 5. Colpitts-Oszillator; Stromversorgung kann aus der Gyratorstromquelle erfolgen

bereich am Ausgang erreichbar sein, wenn R_1 und R_2 beziehungsweise R_3 und R_4 optimal eingestellt sind.

Der Gyrator ist wegen der galvanischen Kopplung der Stufen von der Frequenz Null an brauchbar. Die obere Frequenzgrenze ist praktisch nur durch die Transistoreigenschaften bestimmt und liegt mit den angegebenen Transistoren bei etwa 300 kHz.

Bild 4a zeigt die praktische Anwendung des Gyrators als Selektionsmittel. Dabei wird C_2 in die Induktivität $L = C_2 R^2$ gewandelt, die mit C_1 einen Serienresonanzkreis bildet. Im Bild 4b bilden $L = C_2 R^2$ und C_1 dagegen einen Parallelresonanzkreis, der von einem Generator mit hohem Innenwiderstand R_1 gespeist werden muß, um hohe Kreisgüte und damit gute Selektion zu erhalten. Mit Hilfe des Gyrators läßt sich auch ein Oszillator aufbauen. Bild 5 zeigt eine entsprechende Colpitts-Schaltung. Mit R_2 läßt sich die beste Kurvenform einstellen. Besonders interessant ist der Gyrator in beiden genannten Beispielen, wenn große Induktivitäten dargestellt werden müssen. So kann man Selektionsmittel und Oszillatoren noch für Frequenzen unter 1 Hz herstellen. In ähnlicher Weise können auch kompliziertere Filternetzwerke realisiert werden.

Wenn hohe Frequenzstabilität gefordert wird, ist zu bedenken, daß der Gyrationsswiderstand R in die Reaktanzumwandlung ein geht. Er müßte dann mit Hilfe besonderer Schaltungsmaßnahmen stabilisiert werden. Man kann R aber auch veränderbar machen und so stetig einstellbare Reaktanzen erhalten. Auch bei der Realisierung von Induktivitäten in Integrierten Schaltungen bietet der Gyrator gute Aussichten. Insbesondere wegen der starken Gegenkopplung hat die Gyratorschaltung im Vergleich zu bekannten Lösungen für die Induktivitätsdarstellung eine hohe Stabilität. Gu.

(Nach Butler, F.: Gyrators - using direct-coupled transistor circuits. Wireless World Bd. 73 (1967) Nr. 2, S. 89-93)

Diode-Schaltungstechnik

Von W. Taeger. Berlin 1967, Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik GmbH. 144 S. m. 170 B. u. 9 Tab. DIN A 5. Preis in Ganzl. 21 DM.

„Die Halbleitertechnik ist noch im Stadium fortschreitender Entwicklung, so daß manche Schaltungen mit Dioden, Transistoren und anderen elektronischen Bauteilen oftmals erst dann verwirklicht werden, wenn der verwendete Halbleiter Typ schon fast überholt ist“, sagt der Verfasser des jetzt erschienenen Buches unter anderem im Vorwort. Schon dieser eine Satz kennzeichnet die Schwierigkeiten, denen der Verwender von Halbleiterdioden gegenübersteht. Sie lassen sich auch nicht - wenigstens vorläufig nicht - durch noch so neue Listen und Bücher beseitigen. Der Sinn des

Neu Hier ist die Braun Anlage, die so aussieht wie eine kleine «Studio 1000», aber weniger kostet und trotzdem sehr viel leistet!



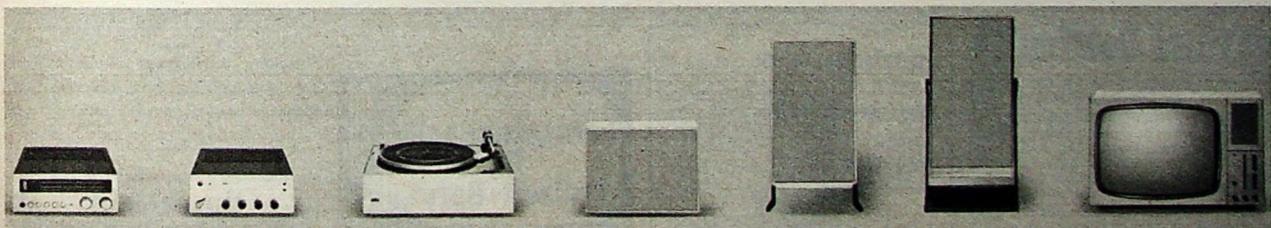
Ausgestattet mit einer Vielzahl von Regel- und Schaltmöglichkeiten und den Übertragungseigenschaften von hochqualifizierten HiFi Geräten, erlauben diese Bausteine eine individuelle Anpassung an die finanziellen Möglichkeiten ohne einschneidende Konzessionen an die Wiedergabequalität machen zu müssen: So kann der Tuner CE 500 und der Verstärker CSV 250 z. B. mit den Lautsprechern L 300, L 450, L 700 zu Anlagen verschiedener Preisstufen zusammengestellt werden.

BRAUN

Mit diesen neuen HiFi Bausteinen haben Sie alles, was Sie bei einer guten HiFi Anlage brauchen:

Empfangs- und Wiedergabequalität nach strengsten HiFi-Maßstäben (alle Geräte übertreffen DIN 45500 und sind dazu volltransistorisiert), einen «new look», der der großen Braun Musikanlage Studio 1000 in nichts nachsteht, und preiswerte High Fidelity ohne «billig» zu sein.

Abbildungen unten: neue Geräte 1966/67



**HIFI Stereo Tuner
CE 500**
Groß Reichweite,
hohe Trennschärfe,
Empfang von UKW,
UKW-Stereo, MW,
LW. KIrrfaktor 0,5%.
Gehäuse Stahlblech
mit anthrazitgrauem
Kräusellack, Front-
platte Aluminium.
DM 995,-.

**HIFI Stereo
Verstärker CSV 250**
Gut abgestimmtes
Instrumentarium an
Reglern und Schal-
tern. KIrrfaktor 0,5%,
2x15W Sinusaus-
stieg. Gehäuse
Stahlblech mit
anthrazitgrauem
Kräusellack, Front-
platte Aluminium.
DM 698,-.

**HIFI Stereo Platten-
spieler PS 402**
Mit Kristallsystem
Elac KST 110 ausge-
rüstet und Magnet-
system nachrüstbar.
Auch an Rundfunk-
geräte anschließbar!
Gehäuse: Metall mit
graphitfarbenem
Kunststoff. Deckel
als Zubehör. DM 368,-

**Stereo Lautsprecher
L 250**
Zusatzausprecher
oder für kleinere
Stereo-Anlagen wie
Atelier oder TC 20.
Beschriftung ein Breit-
bandausprecher.
Ausführung weiß
oder Nußbaum.
Einzel DM 130,-
Paarweise verpackt
DM 260,-

**HIFI Studio Laut-
sprecher L 800**
Durch hohe Belast-
barkeit (40Watt) auch
für größere Räume
geeignet. Drei Laut-
sprecher-Systeme.
Impedanz 8 Ohm.
Ausführung weiß
oder Nußbaum.
DM 840,-. Zubehör
Fußgestell LF 700.

**HIFI Studio Laut-
sprecher L 800**
Weiterentwicklung
der bekannten L 80.
Gestaltung Transpa-
renz. 4 Lautsprecher-
systeme. Belastbar-
keit 40 Watt, Impedan-
z 8 Ohm. Aus-
führung weiß oder
Nußbaum. DM 1290,-
Zubehör Fußgestell
LF 80.

**Fernsehempfänger
FS 600**
Regal-, Tisch- oder
Standgerät. Druck-
taastentuner für alle
Programme. Großer
Frontlautsprecher.
Empfangsbereiche
Band I, III, IV, V.
Ausführung hellgrau
DM 998,- oder Nuß-
baum DM 1020,-.
Zubehör Fußgestell.

Buches ist vielmehr, den nicht so mit den einzelnen Halbleiterarten vertrauten Technikern und Studierenden eine anschauliche Darstellung von der Vielfältigkeit der zur Verfügung stehenden Diodenarten und ihrem möglichen Einsatz in praktischen Schaltungen zu geben.

Die ersten Abschnitte des Buches vermitteln Angaben zum Aufbau und zum grundsätzlichen Verhalten von Halbleiterventilen (Kupferoxydulgleichrichter, Selengleichrichter, Kristalldetektoren, Germanium- und Siliziumdioden, Siliziumgleichrichter in der Starkstromtechnik, steuerbare Gleichrichter) unter den verschiedensten Betriebs- und Umweltbedingungen. Auch der Photoeffekt bei Halbleitern ist dabei ausführlich beschrieben. In den folgenden Abschnitten werden viele Beispiele derzeitiger Anwendungen an Hand von Schaltungen gebracht (Leistungsgleichrichterschaltungen, Frequenzvervielfachung mit Dioden, Dioden als Schalter, Dioden als Schwingungsgeber, Dioden als Kapazitäten, Dioden als Modulatoren, Dioden in der Rundfunkempfangstechnik, Dioden in der Fernsehselektrotechnik, Mischschaltungen mit Dioden). Die Zenerdiode wird als vielverwendetes Hilfsmittel für Spannungsstabilisierungen und für andere Zwecke in einem besonderen Hauptabschnitt behandelt. Abschließend folgen – ebenfalls mit Schaltungsbeispielen – Hinweise zur Verwendung von Dioden und Gleichrichtern in der Meßtechnik. Das Buch gibt eine erwünschte und schnell fassbare Übersicht; es vermittelt viele Anregungen. jü.

Lehrgänge

Die Handwerkskammer Lübeck veranstaltet in der Zeit vom 17.-27. April 1967 in Kiel (im Abendunterricht) den Lehrgang „Einführung in die Farbfernsehtechnik I - Theorie“. Nähere Auskünfte: Handwerkskammer Lübeck, Abteilung Technik, 24 Lübeck, Breitestraße 10/12, Telefon 7 17 41.

Aus dem umfangreichen März- und April-Programm der Gewerbeförderungsanstalt der Handwerkskammer Düsseldorf sei auf nachstehende Vorträge und Lehrgänge hingewiesen:

7. 3. 1967, 18.30-21.30 Uhr (Einzelvortrag): „Die Empfangsantenne bei Rundfunk- und Fernsehempfang“; Gebühr 3 DM.

Beginn 31. 3. 1967, jeweils freitags 18.30-20.45 Uhr (12 Wochen): „Elementare Einführung in die Steuerungstechnik mit elektronischen Elementen (Digitale Steuerungstechnik)“; Gebühr 30 DM.

Beginn 5. 4. 1967, jeweils mittwochs 18.30-20.45 Uhr (10 Wochen): „Einführung in die Physik der Halbleiterdiode und Transistoren“; Gebühr 50 DM.

Beginn 19. 4. 1967, jeweils mittwochs 18.30-21.00 Uhr (12 Wochen): „Elektrotechnische Grundlagen der Elektronik, B“; Gebühr 60 DM.

Nähere Auskünfte: Gewerbeförderungsanstalt der Handwerkskammer Düsseldorf, 4 Düsseldorf, Volmerswerther Straße 75, Telefon 39 20 82.

In der Zeit vom 20. März bis 15. Juni 1967 finden in der Schulungsstätte des Zentralverbandes des Deutschen Elektrohandwerks in Schotten/Oberhessen folgende Lehrgänge statt:

Nr.	Lehrgang	Zeit
1 A	Einführung in die Elektronik; Teil 1	20. 3.-23. 3.
1 B	Einführung in die Elektronik; Teil 2	29. 3.- 1. 4.
2 A	Elektronik · Aufbau; Teil 1	4. 4.- 7. 4.
2 B	Elektronik · Aufbau; Teil 2	11. 4.-14. 4.
3	Angewandte Elektronik und Abnahme der Prüfung	18. 4.-21. 4.
4	Fernsehen · Schaltung, Reparatur	25. 4.-28. 4.
5	Farbfernsehen · Grundlagen	9. 5.-12. 5.
6 A	Farbfernsehen · Aufbau; Teil 1	17. 5.-20. 5.
6 B	Farbfernsehen · Aufbau; Teil 2 und Abnahme der Prüfung	30. 5.- 2. 6.
1 A	Einführung in die Elektronik; Teil 1	6. 6.- 9. 6.
1 B	Einführung in die Elektronik; Teil 2	12. 6.-15. 6.

Die Lehrgänge beginnen um 9.00 Uhr und finden ganztägig statt. Nähere Auskünfte: Zentralverband des Deutschen Elektrohandwerks, 6 Frankfurt a. M., Rheinstraße 19, Telefon 72 26 94.

Ergänzung und Berichtigung

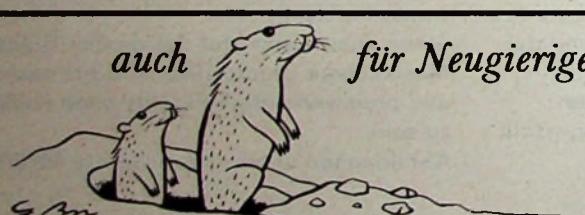
Ein HI-FI-Stereo-Tuner. Funk-Techn. Bd. 21 (1966) Nr. 22, S. 797-798, u. Nr. 23, S. 843-846

Der für die Platinen angegebene Maßstab 1:1 ist nicht richtig. Die Originalabmessungen sind 100 mm × 70 mm für Tuner und ZF-Teil, 122 mm × 62 mm für den Decoder und 95 mm × 26 mm für die Schaltstufe.

Der Bestückungsplan für den Stereo-Decoder enthält zwei Fehler: Statis R 8 (neben C 14) muß es R 18 heißen; das nichtbezeichnete Baulement neben R 25 muß R 23 heißen.

Für die Transistoren T 1 bis T 4 der Schaltstufe ist der Typ 2N3708 und für T 5 der Typ 2N3706 zu verwenden. Alle Transistoren 2N3708 im Decoder und in der Schaltstufe sollten eine Stromverstärkung $B \geq 125$ haben.

An Stelle der Transistoren TIXIM 08 im ZF-Verstärker lassen sich ohne Änderungen auch Transistoren vom Typ AF 200 verwenden.



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



Lieferung nur an
Fernsehwerkstätten
(Privat-Besteller
bleiben unbeliefernt)

Ersatzteile durch
heninger

Jetzt kaufen!

Preise stark herabgesetzt
für Schreibmaschinen aus
Verfügung und Retouren.
Vom kleinen Gerät bis zum
großen Koffer. Fordern
Sie Gratistandart K 907
Deutschlands größtes
Schreibmaschinenhaus
34 GOTTINGEN, Postfach 601

Kaufgesuche

HANS HERMANN FROMM bittet um Angebote kleiner und großer Sonderposten in Empfänger-, Sende- und Spezialräumen aller Art. Berlin 31, Fahrweg Platz 3, Telefon: 67 33 95 / 98, Telex: 1-84 508

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

GÖRLER

Bausteine für Labor Werkstätten Amateure

u.a. Transistor-UKW-Tuner, Stereo-ZF-Verstärker, Stereo-Decoder. Ausführliche Beschreibungen mit Bild und Schaltplan in der RIM-Bausteinfiliale DM 3,50. Bei Nachnahme DM 5,-

RADIO-RIM Abt. F. 2

8 München 15 • Postfach 275

Fernsehtechnik für Freizeit+Beruf

Von der Sendung bis zum Empfang auf dem Bildschirm mit Reparaturtechnik und Farbfernsehen. Ausbildung d. bzw. Fernstudium für den Beruf oder als interessante Freizeitbeschäftigung. Keine Vorkenntnisse erforderlich. Fordern Sie kostenl. die Informationsbroschüre F 9 an beim Institut für Fernunterricht · Brünnen 17

Gedruckte Schaltungen selber anfertigen. Anleitung mit Beispielen DM 1,50. Kaho-Elektroversand, 65 Mainz / 1180

Unterricht

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



NEUERSCHEINUNG

Dioden-Schaltungstechnik

Anwendung und Wirkungsweise der Halbleiterventile

von Ing. WERNER TAEGER

AUS DEM INHALT:

Einleitung

Halbleiterventile: Kupferoxidulgleichrichter · 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

Frequenzvervielfachung 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 Schwingungserzeuger

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 Schwarzpegels im Fernsehempfänger

Dioden in der Fernseh sendetechnik: 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

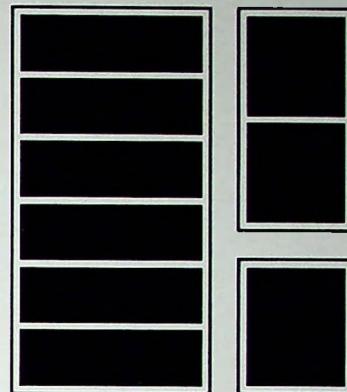
Zu beziehen durch jede Buchhandlung im Inland und im Ausland sowie durch den Verlag

Spezialprospekt auf Anforderung

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

metallgehäuse

nach
DIN 41490
und dem
19" System

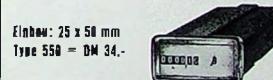


Paul Leistner
GmbH
2 Hamburg 50
Klausstr. 4-6
Telefon 381719

LEISTNER

Lieferung über den bekannten Fachhandel

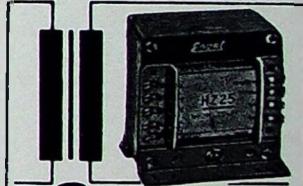
Betriebsstundenzähl器 „Horacont“



Einbau: 25 x 50 mm
Type 550 = DM 34,-

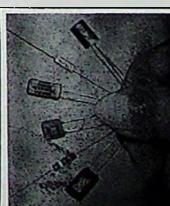
Unentbehrlich für einen wirtschaftlichen Austausch von Abtastsystemen u. Tonköpfen bei Hi-Fi- und Bandgeräten. Höchste Aufnahme- u. Wiedergabe-Qualität sind somit jederzeit gewährleistet.

Kontrolluhrenfabrik Julius Bauer
7241 Empfingen, Horberg 34



Rundfunk-Transformatoren

für Empfänger, Verstärker
Meßgeräte und Kleinsender
Ing. Erich u. Fred Engel GmbH
Elektrotechnische Fabrik
62 Wiesbaden - Schierstein



Elektronische Bauteile

Besonders preisgünstige Miniatur-Bauteile für transistorisierte Schaltungen. In unserer kostenlosen Preisliste finden Sie:
Si- und Ge-Transistoren, und Dioden, Widerstände, Elementriegel
Mylar - Keramik - Elektrolytkondensatoren, Schmelzkerne, Leiter-
bahnplatten usw.

Prempler MM.-Versand ab Lager! Preisliste anfordern!
M. LITZ elektronische Bauteile
7742 St. Georgen · Postfach 55



9529

178 171

10020

E.-Thälmann-Str. 56

Prüf-Garantie

Graetz

Hinter dieser Karte stehen 1967
die strengsten Qualitäts-Prüfungen,
die es bei Graetz je gab.

Formschöne Geräte zu bauen, das ist heute keine Kunst. Formschöne Geräte aber, die innen so gut (und für Sie servicefreudlich) sind wie außen

— dazu gehört Erfahrung und eine erbarmungslose Prüfmethodik, die jede kleinste Unstimmigkeit aufspürt und ausmerzt.

Deshalb haben wir den Maßstab für unsere Zwischen- und Endprüfungen 1967 noch weiter verschärft.

Deshalb verwenden wir heute nursorgfältig ausgewählte und einer ständigen Überwachung unterworfen Bauteile. Und deshalb ist die rot-weiße Graetz Prüfgarantie-Karte kein

bloßes „Anhängsel“ am Fernsehgerät, sondern der beste Leistungsbeweis unserer Werke. Und für Ihre Kunden die optimale Sicherheit, ein wirklich durch und durch solides und dauerhaftes Gerät zu kaufen.

Ein guter Grund, um Graetz zu führen.

Begriff
des
Vertrauens

Graetz

