

BERLIN

FUNK- TECHNIK

A 3109 D



58329

A71

10020

E.-Thälmann-Str. 56

16 1966
2. AUGUSTHEFT



WENN "FARBIG" UND SCHWARZ-WEISS DASSELBE IST...

... kann das zum Beispiel so aussehen. Handelt es sich aber nicht um einen Menschen – kann es nur um die „Neuen“ von fuba gehen. Farbig und schwarz-weiß ist für diesen neuen Antennentyp wirklich dasselbe. Sie bekommen damit eine hervorragende Schwarz-Weiß-Antenne, die Ihnen auch einen guten Empfang von künftigen Farb-Fernsehsendungen ermöglicht. Wir können ab 1967 mit Farbfernseh-Programmen rechnen und sollten unseren Kunden demgemäß nur zukunftssichere Technik anbieten.

ANTENNEN FÜR HEUTE UND MORGEN

fuba x **Color**

AUS DEM INHALT

2. AUGUSTHEFT 1966

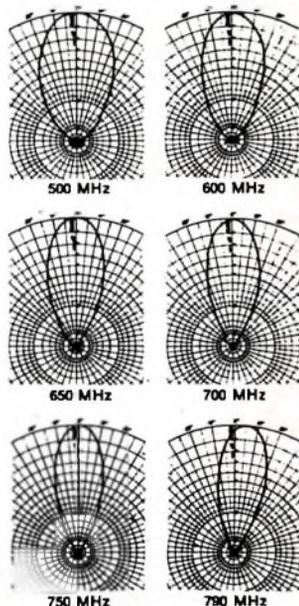
gelesen · gehört · gesehen	572
FT meldet	574
Programmiertes Lernen	575
Rundfunk	
Konstruktive und schaltungstechnische Einzelheiten des Reiseempfängers „Diva“	576
Magneton	
„SL 200 Stereo“ · „SL 220 Stereo“: Stereo-Tonbandgeräte mit interessanten elektrischen und mechanischen Merk- malen	577
Fernsehen	
Ein Fernsehempfänger der Luxusklasse mit Motorwahl ..	581
Ausbildung	
Programmiertes Lernen in England	583
Persönliches	584
Farbfernsehen	
Einführung in die Farbfernsehtechnik	F 32
Rundfunk	
UKW-Hi-Fi-Stereo-Tuner „UKW 1000“	585
Ein Gerät zur Verdeckung von Störgeräuschen	587
Für Werkstatt und Labor	
Universal-Quarzgenerator	588
Für den KW-Amateur	
Die Kurzwellenausbreitung in der Ionosphäre und ihre Vorhersage	589
Von Sendern und Programmen	591
Für den jungen Techniker	
Hochfrequenzoszillatoren mit Schwingkreisen	592
Fernseh-Service	
Starke Fahnenbildung	594
Bild nicht einwandfrei zu linearisieren	594
Durch Messen zum Wissen	596
Aus der Industrie	598

Unser Titelbild: Bei der Sprachlehranlage „TSL 85“ von Telefunken kann der Lehrer den Stoff über Mikrofon auf Tonband sprechen und fremdsprachliche Texte vom Plattenspieler oder Rundfunkgerät einblenden. Es ist möglich, das Lehrprogramm auf jedes einzelne Schüler-Tonbandgerät oder auf alle zugleich zu überspielen. Auch kann sich der Lehrer bei einzelnen oder allen Schülern helfend und kontrollierend einschalten oder vorausgeeilten Schülern neue Aufgaben stellen. Mit einer Zweiprogramm-Anlage läßt sich auch Simultan-Unterricht in zwei Sprachen durchführen. Aufnahme: telefunkenbild

Aufnahmen: Verfasser, Werkaufnahmen, Zeichnungen vom FT-Atelier nach Angaben der Verfasser. Seiten 570, 595, 599 und 600 ohne redaktionellen Teil



unter der Lupe

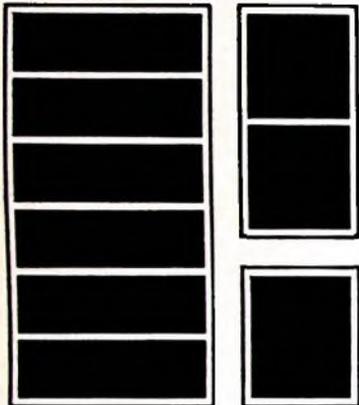


Die Horizontalstrahlendiagramme der tuba XC 43 D, gemessen bei den jeweils angegebenen Frequenzen, bestätigen eine der wesentlichen, guten Eigenschaften des tuba x-color-Systems: Das Fehlen aller störenden Nebenzipfel. Gemeinam mit dem hohen Gewinn und dem außerordentlich guten Vor-Rückverhältnis die Gewähr für ausgezeichneten Empfang aller Schwarz-Weiß- und Farbendungen.



ANTENNEN FÜR HEUTE
UND MORGEN

metall- gehäuse



nach
DIN 41490
und dem
19" System



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

LEISTNER

Lieferung über den bekannten Fachhandel

ANTENNENTESTGERÄTE



μ V - mV - Meter
transistorisiert
für VHF-UHF

leicht tragbar



gelesen · gehört · gesehen



Farbfernsehmonitor für PAL-System

Der von SEL seit zwei Jahren hergestellte Farbfernsehmonitor „MF 01“ wird jetzt serienmäßig für das PAL-Farbfernsehsystem ausgerüstet. Die bisherigen Ausführungen waren so ausgelegt, daß sie automatisch auf die Systeme NTSC oder PAL umschalteten. Die Monitore der nun anlaufenden Serie sind den von der EBU (European Broadcasting Union) vorgeschlagenen PAL-Parametern angepaßt.

Der Monitor enthält eine 16"-Farbbildröhre, die ein absolut rechteckiges Bildformat mit einem Seitenverhältnis von 3:4 ohne Bildüberschreibung gestattet. Mit Ausnahme der Zeilen-Endstufe ist die Schaltung ausschließlich mit Halbleitern (vorwiegend Siliziumtransistoren) bestückt. Dadurch wird eine kompakte Bauweise mit verhältnismäßig kleinen Abmessungen erreicht. Neben der Standardausführung für Ansteuerung mit einem codierten PAL-Signal ist eine Ausführung für Ansteuerung mit uncodierten Rot-, Grün- und Blau-Signalen lieferbar.

Medizinisches Farbfernsehen

Anlässlich der „Interhospital“ und des 4. Deutschen Krankenhaustages in Stuttgart stellte Philips eine neuentwickelte Farbfernsehkamera mit Plum-bikonröhren für medizinische Zwecke vor. Durch Volltransistorisierung des kompletten Farbfernseh-Kamerazuges – mit Ausnahme der Video-Eingangsstufen – wurde es unter anderem möglich, den Kamerakopf in eine Spezial-Operationsleuchte (Quarzlampengesellschaft mbH) einbauen zu können. Im Gegensatz zu bisherigen Lösungen kann der dort erforderliche 90°-Spiegel, der bei der seitlichen Anordnung der Farbfernsehkamera an der OP-Leuchte notwendig war, entfallen.

Fahrzeug-Sprechfunkgerät „KF-T Standard“

Das neue preisgünstige UKW-FM-Fahrzeug-Sprechfunkgerät „KF-T Standard“ von R. Bosch Elektronik gewährleistet eine Sprechverbindung über mittlere Entfernungen. Durch zahlreiche Ergänzungs- und Sondereinrichtungen kann es unterschiedlichen betrieblichen Aufgaben angepaßt werden. Es verzichtet gegenüber der Ausführung „KF-T“ auf Mehrkanalbetrieb.

Erste eichfähige elektromechanische Waage

Die Genauigkeit einer elektromechanischen 10-t-Brücken-

waage von Philips konnte so weit gesteigert werden, daß sie dem Eichgesetz der Bundesrepublik entspricht. Damit wird diese Waage als Handelswaage zugelassen. Die bisherige Verwendung elektromechanischer Wiegeanlagen beschränkte sich wegen der begrenzten Genauigkeit auf betriebsinterne Aufgaben. Das Eichgesetz für Handelswaagen legt einen Eichfehler von $\leq \pm 6\%$ und einen Verkehrsfehler von $\leq \pm 1,2\%$ fest. Bei der von der Physikalisch-Technischen Bundesanstalt in Braunschweig zur Eichung zugelassenen Waage lagen die bei der Prüfung der Langzeitkonstanz und der Reproduzierbarkeit aufgetretenen Fehler unterhalb des Kleinstwertfehlers von $\pm 1,2$ kg.

Unterrichtsreaktor in der Schule für Kerntechnik in Leopoldshafen

Im Kernforschungszentrum Karlsruhe wurde außer den größeren Reaktoren auch ein kleiner Siemens-Unterrichtsreaktor („SUR“) aufgestellt, der für die Ausbildung von Kerntechnikern und Kernphysikern bestimmt ist. Der „SUR“ mit einer Leistung von „nur“ 100 mW steht in der zum Kernforschungszentrum gehörigen „Schule für Kerntechnik“ in Leopoldshafen bei Karlsruhe.

Silikonkautschuk- Isolierschläuche

Wegen seiner guten technischen Eigenschaften wie extreme Kälteflexibilität, Heißluftbeständigkeit und hohes elektrisches Isoliervermögen wird der Silikonkautschuk „Silopren“ der Farbenfabriken Bayer nicht nur bei der Herstellung von Kabeln und Leitungen, sondern auch für Isolierschläuche verwendet. Diese Isolierschläuche werden beim Löteten weder weich noch verformt, und die Durchschlagfestigkeit der Isolierung bleibt bis etwa 200°C unverändert. Auch der gefürchtete Wärmedurchschlag infolge dielektrischer Erwärmung tritt praktisch nicht auf. Mit „Silopren“ isolierte Kabel und Leitungen können daher normalerweise im Dauerbetrieb um etwa 50% höher belastet werden als solche mit herkömmlicher Isolierung.

Bildübertragungseinrichtung für Elektronenmikroskope

Als Zusatzeinrichtung für Elektronenmikroskope brachte Siemens eine Bildübertragungseinrichtung heraus, die aus einer mit dem Elektronenmikroskop gekoppelten Fernsehkamera, einer Impulszentrale und den angeschlossenen Sichtgeräten besteht. Das Leuchtschirmbild wird über eine



Tandem-Optik auf der lichtempfindlichen Halbleiterschicht des Resistrons in der Kamera abgebildet. Auf dem angeschlossenen Kontrollgerät mit 17-cm-Bildröhre ergibt sich eine etwa vierfache Nachvergrößerung gegenüber der primären Abbildung auf dem Endbildschirm des Elektronenmikroskops. Gegenüber der Betrachtung des Original-Leuchtschirmbildes ergeben sich bei Verwendung der Bildübertragungseinrichtung verschiedene Vorteile. Zum Beispiel läßt sich die Bildhelligkeit so weit verstärken, daß die Sichtgeräte auch in nicht verdunkelten Räumen aufgestellt werden können. Ferner kann man das Leuchtschirmbild im Elektronenmikroskop sehr lichtschwach halten, so daß das abzubildende Präparat durch den Elektronenstrahl nur wenig belastet wird.

Satelliten-Nachrichtennetz für die amerikanische Armee

Das Verteidigungsministerium der USA wird ein Satelliten-Nachrichtennetz für Militärzwecke errichten, das weltumspannende Sprechfunk- und Fernschreibverbindungen ermöglichen soll. Die ersten der dazu benötigten Satelliten werden noch im Laufe dieses Jahres abgeschlossen werden. Die Bodenverbindungsstellen, die die Hughes Aircraft Company für die Satelliten-Nachrichtengeneratoren (SATCOM) der amerikanischen Armee baut, sind transportabel und können innerhalb von 48 Stunden errichtet und in Betrieb genommen werden. Die erste dieser Bodenstationen wurde Anfang dieses Jahres ausgeliefert. Jede Bodenstation - „Mark 1B“ genannt - hat eine Parabolantenne mit einem Durchmesser von 12,19 m, die zum Schutz gegen die Witterung in einem doppelwandigen, aufpumpbaren Radom von 17,68 m Höhe untergebracht ist. Die Bodenstationen können gleichzeitig je vier Sprechfunk- und Fernschreibmittlungen aussenden und empfangen sowie Funkbilder übertragen.

Stößelmagnetzylinder für Tischgasleuchter

Bei einem neuen Stößelmagnetzylinder von Bosch wird Bewegungsenergie mit Hilfe eines Permanentmagneten nach dem Induktionsprinzip in elektrische Energie umgewandelt. Der magnetische Kreis besteht aus einem Alnico-Magneten, zwei feststehenden lamellierten Polschuhen und einem beweglichen lamellierten Gleitstück, dem Stößel, und ist auf einer Gehäuseplatte isoliert angeordnet. Der Zündanker mit einer

Primär- und einer Sekundärwicklung wird so in den Kreis eingefügt, daß die Stoßstelle in der Mitte der Spule zwischen feststehendem Polschuh und Stößel liegt. Der Primärkreis wird über einen Unterbrecher gesteuert.

Zum Auslösen des Zündfunken genügt die Betätigung einer Drucktaste. Hierbei wird eine zwischen Drucktaste und Stößel eingeschaltete Druckfeder so gespannt, daß schließlich die Federkraft gegenüber der Haltekraft des Alnico-Magneten überwiegt und den Stößel schlagartig verschiebt, wodurch eine Flußänderung erreicht wird. Diese Flußänderung erzeugt in der Primärwicklung einen Strom, der durch den Unterbrecher rechtzeitig unterbrochen werden muß. Gesteuert wird der Unterbrecher über die Stößelunterkante. Der erreichte Spannungsstoß in der Sekundärwicklung liefert eine bei den äußerst geringen Stromstärken ungefährliche Spannung von etwa 8,5 kV, mit der sich eine Funkenlänge von mindestens 4,5 mm (gemessen am ionisierten Funkenzieher) ergibt.

33-Tage-Daueraufzeichnung auf 570 m Tonband

Ein Bandgerät in einem in den USA entwickelten Unterwasser-Seismografen, das alle Bebenwellen und Erdschütterungen, auch die von unterirdischen Atomexplosionen registriert, arbeitet mit der extrem niedrigen Bandgeschwindigkeit von weniger als 12 mm/min. Daher reicht ein nur 570 m langes Tonband für eine 33 Tage dauernde ununterbrochene Aufzeichnung aus.

Schottky-Barrier-Gallium-Arsenid-Varaktordioden

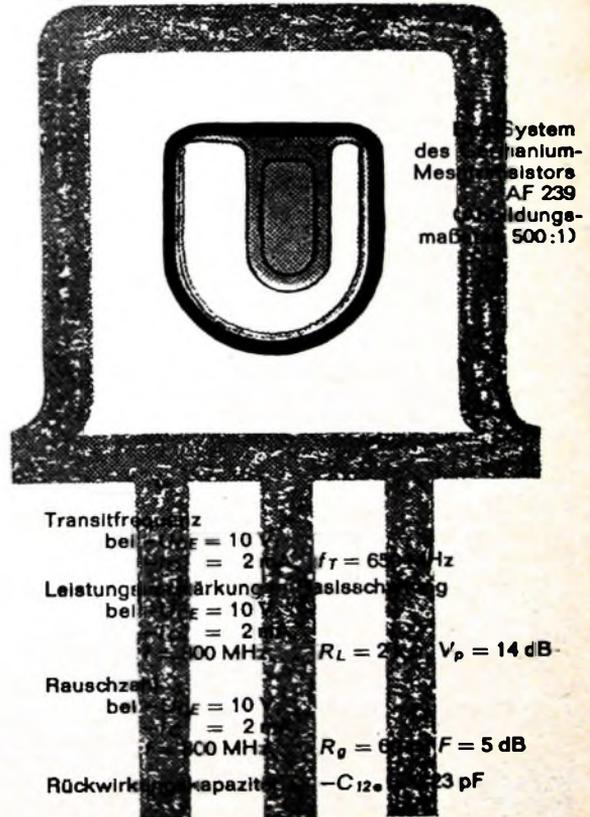
Unter der Bezeichnung TIXV05 bis TIXV07 brachte Texas Instruments eine neue Serie Schottky-Barrier-Planar-Epitaxial-Gallium-Arsenid-Varaktordioden (Grenzfrequenz 500 GHz, Durchmesser etwa 3,1 mm) für im K_u -Band arbeitende parametrische Verstärker heraus, die zum Einsatz in der Radar- und Nachrichtentechnik, im Raketenwesen und in der Weltraumtelemetrie bestimmt sind. Wegen ihrer extremen Rauscharmut (3 dB bei 16,5 GHz) läßt sich mit den neuen Dioden die Empfindlichkeit von Radarempfängern erheblich steigern, wodurch die Senderleistung herabgesetzt werden kann. Der große Durchstimmbereich (um zwei Größenordnungen besser als bei üblichen Varaktordioden) erlaubt die Verringerung der Anzahl der Abstimmeme-

VALVO

BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

AF 239 Ein neuer UHF-Transistor in Mesatechnik

Der Germanium-PNP-Transistor AF 239 ist eine Weiterentwicklung des bekannten UHF-Transistors AF 139. Die Anwendung fotolithografischer Verfahren bei der Herstellung von Germanium-Transistoren erlaubt neue Mesa-Strukturen, die wesentlich verbesserte Hochfrequenzeigenschaften des Transistors ergeben: höhere Transitfrequenz, höhere Leistungsverstärkung, kleinere Rauschzahl und kleinere Rückwirkungskapazität. Der Transistor AF 239 ist mit der gleichen Anschlußfolge wie der Transistor AF 139 im TO-18-Gehäuse untergebracht.



System des Germanium-Transistors AF 239 in Mesatechnik (Vergrößerung 500:1)

Transitfrequenz
bei $I_C = 10 \text{ mA}$
 $f_T = 200 \text{ GHz}$

Leistungsverstärkung
bei $I_C = 10 \text{ mA}$
 $f = 200 \text{ MHz}$ $R_L = 200 \Omega$ $V_p = 14 \text{ dB}$

Rauschzahl
bei $I_C = 10 \text{ mA}$
 $f = 200 \text{ MHz}$ $R_g = 600 \Omega$ $F = 5 \text{ dB}$

Rückwirkungskapazität
 $-C_{12} = 23 \text{ pF}$



VALVO GMBH HAMBURG

H 0098/734



HANS HERBERT KLINGER

Mikrowellen

Grundlagen und Anwendungen der Höchsthochfrequenztechnik

AUS DEM INHALT:

Resonatoren: Quasistationärer LC-Kreis · Topfkreise · Hohlraumresonatoren · Fabry-Perot-Resonator

Wellenleiter: Koaxialleitungen · Hohlleiter · Wellenstrahlleiter · Verzögerungsleitungen

Verstärker und Generatoren: Dichtegesteuerte Röhren (Trioden) · Geschwindigkeitsgesteuerte Elektronenstrahlröhren · Wanderfeldröhren · Rückwärtswellenröhren · Magnetfeldröhren · Generatorröhren mit strahlenden Elektronen · Harmonische Generatoren · Parametrische Verstärker · Molekularverstärker (Maser) · Laser

Antennen und Reflektoren: Grundbegriffe und Definitionen · Parabolantennen · Linsenantennen · Spiralantennen · Trichterantennen oder Hornstrahler · Schlitzzstrahler · Dielektrische Antennen (Stielstrahler)

Nachrichtenübertragung mit Höchsthochfrequenz: Ausbreitung von Mikrowellen · Rauschen · Terrestrische Richtfunkstrecken · Weltraumfunk · Planetarische Richtfunkverbindungen · Nachrichtenübertragung mit Hohlkabeln

Radar: Radarprinzip · Impulsradar · Dauerstrichradar · Radarformel · Korrelationsverfahren · Sekundärradar

Radioastronomie: Radioteleskope · Solare Radiowellen · Kosmische Radiowellen

Mikrowellenspektroskopie: Mikrowellenspektroskope · Rotationspektren · Inversionspektren · Aufspaltung von Spektrallinien · Linienbreite · Chemische Anwendungen

Paramagnetische Resonanz: Das Wesen der paramagnetischen Resonanz · Experimentelle Methode · Paramagnetische Resonanzspektren

Anomale Dispersion und Absorption von Flüssigkeiten: Dielektrische Relaxation · Relaxation und Molekülgestalt · Relaxation und Molekülstruktur · Relaxation und Flüssigkeitsstruktur

Plasmadiagnostik

Industrielle, medizinische und biologische Anwendungen: Industrielle Anwendungen · Mikrowellentherapie

Meßverfahren der Höchsthochfrequenztechnik: Kristalldetektoren · Leistungsmessung · Impedanzmessungen · Dämpfungsmessung · Wellenlängen- und Frequenzmessung · Beugungsmessung · Messung der Dispersion und Absorption

223 Seiten · 127 Bilder · 7 Tabellen · 191 Formeln
Ganzleinen 26,- DM

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

**VERLAG FÜR
RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH**
Berlin - Borsigwalde · Postanschrift: 1 Berlin 52

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

Farbfernsehübertragungen
den Olympischen Spielen
in München

Die Fernsehübertragungen von den Olympischen Spielen 1972 in München werden erstmals völlig in Farbe ausgestrahlt werden. Zur Vorbereitung der Übertragungen wurde eine gemeinsame Kommission von ARD und ZDF gebildet

GVL fordert höhere Gebühren

Die Wiedergabe von Schallplatten im Rundfunk ist für die Rundfunkanstalten mit einer zusätzlichen Leistungsgebühr belastet; zur Zeit werden dafür etwa 0,97 DM je Sendeminute abgeführt. Die Gesellschaft zur Verwertung von Leistungsschutzrechten (GVL), die die Interessen der Interpreten und der Produzenten vertritt, verlangt jetzt jedoch das Zehnfache des bisherigen Satzes. Dabei beruft sie sich darauf, daß beispielsweise die Sendeanstalten in Finnland 6,68 DM in Dänemark 6,60 DM und in Schweden sogar 11,45 DM je Sendeminute bezahlen. Da die Rundfunkanstalten die Forderungen der GVL ablehnten, wurde ein Schiedsgericht angerufen. Vorsorglich wollen die Rundfunkanstalten die Verwendung von Schallplatten jedoch um 90% drosseln und mehr auf eigene Produktionen zurückgreifen. Wenn es nicht zu einer Einigung kommt, wird also bald manche Schallplattenplatte, für die der Rundfunk mit seinen Schallsendungen ja vielfach der „Wegbereiter“ ist, weitgehend unbekannt bleiben.

Neues Tonstudio der AKG in Wien

In Wien in der Markgräf Rüdiger Straße 6 (in der Nähe der Stadthalle) eröffnete die Akustische und Kino-Geräte GmbH (AKG) ein Tonstudio. Das Studio, das ein Bestandteil der stark ausgebauten Forschungsabteilung der AKG, Wien, ist, wurde nach modernen raumakustischen Grundsätzen gebaut und dient dazu, neuentwickelte Mikrofone nach der Laborprüfung im schalltoten Raum auch in der Praxis zu prüfen.

Fairchild Instrumentation eröffnet europäische Hauptvertretung Fairchild Instrumentation, eine Abteilung der Fairchild Camera and Instrument Corporation, USA, hat unter dem Namen Fairchild Instrumentation Limited eine europäische Hauptvertretung in England (Grove House, 551 London Road, Isleworth, Middlesex) eröffnet. Die Leitung der Hauptvertretung mit Verantwortung für das Gebiet Europa hat J. M. Die tz übernommen.

Fairchild Instrumentation ist Lieferant von Halbleitertest- und -meßgeräten. Sie fertigt unter anderem auch Kurvenzeichner, Digitalvoltmeter, Oszillografen und Verstärker in Festkörperbauweise.

Steigerung des Exports bei Nordmende

Im Jahre 1965 verzeichnete Nordmende eine beachtliche Steige-

rung des Exportumsatzes; gegenüber 1964 betrug die wertmäßige Zunahme 12%. Dieses Ergebnis wiegt um so mehr, als die Ausfuhr nach verschiedenen Ländern durch Importverbote unmöglich wurde und nach anderen Märkten durch Einfuhrkontingentierung gestört ist. Durch die Spaltung Westeuropas in zwei Wirtschaftsböcke hat sich eine weitere Vergrößerung der Zolldifferenzen zwischen den beiden Gemeinschaften ergeben und dadurch zu einer wachsenden Benachteiligung in den traditionellen Absatzgebieten der EFTA geführt.

„Fernseh-Philetta“ für die deutsche Fußballmannschaft

Nach ihrer Rückkehr aus England erhielten alle 22 Spieler der deutschen Fußballmannschaft von der Philips-GmbH eine „Fernseh-Philetta“.

Grundig Farbfernseh-Service-Lehrgänge

Im Frühjahr 1967 beginnen bei Grundig Farbfernseh-Service-Lehrgänge. Zu diesem Zeitpunkt stehen Vorseminar Muster der Farbfernsehempfänger zur Verfügung an denen die Lehrgangsteilnehmer ausgebildet werden. Nach Absolvieren des Lehrganges soll der Techniker in der Lage sein, Farbfernsehgeräte zu reparieren und sämtliche Einstellungen durchzuführen, die mit der Farbbildröhre zusammenhängen. Der Teilnehmer muß die Schwarz-Weiß-Fernsehtechnik beherrschen, ferner auch die theoretischen Grundlagen des Farbfernsehens. Anmeldungen nehmen nur Grundig-Werksvertretungen und Niederlassungen entgegen.

Druckschrift

„Fachlehrgang Farbfernsehen“
„Fachlehrgang Farbfernsehen“ ist der Titel einer zwölfseitigen Druckschrift (DINA 4), die nähere Angaben über den zweijährigen Fachlehrgang enthält, an dem Graetz und Schaub-Lorenz beteiligt sind. Die Lehrgangskosten betragen je Teilnehmer monatlich 33,- DM. Jedem Teilnehmer steht die Lieferung von mindestens 15 Lehrheften und mindestens vier Experimentier-Bausätzen zu. Jeder Teilnehmer hat ferner ein Anrecht auf 40 Stunden Laborpraktikum einschließlich kostenloser Benutzung von Farbfernsehgeräten, Farbbalkenkehrern und anderen Lehrmitteln während des Laborpraktikums. Außer Einzel-Ausbildungsverträgen können sogenannte Firmen-Ausbildungsverträge abgeschlossen werden.

Nordmende-Farbfernseh-Lehrgänge

Ende Juli 1966 wurden von Nordmende Einladungen zum bevorstehenden Beginn von Farbfernseh-Lehrgängen an den Fachhandel verschickt. Diese in Bremen stattfindenden Kurse sollen den Service-Technikern das Rüstzeug vermitteln, um nach dem offiziellen Start des Farbfernsehens im Herbst 1967 selbständig Nordmende-Farbfernsehempfänger aufzustellen und zu warten.

Chefredakteur: WILHELM ROTH

Chefkorrespondent: WERNER W. DIEFENBACH

Programmiertes Lernen

Die wissenschaftlich-technische Entwicklung verläuft mit allen durch sie ausgelösten Konsequenzen im mathematischen Sinne nach einer natürlichen Wachstumsfunktion (e-Funktion). Der Anstieg dieser Funktion nimmt stetig zu, und es ist wahrscheinlich, daß wir uns gegenwärtig nicht mehr auf dem flachen Teil der Kurve befinden. Diese Entwicklung nimmt auf den einzelnen Menschen im beruflichen wie auch im öffentlichen, privaten und zwischenmenschlichen Bereich einen bedeutsamen Einfluß. In vielen Berufen ist es heute nahezu sinnlos, von einer abgeschlossenen Ausbildung zu sprechen, weil ein großer Teil der erworbenen Kenntnisse in kurzer Zeit entweder unzureichend oder (seltener) sogar unbrauchbar wird.

Im Laufe der Zeit ist es aber auch zu einem immer ungünstigeren Verhältnis zwischen dem Gesamtbestand unserer Erkenntnisse und dem Wissen des einzelnen gekommen. Dieses Mißverhältnis, das zu einem in bezug auf die äußerst komplexe Umwelt informationsarmen Zustand des einzelnen Menschen geführt hat, macht es ihm schwer, Ereignisse und Verhaltensweisen seiner Mitmenschen richtig zu interpretieren. Unsicherheit, Mißtrauen und wirklichkeitsferne irrationale Hilfsvorstellungen sind die Folgen und führen infolge falscher Erwartungen zu häufigen Enttäuschungen.

Um diesem Sachverhalt zu begegnen, ist neben anderen Maßnahmen eine Intensivierung des Lernens und der Lernprozesse notwendig. Der zuerst in den USA bekanntgewordene „Programmierte Unterricht“ und die damit im Zusammenhang stehenden Lehrmaschinen bieten zweitens eine Möglichkeit zur Verbesserung der Kenntnisvermittlung.

Als Urheber des programmierten Lernens gilt S. L. Pressey. Er entwickelte 1926 ein Gerät, das zur automatischen Darbietung und Auswertung psychologischer Tests nach dem Vielfach-Auswahl-Prinzip diente. Dabei erkannte er, daß sein Gerät nicht nur diagnostische, sondern auch belehrende Funktionen haben konnte: Es zeigte sich, daß die Testperson das dargebotene Material leicht lernte, wenn beim Drücken der richtigen Antworttaste die nächste Testaufgabe im Bildfenster des Gerätes erschien, dagegen bei der Wahl einer anderen (falschen) Antworttaste die ursprüngliche Aufgabe im Bildfenster stehenblieb. Dadurch wurde der Lernende stets sofort über seinen Verhaltenserfolg orientiert. Dies bedeutet, daß die Rückkopplung, die in jedem Regelsystem eine wichtige Rolle spielt, innerhalb des Lernsystems immer aufrechterhalten bleibt. Presseys Anregungen fanden jedoch keinen Widerhall, und erst 1954 schlug B. F. Skinner ein Unterrichtsverfahren vor, das sich in fünf Punkten zusammenfassen läßt:

1. Der Lehrstoff ist in sehr kleine, sorgfältig aufeinander abgestimmte Informationseinheiten aufgeteilt.
2. Jede Informationseinheit enthält eine Aufgabe, Frage oder Satzstücke (zu ergänzender Begriff), die das Verständnis des Schülers überprüfen und ihn zu fortwährender eigener Aktivität zwingen sollen.
3. Die richtige Lösung wird erst nach Abgabe der Schülerantwort aufgedeckt und ermöglicht ihm die sofortige Erfolgskontrolle seiner Bemühungen. Richtige Lösungen erfahren durch die sofortige Bestätigung eine gedächtnismäßige Bestärkung, falsche Lösungen werden sogleich karrigiert und vom Schüler nicht behalten.
4. Das Tempo des Fortschreitens im Lehrgang ist vom Schüler frei wählbar.
5. Der programmierte Lehrgang wird empirisch erstellt. Die Entwürfe sind durchschnittlich acht- bis zehnmal an einer für die vorgesehenen Benutzer repräsentativen Stichprobe zu testen. Jeder Abschnitt des Programms, dessen Fehlerrate beim Test 5...10% übersteigt, gilt als unbrauchbar und ist neu zu schreiben.

Das aus (in gerader Linie) aufeinanderfolgenden kleinsten Informationseinheiten bestehende Programm Skinners wird als Linearprogramm

bezeichnet. Demgegenüber vertritt N. A. Crowder eine andere Form der Programmierung, bei der die Abstände zwischen den einzelnen Lehrstufen recht groß gehalten sind. Der Schüler kann unter mehreren Alternativen die ihm richtig scheinende Antwort auswählen und erfährt sodann, warum die gegebene Antwort richtig oder falsch war. Im Falle der falschen Beantwortung kann der Lernende ein Parallelprogramm durcharbeiten, das in kleinere Einheiten unterteilt ist und ihn zur richtigen Lösung führt. Danach kehrt er wieder zum Hauptprogramm zurück. Diese Programm-Verzweigung gewährleistet eine bessere Anpassung an die individuelle Lernfähigkeit des Schülers.

Das Bindeglied „Lehrmaschine“ zwischen dem Schüler und dem programmierten Lehrstoff übernimmt die Funktion des Präsentierens von Informationen. Dabei muß unterschieden werden, ob die Darbietung unabhängig vom Verhalten des Schülers erfolgt (starre Systeme), oder ob diese Funktion in Abhängigkeit von den Reaktionen des Schülers vorgenommen wird (anpassungsfähige Systeme). Die nur wenig anpassungsfähigen Lehrmaschinen eignen sich zur Darbietung von linearen, nicht verzweigten Programmen. Hierher gehören beispielsweise alle einfachen Geräte, die das Programm in Form von Papierblättern, einer Papierrulle oder Mikrolitern enthalten. Auch die programmierten Lehrbücher sind dieser Gruppe zuzuordnen, obwohl sie durch Verwendung verzweigter Programme nach Crowder anpassungsfähiger gestaltet werden können.

Am erfolgversprechendsten sind aber voll anpassungsfähige Lehrmaschinen, die sich nur mit Hilfe entsprechend programmierter elektronischer Rechenmaschinen verwirklichen lassen. Wenn ein derartiges System, das nach streng logischen Prinzipien arbeitet, als anpassungsfähige Lehrmaschine eingesetzt werden soll, muß gewährleistet sein, daß das Verhalten des Schülers logisch formulierbaren Gesetzmäßigkeiten unterliegt. Die moderne Psychologie liefert mit ihren statistisch-analytischen Methoden auch eine Reihe erfolgversprechender Ansatzpunkte, doch kann bisher nur von einer Grabstruktur der logisch formulierbaren Ergebnisse der Verhaltensforschung gesprochen werden. Immerhin gibt es allgemeine Kriterien, die für spezifische Anpassungsprozesse eines als Lehrmaschine eingesetzten Universalrechners geeignet zu sein scheinen, beispielsweise die je Zeiteinheit vom Schüler gemachten Lösungsversuche, der auf einen Durchschnittswert bezogene Schwierigkeitsgrad der richtig gelösten Aufgaben, die je Zeiteinheit richtig gelösten Aufgaben und die Verteilung falscher Schülerantworten über das gesamte Programm.

Die Auswertung dieser Kriterien ergibt eine Steuerfunktion, die aus dem im Rechner gespeicherten Lehrprogramm geeignete Informationen auswählt und zur Anzeige bringt. So wird erreicht, daß die Lehrmaschine stets für einen dem Lernverhalten des Schülers angepaßten Schwierigkeitsgrad der Lehrschritte sorgt. Von Vorteil ist, daß in Anbetracht der extremen Rechengeschwindigkeit nicht nur ein einzelner, sondern eine große Anzahl von Schülern gleichzeitig mit einem Elektronenrechner zusammenarbeiten können. Der wirtschaftliche Aufwand hält sich dadurch in sicherlich vertretbaren Grenzen — vor allem, wenn man sich überlegt, welche Bedeutung Bildung und Erziehung haben.

Auch in anderen Ländern beschäftigt man sich intensiv mit den Problemen des programmierten Lernens. Die Ausbildung und Schulung von Industrie- und Militärpersonal steht derzeit allerdings nach im Vordergrund. Doch wird man nach weiterer Erforschung der Lernprozesse mehr und mehr dazu übergehen, programmiertes Lernen auch in allgemeinbildenden und technischen Schulen einzuführen. Selbstverständlich ist der Lehrer damit nicht überflüssig geworden. Vielmehr kann er sich — und das ist durchaus wünschenswert — an Stelle des reinen Faktenunterrichts mehr der Vermittlung funktioneller Zusammenhänge annähern.

F. Gutschmid

Konstruktive und schaltungstechnische Einzelheiten des Reiseempfängers „Diva“

Sowohl in konstruktiver als auch in schaltungstechnischer Hinsicht weist der Koffersuper „Diva“ von Blaupunkt einige bemerkenswerte Details auf.

Nach Lösen von nur vier Schrauben läßt sich das komplette Chassis herausziehen, ohne daß die Bedienungsknöpfe abgenommen werden müssen (Bild 1). Damit ist ein Teil der Schaltung zugänglich. An den übrigen Teil kommt man nach Abnehmen des Lautsprechers vom Chassis heran (es sind ebenfalls vier Schrauben zu lösen). Der Empfänger ist auch in diesem Zustand betriebsbereit, sofern man das Anschlußkabel über die Druckknöpfkontakte DK (Bild 2, rechts unten) mit dem Batteriesatz verbindet.



Bild 1. Reiseempfänger „Diva“ mit zum Teil herausgezogenem Chassis

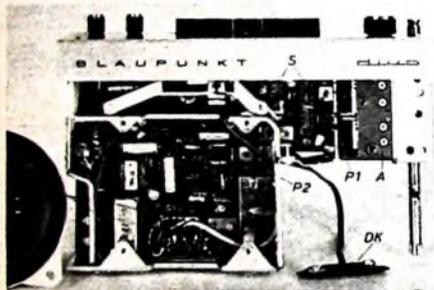


Bild 2. Das ganz herausgezogene Chassis mit abgenommenem Lautsprecher

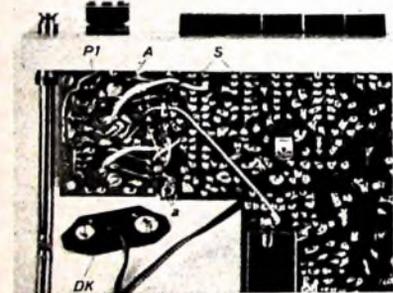


Bild 3. Teilansicht der Rückseiten der Schaltungsplatinen; a — Leitungen zwischen L4 und L5

men werden müssen (Bild 1). Damit ist ein Teil der Schaltung zugänglich. An den übrigen Teil kommt man nach Abnehmen des Lautsprechers vom Chassis heran (es sind ebenfalls vier Schrauben zu lösen). Der Empfänger ist auch in diesem Zustand betriebsbereit, sofern man das Anschlußkabel über die Druckknöpfkontakte DK (Bild 2, rechts unten) mit dem Batteriesatz verbindet.

Mit zur Betriebsicherheit des Gerätes trägt die konsequente Anwendung der

Tauchlötung bei Selbst der Spulenaufbau, die Drucklastenschalter S und der Abstimmeil A sind in die gedruckte Schaltung eingefügt und tauchgelötet (Bilder 2 und 3). Auf die Oberseite der Platine aufgedruckte Positionsbezeichnungen (Bild 2) erleichtern wesentlich das Zurechtfinden in der Schaltung.

Der gesamte Empfänger ist auf zwei Platinen P1, P2 untergebracht. Auf P1 befindet sich unter anderem der FM-Abstimmeil mit C1, C2, L1, L2 und dem ZF-Ausgangsübertrager L3, L4 (Bild 4). Der ZF-Ausgangsübertrager L3, L4 muß mit dem ZF-Eingangsübertrager L5, L6, der auf der großen Platine untergebracht ist, verbunden werden. Die sonst übliche Verbindung beider Übertrager ist im Bild 4 dargestellt: Anfang von L4 und Anfang von L5 sind direkt miteinander verbunden. Das Ende von L4 liegt an der Masseleitung der Platine P1 und das Spulende von L5 an der Masseleitung der Platine P2. Die Verbindung der beiden Masseleitungen ist gleichzeitig die Verbindung zwischen den Spulenden von L4 und L5. An jede dieser Masseleitungen sind viele Teile angeschlossen, wie im Bild 4 angedeutet. Über jede Masseleitung fließen die Betriebsströme HF, ZF und NF. Eine gemeinsame Leitung für die Verbindung von L4, L5 und für die beiden Masseleitungen kann zu Schwierigkeiten führen.

Deshalb wurden Masseverbindung und Spulenverbindung getrennt, wie es Bild 5 zeigt. Wegen der Kürze der beiden Leitungen zwischen L4 und L5 erübrigt sich ein Verdrehen (bei größerem Abstand zwischen den beiden Übertragern würden

Wegen der galvanischen Kopplung zwischen den beiden Transistoren T1 und T2 pegelt sich der richtige Arbeitspunkt auch bei Temperatureinflüssen stets automatisch ein.

Von der Größe des Emitterstroms des Transistors T2 hängt die Höhe des Spannungsabfalls U_1 an R5 ab. Abhängig von der Spannung U_1 ist die Größe des Basisstroms des Transistors T1 und damit auch die Höhe des Spannungsabfalls U_2 an R1. Die Lage des Arbeitspunktes des Transistors T2 wird durch die Höhe seiner Basisspannung U_3 beeinflußt. Die Basisspannung von T2 ist identisch mit der Kollektorspannung von T1. Wenn der Emitterstrom von T2 abzunehmen beginnt, wird U_1 kleiner, und damit sinkt ebenfalls U_2 , also auch die Basis-Emitter-Spannung von T1. Wird die Basis-Emitter-Spannung von T1 kleiner, dann sinkt auch der Kollektorstrom von T1, und damit werden U_2 die Kollektorspannung von T1 und die Basisspannung von T2 größer. Ein Ansteigen von U_2 bewirkt nun auch ein Ansteigen des Emitterstroms von T2. Hiermit ist T2 wieder auf die ursprüngliche Arbeitspunktage eingepegelt. Die beschriebene Verstärkerschaltung pegelt sich analog auch dann ein, wenn nicht der Arbeitspunkt von T2, sondern der von T1 aus Temperaturgründen zuerst zu wandern beginnt.

In Serie zu dem Emitter von T2 liegt über R4 die Diode D, die der Spannungstabilisierung dient. Die Spannung wird innerhalb gewisser Grenzen stabil gehalten; sie schwankt abhängig von dem Stromfluß durch T2 und abhängig von der Umgebungstemperatur. Die Transistoren, die mit dieser Spannung betrieben werden, sind damit gleichfalls temperaturkompensiert. Der Vorteil dieser Diodenschaltung ist, daß die zusätzliche Batteriebelastung sehr klein ist. Die Mehrbelastung durch die Stabilisierungsdiode beträgt nur 2 mA.

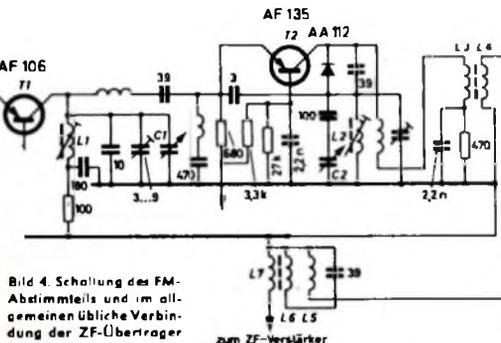
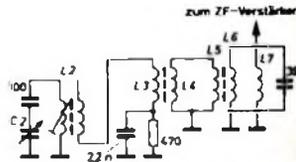


Bild 4. Schaltung des FM-Abstimmeils und im allgemeinen übliche Verbindung der ZF-Übertrager



SL 200 Stereo · SL 220 Stereo

Stereo-Tonbandgeräte mit interessanten elektrischen und mechanischen Merkmalen

Die Qualität einer Tonbandaufnahme ist nicht nur von den elektrischen Eigenschaften der Verstärker abhängig, sondern ebenso von einer präzise arbeitenden Mechanik die den Anforderungen neuzeitlicher Tonträger gerecht wird. Unter den Tonbandgeräte-Besitzern zeichnet sich ein immer stärker werdender Trend zur Verwendung von sehr dünnen Tonbändern wie zum Beispiel Doppelspielbändern oder Triple-Bändern ab. Mit den netzbetriebenen Vierspur-Tonbandgeräten¹⁾ „SL 100“

ziehung jedoch als recht vorteilhaft, da sie einen sehr innigen Kontakt zum Tonkopf erlauben, der besonders in der Vierspur-Technik sehr wichtig ist, um die unerwünschten „drop-outs“ (Aussetzer) zu verhindern. Damit nun unzulässig große Dehnungen bei hohen mechanischen Belastungsspitzen (wie beispielsweise bei Start- oder Bremsvorgängen) gänzlich vermieden werden, verließ man bei den neuen Konstruktionen die bisherigen Wege der Brems- und Antriebsmechanik.

Mechanischer Aufbau

Da die stärksten Zugbeanspruchungen des Bandes beim Bremsvorgang auftreten, wurde auf die bisher üblichen gewichtsabhängigen Bremssysteme verzichtet. An deren Stelle tritt nunmehr eine bandzuggesteuerte Seilbremse, die eine wesentlich weichere Bremsung erlaubt. Diese Bremsen arbeiten lageunabhängig. Reibwertänderungen können in sehr hohem Umfang ausgeregelt werden, so daß klimatische Einflüsse, Abnutzungserscheinungen, Verölung und Verschmutzung ohne Auswirkungen bleiben. Eine zusätzliche Feststellbremse, die beim Stillstand ein ungewolltes Drehen der Bandspulen verhindern soll, erübrigt sich bei dieser Bremsart. Ein Abziehen des Bandes vom Abwickelteller, wie es immer wieder beim Einlegen des Bandes erfolgt, führt bei dieser bandzuggesteuerten Bremse zu keiner Überbeanspruchung des Bandes. Der Bandtransport erfolgt erst nach richtigem Einlegen des Bandes. Zur automatischen Band-Endabschaltung ist keine Schaltfolie erforderlich. Eine Tatsache, die sich sehr günstig bei der Benutzung ausländischer Bänder auswirkt, die ja in den meisten Fällen keine Schaltfolie haben. Ebenso erfolgt eine automatische Unterbrechung des Bandtransportes beim Reißen eines Bandes, beispielsweise beim Lösen einer Klebestelle.

Auf einer Bremstrommel 1 aus „Delrin“ (Bild 3) – einem sehr konstanten und abriebfesten Kunststoff – gleitet in einer Rille über einen Umschlingwinkel von etwa 300° ein glasfaserverstärkter Teflonfaden 2. Das Teflonseil ist an einem Ende an einer einstellbaren Justierschraube 3 und am anderen Ende an einem Fühlhebel 4 befestigt. Diese Teflon-Glasfaser-Kombination hat bei etwa gleichem thermischen Ausdehnungskoeffizienten wie die Trommel 1 keine hygroskopischen Eigenschaften und keine Neigung zum Drall. Ferner bewirkt das Teflon einen mit der Geschwindigkeit ansteigenden Reibwert zwischen Seil und Trommel unter Vermeidung aller Unstetigkeiten wie Rucken und dergleichen, die für die dünnen Bänder eine besondere Gefahr darstellen. Der Fühlhebel 4 tastet mit seinem Stift 5 die im Band herrschende Zugspannung ab. Diesem durch die Zugspannung entstehenden Moment, wird ein durch eine Zugfeder erzeugtes Gegenmoment entgegengesetzt (eine Art mechanischer Gegenkopplung). Aus der Differenz beider Momente ergibt sich am kürzeren Ende des Fühlhebels die Steuer-

ungskraft für die Seilumschlingungsbremse, so daß sich für jeden Wickeldurchmesser ein konstanter Bandzug ergibt. Selbst Störeinflüsse, die um 300% über den gewünschten Wirkungen liegen, werden vollkommen ausgeregelt.

Doch nicht nur bei Stopfvorgängen, sondern auch bei Start des Bandes (normaler Start oder schneller Vor- und Rücklauf) können Stoßbelastungen auftreten, die eine plastische Dehnung und damit ein „Verjaulen“ der Aufnahme entstehen lassen können. Daher wurde auf der Motorwelle eine drehmomentbegrenzende Friktionskupplung angebracht, die unzulässig hohe Zugspannungen im Band mit Sicherheit vermeidet. Dabei dienen die beiden Fühlhebel 4 noch zusätzlich als „Schlaufenfänger“. Um die Auswirkungen dieser Bemühungen zu verdeutlichen, sei angeführt, daß es beispielsweise für Band und Gerät völlig gefahrlos ist, plötzlich beim Umspulvorgang zum Auffinden einer bestimmten Stelle des Tonbandes eine Spule mit der Hand festzuhalten.

Um das Schwungmassengewicht und damit die Empfindlichkeit gegen Stoßbeanspruchungen niedrigzuhalten, wurde eine relativ dünne Tonwelle 6 von nur 3 mm Ø



Bild 1. Ansicht des „SL 220 Stereo“

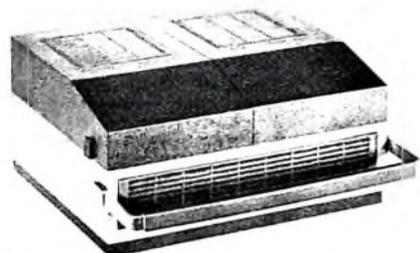


Bild 2. Zwei Stereo-Lautsprecher sind beim „SL 220 Stereo“ im geteilten Kofferdeckel untergebracht

(Mono) sowie „SL 200 Stereo“ und „SL 220 Stereo“ (Bilder 1 und 2) wurden von Schaub-Lorenz Neubandgeräte geschaffen, die diesem Trend in besonderem Maße Rechnung tragen. Sehr dünne Tonträger erfahren bei gleichem mechanischen Belastungsmoment naturgemäß eine höhere Dehnung als ein Normal- oder Langspielband. Bei einer einminütigen Belastung von 700 p erfährt ein Doppelspielband bereits eine bleibende Dehnung von 0,15% und damit auch die Wiedergabe eine analoge Frequenzänderung. Bei den in Zukunft immer häufiger verwendeten Triple-Bändern ergeben sich ähnliche Werte. Diese Bänder erweisen sich in anderer Be-

¹⁾ Das Mono-Gerät „SL 100“ ist mit Röhren bestückt. Die neuen voll transistorisierten Stereo-Geräte unterscheiden sich durch ihre Ausstattung mit Lautsprechern: „SL 200 Stereo“ hat nur einen Kontroll-Lautsprecher, während „SL 220 Stereo“ zusätzlich zwei Breitband-Lautsprecher im geteilten Deckel enthält.

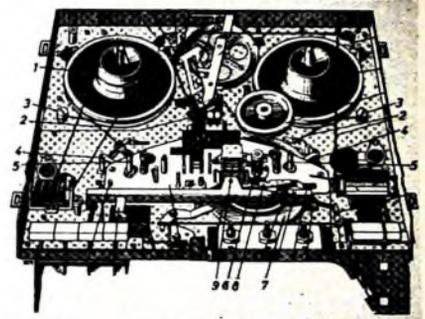


Bild 3. Das Prinzip der bandzuggesteuerten Seilbremse und die Anordnung der Tonwelle sowie anderer Einzelteile sind gut aus dieser Aufbauzeichnung erkennbar

gewählt. Diese Maßnahme ergibt bei einer Bandgeschwindigkeit von 9,5 cm/s eine Drehzahl von 600 U/min für Welle und Schwungmasse 7 und damit trotz eines geringen Schwungmassengewichtes eine hohe kinetische Energie, da diese mit dem Quadrat der Winkelgeschwindigkeit steigt.

Zum weiteren Schutz gegen Transportstöße wurde der Schwerpunkt der Schwungmasse in die Mitte eines Lagers, und zwar des unteren Lagers gelegt, und um ein seitliches Verbiegen der verhältnismäßig dünnen Tonwelle 6 zu vermeiden, erhielt diese auf ihrem kopfseitigem Ende nochmals ein Lager. Die Druckwelle ist im Andruckhebel 8 in allen drei Dimensionen frei gelagert und stellt sich selbsttätig parallel zur Tonwelle. Die Schwungmasse 7 ergibt im Zusammenhang mit der Elastizität des Antriebsriemens ein mechanisches Tiefpaßfilter mit der oberen

Grenzfrequenz von 2...3 Hz, so daß alle Ungleichmäßigkeiten vom Tonband ferngehalten werden.

Wie bereits erwähnt, ist außer einer exakten Bandführung auch ein inniger Band-Kopf-Kontakt erforderlich. Hier wurde bewußt auf zusätzliche Andruckmittel wie Filz oder Andruckbänder verzichtet, da diese den Bandzug nur vergrößern, die statische Aufladung des durchlaufenden Bandes begünstigen und last but not least Schmutzfänger und Schmutzreservoir sind. Um dennoch hohe Andruckwerte des Bandes an den Kopf beziehungsweise an den Spalt zu erzielen, wurden Köpfe 9 mit hyperbolischem Kopfspiegelschliff verwendet. Dadurch erhöht sich am höchsten Punkt, als am Punkt, an dem der Spalt sitzt, der Bandandruck ganz erheblich. So erhält man bei einem Bandzug von etwa 70 p einen Bandandruck von etwa 350 p/cm². Diese Werte reichen bei guter Bandführung ohne weiteres aus, um eine drop-out-freie Wiedergabe zu ermöglichen. Der Band-Kopf-Kontakt kommt lediglich durch die natürliche Umschlingung und den gleichmäßigen Bandzug zustande. Selbst vielfach bespielte Bänder, die eventuell an ihren oberen und unteren Rändern leichte Kräuselungen aufweisen oder aber durch den längeren Betrieb verschmutzt sind, ergeben unter den vorgenannten Umständen eine einwandfreie, drop-out-freie Wiedergabe. Auch hier erweist sich die bandzuggesteuerte Bremsung des ablaufenden Bandes als außerordentlich wichtig, damit eben dieser Zug und damit der gute Andruck an den Kopf gewährleistet ist.

Elektrischer Teil

Nachdem für den mechanischen Teil die neuen Wege beschritten wurden, ist es eigentlich selbstverständlich, daß ein derart modernes Gerät auch in der elektrischen Konzeption ähnliche Merkmale aufweist. Die Volltransistorisierung bringt außer einer sofortigen Betriebsbereitschaft nach dem Einschalten noch den Vorteil einer geringeren Eigenwärme und einer hohen Betriebssicherheit.

Entzerrerverstärker

Wie Bild 4 zu entnehmen ist, haben „SL 200 Stereo“ und „SL 220 Stereo“ einen kombinierten Entzerrerverstärker mit je vier Silizium-Planar-Transistoren in jedem der beiden gleichartig aufgebauten Kanäle. Diese Silizium-NPN-Transistoren wurden gewählt, um einen hohen Eingangswiderstand zu erreichen, der hier etwa 50 kOhm beträgt. Damit ist die Möglichkeit gegeben, die gleichen Mikrofonanordnungen wie für das „SL 100“, das ja ein Röhrengerät ist, nun auch für das „SL 220 Stereo“ verwenden zu können. Vier Transistoren waren erforderlich, um die bewährte Mischmöglichkeit des „SL 100“ aufrecht erhalten zu können. Das Gerät enthält zwei übereinander angeordnete Kombiköpfe. Der Kopf für den linken Kanal ist für die Spuren 1 und 4, der Kopf für den rechten Kanal für die Spuren 2 und 3 bestimmt. Unmittelbar hinter den Kombiköpfen KK liegen die Spur-Umschaltkontakte S 1...S 6 (S 16...S 21). Dadurch ist es möglich, entweder nur Spur 1 (bzw. Spur 4) oder Spur 3 (bzw. Spur 2) bei Mono oder Spur 1 + Spur 3 (bzw. Spur 4 + Spur 2) bei Stereo von den Köpfen auf die Entzerrerverstärker zu schalten. Der bei Mono jeweils nicht an den Verstärker angeschaltete Kopf liegt an den Kontak-

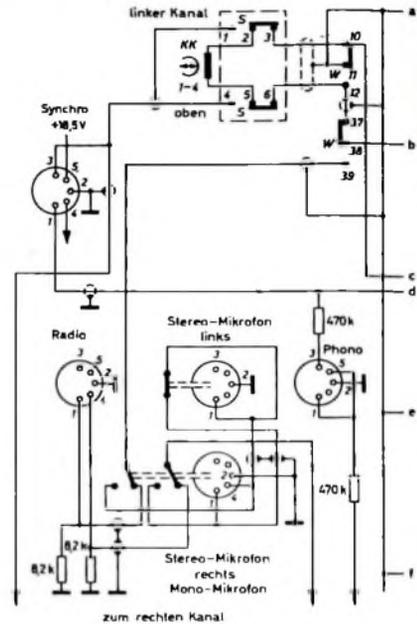
Bild 4. Schaltung der Eingänge, des Entzerrerr-Aufnahme- und -Wiedergabeverstärkers für den linken Kanal, des HF-Oszillator und der Aussteuerungsanzeiger

ten der Synchrobuchse. Hierauf wird später noch eingegangen. Es folgt im linken Kanal einer der Aufnahme-Wiedergabeschalter mit den Kontakten W 10...W 12 und W 37...W 39 (der rechte Kanal hat entsprechende Umschaltkontakte). Dieser Schalter bewirkt entweder eine Anschaltung des Entzerrerverstärkers an den Kombikopf oder aber an eine der Eingangsbuchsen.

Auf den ersten Transistor T 301 (BY 50 r) folgt der Pegelregler R 305. T 301 wurde in einer rauscharmen Ausführung gewählt, um zusammen mit einem relativ geringen Kollektorstrom einen geringen Rauschpegel zu erreichen. Dem Pegelregler R 305, der nur in Stellung „Aufnahme“ eingeschaltet ist, folgt eine Kontaktkombination W 28...W 30 und W 31 bis W 33, die die Einspeisung der Phono-Spannung zwischen den ersten und zweiten Transistor bewirken kann. Für diesen Fall dient R 312 als Pegelregler für die Phonospannung, so daß es möglich ist, die Mikrofon- oder Radiospannung mit dem Phonoeingang zu mischen und unabhängig voneinander über die beiden Regler R 305, R 312 zu regeln.

Für den Fall, daß keine Phonospannung eingeblendet wird, ist die Phono- und die Radiobuchse am Ausgang durchgeschaltet, so daß bei Stillstand des Gerätes über den Schalter ST 4 bis ST 6 und den analogen Schalter des anderen Kanals der Phono- und die Radiobuchse geschalteter Tonabnehmer kann nun von der Ausgangsbuchse „Radio“ über das mitgelieferte Verbindungskabel auf ein nachgeschaltetes Rundfunkgerät oder einen NF-Verstärker gegeben werden.

Zwischen dem Transistor T 302 (BFY 39 II) und dem Transistor T 303 (BFY 39 II) liegt die Entzerrung für Wiedergabe und Aufnahme. Hierbei werden für beide Betriebsarten entsprechend den Bandgeschwindigkeiten 4,75 cm/s und 9,5 cm/s über RLC- und RC-Netzwerke die erforderlichen Aufnahme- und Wiedergabeentzerrungskurven erreicht.



Bei Aufnahme 4,75 cm/s wird bei 7 kHz das Frequenzband um etwa 15 dB angehoben und bei Aufnahme 9,5 cm/s bei 15 kHz etwa um 13 dB gegenüber dem Mittelwert von 1000 Hz (Bild 5). Im wesentlichen erfolgt das (im linken Kanal) durch die angezapfte Spule L 304, die zusammen mit dem Kondensator C 311 entsprechende Resonanzfrequenzen ergibt.

Bei der Wiedergabeentzerrung erfolgt die Anhebung bei den gleichen Frequenzen, allerdings mit einer zusätzlichen Dämpfung, so daß hier nur um 5 dB und nur um 7 dB angehoben wird (Bild 6). Durch eine andere RC-Kette erfolgt bei den tiefen Frequenzen etwa bei 50 Hz eine stärkere Anhebung von rund 15 dB. Das Endergebnis ist dann eine Frequenzkurve, die

Bild 5. Frequenzgang des Aufnahmeentzerrers bei 4,75 cm/s und bei 9,5 cm/s

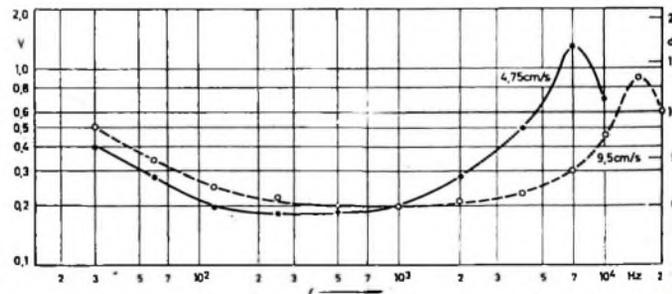
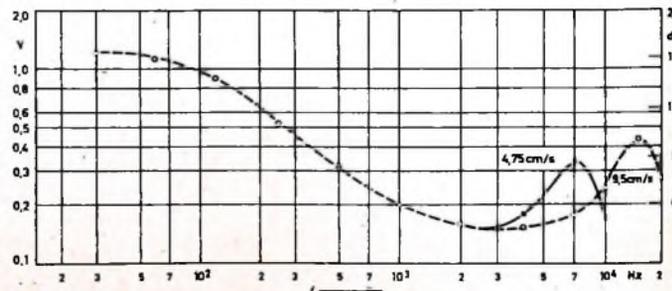
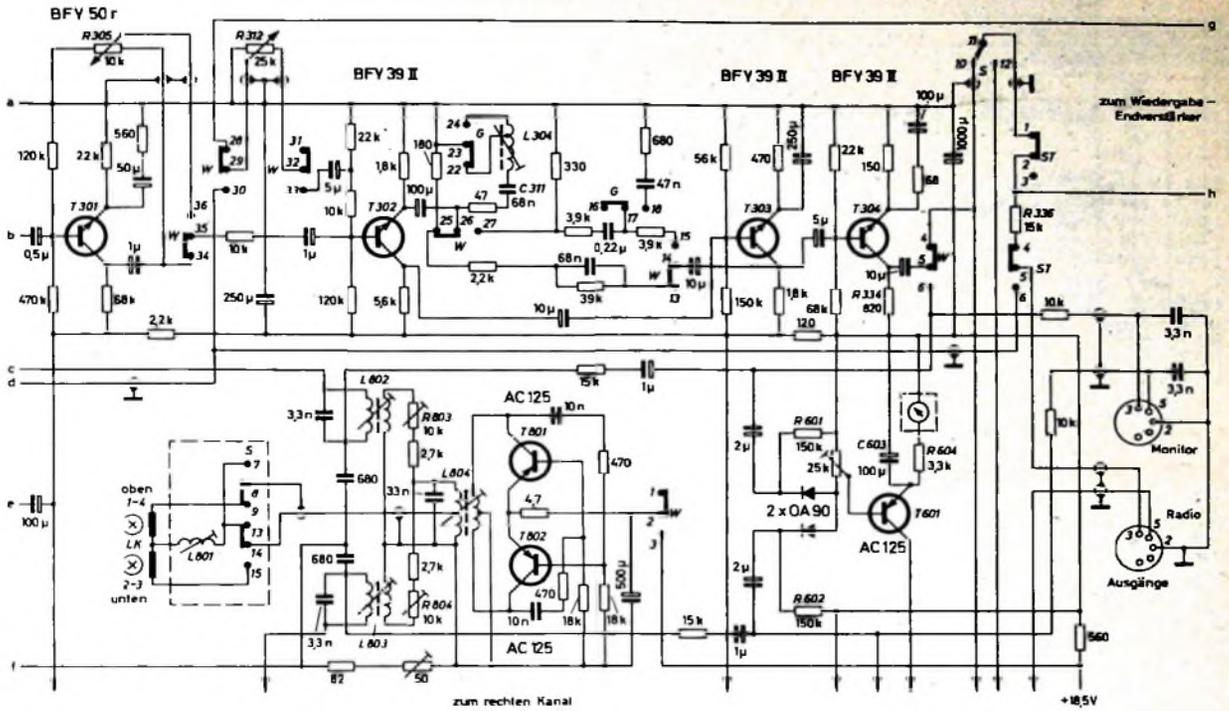


Bild 6. Frequenzgang des Wiedergabeentzerrers bei 4,75 cm/s und 9,5 cm/s





- über Band aufgenommen - im Bild 7 dargestellt. Bild 8 zeigt den Frequenzverlauf gemessen über das DIN-Bezugsband, es ist zu ersehen, daß die DIN-Forderungen von diesem Gerät gut eingehalten werden.

An einem Widerstand R 334 von nur knapp 1 kOhm in der Kollektorleitung des letzten Transistor T 304 (BFY 39 II) kann die Wiedergabespannung von etwa 1 V abgenommen werden, wobei ein Schutzwiderstand R 336 von 15 kOhm noch in Reihe liegt. Bei „Aufnahme“ liegt über die Kontakte W 5, W 6 der letzte Transistor an der Sekundärseite der beiden Auskoppel-

transformatoren L 802 und L 803 des HF-Oszillators, um zusammen mit der HF den Kombiköpfen zugeführt zu werden.

Aussteuerungsanzeige

Bei der Aussteuerungsanzeige handelt es sich um eine transistorgesteuerte Instrumentenanzeige. Durch Verkopplung der Ansteuerung der Basis von T 601 (AC 125) über die Widerstände R 601 (Bild 4) in dem einen und R 602 im anderen Kanal wird eine verkopplerte Anzeige ermöglicht. Mit C 603 und R 604 wird die notwendige Zeitkonstante für eine exakte Anzeige des Instruments erreicht. Trotz dieser Ver-

kopplung beträgt die Übersprechdämpfung beider Kanäle mehr als 40 dB.

HF-Oszillator

Zum Erreichen geringer Intermodulationsverzerrungen wurde auf eine verzerrungsarme HF beim Aufsprechen größter Wert gelegt. Es wird ein Gegentaktoszillator mit den Transistoren T 801, T 802 verwendet, dessen Spannung über die beiden abgestimmten Übertrager L 802 und L 803 ausgekoppelt wird und über die Regler R 803 und R 804 eingestellt werden kann.

Die Löschespannung wird einer Anzapfung der Sekundärseite von L 804 entnommen und kann über den Spurumschalter S 7 bis S 9 und S 13... S 15 wahlweise auf den einen oder anderen Löschkopf oder bei Stereo-Aufnahmen auf beide Löschköpfe geschaltet werden. Die Spule L 801 dient dabei als Ersatzwiderstand bei Mono-Aufnahmen.

Wiedergabe-Endverstärker

Dem Entzerrerverstärker ist in Stellung „Wiedergabe“ der Wiedergabe-Endverstärker (Bild 9) nachgeschaltet. Er besteht aus einer eisernen Leistungs-Endstufe mit den Transistoren T 353, T 354 (Komplementärpaar AD 161/AD 162) und den Vorstufentransistoren T 351 (AC 128) und T 352 (AC 127). Vollaussteuerung mit etwa 1 V am Eingang bewirkt eine Dauer-Endleistung von 4...4,5 W bei einem Klirrfaktor von $k = 10\%$ (Bild 10) und einer Musikleistung von etwa 6 W.

Die Frequenzgangbeeinflussung erfolgt mit Hilfe des umgeschalteten Potentiometers R 312 (Bild 4) im Entzerrerverstärker, das bei „Aufnahme“ als Regelwiderstand für Phono verwendet wird. Bei „Wiedergabe“ ist es also entbehrlich und wird hier zusammen mit C 351 (Bild 9) als Klangregler (Beschnidung der Höhen) benutzt. Die Baßregelung wird mit einer durch R 357

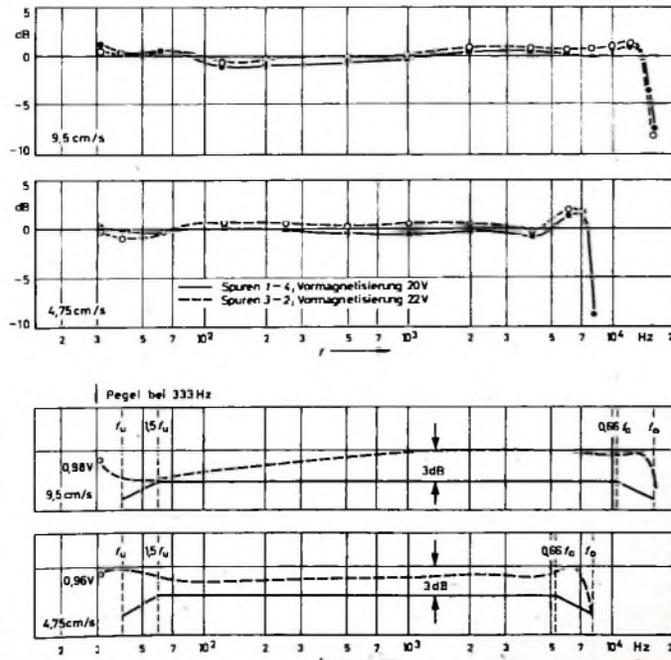


Bild 7. Über-Band-Frequenzgang des Entzerrerverstärkers der Geräte

Bild 8. Frequenzgang des Entzerrerverstärkers über DIN-Bezugsband im DIN-Toleranzfeld

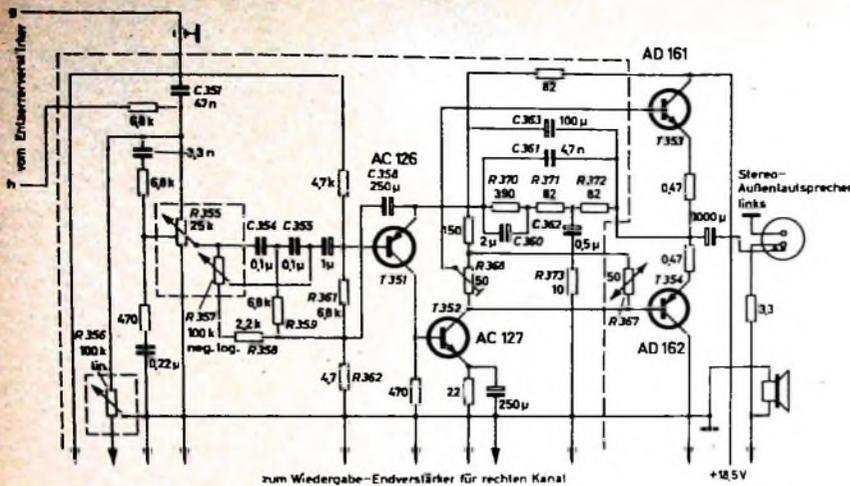


Bild 9. Schaltung des Wiedergabe-Endverstärkers für den linken Kanal

mehr oder weniger überbrückten RC-Kette C 354, C 355, C 358 und R 359 vorgenommen. Der Frequenzgang (Höhen und Bässe voll auf bzw. ohne Höhen und Bässe) des Wiedergabe-Endverstärkers geht aus Bild 11 hervor. Zur Erhöhung des Eingangswiderstandes ist der Fußpunkt der Schaltung über R 362 (4,7 Ohm) an Masse angeschlossen, so daß sich im Zusammenwirken mit C 358 (250 µF) eine Gegenkopplung ergibt, die den Eingangswiderstand des ganzen Komplexes auf etwa 10 ... 12 kOhm anhebt. Das war wünschenswert, um eine möglichst geringe Beeinflussung des Pegels des Entzerrerverstärkers zu erreichen. Die ge-

wünschte Kurvenform für den Wiedergabe-Endverstärker der Geräte wird durch ein Gegenkopplungsnetzwerk C 363, C 361, R 370, R 371, R 372, C 360, C 362 und R 373 erreicht (der zweite Kanal erhält ein entsprechendes Netzwerk).

Die Temperaturkompensation erfolgt durch den NTC-Widerstand R 367, zu dem parallel der Einstellregler R 368 liegt, der die Basisspannung für AD 161/AD 162 einzustellen gestattet.

Schließlich wäre noch die Balanceregulierung zwischen den beiden Kanälen zu erwähnen, die über R 356 erfolgt, über dessen Schleifer lediglich die Symmetrie zwischen den beiden Kanälen zur Masse einzustellen ist.

Wie bei eisenlosen Endstufen üblich, erfolgt die Auskopplung auf die Lautsprecheransgänge über relativ große Kondensatoren von je 1000 µF in jedem Kanal. Es schien unzweckmäßig, die Leistung von immerhin 6 W (Musikleistung) auf kleine, in dem Gerät noch unterzubringende, akustisch nicht voll befriedigende Lautsprecher zu schalten. Der eingebaute, über je 3,3 Ohm an beiden Ausgängen liegende Lautsprecher ist deshalb lediglich als Kontrolllautsprecher gleichzeitig für beide Kanäle vorgesehen. Für Stereo-Wiedergabe der Geräte-Variante „SL 200 Stereo“ wird es erforderlich, zumindest einen Zusatzlautsprecher zu verwenden, um die gute Qualität des Gerätes bestens ausschöpfen zu können. In diesem Fall wird der eingebaute Lautsprecher über die Schaltbuchsen vom entsprechenden Kanal getrennt. Bei dem Gerät „SL 220 Stereo“ kann die Stereo-Wiedergabe über zwei Breitband-

Lautsprecher, die im geteilten Deckel des Gehäuses untergebracht sind, erfolgen.

Anschlüsse und Zubehör

Mikrofon und Radiobuchse liegen praktisch parallel, mit dem Unterschied, daß dem Radioeingang bei nichtgestecktem Mikrofon je ein 8,2-kOhm-Widerstand parallel liegt, damit über die im Rundfunkgerät allgemein üblichen 2-MOhm-Längswiderstände der entsprechende Spannungspegel von maximal 1 mV zustande kommt.

Wie bereits erwähnt, wird die Phono-buchse zwischen den ersten und zweiten Transistor geschaltet, womit gleichzeitig eine in dieser Preisklasse allgemein noch nicht übliche Mischmöglichkeit erreicht wird. Es kann eine Mischung zwischen Rundfunk und Phono oder Mikrofon und Phono vorgenommen werden. An den Kontakten 3 und 5 des Ausgangs Radin liegt die konstante Ausgangsspannung des Entzerrerverstärkers von etwa 1 V. Sie kann zur Aussteuerung zusätzlicher Kraftverstärker dienen. Außerdem ist es möglich, hier mit einem Mono- oder Stereo-Kleinhörer die Aufnahme abzu hören.

Zum Abhören einer Aufnahme vor Band läßt sich ein Kleinhörer an die Monitorbuchse anschließen, auf die der Ausgang des Entzerrerverstärkers über Schutzwiderstände von 10 kOhm geschaltet ist.

Um auch Trickaufnahmen wie Duo- und Multiplay-Aufnahmen herstellen zu können, enthält das Gerät eine sogenannte Synchrobuchse. Am Kontakt 3 liegt der jeweils nicht an den Entzerrer geschaltete Kopf. Über einen besonderen Zusatzverstärker „ZV 100“ kann nun ein Kopf direkt abgehört und ebenso über die Kontakte 1 + 4 zur Herstellung von Trickaufnahmen zwischen die erste und zweite Stufe zurückgemischt werden. Kontakt 5 führt dabei die Speisespannung für den Zusatzverstärker. Der noch erforderliche Zwischenstecker „ZV 240“ enthält einige Widerstände zur Anpassung der Betriebsspannung.

Speziell für die Geräte „SL 200 Stereo“ und „SL 220 Stereo“ wurde ein hochwertiges dynamisches Richtmikrofon „SM 200“ entwickelt, das eine niederohmige und auch eine hochohmige Anschaltung erlaubt. Naturgemäß sind zur Stereo-Aufnahme zwei dieser Mikrofone erforderlich, für die es eine besondere Traverse („MT 200“) gibt. Diese Traverse erlaubt, die beiden Mikrofone im richtigen Abstand und Winkel zueinander auf einem Mikrofon- oder Fotostativ aufstellen zu können. Sollte in besonderen Fällen die normale Länge des Mikrofonkabels von 2 m nicht ausreichen, dann kann ein Verlängerungskabel „VK 205“ benutzt werden. Dieses 5-m-Kabel enthält einen Steckerübertrager, wobei die Leitung zwischen Mikrofon und Endstecker niederohmig (700 Ohm) durchgeschaltet ist und erst am Kabelende auf 25 kOhm übersetzt wird.

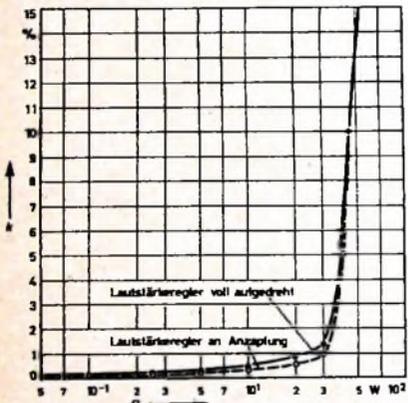


Bild 10. Klirrfaktor des Wiedergabe-Endverstärkers (linker Kanal), in Abhängigkeit von der Ausgangsleistung: Höhen- und Bassregler voll aufgedreht, f = 1 kHz

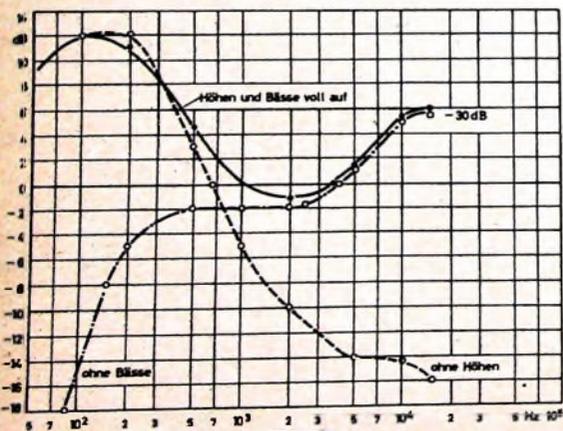
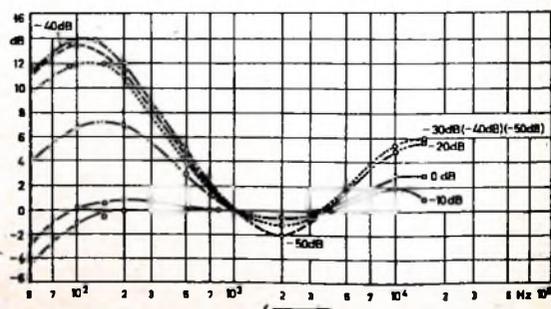


Bild 11. Frequenzgang des Wiedergabe-Endverstärkers

Bild 12. Gehörliche Lautstärkeregelung: Parameter: verschiedene Stellungen des Lautstärkereglers R 355



Ein Fernsehempfänger der Luxusklasse mit Motorwahl

Für besonders hohe Ansprüche an den Bedienungskomfort sind heute Fernsehempfänger auf dem Markt, die über einen Motorkanalwähler verfügen. Damit ist die Voraussetzung für eine vollständige Fernbedienung gegeben; sie erstreckt sich beispielsweise auf Ein- und Ausschalten, Helligkeits- und Lautstärkeregelung sowie auf die Programmwahl

Allgemeine Schaltungskonzeption

Eine solche Lösung für einen 65-cm-Fernsehempfänger realisierte Imperial mit dem Chassis „1823 L“ (Bilder 1 und 2). Weitgehende Teiltransistorisierung und

chronomatik jeden Handregler überflüssig. Eine neuartig stabilisierte Horizontal-Endstufe gleicht Netzspannungsschwankungen aus und hält Bildbreite, Bildhöhe und die Transistoren-Betriebsspannung konstant.

Heizkreis mit Vorschaltkondensator

Eine Besonderheit ist die Heizung der Empfängerröhren über einen Vorschaltkondensator C1 (Bild 3). Dadurch entfällt beim Einschalten des Gerätes das Aufleuchten der Röhren, ferner die störende Wärmeentwicklung am sonst notwendigen Vorwiderstand. Durch dieses Heizungsver-

steht die negative Gittervorspannung der Röhre PL 500. Diese Stabilisierung ist so ausgelegt, daß sie hauptsächlich Belastungsschwankungen durch unterschiedliche Strahlströme der Bildröhre ausgleicht.

Neuartig ist die verwendete Vorwärtsregelung. Über C2 wird ein Teil des Steuerimpulses an den Fußpunkt von R1 gegeben. Dadurch entsteht gleichfalls eine negative Gittervorspannung. Dieser zweite Teil der Gittervorspannung ist nun netzspannungsunabhängig. Bei hoher Netzspannung steigt die Steuervorspannung an, womit $-U_g$ ebenfalls negativer wird und

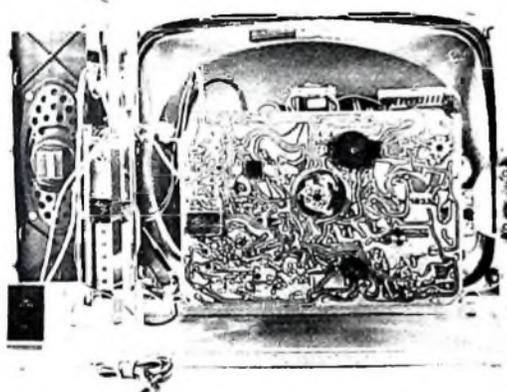


Bild 1. Blick auf das Vertikalchassis „1823 L“ von Imperial

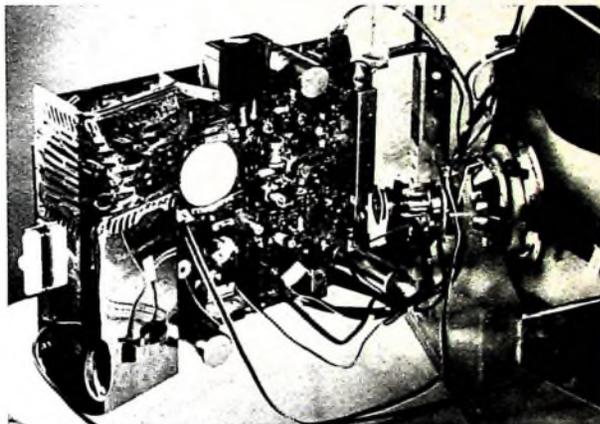


Bild 2. Alle Bauteile des schwenkbaren Chassis sind gut zugänglich

eine völlig gedruckte Schaltung gewährleisten hohe Betriebsicherheit und lange Lebensdauer. Das Chassis ist mit 9 Transistoren, 9 Röhren, 12 Halbleiterdioden und einem Netzgleichrichter bestückt.

Mit dem transistorisierten „Polymat“-Allbereich-Kanalwähler sind hohe Eingangsempfindlichkeit und rauschfreie Bilder möglich, denn es werden Mesa-Transistoren verwendet. Mit Hilfe des Kanalwählers kann beliebig auf sechs vorgewählte Sender umgeschaltet werden, und zwar auch fernbedient. Das jeweils empfangene Programm (Bereich und Kanal) wird optisch angezeigt.

Auch der Bild-ZF-Verstärker ist mit Mesa-Transistoren bestückt. Die Bild-ZF-Spulen sind auf einer Leiterplatte als gedruckte Induktivitäten ausgeführt. Diese Spulenplatten werden in einem Arbeitsgang lötlstellenfrei gefertigt.

Die Verwendung der Spanngitterröhre PFL 200 in der Video-Endstufe und eine genaue Schwarzwertübertragung ergeben auch bei Tageslicht kontrastreiche hochqualitative Bilder. Eine sehr steile zwei-stufig getastete Transistorregelung mit dem Siliziumtransistor BFY 39 (Aufwärtsregelung der ZF- und HF-Stufen) sichert geringste Kreuzmodulation. Die verwendete Automatik zur Vertikalsynchronisierung bietet bei großem Fangbereich einen exakten Zeilensprung und ist gegen Netzspannungsschwankungen stabilisiert. Bei der Horizontalablenkung macht eine Syn-

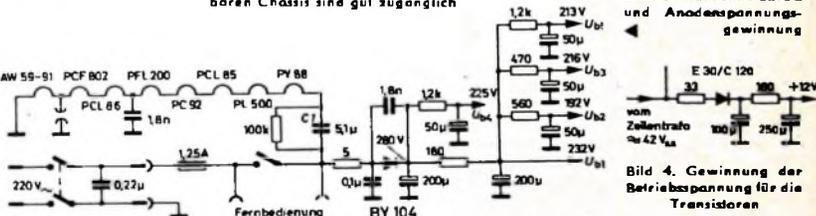


Bild 3. Röhrenheizkreis und Anodenspannungsgewinnung

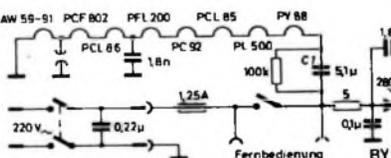


Bild 4. Gewinnung der Betriebsspannung für die Transistoren

fahren werden die Röhren geschont. Außerdem verringert sich der Stromverbrauch.

Betriebsspannung der Transistoren

Im verwendeten Chassis gewinnt man die Betriebsspannung der Transistoren durch Gleichrichten (Bild 4) eines Zeilenrückschlagimpulses. Dadurch ist ein Spannungsteiler überflüssig. Es genügen Siebmittel mit üblichen Kapazitätswerten. Die Transistoren werden mit einer stabilisierten Spannung betrieben, und man erreicht gleichzeitig eine durch dieses Prinzip mögliche Anheizbrummunterdrückung. Man kann daher auf zusätzliche Schaltungen für diesen Zweck verzichten.

Neuartige Vorwärtsregelung der Horizontal-Endstufe

Die Horizontal-Endstufe wurde zunächst in der gewohnten Art stabilisiert (Bild 5). Durch Gleichrichtung des Rückschlagimpulses am VDR-Widerstand R1 ent-

der Anodenstrom der PL 500 kleinere Werte annimmt. Bei kleiner werdender Netzspannung erfolgt der Vorgang entsprechend umgekehrt. Mit dieser Schaltung sind gute Stabilitätswerte möglich.

Stabilisierte Vertikal-Endstufe

Auch die Vertikal-Endstufe enthält eine sehr wirksame Stabilisierung gegenüber Netzspannungsschwankungen. Die bereits

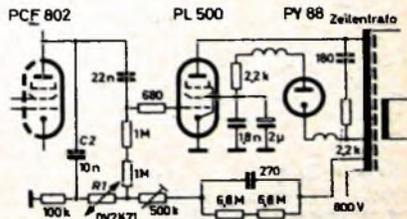


Bild 5. Teilchenbild der Stabilisierung der Horizontal-Endstufe

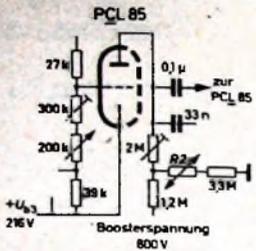


Bild 6. Teilschaltbild der Stabilisierung der Vertikal-Endstufe

stabilisierte Boosterspannung (Bild 6) wird am VDR-Widerstand R 2 nochmals stabilisiert. Die Katode des Triodenteils der PCL 85 liegt an +216 V. Als eigentliche Betriebsspannung der Triode erhält man dann die Differenz aus stabilisierter Boosterspannung $U_{boost stab}$ und der vom Netzteil gelieferten Gleichspannung $U_{b.g.}$. Beim Ansteigen der Netzspannung nimmt auch die Gleichspannung des Netztesles zu. Die Betriebsspannung der Röhre als Differenz $U_{boost stab} - U_{b.g.}$ ist nun geringer. Dem entsprechend wird wiederum die Ablenkamplitude korrigiert. Mit dieser Schaltungsart ist eine der Horizontalablenkung ähnliche Stabilisierungsgüte möglich. Auch bei extremen Netzspannungsschwankungen entstehen keine Bildformatänderungen.

Schutzfunktion der Leuchtfleck-Unterdrückung

Die Unterdrückung des Leuchtflecks (Bild 7) ist eine Schaltung mit einer gleichzeitigen Schutzfunktion. Kondensator C 3 - er ist mit einem von der Boosterspannung

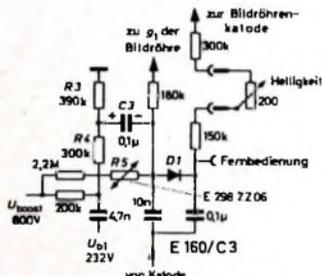


Bild 7. Teilschaltbild der Nachleuchtpunkt-Unterdrückung

kommenden Spannungsteiler R 3, R 4 und mit dem ersten Gitter der Bildröhre verbunden - lädt sich in der eingezeichneten Art auf. Falls nun das Gerät ausgeschaltet wird oder irgendein Kurzschluß in der Horizontal-Endstufe entsteht, bricht die Boosterspannung sofort zusammen. Dadurch wird der VDR-Widerstand R 5 hochohmig, und die Diode D 1 geht in den Sperrzustand über. Gleichzeitig sinkt das Potential am Spannungsteiler R 3, R 4 auf Null Volt, und es wird die Ladung von C 3 zwischen g_1 der Bildröhre und Masse wirksam. Diese Ladung sperrt die Bildröhre sofort. Dadurch werden Nachleuchten des Bildpunktes und etwaige Beschädigungen der Bildröhre durch defekte Bauteile oder durch eventuelle Kurzschlüsse bei Service-Maßnahmen vermieden.

Betriebsspannung des Antriebmotors

Auch die Betriebsspannung $U_{b.mot}$ des Antriebmotors zum Kanalwähler „Polymat“ wird durch Gleichrichtung eines stabilisierten Zeilenrückschlagimpulses ge-



Bild 8. Gewinnung der Betriebsspannung für den Kanalwähler-Antriebmotor

wonnen (Bild 8). Dadurch steht eine gleichbleibende Betriebsspannung zur Verfügung, und es erhöht sich die Betriebssicherheit.

Beurteilung

Mit dem „Polymat“ (Bild 9) können sechs Programme vorgewählt und gespeichert

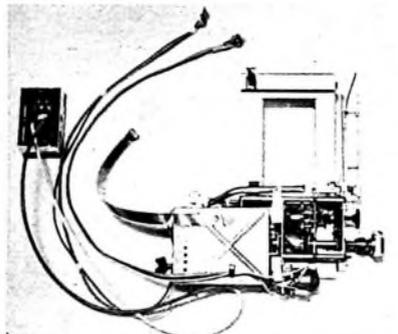


Bild 9 „Polymat“-Kanalwähler

rekturen von Hand notwendig sind. Mit der Fernbedienung (Bild 10) sind neben der Programmwahl alle anderen Einstellungen von Bild und Ton über ein 7,5 m langes Kabel möglich. Die optische Einschaltkontrolle durch ein grünes Lämpchen im Fernbedienungsgerät ist vor allem in der Anheizperiode wichtig. Wenn die Fernwahl nicht verwendet wird, sind die voreingestellten Kanäle jeweils durch leichten Druck auf die Programmtaste des Empfängers wählbar. Wie bei jeder Motorautomatik müssen im ungünstigsten Fall sämtliche Raststellungen durchlaufen werden, wenn man von dem ersten Programm auf das letzte Programm übergehen will (hier also maximal sechs).

Bild- und Tonqualität entsprechen den Vorstellungen des Käufers von der Lei-

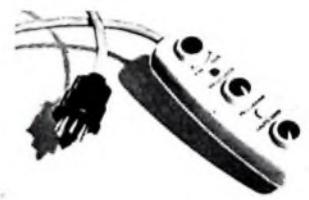


Bild 10. Die Fernbedienung



werden, gleichgültig, ob die gewählten Sender im VHF- oder UHF-Bereich liegen. Die Vorwahl der Sender einschließlich der Bereichswahl ist über einen Knopf mit Doppelfunktion im unteren Teil des Bedienungsfeldes möglich. Das jeweils empfangene Programm (Bereich und Kanal) wird optisch angezeigt. Die Wiederkehrgenauigkeit ist so gut, daß keine Kor-



Bild 11. Vorder- und Seitenansicht des „Catania de Luxe“

stungsfähigkeit eines Luxusempfängers, wie ihn Imperial mit dem „Catania de Luxe“ verwirklichte. Auch die Gehäuseform dieses Gerätes ist attraktiv, denn Oberfläche und Seitenwände sind stufenförmig abgesetzt (Bild 11). Durch die Unterteilung der sonst glatten Gehäuseflächen entsteht der Eindruck einer besonders schmalen Gehäuseform.

Werner W. Diefenbach

INTERNATIONALE ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU

brachte im Juliheft 1966 unter anderem folgende Beiträge:

- Neuere Prinzipien in der Halbleiterelektronik
- Differential-Schwingkondensator für Strommessungen höchster Empfindlichkeit
- Energieumwandlungsgesetze der Signalspeicherung
- Multilayer-Technik
- Neue Rechteck-Oszillatorenröhren
- Elektronische Wägung auf der Hannover-Messe 1966
- Elektronik in aller Welt - Angewandte Elektronik - Aus Industrie und Wirtschaft - Persönliches - Neue Erzeugnisse - Industriedruckschriften - Kurznachrichten

Format DIN A 4 - monatlich ein Heft - Preis im Abonnement 11,50 DM vierteljährlich, Einzelheft 4 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

Programmiertes Lernen in England

Die Anforderungen an die berufliche Qualifikation und an die für eine erfolgreiche Lebensbewältigung notwendige Allgemeinbildung steigen in einem bisher nicht gekannten Maße an, und man bemüht sich — vor allem auch im Ausland — seit einiger Zeit um neuartige Methoden der Wissensvermittlung. Das programmierte Lernen unter Anwendung elektronischer Hilfsmittel, auf dessen Grundzüge und Bedeutung im Leitartikel dieses Heftes hingewiesen wird, ist eine interessante Entwicklung dieser Art. Der folgende Bericht aus England informiert über die mit dem programmierten Unterricht zusammenhängende Aspekte und Probleme in diesem Land.

Die Einführung von Lehrmaschinen im Jahre 1960 erweckte allgemeines Interesse für programmiertes Lernen in England. Überspitzte Werbung stellte diese Maschinen als einziges Mittel zum Erreichen der erwünschten Erfolge hin. 1962 gab es jedoch schon genügend ernsthaft an der Entwicklung Interessierte, um die Association for Programmed Learning zu gründen, die im April 1966 die erste nationale Konferenz für programmiertes Lernen im Lehrseminar Loughborough durchführte. In einem umfassenden Übersichtsreferat mußte H. J. Edwards, ein Aufsichtsbeamter des Ministeriums für Erziehung und Wissenschaft, zur Augenblickslage noch feststellen: „Es stimmt leider immer noch, daß man mehr über programmiertes Lernen spricht als es anwendet, daß es viel einfacher ist, darüber in Fachzeitschriften zu lesen oder in Konferenzen und Kursen darüber zu hören, als Schulen und Seminare zu finden, in denen es systematisch praktiziert wird.“

Durch empirisches Erproben der Stoffdarstellung und nachfolgende Überarbeitung der Programme sind die Ergebnisse außergewöhnlich prüfbar und können zu einem besseren Verständnis des Lernvorganges führen. Bei dieser Zielsetzung geht das Ministerium weit über die bisher so oft in den Vordergrund gestellten Augenblickserfolge hinaus. Seit 1962 hat die Behörde über mehrere Jahre verteilt für acht wissenschaftliche Untersuchungen an Universitäten und Lehrseminaren 950 000 D-Mark ausgeworfen. Die Projekte befassen sich mit programmiertem Lernen in Grundschulen, in Schulen für taube Kinder, in Oberschulkursen für physikalische Chemie, in Techniker-Kursen für Elektrotechnik und Elektronik und dergleichen.

Außerdem wurde im September 1965 in der Universität Birmingham ein Nationalzentrum für programmiertes Lernen eingerichtet, für dessen Unterhalt das Ministerium pro Jahr etwa 60 000 DM zuschießt. Hier sollen Informationen über veröffentlichte und gute unveröffentlichte Programme, über Methoden des Programmenschreibens und dergleichen gesammelt werden, die allen Interessenten zur Verfügung stehen. Eine der Schwierigkeiten mit dieser Software ist — wie üblich — der Personalmangel, dem die Universität Birmingham mit einem einjährigen Diplomkursus für Ausbilder von Programmenschreibern abzuwehren sucht. Weiterhin sind Bestrebungen im Gange, ein ähnliches nationales Zentrum für industrielle programmierte Unterweisung und Ausbildung zu schaffen.

Die Ausnutzung von Lehrmaschinen ist durch den Programmangel begrenzt. Austauschbarkeit von Programmen würde den Ausnutzungsfaktor erhöhen und die Schaffung von Programmbibliotheken erleichtern. Als erster Schritt wurde beim Britischen Normeninstitut (BSI) ein Ausschuß für Lehrmaschinen, die Programme auf Blättern oder in Rollenform verwenden,

eingesetzt. Im allgemeinen erscheint in solchen Lehrmaschinen eine Frage mit einem anschließend freigelassenen Feld, in das man die Antwort einschreiben muß, ehe die richtige Antwort sichtbar wird. Der erste Entwurf, der sich mit Abmessungen für lineare Programme befaßt, ist fertig; verzweigte Programme werden später in Angriff genommen.

Wie unterscheidet man ein gutes Programm von einem unzulänglichen, und wer soll beurteilen, ob ein Programm gut oder schlecht ist? Diese Fragen standen in verschiedenen Referaten (zum Teil in parallel laufenden Sitzungen) während der Konferenz in Loughborough zur Diskussion, und über die verschiedenen Ansichten kann man nur berichten, ohne einen Trend festzustellen. Programmiertes Lernen kann nur so gut wie seine Programme sein. Nach den durch die ersten kommerziellen Programme hervorgerufenen überspannten Erwartungen gab es eine Enttäuschungswelle, der sinnvollere Entwicklungsarbeiten folgten mit denen man langsam Fortschritte erreicht. Oft werden die Experimente in Schulen von guten Lehrern durchgeführt, die sich bisher praktische Programmervahrungen mit Maschinen, Büchern und audiovisuellen Methoden erst selbst erarbeiten mußten, vor allem da die ersten kommerziellen, auf Mathematik ausgerichteten Programme sowohl Lehrer als auch Schüler in gleichem Maße erschreckten.

Für Schulprogramme wurden einerseits in den letzten Jahren 20 Lehrergremien geschaffen, die auf freiwilliger Grundlage Überprüfungen vornehmen. Prof. R. L. Reid (Psychologische Fakultät der Universität Exeter) schlug andererseits ein nationales Zentrum für Aufbau und Erprobung von Programmen vor. Ein solches Zentrum müßte einen durch Verwaltungsbeamte und Lehrer unterstützten Stab von etwa 25 Akademikern haben und würde jährlich etwa 3,8 Mill. DM kosten. Während Reid eine Zentralisierung dieser Art für unvermeidbar hält, war die überwiegende Mehrzahl der 300 Teilnehmer nur für zentrale Koordination zu haben.

Interessant und sehr einfach ist folgende Modifikation, die die britische Postbehörde an einer kommerziellen audiovisuellen Lehrmaschine ausführte und in einer während der Konferenz stattfindenden Ausstellung vorführte. Die Canterbury-Teaching-Maschine wird zur programmierten Unterweisung von Fernsprechmechanikern in Montage und Wartung neuer Fernsprechermodelle eingesetzt. Das Programm besteht aus Karten mit vier wahlweisen Antworten und ist vorzugsweise linear geschrieben. Die Antworten werden durch verschiedene Hebelstellungen gewählt; bei richtiger Wahl fällt die Karte aus dem Blickfeld. Durch Verbindung des Hebels mit einer Kugelschreibermine und einer Papierrolle wird eine leicht analysierbare Registrierung der Auswahl erreicht. Wiederholte Fehler an gleichen

Programmstellen weisen auf einen unzulänglichen Programmschritt hin, der durch Auswechseln der Karte so lange verbessert werden kann, bis er seinen Zweck erfüllt.

Die Ausstellung war in anderer Beziehung eine Überraschung. Außer den bekannten Lehrmaschinen, unter denen es wenige neue Modelle und keine neuen Prinzipien gab, war eine große Anzahl programmierter Bücher vom neuen englischen Grundlehralphabet, das nur in den untersten Klassen zur Erleichterung des Buchstabierens benutzt wird, bis zur Datenverarbeitung zu sehen. Es ist in England immer noch schwierig, Gelder für Lehrmaschinen oder andere audiovisuelle Hilfsmittel experimenteller Art aus den Stadtvätern herauszuholen, und die mit Büchern erreichbaren Resultate sind oft gleichwertig. Bücher sind auch dort eine große Hilfe, wo das Programm weit gestreut werden muß, wie zum Beispiel bei abgelegenen Stationen verschiedener Dienste oder bei Fernkursen. Versuche haben bewiesen, daß das befürchtete „Schummeln“ keinen großen Einfluß hat.

Diese Konferenz zeigte deutlich, daß mit der neuen Entwicklungswelle neue Leute in den Vordergrund treten, denen die Grundsätze der Pioniere nicht mehr so heilig sind. So stellt zum Beispiel G. O. M. Leith, stellvertretender Direktor des Nationalzentrums in Birmingham, etwa die Frage: Stimmt denn Prof. Skinners Grundsatz, daß der Schüler eine offenkundige Antwort geben muß? Wenn eine Antwort ausgedacht und niedergeschrieben wird, handelt es sich um offenkundiges, wenn sie nur ausgedacht wird, um verborgenes. Respondieren. Versuchsergebnisse sind noch widersprechend, Experimente mit Zehn- und Elfjährigen in Birmingham dagegen ergaben, daß in breiten Grenzen offenkundige Reaktionen beim Lernen neuen Stoffes und Integration erforderlich sind, jedoch bei der Assimilation von Konzepten und Beispielen nachteilig sein können. Ebenso kann man noch nicht eindeutig sagen, für welche Aufgaben lineare und für welche verzweigte Programme erfolgreichere Lösungen darstellen. Auch hier hat man das allgemeine Argumentieren für oder gegen über Bord geworfen, und für jede Umgebung, für jedes gewünschte Verhalten des Schülers müssen wieder neue Überlegungen und gegebenenfalls Versuche durchgeführt werden.

Selbst Skinners Konzept des kleinen Lernschrittes wird angegriffen, am stärksten vielleicht durch das in den USA von T. Gilbert entwickelte System „Mathetics“, das auf einer experimentellen Einstellung zum Programmieren beruht und bei den dortigen Behörden Anerkennung gefunden haben soll. Nach diesem System wird zuerst die Lernaufgabe genau analysiert, dann das erwünschte Verhalten des Studierenden festgelegt und daraus der für diese Aufgabe größte zulässige

Lernschritt bestimmt. Das System soll so ausgearbeitet sein, daß zwei unabhängig am gleichen Projekt arbeitende, in Mathematik ausgebildete Fachleute ein in allen bedeutenden Punkten identisches Programm erstellen würden. Der amerikanische Vortragende war jedoch nicht in der Lage, den Teilnehmern der Sitzung die völlig neue Terminologie näherzubringen. Dazu wurde noch schnell eine Extrasilzung eingelegt, in der Ivor Davies, der bekannte Spezialist der britischen Luftwaffe, das in atemberaubendem Tempo nachholte. Amüsanterweise hatte der Amerikaner die von ihm auch im Namen dreier Kollegen vorgetragenen drei Referate über Mathetics (hat nichts mit Mathematik zu tun) nicht programmiert.

Die Erstellung eines Kursusprogramms und seine Erprobung kann mit einem Netzwerk geplant werden. Den Beweis dafür brachte der Major der britischen Luftwaffe A. E. Cartmell in folgendem faszinierenden Beispiel. Neun Offiziere der Forschungsstelle der Schulungsabteilung schrieben einen wissenschaftlichen Fortbildungskursus; sie hatten ihn weitgehend und in der vorgesehenen Zeit erprobt. Dabei ist zu beachten, daß einmal die dienstliche Verfügbarkeit von Studenten hier eine Rolle spielte und andererseits auch einer der besten Programmierer plötzlich abkommandiert wurde. Da diese Kurse zum Teil zu Einzelstudenten auf abgelegenen Auslandsstationen gehen, kommen nur speziell entworfene Bücher und Sammelmappen in Frage; mechanische oder elektrische Hilfsmittel sind ausgeschlossen. Wenn viel über Programmieren, weiterhin auch über Netzplänen gesprochen wird, dann ist es nur noch ein Schritt weiter zum Computer. Der Digitalrechner läßt sich tatsächlich für programmierte Unterweisung einsetzen, wenn man den Rechenpeicher für Aufnahme der programmierten Information organisiert. Dabei muß berücksichtigt werden, daß eine so aufwendige Anlage nur in Frage kommt, wenn die für mehrere Studierende erforderlichen verschiedenen Programmabschnitte gleichzeitig zur Verfügung stehen und die von jedem der Teilnehmer bearbeitete Programmstelle registriert wird. Diese Entwicklungen stecken noch sehr in den Kinderschuhen.

Untersucht man dagegen die für Schulung in der Entscheidungsbildung auf Computern durchgeführten Managementspiele, so erkennt man eine Art programmiertes Gruppenlernen, bei dem allerdings die richtigen Antworten nicht so klar zu kennzeichnen sind, daß sie die Fortbewegung zum nächsten Programmrahmen auslösen.

Programmiertes Gruppenlernen ist überall dort erforderlich, wo es auf Teamarbeit ankommt. Man erkennt, daß auch bei Kindern solches Gruppenlernen notwendig ist, um die Koordination zu stärken.

Über programmiertes Lernen in der Lehrlingsausbildung wurde von International Computers and Tabulators Ltd. (ICT) berichtet, die schon frühzeitig Interesse an einer der Lehrmaschinenfirmen zeigte. Bei der Grundausbildung im Maschinenbau werden Theorie und Praxis unschönartig mittels linearer Programme auf Lehrmaschinen und Werkzeugmaschinen gelehrt. Nach Beendigung jedes Programmabschnittes schreibt der Lehrling eine umfassende schriftliche Arbeit und erstellt ein Werkstück, wobei von der gelernten Fertigkeit Gebrauch gemacht wird.

Man könnte fragen, ob eine Konferenz die beste Basis für einen Übersichtsbericht bilde. Die ganze Entwicklung ist so breit, daß das Aufeinanderprallen der verschiedensten Ansichten ohne starke kommerzielle Bindung einen ausgezeichneten Gesamteindruck des gegenwärtigen Standes und der zukünftigen Trends gibt. Die anfängliche Enttäuschung ist überwunden, und es gibt genügend Enthusiasten, die mit Volldampf weiterfahren wollen. Das Ministerium zeigt mit der Betonung des Studiums des Lernvorganges die richtige Einstellung. Absolventen von Schulen mit programmiertem Lernen werden der gleichen Ausbildungsmethode in Industrie und Handel, für die diese Arbeiten richtunggebend sein sollten, kein Mißtrauen entgegenbringen.

Unter der neuen englischen Gesetzgebung für industrielle Fortbildung wurde „Pro-

grammiertes Lernen“ als Lehrmethode zugelassen. Gerade bei Abschluß dieses Berichtes kam die Meldung, daß die Forschungsgesellschaft für Fertigungstechnik (PERA) der englischen Werkzeugmaschinenhersteller im September ein zweitägiges Seminar über programmiertes Lernen in der Industrie für die Führungsspitzen ihrer Mitgliedsfirmen durchführt. Zur Diskussion stehen Bücher und Maschinen sowie Programme für Facharbeiter, Unternehmensführung, Übersetzungen und Umschichten in neue Berufe.

Es mehren sich auch Meldungen über Einführung des programmierten Lernens in Vertrieb und Service; die letzte kam zum Beispiel von der Firma British Olivetti, die für Verkäufer und Mechaniker je ein linear programmiertes Buch für die elektrische Schreibmaschine „Praxis 48“ einführte.

Persönliches

W. Schottky 80 Jahre

Am 11. Juli 1966 beging Professor Walter Schottky seinen 80. Geburtstag. 1904 begann er an der Berliner Universität bei Max Planck das Studium der theoretischen Physik und promovierte 1912 zum Dr. phil. Es folgten 2 Jahre bei Max Wien in Jena. Während des 1. Weltkrieges leitete er das damalige Nachrichtenlaboratorium von Siemens & Halske in Berlin. In dieser Zeit berechnete Prof. Schottky wichtige Eigenschaften der Elektronenröhre und löste das Raumladungsgitter ein, wodurch sich neue Anwendungsmöglichkeiten ergaben. Im Jahre 1920 habilitierte er sich für theoretische Physik bei Willi Wien in Würzburg. 1923 kam die Berufung auf das Extraordinariat für theoretische Physik der Universität Rostock, wo er von 1926 an als Ordinarius tätig war. Aus dieser Stellung schied Prof. Schottky 1927 aus, um als freier Mitarbeiter des Hauses Siemens tätig zu sein. 1929 veröffentliche er sein Buch über Thermodynamik, das eine weittragende Wirkung auf die Entwicklung der Festkörperphysik und die physikalische Chemie hatte. Auf dem Gebiet der Halbleitertechnik erarbeitete er grundlegende Theorien. Nach heute ist Prof. Schottky dem Hause Siemens eng verbunden.

R. Möller 60 Jahre

Am 25. 7. 1966 wurde Dr. Rolf Möller 60 Jahre. In Hamburg geboren, studierte er nach dem Abitur angewandte Physik und promovierte zum Dr. rer. nat. Seit 1921 aktiver Radio-Amateur, wandte er sich bald auch dem neuen Medium Fernsehen zu. Bereits 1929 kam er zur neugegründeten Fernseh AG, baute schon mit am Nipkowschreiben-Fernsehempfänger, an der Braunschen Röhre sowie den ersten Ausrüstungen für Fernsehstudios. 1933 wurde er zum Leiter des Labors der Fernseh AG ernannt, 1938 zum stellvertretenden Vorstandsmitglied und später (nach Umwandlung der AG in eine GmbH) zum stellvertretenden Geschäftsführer. Zahlreiche Publikationen über Fernsehfragen und 69 Patente auf dem Fernsehgebiet begleiten sein unermüdetes Schaffen, wobei vor allem auch die Aufbauarbeiten der Nachkriegszeit viel persönliche Initiative und manche Opfer erforderten. 1965, nach 36jähriger Tätigkeit für seine Firma, trat er aus der Geschäftsführung aus, wurde zum Mitglied des Aufsichtsrates der Fernseh GmbH ernannt und mit beratenden Aufgaben betraut.

In vielen deutschen und internationalen Organisationen arbeitet er seit langer Zeit mit und ist unter anderem Ehrenmitglied einiger ausländischer Vereinigungen. 1952 lud er zur Gründung der Fernseh-Technischen Gesellschaft ein, die heute über 300 Mitglieder zählt.

Ehrendoktorwürde für H. B. G. Casimir

Nachdem am 10. 6. 1966 vom Senat der Rheinisch-Westfälischen Technischen Hochschule Aachen dem Mitglied des Philips-Vorstandes Prof. Dr. H. B. G. Casimir die Würde eines Ehrendoktors verliehen wurde, erhielt er jetzt eine gleiche Auszeichnung vom Senat der Universität Edinburgh. Dem verdienten Wissenschaftler wurde damit die vierte Ehrendoktorwürde zuteil.

Ehrendoktorwürde für F. Etzel

Die Würde Dr.-Ing. e.h. verlieh die Technische Universität Berlin am 10. Juni 1966 an Direktor Franz Etzel, Generalbevollmächtigter der Siemens & Halske AG und Leiter der Technischen Abteilung des Wernerwerks für Fernsprechtechnik. Mit dieser Ehrung sind die Verdienste ausgezeichnet worden, die sich F. Etzel als Vorgebere der nationalen und internationalen Fernsprechwahlverfahren, bei der Entwicklung und Einführung des Edelmetall-Motordrehwählers und um die Förderung der Elektronik in Fernsprech-Vermittlungssystemen erworben hat.

Bundesverdienstkreuz für R. Jahre

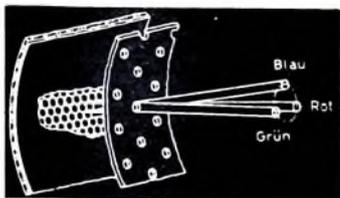
Richard Jahre wurde das Bundesverdienstkreuz I. Klasse des Verdienstordens der Bundesrepublik Deutschland verliehen. Der heute 70jährige Unternehmer, den die Technische Hochschule Hannover 1960 zu ihrem Ehrenbürger ernannte und der für seine schöpferischen Leistungen 1964 mit der Diesel-Medaille in Gold ausgezeichnet wurde, gründete seine Firma 1919 in Berlin-Karlshorst. Sie entwickelte sich zu einem Unternehmen, das bald zu den führenden Kondensatorherstellern gehörte. Nach dem Kriege begann er den Wiederaufbau mit nur einem Mitarbeiter; heute beschäftigt die Firma Jahre in ihrem Neubau in Berlin auf über 6000 m² Arbeitsfläche etwa 300 Mitarbeiter. Der Gedanke an die Zukunftssicherung des Unternehmens war der Anlaß für R. Jahre, sich Anfang dieses Jahres aus der Geschäftsführung zurückzuziehen und sein Unternehmen an neue Eigentümer zu übertragen. Aber auch heute betätigt er sich nach mit unverminderter Schaffenskraft zum Wohle der Firma, die weiterhin seinen Namen trägt und ist ehrenamtlich in verschiedenen Gremien tätig.

Prof. Dr.-Ing. Kramar erhielt den „Thurlow Award“

Für seine hervorragenden Beiträge zur Wissenschaft der Funknavigation wurde — als erstem Deutschen — Prof. Dr.-Ing. Ernst Kramar, Direktor von SEL, Stuttgart, vom amerikanischen Institute of Navigation die höchste Auszeichnung, der „Thurlow Award“ verliehen. Wie es in der Verleihungsurkunde weiter heißt, stehe Prof. Kramar seit mehr als 35 Jahren in der „vordersten Linie bei der Entwicklung und Anwendung der Funktechnik für die Navigation“. Seine Konzeptionen, Erfindungen und Gedanken seien in vielen Navigationssystemen der Luft- und Seefahrt verwirklicht. Dadurch habe er einen beträchtlichen Beitrag zur Sicherheit, Zuverlässigkeit und Leistungsfähigkeit des Flug- und Schiffsverkehrs geleistet.

Chr. Dunker †

Am 2. Juli 1966 verlor Ing. Christian Dunker (50 Jahre) durch einen tragischen Unfall sein Leben. Dunker war Mitinhaber und alleiniger Geschäftsführer der Firma Dunkermotoren, Präzisions-Kleinstmotoren Gesellschaft mbH, und baute das Unternehmen in 10 Jahren auf über 700 Mitarbeiter aus. Neben seiner Mitgliedschaft im VDI war er in vielen örtlichen und überregionalen Vereinen und Verbänden zum Teil an leitender Stelle tätig.



Einführung in die Farbfernsehtechnik*)

Fortsetzung von FUNK-TECHNIK Bd. 21 (1966) Nr. 15, S. F 22

3.5.3. Phasensynchronisation

Im Abschnitt 3.2.2. wurde bereits kurz erwähnt, daß zusätzlich zur eigentlichen Farbinformation ein Hilfssignal für die Synchrondemodulatoren im Empfänger mitübertragen wird. Dieses Signal ist deshalb notwendig, weil infolge der Unterdrückung der Trägerfrequenz Ω der Bezug für die Nullphase im Empfänger fehlt. Deshalb wird während der Horizontalaustastung auf der hinteren Schwarzscherle eine zusätzliche Information in Form einer kurzen Trägerschwingung von 12... 14 Perioden des Farbträgers übermittelt (Bild 95). Diesem Hilfssignal, Farbsynchronsignal oder auch Burst genannt, entspricht im Zeiger-

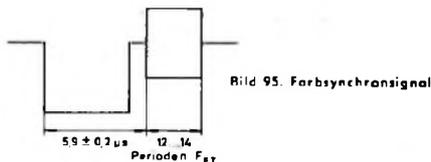
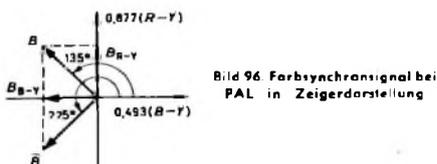


diagramm ein Zeiger mit einer festgelegten Länge und einem bestimmten Phasenwinkel gegenüber den Modulationskoordinaten.

Wegen der zeilenweisen Umschaltung der Trägerphase des (R-Y)-Modulators beim PAL-Verfahren ist es notwendig, neben der Bezugsphase für die Synchrondemodulatoren auch noch ein Kriterium für den elektronischen Schalter im Empfänger zu übermitteln, welcher Zeile die „gespiegelte“ Farbinformation entspricht. Diese beiden Informationen übernimmt der alternierende Burst (Bild 96), dessen Zeiger ebenfalls von Zeile zu Zeile



an der (B-Y)-Achse gespiegelt erscheint. Der Zeiger schließt mit der (B-Y)-Achse einen Winkel von $+135^\circ$ für den Fall des nichtgeschalteten modulierten $(E_R' - E_Y')$ -Signals ein, während für alle Zeilen, in denen das $(E_R' - E_Y')$ -Signal um 180° geschaltet erscheint, der Zeiger einen Winkel von $+225^\circ$ aufweist. Dem Farbsynchronsignal entspricht aber auch eine bestimmte Farbart. Diese Feststellung ist interessant, wenn man sich die Möglichkeiten überlegt, auf welche Art dieses Signal erzeugt werden kann. Der Zeiger B im Bild 96 läßt sich in die beiden Komponenten B_{R-Y} und B_{B-Y} zerlegen. Dessen beiden Komponenten entspricht aber im videofrequenten Bereich ein bestimmter Signalwert der beiden Farbdifferenzsignale. Aus diesen

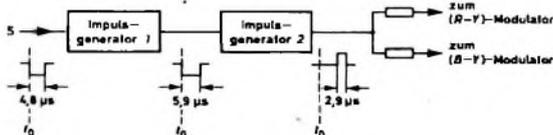


Bild 97. Anordnung zur Bildung des Farbsynchronsignals

Gründen kann der Burst durch das Eintasten einer Impulsreihe in die beiden Modulationssignale $(E_R' - E_Y')$ und $(E_B' - E_Y')$ erzeugt werden. Dazu ist ein rechteckförmiges Signal notwendig, das eine Impulsbreite von 2,9... 3,1 μs (entsprechend 12... 14 Schwingungen der Farbträgerfrequenz) und eine Folgefrequenz von 15 625 Hz (H-Frequenz) aufweist.

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

Bild 97 zeigt das Blockschaltbild für die Bildung des Farbsynchronsignals. Aus der vorderen Flanke des S-Signals wird das Triggersignal für den Impulsgenerator 1 mit einer Impulsdauer von 5,9 μs gewonnen. Die Rückflanke dieser neuen Impulsreihe steuert dann den Impulsgenerator 2 an, der das gewünschte Rechtecksignal für die beiden Modulatoren liefert.

3.5.4. Beziehung zwischen Schaltmäandern und V-Impuls

Beim PAL-Verfahren erfolgt, wie schon erwähnt, die Trägerumschaltung des (R-Y)-Modulators zeilenweise. Dazu wird aus dem H-Signal des Taktgebers eine mäandertförmige Spannung



abgeleitet (Bild 98), die man dem Ringmodulator für die Trägerumschaltung zuführt. Die Wiederholfrequenz dieses Signals beträgt $\frac{1}{2} f_H$, also $\frac{15625}{2}$ Hz. Auf ein Halbbild, das sich aus 312,5

Zeilen zusammensetzt, entfallen demnach 156 1/4 Perioden des Schaltsignals. Deshalb wiederholt sich die gleiche Phasenbeziehung zwischen Schaltsignal und V-Impuls erst wieder nach vier Halbbildern. Im Hinblick auf die Überblendung und Mischung von Farbbildsignalen ist diese Tatsache besonders wichtig. Bild 99 zeigt die vier verschiedenen Phasen, die nacheinander zwischen V-Impuls und Schaltsignal auftreten.

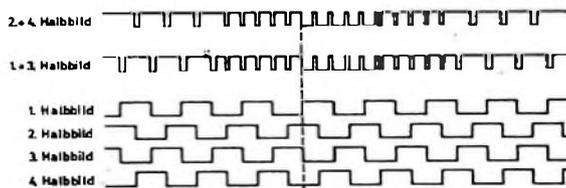


Bild 99. Phasenbeziehung zwischen V-Impuls und Schaltmäander

Während des Vertikalimpulses wird das Farbsynchronsignal ausgestastet, damit nicht die V-Synchronisierung im Empfänger gestört wird. Infolge der unvermeidlichen Einschwingzeit der Trägerregeneratorschaltung im Empfänger ist es aber notwendig, daß der Burst bereits während der Vertikalaustastung des Bildes wieder übertragen wird. Beim PAL-Verfahren ist es

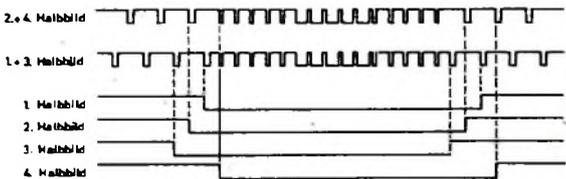


Bild 100. Phasenbeziehung zwischen V-Impuls und Austastung für das Farbsynchronsignal

außerdem nötig, daß die Austastung des Burst in vier aufeinanderfolgenden Halbbildern verschieden erfolgt, da sonst im oberen Teil des Empfängerbildes ein Farbartfimmern auftreten kann. Im Bild 100 ist die dazu notwendige Phasenbeziehung zwischen V-Impuls und Austastungssignal angegeben.

3.6. Mischung von FBAS-Signalen

3.6.1. Grundsätzliche Probleme

Bei der Produktion von Farbfernsehsendungen müssen ebenso wie in der Schwarz-Weiß-Technik oftmals mehrere Bildsignale von verschiedenen Bildgebern miteinander kombiniert werden. Bei diesen verschiedenen Einblend- und Überblendvorgängen,

die im folgenden ausschließlich für PAL-codierte Signale betrachtet werden sollen, treten zwei Arten der Mischung von codierten Farbbildsignalen auf. Im einfachsten Fall werden im Augenblick der Überblendung zwei Farbbildsignale additiv überlagert; hier addieren sich die beiden Burstanteile. Im zweiten Fall, bei der Trickmischung von zwei Signalquellen, setzt sich das resultierende Farbbildsignal so zusammen, daß der Burst und ein Teil des Bildsignals von einem der beiden Farbbildsignale stammt. Stimmen die beiden zu mischenden Farbbildsignale nicht in der Phase überein - Laufzeitunterschiede wirken sich direkt als Phasendrehung des modulierten Farbrägers aus -, so ergeben sich gegenüber der Schwarz-Weiß-Technik gewisse Schwierigkeiten. Da die Phase des modulierten Farbrägers direkt die Information über den Farbton enthält, führen die Phasenfehler, wie bereits früher erläutert, bei PAL

den Regiegeräteeingängen mit einer relativ großen Phasengenauigkeit aneinander angepaßt sein. Untersuchungen haben zum Beispiel bei einer Tricküberblendung als Erkennbarkeitsgrenze der resultierenden Störungen im Farbbild eine maximal zulässige Phasendifferenz zwischen den Codern von 30°, das entspricht etwa 19 ns, ergeben (75-Ohm-Kabel: 5 ns/m). Daraus resultieren ziemlich enge Toleranzen für die Verkabelung eines Studios beziehungsweise eines ganzen Studiokomplexes, sofern nicht zusätzliche Maßnahmen zur Phasensynchronisierung der einzelnen Coder vorgesehen werden.

Abgesehen von einer exakten Verkabelung, läßt sich eine genaue Phasenanpassung der einzelnen codierten Signale am Eingang der Regiegerätegruppe - sie besteht aus den Filterkreuzschienen, dem Überblender sowie dem Trickmischer - auch dadurch erreichen, daß man die noch frei wählbare Absolutphase des modulierten Farbrägers der einzelnen Farbsignale zusätzlich beeinflußt. Man kann das durch ein nach Möglichkeit sogar ferneinstellbares Phasendrehglied am Eingang eines jeden Coders erreichen. Damit kann auf einfache Weise unter Zuhilfenahme eines Vektorskops eine genaue Phasenanpassung der einzelnen Farbbildsignale am Eingang einer Regiegerätegruppe erfolgen. Nun muß allerdings noch sichergestellt werden, daß die einzelnen Kanäle innerhalb der Regiegerätegruppe keine Laufzeitunterschiede aufweisen, damit die einzelnen Mischvorgänge wie Ein- oder Überblendungen möglichst keine Phasenfehler mit sich bringen. Das kann durch eine entsprechende Wahl der Geräteverkabelung beziehungsweise durch Zwischenschalten von Verzögerungsleitungen geschehen.

Die Phasenanpassung verschiedener codierter Signale, zum Beispiel Kamera, Diaabtaster usw., am Eingang der Regiegeräte hat natürlich nicht nur für einen geschlossenen Studioabschnitt, sondern vielmehr für die Zusammenschaltung aller Studiogruppen, die für eine gegenseitige Einspielung vorgesehen sind, Bedeutung. Dabei tritt wieder die Forderung auf, daß überspieltes und studioeigenes Signal am Eingang der Regiegeräte gleiche Phase haben müssen. Das läßt sich nur dadurch erreichen, daß die gesamte Phasenlage des Nebenstudios angepaßt wird, zum Beispiel in der im Bild 101 dargestellten Weise, bei der die Coder im Nebenstudio über einen Phasenschieber von einem Farbrägermuttergenerator im Hauptstudio gespeist werden. Dabei scheint es zweckmäßig, zunächst die einzelnen Coder mit Hilfe des jeweils vorgeschalteten Phasenreglers auf gleiche Absolutphase des modulierten Farbrägers am Neben-

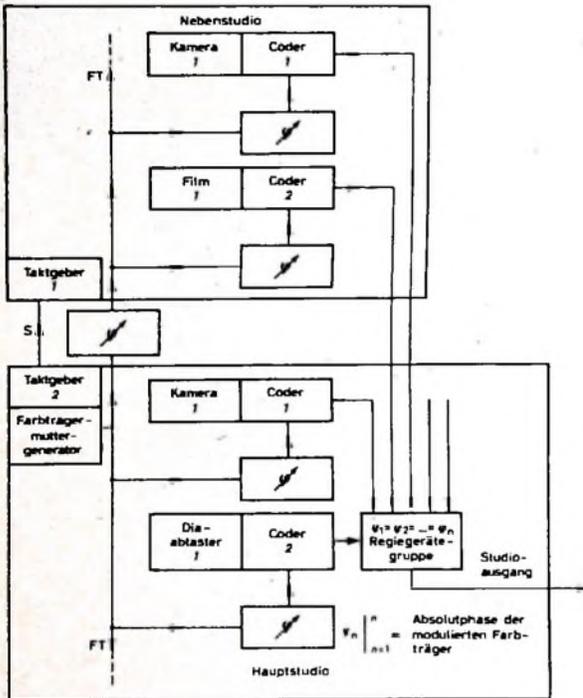


Bild 101. Phasenanpassung verschiedener Coder mit Hilfe von Phasendrehgliedern in der Farbrägerzuleitung

zu einer gewissen Farbentsättigung beziehungsweise zu einer horizontalen Streifigkeit (ohne Laufzeitglied im Demodulator). Eine weitere Schwierigkeit tritt bei PAL noch dadurch auf, daß das $(E_R' - E_Y')$ -Signal von Zeile zu Zeile um 180° geschaltet wird. Es muß also auch dafür georgt werden, daß die Schaltphase der einzelnen Coder übereinstimmt. Bei der Mischung mit Farbbildsignalen von einem zweiten Studio (sogenannte Fremdzuspielung) oder mit Farbbildsignalen von Magnetbandmaschinen ergeben sich zusätzlich Schwierigkeiten dadurch, daß der im Abschnitt 3.5.4. beschriebene Viererrhythmus der einzelnen Halbbilder - mit der entsprechenden Burstaustattung in der Vertikalaustastlücke - berücksichtigt werden muß. Auf dieses Problem der richtigen Halbbild-Verkopplung der Magnetbandmaschine wird im Abschnitt 4. noch näher eingegangen. Ganz allgemein kann bereits hier gesagt werden, daß auch für eine Mischung von PAL-Signalen die Phasenanpassung der modulierten Farbräger am Eingang der Regiegerätegruppe notwendig ist. Außerdem muß sichergestellt werden, daß einmal die Schaltphase der geschalteten Komponenten des FBAS-Signals gleich ist und zum anderen aus dem Viererzyklus der Halbbilder das richtige ausgewählt wird.

3.6.2. Phasenanpassung von FBAS-Signalen

Mit Rücksicht darauf, daß die Phasenfehler im Studio nur einen Teil der gesamten Phasentoleranz einer Übertragungskette beanspruchen dürfen, müssen auch bei Verwendung von Farbbildsignalen, die nach PAL codiert sind, die Signale an

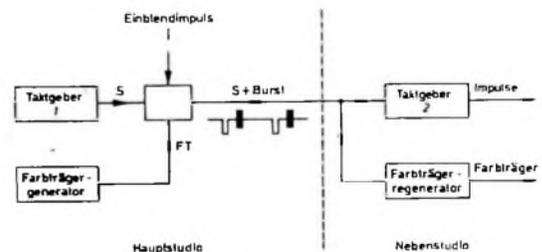


Bild 102. Prinzip einer Synchronisierung eines Nebenstudios vom Hauptstudio aus mit Hilfe eines S+Burst-Signalgemisches

studioausgang abzugleichen und dann das gesamte Nebenstudio mit Hilfe eines Phasenschiebers in der Farbrägerleitung an das Hauptstudio anzupassen. Synchronisiert man das Nebenstudio vom Hauptstudio aus, wie es auch in der Schwarz-Weiß-Technik üblich ist, so hat die beschriebene Methode der Farb-

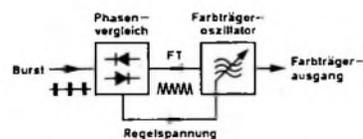


Bild 103. Prinzip eines Farbrägerregenerators

trägersynchronisierung den Nachteil, daß man dann zusätzlich zu der einen Leitung für die normale S-Synchronisierung des Nebenstudios eine zweite Leitung für die Farbrägersynchronisierung benötigt

Dieser zusätzliche Aufwand läßt sich vermeiden, wenn man ein S-Signal mit Burst (Bild 102) oder - wie in Amerika - ein voll-

ständiges FBAS-Signal (zum Beispiel Farbbalken) überträgt und im Nebenstudio einen Farbträgeroszillator mit dem Burst synchronisiert. Entsprechende Schaltungen, sogenannte Farbträgerregeneratoren, sind bekannt. Bild 103 zeigt das Prinzip eines solchen Farbträgerregenerators. In einer Phasenvergleichsstufe werden die Phase des ankommenden Bursts und des nachsteuerbaren Farbträgeroszillators verglichen. Die resultierende Regelspannung steuert den Farbträgeroszillator so, daß seine Phasenlage, bezogen auf den ankommenden Burst, immer konstant bleibt.

Mit Hilfe von Farbträgerregeneratoren ist auch die automatische Phasen Anpassung eines studioeigenen und eines aus einem zweiten Studio stammenden Signals möglich. Dazu wird die Farbträgerregeneratorschaltung aufgeteilt (Bild 104). Der Phasenvergleich zwischen ankommendem und studioeigenem Farbsignal wird im Hauptstudio durchgeführt. Die Regelspannung gelangt dann über eine Gleichspannungsleitung zu dem

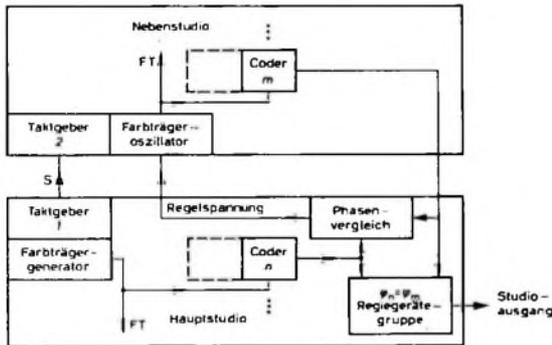


Bild 104. Automatische Phasen Anpassung zweier Studios

synchronisierten Farbträgeroszillator im Nebenstudio, der sich über diese Regelschleife so einstellt, daß am Regiegeräteeingang im Hauptstudio beide Signale, die gemischt oder überblendet werden sollen, gleiche Phasenlage des Farbträgers haben. Mit einer solchen Anordnung läßt sich auch die Phasenverkopplung eines größeren Studiokomplexes durchführen.

3.6.3. Synchronisierung der elektronischen Schalter in den einzelnen Codern

Neben einer exakten Übereinstimmung in der Phase des modulierten Farbbildsträhners müssen zwei Farbbildsignale, die gemischt werden sollen, auch noch in der Schaltphase des $(E_{R'} - E_{Y'})$ -Signals übereinstimmen. Wie im Abschnitt 3.2.5. bereits näher erläutert wurde, wechselt die Phase des $(E_{R'} - E_{Y'})$ -Farbdifferenzsignals nicht nur von Zeile zu Zeile um 180° , sondern es ist darüber hinaus noch ein Viererzyklus in der Halbbildfolge festgelegt. Sollen zwei FBAS-Signale gemischt werden, so muß also sichergestellt sein, daß aus den vier aufeinanderfolgenden Halbbildern das richtige ausgewählt wird. Das führt bei der Synchronisierung eines Nebenstudios vom Hauptstudio aus, bei Fremdüberspielungen oder beim Einspielen von Farbbildsignalen, die auf Magnetband gespeichert wurden, zu gewissen Problemen.

Die Magnetbandaufzeichnung wird im nächsten Abschnitt genauer behandelt und kann deshalb hier unberücksichtigt bleiben. Für die beiden anderen Fälle gibt es mehrere Möglichkeiten. Davon sei eine im folgenden etwas näher erläutert. Benutzt man zur S- und Farbträgersynchronisierung eines Nebenstudios vom Hauptstudio aus wie im Bild 101 ein S-Signal mit einem Burst, der in der Vertikalaustaststrecke normgerecht - entsprechend dem PAL-Viererzyklus - ausgetastet ist, so enthält dieses Signal alle für den Taktgeber und Coder des Nebenstudios notwendigen Informationen, da durch die Phase des Bursts die Schaltphase des elektronischen Schalters und durch die Burst-austastung in der Vertikalaustaststrecke die Folge der Halbbilder definiert ist. In diesem Fall muß der Burst-Vertikalaustastimpuls aus dem S + Burst-Signalgemisch regeneriert werden, während der eigentliche Bursteinblendimpuls aus dem S-Signal gewonnen wird. Die Information über die Schaltphase kann dem Regenerator entnommen werden. Bei Fremdüberspielungen verfährt man analog. Man braucht lediglich ein Zusatzgerät, das in der Lage ist, das benötigte S-Signal + Burst aus dem ankommenden FBAS-Signal abzutrennen.

4. Möglichkeiten der Speicherung von Farbbildern zur Programmproduktion

A. BROSCHE und W. HABERMANN

4.1. Die Aufzeichnung von Farbsignalen auf Magnetband

In den letzten Jahren hat die Aufzeichnung von Videosignalen auf Magnetband immer stärkere Anwendung im Studiobetrieb gefunden. Ein großer Teil des Programms wird im Schwarz-Weiß-Fernsehen unter Verwendung elektronischer Kameras und mit Hilfe des Magnetspeichers (Bild 105) vorproduziert; die Sendung erfolgt meistens erst zu einem späteren Zeitpunkt. Der wichtigste Grund für die rasche Einführung der magnetischen Speicherung dürfte der Fortfall der Bearbeitungszeiten sein, die beim Film - der zweiten Variante des Programm-

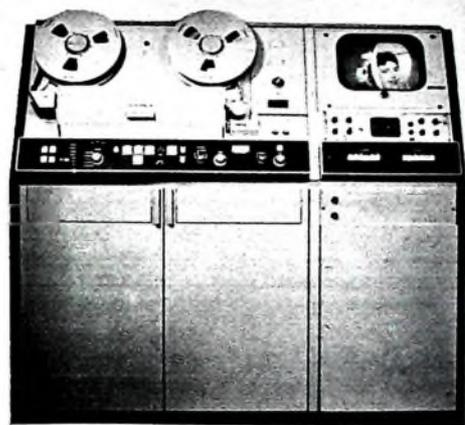


Bild 105. Moderne Anlage zur Aufzeichnung von Schwarz-Weiß- und Farbbildsignalen auf Magnetband (Ampex „VR 2000“)

speichers - in Form des Entwicklungs- und eines eventuellen Kopierprozesses notwendig sind, bevor eine Beurteilung des Aufgenommenen erfolgen kann.

4.1.1. Anforderungen an das Aufzeichnungssystem

Das Videosignal enthält Frequenzkomponenten, die sich von sehr niedrigen Frequenzen (praktisch von der Frequenz 0) bis zu einer oberen Grenzfrequenz von 5 MHz erstrecken. Speziell bei Farbsignalen ist der Anteil an hohen Frequenzen sehr

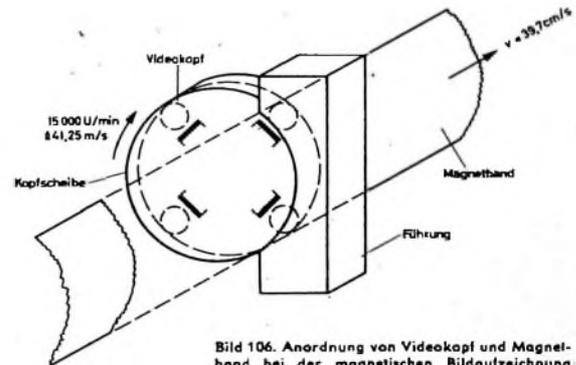


Bild 106. Anordnung von Videokopf und Magnetband bei der magnetischen Bildaufzeichnung

groß, da die Übertragung der Farbinformation durch die Modulation eines Farbträgers von 4,43 MHz erfolgt (s. Abschnitt 3.3.). Aus der Tonbandtechnik ist bekannt, daß die höchste übertragbare Frequenz von der Relativgeschwindigkeit zwischen Magnetkopf und Band abhängt. Die Aufzeichnung hoher Frequenzen erfordert daher eine entsprechend hohe Relativ-

geschwindigkeit. Dabei muß aber nicht unbedingt das Band mit großer Geschwindigkeit an einem feststehenden Kopf vorbeigeführt werden. Der gleiche Effekt läßt sich auch durch eine schnelle Rotation des Magnetkopfes erreichen, während das Band nur eine geringe Vorschubgeschwindigkeit hat. Bei dem für Studio-Aufzeichnungsanlagen heute allgemein verwendeten Prinzip der 4-Kopf-Querspuraufzeichnung sind unter einem Winkel von jeweils 90° auf dem Umfang einer Scheibe vier Magnetköpfe verteilt (Bild 106). Das Band läuft in einer konkav geschliffenen Führung, durch die es in einen festen Kontakt zur Kopfscheibe gebracht wird. Die Köpfe rotieren mit 15 000 U/min, was am Umfang der Scheibe einer Relativgeschwindigkeit von 41,25 m/s entspricht. Die Bandgeschwindigkeit ist 30,7 cm/s.

Die auf dem Magnetband aufgezeichneten Videospuren schließen mit der Bandkante einen Winkel von 89,5° ein; sie liegen also nahezu senkrecht zur Fortbewegungsrichtung des Bandes (Bild 107). Am oberen Bandrand wird durch einen feststehen-



Bild 107. Lage der Spuren auf dem Magnetband

den Magnetkopf der Begleitton aufgenommen, während am unteren Bandrand eine 250-Hz-Steuerspur aufgezeichnet wird. Diese dient dazu, durch Regelung der Bandgeschwindigkeit die Videoköpfe bei Wiedergabe genau in der Mitte der aufgezeichneten Videospuren zu führen.

Jeder Videokopf zeichnet während eines Durchlaufs 15...18 Fernsehzeilen auf. Da das Band die Kopfscheibe geringfügig um mehr als 90° umschlingt, wird von dem das Band verlassenden Kopf am unteren Bandrand und von dem nachfolgenden Kopf am oberen Bandrand jeweils dasselbe Signal aufgezeichnet und wiedergegeben. Infolge dieser Überlappung kann elektronisch von einem Kopf zum folgenden umgeschaltet werden, ohne daß der Übergang im Bild sichtbar wird.

Die Aufzeichnung eines Videosignals kann nicht wie bei der Tonaufzeichnung direkt erfolgen. Das Verhältnis der höchsten zur niedrigsten Frequenz beträgt für den Tonfrequenzbereich etwa 10⁴, während für das Videosignal dieser Faktor in der Größenordnung von 10⁶ liegt. Ein derartig großer Frequenzumfang läßt sich durch die magnetische Speicherung nicht direkt verarbeiten.

Da die am Magnetkopf induzierte Spannung proportional der aufgezeichneten Frequenz ist, ist die Aufzeichnung des Gleichstrommittelwertes nicht möglich, und die Wiedergabe niedriger Videofrequenzen würde im Vergleich zu den höheren Frequenzen mit viel zu geringer Spannung erfolgen. Durch einen Modulationsvorgang läßt sich jedoch der Videobereich in einen ZF-Bereich transformieren, der diese Nachteile nicht aufweist. Als Modulationsart wird Frequenzmodulation gewählt, da sie die Möglichkeit einer starken Begrenzung bietet. Dadurch lassen sich unerwünschte Amplitudenschwankungen des vom Band wiedergegebenen Signals beseitigen, die zum Beispiel durch unterschiedliche Empfindlichkeit der vier Köpfe hervorgerufen werden.

4.1.2. Blockschaltbild des Signalwegs einer Aufzeichnungsanlage

Das Videosignal durchläuft zunächst einen Preemphasis-Verstärker (Bild 108), in dem die hohen Videofrequenzen angehoben werden. Im anschließenden Modulator erfolgt die Umsetzung in ein frequenzmoduliertes Signal, das über einen Leistungsverstärker mit vier gleichartigen Ausgängen zu den Videoköpfen gelangt. Bei Wiedergabe wird das Signal mit denselben Köpfen vom Magnetband abgenommen und verstärkt. Gleichzeitig werden Frequenzgangunterschiede in den vier Videoköpfen ausgeglichen. Der elektronische Schalter fügt das unterbrochene Signal in den Kopfkanälen wieder zu einem kontinuierlichen Signal zusammen. Dabei ist dafür gesorgt, daß immer nur der Videokopf durchgeschaltet wird, der gerade das Band berührt.

Zur Beseitigung der Amplitudenschwankungen wird das Signal auf etwa 1% begrenzt und dann demoduliert. Die Deemphasis hat einen zur Preemphasis reziproken Frequenzverlauf und bewirkt eine Verbesserung des Störabstandes. Dabei werden die

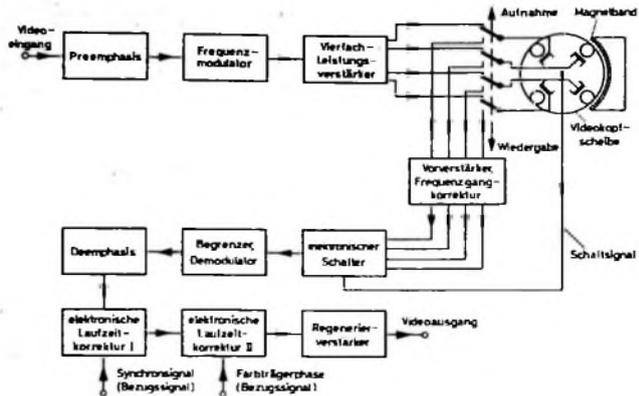


Bild 108. Blockschaltbild des Signalwegs einer Aufzeichnungsanlage

höherfrequenten Anteile des hauptsächlich vom Magnetband erzeugten Rauschens abgesenkt, während das Videosignal infolge der Voranhebung unverändert bleibt. Die beiden aufeinanderfolgenden elektronischen Laufzeitkorrekturen (auf deren Wirkungsweise noch eingegangen wird) erhöhen die Zeitstabilität des wiedergegebenen Signals. Der Regenerierverstärker reinigt das Videosignal im Austast- und Synchronbereich von überlagerten Störungen und sorgt für ein normgerechtes Aussehen des abgehenden Signals.

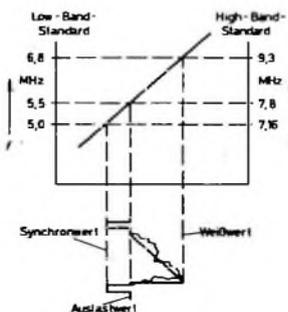


Bild 109. Schematische Darstellung der Modulationskennlinie

4.1.3. Das Modulationssystem

Die charakteristischen Werte für ein frequenzmoduliertes Signal sind der Hubbereich und die höchste zu übertragende Modulationsfrequenz. Letztere ist im Falle der Videoaufzeichnung mit 5 MHz gegeben, während man den Hubbereich zunächst nach frei wählen kann. Allerdings ist dabei zu berücksichtigen, daß einerseits oberhalb des übertragenen Videobandes liegen sollte, um nach der Demodulation eine bessere Trennung von ZF- und Videosignal zu ermöglichen. Andererseits wird mit steigender Frequenz die vom Band abgegebene Nutzamplitude und damit der Störabstand geringer, so daß der Hubbereich auch nicht zu weit nach hohen Frequenzen verschoben werden darf. Für Schwarz-Weiß-Aufzeichnungen wurden deshalb folgende Frequenzen den Videopegeln zugeordnet (Low-Band-Standard, Bild 108):

Synchronwert	5,0 MHz.
Austastwert	5,5 MHz.
Weißwert	6,8 MHz.

Der Hubbereich allein genügt allerdings nicht für die Übertragung. Die Seitenbänder einer frequenzmodulierten Schwingung erstrecken sich theoretisch bis ins Unendliche. Da jedoch von einer bestimmten Ordnung an, die vom Modulationsindex abhängt, ihre Amplitude vernachlässigbar klein wird, läßt sich ein Übertragungsbereich definieren:

$$\text{Ist der Modulationsindex } m = \frac{\Delta f}{f_{\text{mod}}} > 10 \quad (\Delta f \text{ Hub, } f_{\text{mod}} \text{ Modu-}$$

lationsfrequenz), dann genügt die Bandbreite des Hubbereiches zur Übertragung. Ist $m < 10$, so ist der erforderliche Frequenzbereich durch $f_{\text{T}} \pm n \cdot f_{\text{mod}}$ gegeben (f_{T} , Trägerfrequenz), wobei n von der Anzahl der zu berücksichtigenden Seitenbänder und damit vom Modulationsindex abhängt. (Fortsetzung folgt)

UKW-Hi-Fi-Stereo-Tuner »UKW 1000«

Technische Daten

Antenneneingang:
50 75 Ω unsymm., 120, 300 Ω symm.
Frequenzbereich: 87,5...108,5 MHz
Empfindlichkeit bei
Signal-Rausch-Verhältnis 26 dB: etwa 6 μ V
mit Eingangsteil
„312-2326“ „312-2424“
Rauschzahl:
5 kT_0 2,5 kT_0
Spiegelwellen-
selektion: 45 dB 60 dB
Kreise: 13 14
ZF-Festigkeit: 80 dB 90 dB
ZF-Bandbreite: 200 kHz
AM-Unterdrückung: 40 dB
Scharfabbstimmung: abschaltbar
Nachstimmbereich der Scharfabbstimmung:
 \pm 200 kHz
Abstimmanzeige:
2 beleuchtete Meßinstrumente
für Feldstärke und Diskriminator
NF-Frequenzgang: 30...15 000 Hz \pm 1 dB
Klirrfaktor: 1%
Ausgangsspannung: 0,5 V
Übersprechdämpfung bei 1 kHz: 30 dB
Pilottonunterdrückung: 30 dB am Ausgang
Hilfsträgerunterdrückung:
35 dB am Ausgang
Fremdspannungsabstand: 60 dB
Bestückung:
19 Trans + 9 Dioden + 1 Zenerdiode
+ 1 GI
Stromversorgung: 110 und 220 V~
Abmessungen des Holzgehäuses:
320 mm x 100 mm x 225 mm

nung über eine kleine Kapazität in die Basis des in Emitterschaltung arbeitenden Mischtransistors ein. Die Frequenzwanderung des Oszillators ist bei Erwärmung von der Temperatur ist bei Erwärmung von 20 auf 65°C nur etwa 50 kHz. Zur Erleichterung einer exakten Sendereinstellung ist eine (abschaltbare) Scharfabbstimmung eingebaut. Die Nachstimmspannung wird vom Ratiodektor über Sieb- und Vorwiderstände der Kapazitätsdiode im Oszillatorkreis zugeführt. Der Fangbereich ist rund \pm 200 kHz. Die Rauschzahl des Tuners liegt bei 5 kT_0 .
Für besonders extreme Anforderungen hinsichtlich Unterdrückung unerwünschter Mischeffekte (Kreuzmodulation, Oberwellenmischung), die in der Nähe starker Ortssender auftreten können, ist der Bauplatz mit einem Eingangsteil „312-2424“ mit

quenz - der Maximalfrequenz des Unterträgers bei Stereo - werden die Anforderungen an Stereo-Qualität erfüllt.

Stereo-Decoder

Der für Stereo-Empfang erforderliche Stereo-Decoder zur Entschlüsselung des Stereo-Signals und Umwandlung in das NF-Signal arbeitet nach dem Verfahren der Hüllkurvenspitzengleichrichtung. Es werden die an einen hochwertigen Stereo-Decoder gestellten Forderungen hinsichtlich Übersprechdämpfung, Klirrfaktor, Frequenzgang, Störabstand, Temperaturunabhängigkeit sowie Pilotton- und Hilfsträgerunterdrückung erreicht. Die Erzeugung des Hilfsträgers von 38 kHz erfolgt durch Verstärken und Verdoppeln der Pilotfrequenz von 19 kHz. Dieses Verfahren hat gegenüber einer Oszillatorstufe

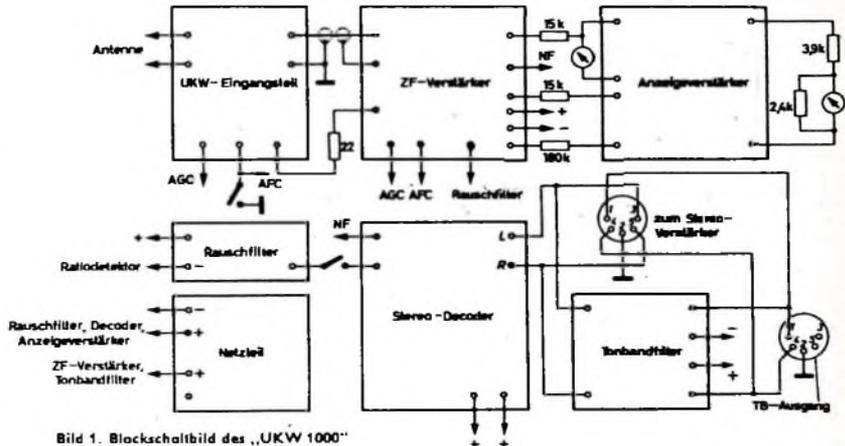


Bild 1. Blockschalbild des „UKW 1000“

Der Baukasten „UKW 1000“ für einen UKW-Hi-Fi-Stereo-Tuner von Radio-RIM, München, enthält sämtliche elektrischen und mechanischen Teile einschließlich eines modernen Flachgehäuses.

Schaltung

Das voll transistorisierte Gerät setzt sich - wie aus der Blockschaltung, Bild 1, hervorgeht - aus fertig geschalteten und bereits vorabgelegenen Bausteinen (zum überwiegenden Teil Görlter-Bausteine) zusammen: UKW-Eingangsteil mit Dreifachdrehkondensator (oder gegen Aufpreis UKW-Eingangsteil mit Vierfachdrehkondensator), Stereo-ZF-Verstärker, Anzeigeverstärker, Rauschfilter, Stereo-Decoder, Tonbandfilter und elektronisch stabilisiertes Netzteil.

UKW-Eingangsteil

Im UKW-Eingangsteil „312-2326“ mit Dreifachdrehkondensator arbeitet der Vorstufentransistor in Basisschaltung, deren Ein- und Ausgangskreis mit zwei Drehkondensatorpaketen abgestimmt werden. Zur Regelung der Verstärkung wird die Regelspannung am Emittter des ersten ZF-Transistors abgegriffen und der Basis des Eingangstransistors zugeführt. Für den Oszillator verwendet man einen separaten Transistor und speist die Oszillatortspan-

Vierfachdrehkondensator [1] lieferbar, der auch zu einem späteren Zeitpunkt ohne Schwierigkeiten nachgerüstet werden kann. Bei dieser Ausführung befinden sich zwischen Vorstufen- und Mischtransistor zwei zu einem Bandfilter zusammengefaßte und mit zwei Drehkondensatorpaketen abstimmbare Kreise (gegenüber nur einem Kreis bei dem anderen Eingangsteil). Durch Verwendung von Transistoren GM 760 in der Vor- und Mischstufe liegt die Rauschzahl mit 2,5 kT_0 sehr niedrig.

ZF-Verstärker

Der vierstufige ZF-Verstärker [2] mit acht Kreisen ist speziell für die Erfordernisse des Stereo-Empfanges ausgelegt. Die ZF-Bandbreite ist etwa 200 kHz. Durch eine besonders wirksame Regelschaltung und optimale Dimensionierung der Begrenzstufe wurde erreicht, daß der Ratiodektor von kleinen bis zu den höchsten Eingangsspannungen stets unter den gleichen Bedingungen arbeitet. Mit einem Spitzenabstand beim Ratiodektor von 600 kHz, einer NF-Ausbeute von 200 mV, einer AGC-Spannung von max. 0,6 V, einem Klirrfaktor von < 0,6%, einer AM-Unterdrückung von > 40 dB und einem Abfall von 1,6...1,8 dB bei 60 kHz Modulationsfre-

den Vorteil, daß einerseits die Frequenzkonstanz des Hilfsträgers durch den 19-kHz-Pilotton vom Sender her gewährleistet und andererseits bei monophonem Betrieb kein Hilfsträger vorhanden ist, wodurch im Hilfssignalband kein zusätzliches Rauschen entstehen kann. Zur Anzeige des Stereo-Empfanges verfügt der Decoder über einen einstufigen Transistorverstärker, in dessen Kollektorkreis ein Leuchtchen liegt, das dann aufleuchtet.

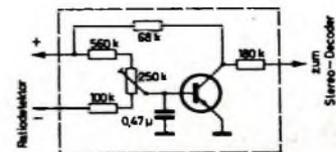


Bild 2. Schaltung der Rauschgerre

Rauschgerre und Abstimmanzeige

Um störende Geräusche während des Abstimmvorganges zu unterbinden, liegt zwischen Ratiodektor und Stereo-Decoder eine Rauschgerre (Bild 2). Zur optimalen Senderabstimmung sind zwei Meß-

instrumente eingebaut. Das eine dient zur Anzeige der Feldstärke und mißt über eine entsprechende Widerstandskombination die am Ladekondensator des Ratiodektors liegende Gleichspannung. Das zweite Instrument zeigt die Abstimmung auf den

Versorgungsspannungen an den einzelnen Bausteinen gemessen. Da sämtliche Kreise bereits vorabgeglichen sind, wird denjenigen, die über keine entsprechenden Fachkenntnisse verfügen, von einem Nachgleich dringend abgeraten. Die Praxis

mente und für das Rauschfilter eingestellt werden.

Erfahrungen im Betrieb

Das einfache und im neutralen Stil gehaltene Gehäuse des Gerätes fügt sich gut in

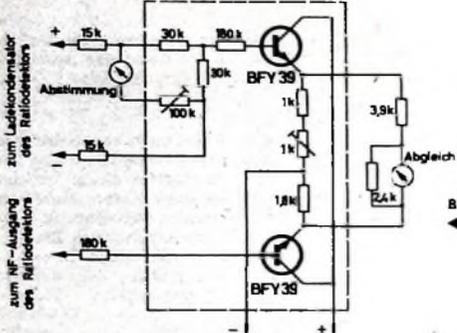


Bild 3. Schaltung des Anzeigeverstärkers

Nulldurchgang des Diskriminators an. Zur Verstärkung der Anzeigespannung ist ein zweistufiger Transistorverstärker (Bild 3) eingebaut.

Tonbandfilter

Da bei Stereo-Tonbandaufnahmen mitunter Interferenzen durch das 38-kHz-Trägersignal mit der Frequenz des HF-Aufsprechgenerators auftreten können, enthält der Bausatz noch ein Tonbandfilter (Bild 4). Es ist am Ausgang des Stereo-Decoders angeschlossen und hat in jedem Kanal ein Doppel-T-Glied zur Unterdrückung des 38-kHz-Hilfsträgers und einen Transistor zur Impedanzwandlung, so daß ohne Spannungsverlust (auch bei höheren Frequenzen) das Tonbandgerät über eine längere Leitung angeschlossen werden kann. Für den Anschluß des Verstärkers und des Tonbandgerätes sind getrennte normgerecht beschaltete Buchsen nach DIN 41 524 vorhanden.

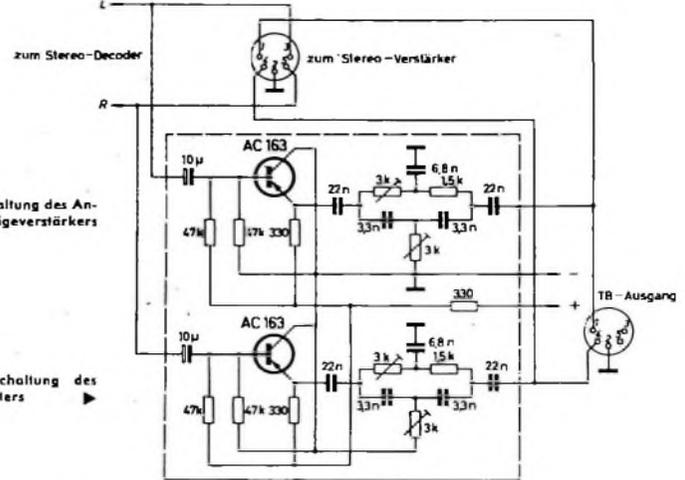


Bild 4. Schaltung des Tonbandfilters

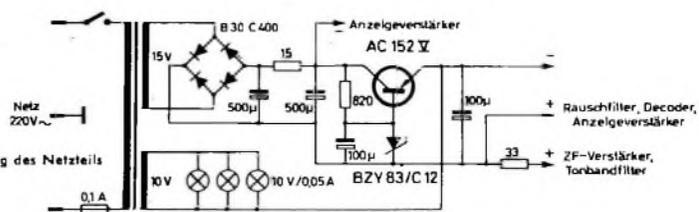


Bild 5. Schaltung des Netzteils

Netzteil

Die vom Netzteil (Bild 5) gelieferten Versorgungsspannungen werden von einem Transistor in Verbindung mit einer Zenerdiode stabilisiert. Änderungen der Netzspannung und des Strombedarfs bei den verschiedenen Bausteinen bei unterschiedlichen Betriebsbedingungen werden dadurch weitgehend ausgeglichen, so daß konstante Versorgungsspannungen zur Verfügung stehen.

Mechanischer Aufbau und Abgleich

Der mechanische Aufbau bereitet keine Schwierigkeiten, da das Chassis (Bild 6) mit den entsprechenden Bohrungen, Durchbrüchen und mit Abstandsholzen zur Befestigung der Baugruppen versehen ist. Neben den Bausteinen und Bauelementen liegen dem Bausatz die Teile für den Skalantrieb nebst geeichter Skala sowie Schrauben und Muttern für die Montage bei, so daß der Zusammenbau flott vonstatten geht. Die Verdrahtung erfolgt an Hand eines in natürlicher Größe übersichtlich ausgeführten mehrfarbigen Verdrahtungsplans; sie ist leicht und rasch durchzuführen, da ja die Bausteine bereits fertig geschaltet sind. Zum Schluß dieser Arbeiten wird man noch eine Kontrolle der Verdrahtung vornehmen, um etwaige Fehler zu beseitigen.

Bei der Inbetriebnahme werden zweckmäßigerweise zunächst die Wechselspannungen am Netztransformator und die

zeigte, daß in den meisten Fällen kein besonders großer Unterschied in der Empfangsleistung zwischen vorabgeglichenem und nachgeglichenem Gerät besteht. Für den Servicetechniker enthält die Baukarte eine entsprechende Abgleichanweisung in Kurzform. Ohne Schwierigkeiten können jedoch von jedem nach der Betriebsanweisung die Trimmregler für den Ratiodektor, für die beiden Meßinstru-

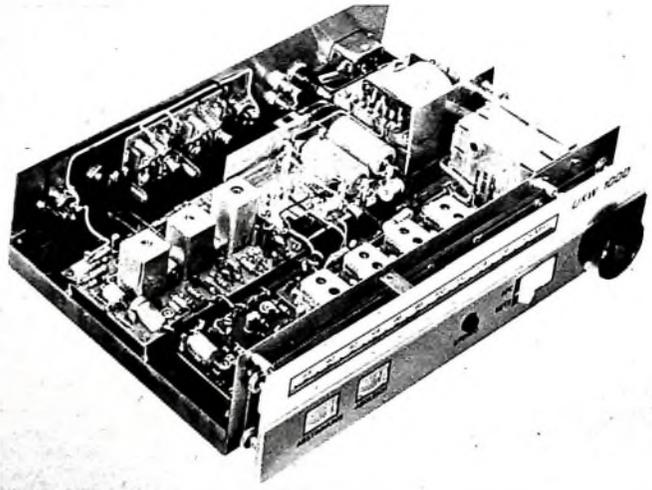


Bild 6. Blick auf das Chassis des „UKW 1000“



Bild 7. UKW-Stereo-Tuner „UKW 1000“

alle Wohnraumeinrichtungen ein. Die Bedienungsorgane sind übersichtlich angeordnet (Bild 7). Die Skala ist in MHz geeicht und mit einer 100^{er}-Einteilung zum leichten Wiederauffinden der Stationen versehen. Der Empfang von Monophonen und stereophonen Ausstrahlungen der Sender des Versorgungsbereiches war einwandfrei.

UKW-Weitempfang

Die große Eingangsempfindlichkeit des „UKW 1000“ ermöglichte bei Verwendung einer UKW-Antenne mit acht Elementen und Antennenrotor einen vorzüglichen UKW-Weitempfang. So konnten in Stuttgart (Antennenhöhe 325 m ü. M.) an Fernstationen gehört werden: Nancy 225 km, Luxemburg 275 km, Brocken/Harz 345 km und Ochsenkopf 230 km (bei Luxemburg und Brocken traten je nach herrschenden Ausbreitungsbedingungen hin und wieder mehr oder weniger tiefe Schwundeintrübe auf).

Stereo-Empfang über größere Entfernungen

Bei Stereo-Empfang über größere Entfernungen kann (das gilt für die Verwendung beliebiger Empfänger) die Wiedergabequalität von UKW-Sendern gestört werden, die in der vom Stereo-Sender beanspruchten Kanalbreite arbeiten. Im Stockholmer Wellenplan 1961 hat man nämlich an Stelle des bisherigen 300-kHz-ein-100-kHz-Kanalrastrer eingeführt. Da aber bei der Stereo-Sendenform eine Kanalbreite von mindestens 200 kHz benötigt wird, machen sich je nach Empfangslage und Kanalbelegung mitunter die anderen in dieser vom Stereo-Sender eingenommenen Kanalbreite arbeitenden UKW-Sender störend bemerkbar. In manchen Fällen gelingt es aber durch entsprechende Ausrichtung der Antenne den oder die Störsender mehr oder weniger auszublenden, so daß doch noch ein brauchbarer Stereo-Empfang erreicht wird. Beispielsweise wurde bei den Empfangsversuchen im Raum Stuttgart: der Stereo-Empfang vom UKW-Sender Hornsgrinde (60 kW: 80 km Entfernung) des Südwestfunks von anderen in der gleichen Kanalbreite arbeitenden UKW-Sendern stark gestört. Drehte man nun die Antenne nicht direkt auf die Hornsgrinde nach Westen, sondern nach Nordwesten, dann bekam man einen nahezu störungsfreien Stereo-Empfang. In diesem Zusammenhang ist interessant, daß mit dem „UKW 1000“ der weiter entfernte (90 km) und schwächere Sender Hardberg (30 kW) des Hessischen Rundfunks einen völlig störungsfreien Stereo-Empfang ergab, weil in dessen Kanalbreite kein stärker einfallender UKW-Sender arbeitet.

Der Empfang des für den örtlichen Versorgungsbereich zuständigen UKW-Stereo-Senders ist Dank der großen Feldstärke (gegenüber der Feldstärke eines in der gleichen Kanalbreite arbeitenden, stets weit entfernten anderen UKW-Senders) wohl immer gewährleistet.

Schrifttum

- Demtröder, H.: Tuner-Baugruppe „312-2400“ Funk-Techn. Bd 20 (1965) Nr. 1, S. 16-17
- Demtröder, H.: ZF-Verstärker-Baugruppe „322-0018“ Funk-Techn. Bd 20 (1965) Nr. 3, S. 98, 100 u. 102
- Demtröder, H.: Stereo-Decoder-Baugruppe „327-0001“ Funk-Techn. Bd 20 (1965) Nr. 7, S. 245-247

J. BLAUERT

Ein Gerät zur Verdeckung von Störgeräuschen

Im Bereich des täglichen Lebens und in der Technik besteht häufig die Aufgabe, unerwünschte Geräusche unhörbar zu machen. Im allgemeinen kommt man in diesen Fällen durch Schallsolation zu einer Lösung. Wenn jedoch wirtschaftliche Gründe gegen dieses Verfahren sprechen, sollte man überlegen, ob das Phänomen der Verdeckung angewandt werden kann.

Mit Verdeckung oder auch Maskierung wird eine in den Eigenschaften des menschlichen Gehörs begründete Erscheinung bezeichnet, die darin besteht, daß eine Hörempfindung in einer anderen gewissermaßen untergehen kann. Man stelle sich zum Beispiel eine Maschinenhalle vor, in der ein solcher Lärm besteht, daß die mündliche Verständigung behindert ist. Dann spricht man davon, daß die Sprache vom Maschinenlärm verdeckt wird. Quantitative Angaben zum Verdeckungseffekt machen z. B. Feldtkeller und Zwicker [1]. Die Anwendung des Verdeckungseffektes scheint immer dann sinnvoll, wenn es weniger darum geht, die Lautstärke eines Geräusches zu mindern, als darum, die Erkennbarkeit herabzusetzen.

Mit einem verhältnismäßig einfachen Gerät ist es bereits möglich, den Verdeckungseffekt im Bedarfsfall auszunutzen, ohne daß dazu weiterer technischer Aufwand notwendig wäre. Als Verdeckungsgeräusch dient breitbandiges Rauschen (Bild 1). Das Gerät enthält alle zum Erreichen des Verdeckungseffektes notwendigen Teile in einem einzigen, transportablen Gehäuse (Bild 2).

Schaltung

Die Schaltung ist im Bild 3 wiedergegeben. Eine in Sperrichtung im Durchbruchgebiet betriebene Zenerdiode erzeugt an einem Widerstand eine Rauschspannung von einigen Millivolt, da der Zenerstrom statistischen Schwankungen unterliegt. Von den untersuchten Zener-



Bild 2. Labormuster des Gerätes zur Verdeckung von Störgeräuschen

diodes erwies sich die Z10 als die geeignetste. Die Rauschspannung wird über einen zweistufigen NF-Verstärker weiterverstärkt und einem Lautsprecher zugeführt. Der Verstärker gibt in der hier angewandten Form maximal 300 mW ab. Damit ist das Gerät in der Lage, im Freien in 1 m Entfernung auf der Lautsprecherachse eine Lautstärke von 90 DIN-Phon zu erzeugen. Die Stromentnahme aus

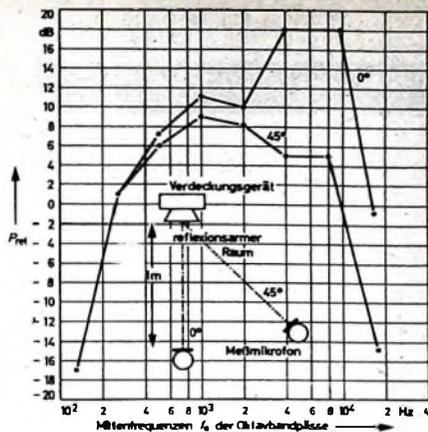


Bild 1. Akustischer Frequenzgang bei halber Leistung; Bezugspegel 0 dB = Schalldruck 65 dB ($\approx 3,56 \cdot 10^{-1}$ μ b)

der Hauptbatterie beträgt je nach Aussteuerung 10...60 mA. Aus der Hilfsbatterie werden 50 μ A entnommen, bei ausgeschalteter Hauptbatterie jedoch weniger als 1 μ A, so daß ein besonderer Schalter für die Hilfsbatterie nicht notwendig ist.

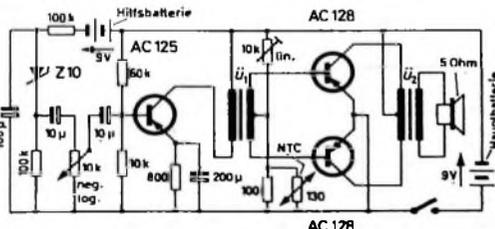
Anwendungen

Folgende Anwendungen des Gerätes wurden ins Auge gefaßt:

1. Verdeckung von unangenehmen Geräuschen (von Toiletten und dergleichen) in schlecht schallsolitierten Wohnungen oder entsprechenden öffentlichen Einrichtungen. Man könnte dabei an automatische Ein- und Ausschaltung denken, wenn das Gerät fest installiert wird.

2. Unterbindung des Mithörens dritter an einer Unterhaltung oder Verdeckung von störenden Geräuschen bei eigener geistiger Arbeit (zum Beispiel Verkehrslärm oder Unterhaltungen anderer im selben Raum). Hierzu ist zu bemerken, daß zur Verdeckung des Sprachfrequenzbandes eine Miniaturisierung des Gerätes ohne weiteres möglich ist.

Darüber hinaus gibt es für eine transportable Rauschquelle viele Einsatzmöglichkeiten, die mit Verdeckung unmittelbar nichts zu tun haben, wie zum Beispiel die Möglichkeiten der schnellen Überprüfung



Universal-Quarzgenerator

Technische Daten

Frequenzbereich: 100 kHz...30 MHz
 Modulation: 1000 Hz (AM)
 Modulationstiefe: etwa 30%
 Betriebsspannung: 9 V
 Stromaufnahme: 10 mA
 HF-Ausgangsspannung: 200 mV

Allgemeines

Es gibt verschiedene Quarzoszillatorschaltungen, aber nicht jede Schaltung ist über einen großen Frequenzbereich verwendbar. Ferner werden Quarze mit drei verschiedenen Schnitten hergestellt, und man unterscheidet vier Arten von Schwingern (Biege-, Längs-, Flächen- und Dicken-schwinger). Es liegt auf der Hand, daß sich für jede Art Quarz zu verschiedenen Frequenzbereichen verschiedene Schwingerschaltungen besonders eignen.

Um in einem Labor oder in einer Werkstatt Quarze schnell und sicher testen zu können, benötigt man einen Oszillator, der für alle Quarze gleich gut funktioniert und über den gesamten Frequenzbereich eine annähernd konstante HF-Spannung abgibt.

Es ist vorteilhaft, eine Trennstufe hinter den Oszillator zu schalten, damit die erforderliche Rückwirkungsfreiheit erreicht wird. Außerdem sollte die Ausgangsspannung regelbar sein, damit man unter Umständen auch die Empfindlichkeit hochwertiger Empfänger vergleichen kann. Bei einem Empfängstest muß man den Quarzträger von anderen Trägern unterscheiden können. Daher ist die Modulation mit einer Tonfrequenz nützlich. Als Modulator wird hier ein Sinus-RC-Generator mit Phasenschiebernetzwerk verwendet.

Die oben aufgeführten Erfordernisse erfüllt das beschriebene Gerät. Es schwingt leicht bei allen Quarzen und Quarzfrequenzen und ist relativ oberwellenarm, obwohl beide Transistoren in Breitbandverstärkerschaltung betrieben werden. Die maximale Ausgangsspannung von 200 mV an 60 Ohm kann ziemlich rückwirkungsfrei entnommen werden, da die Trennstufe mit T4 in Emitterfolgerschaltung arbeitet und um etwa 0,4 dB dämpft. Mit dem Ausgangsspannungsregler P1 läßt sich diese Spannung um etwa 100 dB heruntersetzen. Das entspricht etwa $200 \cdot 10^{-4}$ mV oder 2 µV.

Schaltung

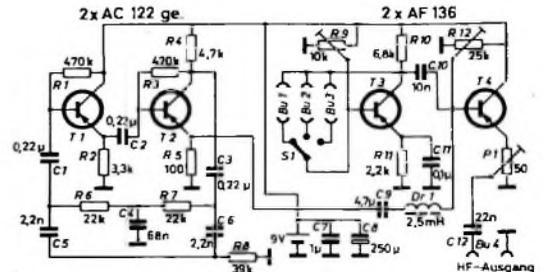
Der Quarzoszillator mit T3 arbeitet in der Pierce-Schaltung. Sein Arbeitspunkt wird mit verschiedenen Quarzen auf etwa gleichmäßige Verstärkung über den gesamten Frequenzbereich festgelegt. Über den Kopplungskondensator C10 gelangt die vom Oszillator erzeugte HF an die Basis des Verstärkertransistors T4. Er arbeitet in Kollektorschaltung. Sein Arbeitspunkt wird auf maximale Verstärkung unter Berücksichtigung der Verlustleistung justiert. Mit dem Emitterwiderstand P1 kann man die HF-Ausgangsspannung regeln. Sie gelangt über C12 an die Buchse Bu4. Moduliert wird der erzeugte Träger durch Verändern der Basisspannung im Takt der NF-Spannung, die der NF-Generator mit den Transistoren T1 und T2 liefert.

Der Generator erzeugt die NF mit einem Phasenschiebernetzwerk aus zwei Doppel-T-Gliedern, die frequenzbestimmend sind. Am Emitterwiderstand von T2 wird die NF weitgehend rückwirkungsfrei über C9

nierung Unter Umständen kann auch ein Transistor defekt sein.

Wenn der Oszillator nicht arbeitet, ist unter Umständen der zu prüfende Quarz defekt. Nach dem Auswechseln des Quar-

Schaltung des Universal-Quarzgenerators für die Überprüfung von Schwingquarzen in einem weiten Frequenzbereich

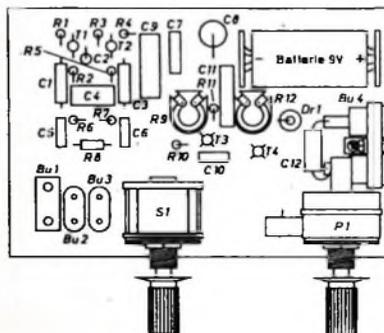


und D1 - die Drossel verhindert das Abfließen der HF - der Basis des HF-Verstärkertransistors zugeführt.

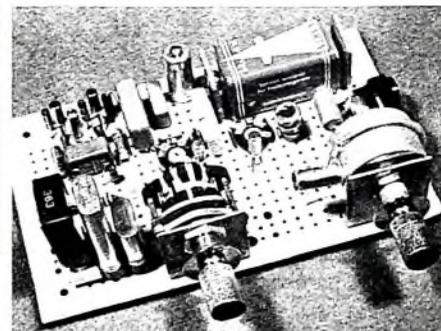
Mechanischer Aufbau

Der komplette Aufbau ist auf einer Lochrasterplatte mit den Abmessungen

150 mm x 100 mm x 3 mm bequem unterzubringen. Die Anschlüsse der Bauelemente werden durch die im Abstand von jeweils 5 mm angebrachten Bohrungen auf die Unterseite der Montageplatte geführt und dort in Art einer gedruckten Schaltung verdrahtet. Die Verdrahtung ist kreuzungsfrei. Der HF-Spannungsteiler P1 und der Schalter S1 sind an der Vorderseite mit Metallwinkeln aus 1,5 mm dickem Stahlblech befestigt. An der rechten Seite der Lochrasterplatte hinter dem HF-Spannungsteiler P1 ist die Buchse Bu4 ebenfalls an einem Stahlblechwinkel montiert.



Einzelteilanordnung auf der Montageplatte



Aufbaubeispiel des Universal-Quarzgenerators

150 mm x 100 mm x 3 mm bequem unterzubringen. Die Anschlüsse der Bauelemente werden durch die im Abstand von jeweils 5 mm angebrachten Bohrungen auf die Unterseite der Montageplatte geführt und dort in Art einer gedruckten Schaltung verdrahtet. Die Verdrahtung ist kreuzungsfrei. Der HF-Spannungsteiler P1 und der Schalter S1 sind an der Vorderseite mit Metallwinkeln aus 1,5 mm dickem Stahlblech befestigt. An der rechten Seite der Lochrasterplatte hinter dem HF-Spannungsteiler P1 ist die Buchse Bu4 ebenfalls an einem Stahlblechwinkel montiert.

Inbetriebnahme

Bevor man das Gerät in Betrieb nimmt, kontrolliert man die Verdrahtung auf eventuelle Fehler. Nach dem Einschalten testet man mit einem Oszillograten den NF-Generator. Er muß am Emitterwiderstand von T2 einen einwandfreien Sinus liefern. Schwingt der Generator nicht, dann untersucht man zuerst das Phasenschiebernetzwerk auf richtige Dimensio-

nierung. Schließlich sollte man auch darauf achten, daß die Arbeitspunkte richtig (laut Schaltungsbeschreibung) eingestellt sind.

Einzelteilliste

Widerstände, 0,6 W	(Roosta)
HF-Spannungsteiler „110“	(Preh)
Einstellregler „64 Tr“	(Dralowid)
Schalter mit 3 x 1 Kontakten	(Preh)
Kondensatoren „MKS 60 V“	(Wima)
(C 7 und C 9)	
Rollkondensatoren „FKC 160 V“	(Wima)
(C 4, C 5, C 6, C 10, C 11, C 12)	
Elektrolytkondensator	
„B 32 110-D 9224-M“	(Siemens)
(C 1, C 2, C 3)	
Drossel, 2,5 mH	(Jahre)
Doppelbuchse „700“	(Maaz)
Quarzhalterungen	(Fern)
Batterie Nr. „29“	(Pertrix)
Drehknöpfe „400 6“	(Maaz)
Transistoren:	
2 x AF 136, 2 x AC 122 ge	(Telefunken)
Bezug der angegebenen Bauelemente nur über den einschlägigen Fachhandel	

Die Kurzwellenausbreitung in der Ionosphäre und ihre Vorhersage

Fortsetzung von FUNK-TECHNIK Bd 21 (1966) Nr. 15, S. 557

3.1.3. Grenzfrequenz, Echolotung

Diejenige Frequenz, die bei senkrechtem Strahlverlauf gerade noch im Schichtmaximum reflektiert werden kann, für die also dort die Brechzahl $n = n_i = 0$ (wegen $\sin \varphi_0 = 0$) wird, nennt man die „Grenzfrequenz“ der betreffenden Schicht. Zur Messung der Grenzfrequenz wird eine Welle mit einer geeigneten Antenne senkrecht nach oben abgestrahlt, wobei man die Frequenz von niedrigen bis zu hohen Werten (etwa von 1...20 MHz) wandern läßt. Man empfängt die reflektierten Signale und bestimmt diejenige Frequenz, bei der die Reflexion aufhört. Das ist die Grenzfrequenz.

Wenn man den Sender mit kurzen Impulsen (etwa 100 μ s Dauer) tastet, kann man deren Laufzeit messen und daraus die Reflexionshöhe bestimmen. Zu jeder Frequenz gehört nach Gl (1) beziehungsweise Bild 4 eine bestimmte Elektronenkonzentration im Reflexionsniveau, festgelegt durch die Reflexionsbedingung bei senkrechtem Einfall $n = 0$.

Nach diesem Verfahren der Echolotung wird an weit über 100 Ionosphärenstationen in der ganzen Welt die Höhe und das Profil der Ionosphärenschichten laufend (stündlich oder öfter) gemessen. Allerdings ist zur Bestimmung der wahren Reflexionshöhe aus der Echolotzeit noch eine komplizierte Umrechnung erforderlich, da die Welle sich ja in der Ionosphäre nicht mit der Vakuumlichtgeschwindigkeit fortpflanzt.

3.1.4. Höchste Übertragungsfrequenz bei schrägem Einfall in die Ionosphäre

Bild 6 gab einen Anhalt für das Versorgungsgebiet eines Senders bei einer festen Frequenz. Häufig ist die Fragestellung in der Praxis aber anders, nämlich: Welche Frequenzen werden von einem festen Senderstandort zu einem festen Empfängerstandort übertragen?

Diese Verhältnisse sind in Bild 7 dargestellt. Der Pedersen-Strahl wurde darin

Früher war dafür die Bezeichnung „Maximum Usable Frequency“ oder „MUF“ in Gebrauch; jedoch soll diese nach neueren Vereinbarungen (4) in etwas anderem Sinn benutzt werden (vgl. Abschnitt 3.4.1). Für Frequenzen oberhalb der JF ist die Sprungentfernung größer als die Entfernung Sender - Empfänger, das heißt, der Empfänger liegt innerhalb der toten Zone. Das ist im Bild 4 durch den Strahl 4 angedeutet, der die Schicht durchdringt.

Zur zahlenmäßigen Bestimmung der JF für eine bestimmte Entfernung geht man am besten von der Grenzfrequenz aus, die ja die JF für die Entfernung 0 km ist. Wie im vorhergehenden Abschnitt gezeigt wurde, stellt sie ein Maß für die maximale Elektronenkonzentration in der Schicht dar. Die Umrechnung von senkrechter auf schräge Ausbreitung hängt zwar, genau genommen, vom Verlauf der Elektronenkonzentration in der gesamten Schicht ab, aber in der Praxis hat sich gezeigt, daß man mit den im Bild 8 gezeigten Kurven ganz gut auskommt. Sie geben den Faktor $M(D)$ an, mit dem die Grenzfrequenz f_0 zu multiplizieren ist, um die JF für die Entfernung D zwischen Sender und Empfänger (am Boden gemessen) zu erhalten: $JF(D) = M(D) \cdot f_0$. Der Schichtverlauf wird dabei nicht mit allen Einzelheiten berücksichtigt, sondern pauschal durch einen einzigen Parameter, und zwar wird dafür einfach der Umrechnungsfaktor $M(3000)$ für die Entfernung $D = 3000$ km benutzt. Der Faktor $M(3000)$ wird, ebenso wie die Grenzfrequenz, von den Ionosphärenstationen routinemäßig mit Hilfe von Standard-Übertragungskurven aus den Registrierungen abgelesen. Die Umrechnung stimmt natürlich nicht exakt, wenn die tatsächliche Schichtform von dem zugrunde liegenden Modell abweicht.

Man ersieht aus Bild 8, daß bei schräger Reflexion an der E-Schicht etwa fünfmal so hohe Frequenzen (bei $D \approx 2000$ km) übertragen werden können wie bei senkrechter Reflexion, an den F-Schichten etwa

dert, denn auf bewegte elektrische Ladungen wirken im Magnetfeld Kräfte ein, und zwar senkrecht zur Bewegungsrichtung. Damit wird aber auch die von den schwingenden Elektronen ausgestrahlte Welle verändert.

Bewegte Elektronen im Magnetfeld beschreiben kreis- oder schraubenförmige Bahnen um die magnetischen Feldlinien (wenn kein zusätzliches elektrisches Feld einwirkt); so auch im Erdmagnetfeld. Die Frequenz, mit der diese Bahnen durchlaufen werden (die sogenannte Kreis- oder Gyrofrequenz f_H), hängt nur von der Stärke des Erdmagnetfeldes an der betreffenden Stelle, nicht von der Geschwindigkeit der Elektronen ab. (Bei größerer Geschwindigkeit wird der Bahnradius ebenfalls größer, so daß die Umlaufzeit gleichbleibt.) Sie spielt für die Wellenausbreitung in gewisser Hinsicht die Rolle einer Resonanzfrequenz. In der Nähe der erdmagnetischen Pole ist $f_H \approx 1,7$ MHz, am erdmagnetischen Äquator $f_H \approx 0,7 \dots 1,0$ MHz.

Diese Vorgänge sollen hier nicht im einzelnen verfolgt werden. Die Rechnung ergibt, daß sich die einfallende Welle in der Ionosphäre in zwei „magneto-ionische“ Komponenten aufspaltet, die sich dann mehr oder weniger unabhängig voneinander weiter ausbreiten. Sie unterscheiden sich dadurch voneinander, daß sie mit entgegengesetztem Drehsinn elliptisch polari-

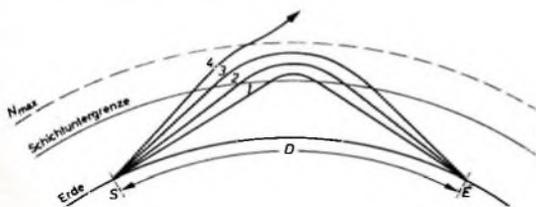
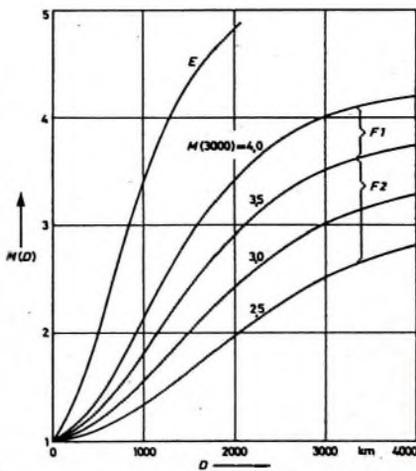


Bild 7. Schematische Darstellung des Strahlenganges für eine feste Entfernung D zwischen Sender S und Empfänger E (nach [2])

Bild 8. Übertragungsfaktor $M(D)$ als Funktion der Entfernung D mit $M(3000)$ als Parameter; E, F_1, F_2 = Reflexionen an der E-, F_1 - und F_2 -Schicht (hauptsächlich in Frage kommende Schwingungsbereiche des Übertragungsfaktors)



der Einfachheit halber weggelassen. Je höher die Betriebsfrequenz ist, um so tiefer dringt der Strahl in die Schicht ein, um so steiler muß er also abgestrahlt werden. Es gibt aber nun eine bestimmte Frequenz, die gerade noch für die gegebene Entfernung Sender - Empfänger reflektiert wird. Für diese Frequenz reicht die tote Zone gerade bis zum Empfängerstandort; sie wird „klassische MUF“ (Classical Maximum Usable Frequency) oder „Junction Frequency“ (JF) genannt, weil bei ihr der normale und der Pedersen-Strahl gerade zusammenfallen.

drei- bis viermal so hohe Frequenzen (bei $D \approx 3000 \dots 4000$ km). Je niedriger die Schicht ist, um so größer ist der Umrechnungsfaktor für eine bestimmte Entfernung, weil dazu ein größerer Einfallswinkel φ_0 , das heißt ein flacherer Strahlverlauf gehört.

3.1.5. Einfluß des Erdmagnetfeldes

Aus Abschnitt 3.1.1. ging hervor, daß das elektrische Feld der Funkwelle die Elektronen der Ionosphäre in Schwingungen versetzt. Es ist klar, daß das Erdmagnetfeld die Form dieser Schwingungen verän-

siert sind, das heißt, die elektrische Feldstärke dieser Wellen schwingt nicht in einer Ebene wie bei einer Welle, die von einer Linearantenne ausgestrahlt wird, sondern ändert fortwährend Größe und Richtung im Raum. Wenn man den Feldstärkevektor, wie üblich, durch einen Pfeil geometrisch darstellt, so läuft die Spitze dieses Pfeiles während jeder Hochfrequenz-Periode einmal auf einer Ellipse um. Größe, Form und räumliche Lage der Polarisationsellipsen der beiden magneto-ionischen Komponenten sind durch die Stärke und Richtung des Erdmagnetfeldes

und durch die Ausbreitungsrichtung der Welle bestimmt. Die beiden Komponenten haben auch etwas unterschiedliche Brechungsindizes, das heißt Ausbreitungsgeschwindigkeiten, die ebenfalls von der Ausbreitungsrichtung in bezug auf die Richtung des Erdmagnetfeldes an der betreffenden Stelle abhängen.

Die durch Gl. (1) ausgedrückte Beziehung zwischen Elektronenkonzentration, Frequenz und Brechungsindex gilt daher nur näherungsweise, wenn das Erdmagnetfeld vernachlässigt wird. Für die eine der beiden magneto-ionischen Komponenten ist die Abweichung von Gl. (1) jedoch verhältnismäßig gering. Insbesondere ist die Elektronenkonzentration, bei der für eine bestimmte Frequenz $n = 0$ wird, die gleiche wie nach Gl. (1), das heißt, die Schnittpunkte der Kurven mit der Abszissenachse im Bild 4 bleiben unverändert. Diese Komponente heißt daher „ordentliche“ (o-) Komponente.

Für die andere, die „außerordentliche“ (x-) Komponente ist die Abweichung von der einfachen Formel Gl. (1) größer. Die Grenzfrequenz und die klassische MUF dieser Komponente liegen – je nach geografischer Lage und Ausbreitungsrichtung – um einige 100 kHz bis zu etwa 1 MHz höher als für die ordentliche Komponente. Die beiden Komponenten breiten sich auch auf etwas unterschiedlichen Wegen aus.

Von größerer praktischer Bedeutung als die geringen MUF-Differenzen ist der Schwund, der aus der Überlagerung der beiden Wellen am Empfangsort entsteht. Darauf wird noch näher eingegangen.

3.1.6. Mehrfachreflexionen

Eine Welle, die nach einer Reflexion in der Ionosphäre wieder auf den Erdboden trifft, wird dort ebenfalls reflektiert. Sie kann ein zweites Mal in der Ionosphäre reflektiert werden, falls am zweiten Reflexionspunkt die Elektronenkonzentration ebenfalls ausreicht, ebenso nach der zweiten Zwischenreflexion am Boden ein drittes Mal und so weiter. Auf diese Weise kann die Welle unter günstigen Bedingungen auf Zickzackwegen um die ganze Erde herumlaufen.

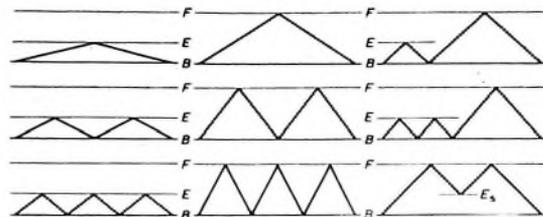
Natürlich treten bei jeder Reflexion gewisse Verluste auf. Die Verluste in der Ionosphäre werden noch im Abschnitt 3.2. näher behandelt. Bei den Zwischenreflexionen an der Erdoberfläche hängen die Verluste von der Leitfähigkeit des Bodens sowie von der Frequenz und vom Einfallswinkel der Welle ab. Bei flachem Strahlenverlauf kann man für Reflexion auf Seewasser (sehr gute Leitfähigkeit) mit höchstens etwa 1 dB Verlust rechnen, für Reflexion auf Land mit einigen dB.

Häufig tritt der Fall ein, daß von einer bestimmten Sendestelle zu einer Empfangsstelle mehrere Ausbreitungswege gleichzeitig möglich sind. Eine Entfernung von 3000 km zum Beispiel kann durch einmalige Reflexion an der F2-Schicht überbrückt werden. Wenn die Arbeitsfrequenz nicht zu hoch liegt, ist Übertragung durch zwei Sprünge (Hops) von je 1500 km Länge mit einer Zwischenreflexion am Erdboden ebenfalls möglich, ebenso gegebenenfalls mit drei Sprüngen von je 1000 km usw.

Weitere Möglichkeiten ergeben sich, wenn eine andere Schicht, zum Beispiel die E-Schicht, zusätzlich wirksam ist. Im Bild 9 sind verschiedene Möglichkeiten skizziert.

Die Anzahl der gleichzeitig wirksamen Ausbreitungswege ist jedoch meistens be-

Bild 9. Schematische Darstellung verschiedener möglicher Ausbreitungswege (nach [5]). Links: 1 · F, 2 · E, 3 · E; Mitte: 1 · F, 2 · F, 3 · F; rechts: E + F, 2 · E + F, M (F, E, E_a = Ionosphärenschichten, B = Erdboden)



grenzt. Es ist zu berücksichtigen, daß die Strahlen um so steiler verlaufen, je größer die Anzahl der Sprünge bei fester Entfernung Sender - Empfänger wird. Steilere Wege ergeben aber – gleiche ionosphärische Bedingungen an den verschiedenen Reflexionspunkten vorausgesetzt – niedrigere JF-Werte, das heißt, eine Frequenz, die bei flachem Einfall noch reflektiert wird, kann unter Umständen bei steilerem Einfall die Ionosphäre durchdringen. Zur Bestimmung der höchsten reflektierten Frequenz für eine bestimmte Strecke genügt es daher im allgemeinen, die JF für den Weg mit der geringstmöglichen Hopzahl zu ermitteln. Bei der Ermittlung der JF aus der Grenzfrequenz an Hand von Bild 8 darf natürlich nicht die Länge der Gesamtstrecke, sondern nur die jeweilige Hoplänge eingesetzt werden, die für Wege mit größeren Hopzahlen immer kleiner wird. Außerdem ist zu berücksichtigen, daß im allgemeinen die Parameter der Ionosphäre (Grenzfrequenzen, M (3000)-Faktoren) an den verschiedenen Reflexionspunkten verschiedene Werte annehmen. Eine Übertragung ist daher nur möglich, wenn die Reflexionsbedingung an allen Reflexionspunkten gleichzeitig erfüllt ist, das heißt, wenn die Arbeitsfrequenz unterhalb des niedrigsten JF-Wertes der verschiedenen Reflexionspunkte liegt.

Es kommt häufig vor, daß eine Reflexion an der F2-Schicht, die auf Grund der errechneten JF-Werte an sich möglich wäre, trotzdem nicht wirksam wird, weil die Welle die F2-Schicht gar nicht erreicht, sondern weiter unten in der E-Schicht bereits reflektiert wird. Man spricht in diesem Fall von „Abdeckung“ (Blanketing) der F2-Schicht durch die E-Schicht (Bild 10). Zwar kann die Welle in solchen

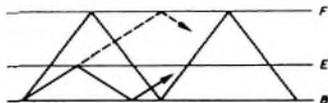


Bild 10. Schematische Darstellung der Abdeckung der (1 · F)-Übertragung durch eine reflektierende E-Schicht. Der steilere (2 · F)-Weg wird nicht abgedeckt

Fällen im allgemeinen den Empfangsort durch mehrfache Reflexion an der E-Schicht doch noch erreichen, jedoch reicht häufig die Feldstärke diese Weges für eine brauchbare Nachrichtenübertragung nicht mehr aus.

3.2. Absorption (Dämpfung)

Wenn die Elektronen in der Ionosphäre allein vorhanden wären und sich nur unter dem Einfluß elektrischer und magnetischer Felder bewegten, dann würden gar keine Energieverluste eintreten. Die Energie, die sie aus dem elektrischen Feld aufnehmen und in Bewegungsenergie umsetzen, würden sie, wie im Abschnitt 3.1.1. vereinfacht angenommen wurde, vollständig wieder ausstrahlen.

Durch die Anwesenheit der neutralen Luftmoleküle (und der Ionen) und durch die unregelmäßige Wärmebewegung aller Teilchen, die sich der gleichmäßigen Schwingung der Elektronen überlagert, werden diese Bedingungen geändert. Die schwingenden Elektronen stoßen immer wieder mit den anderen Teilchen zusammen und geben einen Teil ihrer Bewegungsenergie an diese ab. Außerdem ändern sie ihre Bewegungsrichtung und kommen so aus dem Takt der allgemeinen Elektronenschwingung. Die aufgenommene Energie kann nicht mehr phasengerecht ausgestrahlt werden und ist für die weiterlaufende Welle verloren. So wird aus der Welle laufend Energie absorbiert und im Endeffekt in Bewegungsenergie der ungeordneten Wärmebewegung umgewandelt, dient also zur „Aufheizung“ der Ionosphäre. (Allerdings sind die so zugeführten Wärmemengen klein gegenüber der aus der Sonnenstrahlung aufgenommenen Wärme.)

Es leuchtet ein, daß die Absorption um so stärker ist,

1. je größer die Luftdichte ist (weil damit die Anzahl der Zusammenstöße mit Luftmolekülen zunimmt),
2. je größer die Elektronenkonzentration ist (weil damit ebenfalls die Anzahl der Zusammenstöße wächst),
3. je größer die Schwingungsamplitude der Elektronen ist (weil die bei einem Stoß verlorene Energie entsprechend zunimmt),
4. je länger die Welle braucht, um die absorptionswirksamen Gebiete der Ionosphäre zu durchlaufen.

Die Absorption bewirkt eine exponentielle Schwächung der fortschreitenden Welle. Es ist am einfachsten, diesen Zusammenhang logarithmisch (in dB) auszudrücken:

$$F_2 = F_1 - L_a \quad (3)$$

Dabei sind F_1 und F_2 die elektrischen Feldstärken in der Welle vor und nach Durchlaufen der absorbierenden Schicht, ausgedrückt in dB über $1 \mu\text{V/m}$

$$F_{1,2} = 20 \cdot \lg \frac{E_{1,2}}{E_0}$$

(E_1, E_2 = Feldstärkewerte im linearen Maß, $E_0 = 1 \mu\text{V/m}$ = Bezugfeldstärke).

L_a ist der Verlust in der absorbierenden Schicht, ebenfalls in dB.

Der Hauptanteil der Kurzwellenabsorption erfolgt in der unteren Ionosphäre, in der D-Schicht (etwa 70 ... 100 km Höhe), weil dort die Luftdichte am größten ist (erste der oben angegebenen Bedingungen). Die Elektronenkonzentration in der D-Schicht (zweite Bedingung) folgt im allgemeinen recht gut der Sonneneinstrahlung (auf Abweichungen wird später noch eingegangen).

Die Absorption hat eine starke Frequenzabhängigkeit. Sie ist etwa proportional zu $1/f^2$, nimmt also - ebenso wie die Schwingungsamplituden der Elektronen (dritte Bedingung) - mit wachsender Frequenz rasch ab. Für eine Welle, die die D-Schicht zweimal vertikal durchläuft (Reflexion an der E- oder F-Schicht), geht die Größe des Absorptionsverlustes $L_{\alpha 0}$ aus Bild 11 hervor. Bild 11 gilt für $\gamma = 0^\circ$ (das heißt

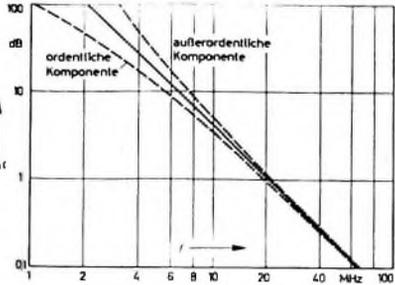


Bild 11 Absorption $L_{\alpha 0}$ bei senkrechtem Strahlverlauf (zweimalige Durchdringung der D-Schicht) für Sonnenfleckenzahl $R = 0$ und Sonnenstandswinkel $z = 0$ (Sonne im Zenit) als Funktion der Frequenz f . — ordentliche Komponente bei Ausbreitung quer zum Magnetfeld. - - - Mittelwert für andere Richtungen

Sonne senkrecht über dem Beobachtungsort, zum Beispiel Mittag in Äquatornähe) bei einer Sonnenfleckenzahl $R = 0$. Für andere Sonnenfleckenzahlen R ist mit $(1 + 0,004 \cdot R)$ zu multiplizieren. Dieser Faktor liegt in der Mitte von verschiedenen im Schrifttum angegebenen Werten [2, 5, 6]. Bei sehr hoher Sonnenaktivität ($R = 200$) wird die Absorption (in dB ausgedrückt) also etwa doppelt so groß. Für die Umrechnung auf anderen Sonnenstand, ausgedrückt durch den Zenitwinkel (Bild 3), werden ebenfalls verschiedene Formeln angegeben (Bild 12)

Für schräge Reflexion nimmt die Absorption um so mehr zu, je flacher der Strahl in der D-Schicht verläuft, weil sich der in der Schicht zurückgelegte Weg verlängert (vierte Bedingung). Der Verlängerungsfaktor $1/\cos \varphi_D$ ($\varphi_D =$ Einfallswinkel in die D-Schicht) ist im Bild 13 als Funktion der Hopplänge D angegeben. Es ist zu beachten, daß bei Ausbreitungswegen mit n Reflexionen die D-Schicht $2n$ -mal durchlaufen wird und daß sich die Absorptionsanteile alle zur Gesamtabsorption summieren, im Gegensatz zu der Reflexionsbedingung, für die nur ein Reflexionspunkt, nämlich der mit der niedrigsten JF, maßgebend ist.

Das Erdmagnetfeld beeinflusst auch die Absorption etwas. Die ausgezogene Kurve im Bild 11 gilt für die ordentliche Komponente bei Ausbreitung quer zum Magnetfeld. Für andere Richtungen wird die ordentliche Komponente etwas schwächer, die außerordentliche etwas stärker gedämpft. Die gestrichelten Kurven stellen mittlere Werte für beliebige Ausbreitungsrichtungen dar.

Absorption bedeutet Verringerung der Empfangsfeldstärke. Wenn die Absorption zu stark wird, kann schließlich keine Funkverbindung mehr zustande kommen. Die bei niedrigeren Frequenzen stark zunehmende Absorption engt also den brauchbaren Frequenzbereich von unten her ein und kann Übertragungswege, die nach der Reflexionsbedingung möglich sind, für die praktische Anwendung unbrauchbar machen.

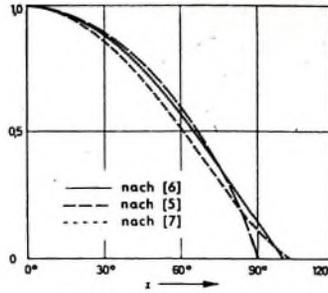


Bild 12 Änderung der Absorption mit dem Sonnenstandswinkel z ; nach CRPL [6], nach Rawer [5], nach Laitinen und Haydon [7]

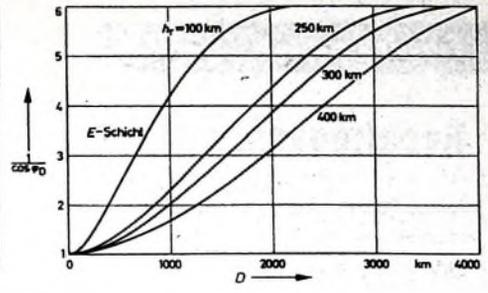


Bild 13 Änderung der Absorption mit der Entfernung Sender - Empfänger (bei einmaliger Reflexion) beziehungsweise mit der Hopplänge D (bei n -facher Reflexion) für verschiedene Reflexionshöhen h_r ; $\varphi_D =$ Einfallswinkel in die D-Schicht (mittlere Höhe der D-Schicht 90 km)

Außer der bisher behandelten sogenannten „nichtdeviativen Absorption“ tritt in der Nähe der Grenzfrequenz zusätzlich die „deviative Absorption“ auf. Sie hat ihren Namen daher, daß sie mit einer Ablenkung (Deviation) des Strahles durch Brechung in Gebieten mit $n \ll 1$ verbunden ist. Da sie nur einen verhältnismäßig schmalen Frequenzbereich erfäßt, nennt man sie auch „selektive Absorption“.

(Fortsetzung folgt)

Weiteres Schrifttum

Die im Heft 15 und hier angeführten zusammenfassenden Darstellungen [2], [3] und [5]

Von Sendern und Programmen

Neue Frequenzen für Mittelwellensender des NDR und des WDR

Im Laufe des Monats Juli haben eine Reihe von Mittelwellensendern des Norddeutschen Rundfunks ihre Sendefrequenzen gewechselt. Dies hängt mit der am 24. Juli erfolgten Inbetriebnahme des neuen Mittelwellensenders Langenberg des WDR zusammen. Dieser Sender hat die Aufgabe, den Fernempfang des 1. Hörfunkprogramms des WDR/NDR erheblich zu verbessern. Während der alte Sender eine Leistung von 100 kW hatte, ist die Leistung des neuen Senders vorerst 400 kW. Diese Leistung wird im Laufe des nächsten Jahres auf 800 kW erhöht werden.

Der neue Langenberger Mittelwellensender erhält eine andere Wellenlänge. Die alte Welle 309 m (971 kHz) wurde auf 189 m (1586 kHz) geändert.

Im Kopenhagener Wellenplan von 1948 ist die alte Langenberger Welle 309 m nicht nur dem Sendebereich des damaligen Nordwestdeutschen Rundfunks (heute NDR und WDR) zugewiesen worden, sondern auch dem russischen Sender Smolensk. Der Sender Smolensk hat seine Leistung inzwischen stark erhöht; er stört abends den Fernempfang des 1. WDR/NDR-Programms erheblich. Die Welle 189 m (1586 kHz) ist dagegen von keinem ausländischen Sender in Europa belegt. Sie wurde bisher nur von einigen mittleren und kleinen Sendern des Norddeutschen Rundfunks und des Westdeutschen Rundfunks benutzt.

Die beiden Rundfunkanstalten haben intern eine Neuordnung der Mittelwellen in ihrem Bereich vorgenommen. Nach dieser Regelung steht die Welle 189 m (1586 kHz) dem neuen Mittelwellensender Langenberg ausschließlich zur Verfügung. Erst in Verbindung mit diesem Wellenwechsel wirkt sich die Leistungserhöhung für die Fernversorgung besonders günstig aus. Der Westdeutsche Rundfunk erwartet, daß nach endgültigem Ausbau der Senderanlage auf die vorgesehene Leistung von 800 kW ein guter Fernempfang nach Einbruch der Dämmerung in weiten Teilen Europas möglich sein wird. Die Strahlung der Sendeantenne für die neue Frequenz wurde so gewählt, daß der größte Teil

wurden für die Arbeit vielfach benutzt, ohne daß dies im einzelnen immer angegeben werden konnte; sie können auch für die weiterführende Lektüre empfohlen werden.

- [4] CCIR: Documents of the Xth Plenary Assembly Geneva, 1963. Vol. II. Rec. 373
- [5] Rawer, K.: Die Ionosphäre. Groningen 1953, P. Noordhoff
- [6] CRPL: Ionospheric Radio Propagation. National Bureau of Standards Circular 462 (1948)
- [7] Laitinen, P. O., u. Haydon, G. W.: Analysis and prediction of sky-wave field intensities in the high frequency band. Radio Propagation Unit Techn. Rep. No. 9 (1950)

der Leistung zur Fernwirkung in einem Radius von 200-200 km beiträgt. Im Nahversorgungsbereich werden sich die Empfangsverhältnisse durch die Inbetriebnahme des neuen Mittelwellensenders Langenberg nicht wesentlich ändern. Hier war eine Verbesserung nicht erforderlich, weil das 1. Programm des WDR/NDR in Nordrhein-Westfalen außer vom Langenberger Sender über eine dichte Kette von elf UKW-Sendern und sechs kleineren Mittelwellensendern gut zu empfangen ist.

Im Sendebereich des Norddeutschen Rundfunks wird das 1. Programm außer über den Mittelwellensender Hamburg über neun Mittelwellen- und vierzehn UKW-Sender ausgestrahlt.

Die Aufnahme der Tätigkeit des neuen leistungsstarken Mittelwellensenders Langenberg mit einer anderen Frequenz steht in engem Zusammenhang mit der kürzlich erfolgten Leistungserhöhung des Mittelwellensenders Hamburg. Bisher haben die Sender Langenberg und Hamburg gemeinsam die Welle 309 m (971 kHz) benutzt. Der Sender Hamburg behält diese Welle auch in Zukunft bei, weil sie für eine Tagesausbreitung günstiger als die Welle 189 m ist.

Die neuen Wellenlängen und Frequenzen der umgestellten Sender gehen aus nachstehender Übersicht hervor.

Sender	m	kHz
Langenberg	189	1586
Kiel	191	1570
Onabrück	181	1570
Bonn	309	971
Göttingen	309	971
Hamburg	309	971
Hannover	309	971
Kleve	309	971
Oldenburg	309	971
Aurich	428	701
Flenburg	428	701
Lingen	428	701
Braunschweig-Salzgitter	577	520

Hochfrequenzoszillatoren mit Schwingkreisen

Schluß aus FUNK-TECHNIK Bd. 21 (1966) Nr. 15, S. 561

14. Oszillatorschaltungen mit Tunnelknoten

14.1. Die Tunnelknoten-Kennlinie

Bei den bisher beschriebenen Oszillatoren war stets eine Rückkopplung in irgendeiner Form zum Erzeugen ungedämpfter Schwingungen erforderlich. Neben diesen Rückkopplungsozillatoren gibt es jedoch auch Schwingkreislösungen, die auf einem anderen Prinzip als dem der Rückkopplung beruhen. Zum Beispiel wurde in den letzten Jahren eine Halbleiterdiode bekannt, die sich sowohl zum Verstärken als auch zum Erzeugen von Hochfrequenzschwingungen eignet. Diese Diode heißt Tunnelknoten oder nach ihrem japanischen Erfinder, L. Esaki, auch Esaki-Diode.

Die Eigenschaft der Tunnelknoten, Spannungen zu verstärken und Schwingungen zu erzeugen, verdankt sie ihrer eigenartigen Strom-Spannungs-Kennlinie, die im Bild 31 dargestellt ist. Legt man an die

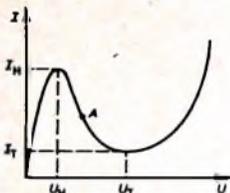


Bild 31. Kennlinie einer Tunnelknoten

Diode eine Spannung, so steigt der hindurchfließende Strom zunächst mit wachsender Spannung rasch bis zu einem bestimmten Höchstwert an. Wird die Spannung weiter vergrößert, so beginnt der Diodenstrom trotz wachsender Spannung plötzlich wieder zu fallen. Erst wenn ein bestimmtes Stromminimum überwunden ist, erhöht sich mit steigender Spannung auch wieder der Strom durch die Diode.

Ein ähnliches Verhalten zeigt auch eine Tetrode, bei der in einem bestimmten Bereich der I_A-U_A -Kennlinie der Anodenstrom trotz wachsender Anodenspannung abnimmt, weil aus der Anode mehr Sekundärelektronen herausgeschlagen werden und zum Schirmgitter fliegen, als Elektronen von der Kathode zur Anode gelangen. Auch das Dynatron weist eine derartige Kennlinie auf. Hierbei handelt es sich um eine Triode, deren Gitter an einer höheren positiven Spannung liegt als die Anode. Dadurch entstehen ebenfalls Sekundärelektronen, die zum Gitter gelangen.

Bei der Tunnelknoten erklärt sich dieses Verhalten aus dem sogenannten Tunneleffekt, einem quantenmechanischen Vorgang, bei dem die Ladungsträger eine Halbleitersperrschicht mit großer Geschwindigkeit durchfliegen (durchtunneln). Dieser physikalische Vorgang braucht aber zum Verständnis der Schwingungserzeugung mit Tunnelknoten für den Praktiker nicht näher erläutert zu werden. Man spricht bei einer Kennlinie nach Bild 31 in dem Bereich, in dem der Strom

trotz steigender Spannung niedriger wird, von einer fallenden Strom-Spannungs-Kurve. Die vier charakteristischen Kenngrößen einer solchen Tunnelknoten-Kennlinie sind der Höckerstrom I_H mit der zugehörigen Höcker-Spannung U_H und der Talstrom I_T mit der entsprechenden Tal-Spannung U_T . Diese Bezeichnungen lassen die jeweilige Kurventendenz der Strom-Spannungs-Kennlinie (Höcker und Tal) erkennen. Da der fallende Kennlinienteil im Bild 31 entgegen dem Ohmschen Gesetz verläuft (niedriger werdender Strom bei wachsender Spannung), spricht man hier von einem negativen Widerstand. Erwähnt sei schließlich noch, daß eine Tunnelknoten keine Sperrwirkung aufweist. An deren Stelle tritt der eben erläuterte fallende Kennlinienteil im Durchlaßbereich.

14.2. Schaltungstechnik

Eine sehr einfach aufzubauende Oszillatorschaltung, bei der eine Tunnelknoten als

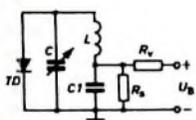


Bild 32. Oszillatorschaltung mit Tunnelknoten

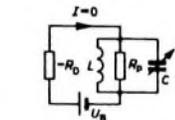


Bild 33. Ersatzschaltbild des Oszillators nach Bild 32

aktives Element verwendet wird, zeigt Bild 32. Die Tunnelknoten TD liegt parallel zum Schwingkreis L, C. Die zum Betrieb erforderliche Diodenvorspannung wird der Spannungsquelle U_B entnommen und über den Spannungsteiler R_v, R_s sowie über die Schwingkreisspule L der Tunnelknoten zugeführt. Von der Höhe der Diodenvorspannung hängt die Lage des Arbeitspunktes A auf der fallenden Kennlinie im Bild 31 ab. Der Kondensator C dient lediglich dazu, den Schwingkreis L, C wechsellängsmäßig zu schließen [4].

Bild 33 zeigt das Ersatzschaltbild dieses Tunnelknoten-Oszillators, das zur Erläuterung der Schwingungserzeugung in einer solchen Schaltung dient [5]. Wird ein Schwingkreis zum Schwingen angeregt, so nimmt die Amplitude der Schwingungen rasch ab, wenn man dem Schwingkreis nicht ständig neue Schwingungsenergie von außen zuführt. Man spricht dann von einer gedämpften Schwingung. Die einmal zugeführte Energie wird von den Schwingkreisverlusten aufgezehrt. Diese Verluste fällt man bei einem Parallelschwingkreis üblicherweise in dem Widerstand R_D zusammen, den man sich zum Schwingkreis parallel geschaltet denken muß und den man auch als den Dämpfungswiderstand des Schwingkreises bezeichnet. Bei den bisher beschriebenen Rückkopplungsschaltungen führt man die durch diesen Widerstand verlorengangene Schwingungsenergie durch Rückkopplung wieder dem Schwingkreis zu. Die rückgekoppelte Energie muß dabei genauso groß sein wie die durch die Dämpfung verlorengangene Energie, damit Schwingungen mit konstanter Amplitude entstehen. Man kom-

pliziert bei den Rückkopplungsozillatoren die Dämpfung also durch eine dem Schwingkreis von außen zugeführte Rückkopplungsspannung. Der Dämpfungswiderstand des Schwingkreises wird dann gleich Null.

Bei einer Schwingung, die wie im Bild 32 mit einer Tunnelknoten ausgerüstet ist, wird der Dämpfungswiderstand dadurch aufgehoben, daß man ihm einen gleich großen, aber negativen Widerstand parallel schaltet ($-R_D$ im Bild 33). Wird dann der Schwingkreis durch einen kleinen Spannungsstoß (zum Beispiel eine Änderung der Belastung, Schwankung der Betriebsspannung oder des Tunnelknoten-Widerstandes usw.) zum Schwingen angeregt, so stellt sich eine stabile Schwingung mit konstanter Amplitude ein. Die über eine Schwingungsperiode gemittelte Dämpfung hat dann den Wert Null.

Physikalisch kann man sich das so vorstellen, daß die Tunnelknoten eine innere EMK hat, die den Strom in einem bestimmten Bereich um so mehr schwächt, je größer sie wird, da der Strom auf dem fallenden Ast der Diodenkennlinie mit wachsender Spannung abnimmt. Der Strom durch den Schwingkreis nähert sich dann dem Wert Null. Dies ist aber bei einem Parallelschwingkreis mit (nahezu) unendlich hohem Resonanzwiderstand der Fall, also bei einem Parallelschwingkreis, der vollständig entdämpft ist.

Aus diesem Grund läßt sich eine Tunnelknoten auch nicht in einer Schwingung mit einem Serienschwingkreis verwenden, wie dies im Bild 34 dargestellt ist [5]. Bei einem Serienschwingkreis fließt im Resonanzfall der maximale Schwingkreisstrom I_{max} . Dieser würde von der Tunnelknoten so sehr verringert werden, daß keine Schwingungen entstehen können.

Bei einem Parallelschwingkreis liefert dagegen der negative Widerstand $-R_D$ der Tunnelknoten dem Schwingkreis stets

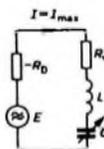


Bild 34. Zusammenschaltung eines Serienschwingkreises mit einem negativen Widerstand

die von dessen Dämpfungswiderstand R_D verbrauchte Wirkleistung. Die Schwingungsamplitude, die sich dabei einstellt, ist stets so groß, daß die Summe der vom negativen Widerstand $-R_D$ gelieferten und der vom Schwingkreiswiderstand R_D verbrauchten Wirkleistungen im Schwingkreis gleich Null wird. Die Dämpfung des Kreises ist dann ebenfalls gleich Null. Sie darf jedoch nicht dauernd Null sein, da sich sonst ein Gleichgewichtszustand zwischen Schwingkreis und negativem Widerstand einstellt, bei dem sich jede beliebige Schwingungsamplitude aufschaukeln könnte und die Schwingungsamplitude jedem äußeren Einfluß unverzüglich folgen würde. Die Schaltung wäre also äußerst instabil. Um dies zu verhindern, ist es erforderlich, daß die Dämpfung von der augenblicklichen Größe der Schwingungsamplitude abhängt, jedoch über die gesamte Schwingungsperiode gesehen Null ist. Bei einer Tunnelknoten ist, wie man der Kennlinie im Bild 31 entnehmen kann, diese Amplitudenabhängigkeit der Dämpfung gegeben [4, 5].

15. Transistoroszillatoren mit innerer Rückkopplung

Bild 35 zeigt eine Transistor-Oszillator-schaltung, zu der es keine analoge Röhrenschaltung gibt. Bei einigen Transistortypen entstehen Schwingungen, wenn derartige Transistoren in einer Schaltung wie im Bild 35 betrieben werden. Es handelt

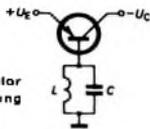


Bild 35. Zweipunktoszillator mit innerer Rückkopplung

sich dabei um eine ähnliche Erscheinung wie bei dem im Abschnitt 14. beschriebenen negativen Widerstand der Tunnel-diode. Unter bestimmten Bedingungen, auf die hier nicht näher eingegangen werden soll und die in [1] beschrieben sind, kann bei diesen Transistoren ein negativer Widerstand auftreten. Voraussetzung dafür ist allerdings, daß der Stromverstärkungsfaktor i_c/i_e des Transistors größer als Eins wird. Das ist nur bei Spitzentransistoren der Fall. Flächentransistoren, wie sie heute überall verwendet werden, sind für solche Schaltungen nicht geeignet. Da Spitzentransistoren heute allgemein als veraltet angesehen werden, haben die hier beschriebenen Oszillatorschaltungen gegenwärtig keine große Bedeutung. Es ist jedoch denkbar, daß Transistoren mit ähnlichen Eigenschaften wie den Eigenschaften von Spitzentransistoren eines Tages wieder erhältlich sein werden. Aus diesem Grund soll hier kurz auf diese Oszillatorschaltungen eingegangen werden.

Da bei diesen Oszillortypen die Rückkopplung gewissermaßen im Transistorinneren vom Collector auf die Basis oder den Emitter stattfindet und somit der Schwingkreis zur Einspeisung einer Rückkopplungsspannung nirgends angezapft zu werden braucht, nennt man diese Schaltungen Zweipunktoszillatoren oder Oszillatoren mit innerer Rückkopplung. Der negative Widerstand wird um so größer, je größer der Widerstand im Basiskreis ist. Deshalb ist der Schwingkreis im Bild 35 in den Basiskreis gelegt worden. Man erhält jedoch auch schwingfähige Systeme, wenn man einen Serienschwingkreis in den Collector- oder Emitterkreis oder zwischen Emitter und Collector legt. Allerdings ist bei derartigen Anordnungen eine gute Sinusform der erzeugten Schwingungen nur bei kleinen Amplituden zu erwarten. Außerdem ist die Festlegung des richtigen Arbeitspunktes schwierig. Deshalb haben diese Schaltungsvarianten gegenüber der im Bild 35 gezeigten Art keine große Bedeutung erlangen können.

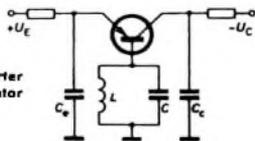


Bild 36. Verbesserter Zweipunktoszillator

Eine Verbesserung der Schaltung von Bild 35 zeigt Bild 36. Mit beiden Schaltungen lassen sich sehr hohe Frequenzen erzeugen. Die obere Grenzfrequenz des Oszillators nach Bild 36 wird aber noch heraufgesetzt, wenn die Blindwiderstände der Kondensatoren C_0 und C_c Werte von

mehreren tausend Ohm für die erzeugte Frequenz haben, das heißt, wenn die Kapazität der Kondensatoren klein ist [1].

16. Die Frequenzkonstanz von Oszillatoren

Auf die Frage der Frequenzkonstanz von Oszillatorschaltungen wurde bei der Beschreibung der einzelnen Oszillortypen schon verschiedentlich hingewiesen. Hier sollen summarisch die Punkte zusammengefaßt werden, die für die Frequenzstabilität aller Oszillatoren wichtig sind [3].

An die Frequenzkonstanz eines Oszillators werden je nach Verwendungszweck verschiedene hohe Anforderungen gestellt. Die Frequenzkonstanz ist definiert als das Verhältnis der Abweichung von der Nennfrequenz zur Nennfrequenz selbst, also Frequenzkonstanz

$$\frac{\Delta f}{f_{\text{Nenn}}} \quad (\text{meistens in } \%) \quad (5)$$

Bei Rundfunksendern beispielsweise liegt die Frequenzkonstanz bei $10^{-3} \dots 10^{-4}$. Das sind 0,001...0,0001 %, um die die Senderfrequenz von der verlangten Nennfrequenz abweichen darf.

Da die Frequenzänderung eines Oszillators von verschiedenen sich ändernden Größen abhängt (zum Beispiel von der Betriebsspannung, der Heizspannung, der Temperatur und dergleichen), wird die Frequenzkonstanz in Abhängigkeit dieser Größen angegeben, und zwar entweder absolut oder in Prozenten (also beispielsweise durch die Dimensionen $\%/V$, $\%/^{\circ}C$ oder aber Hz/V , $\text{Hz}/^{\circ}C$).

Um die Abweichung der Oszillatorfrequenz von der Nennfrequenz so klein wie möglich (das heißt die Frequenzkonstanz so groß wie möglich) zu halten, müssen die nachstehend aufgeführten Punkte beachtet werden.

1. Daß die Betriebsspannung einen starken Einfluß auf die Frequenzkonstanz eines Oszillators hat, wurde schon erwähnt. Es müssen also die Betriebsspannungen durch stabilisierte Stromversorgungsgeräte konstantgehalten werden.
2. Belastungsschwankungen des Oszillators durch den angeschlossenen Verbraucher beeinträchtigen die Frequenzkonstanz ebenfalls. Ein Oszillator schwingt um so frequenzkonstanter, je weniger er belastet wird. Aus diesem Grund schaltet man häufig eine Verstärkerstufe zwischen den eigentlichen Oszillator und den Verbraucher.
3. Der Rückkopplungsweg muß so aufgebaut sein, daß sich eine möglichst phasenreine Rückkopplung ergibt. Dies läßt sich erreichen, wenn man verlustarme Spulen und Kondensatoren sowie streuarmler Übertrager im Rückkopplungsweg verwendet.
4. Um die Frequenzkonstanz möglichst wenig durch Temperaturschwankungen zu beeinträchtigen, werden bei Präzisionsoszillatoren stark temperaturabhängige Bauteile häufig in Thermostaten eingebaut. Allgemein sollen nur Bauteile verwendet werden, deren Werte von Temperatur-, Druck- und Feuchtigkeitsschwankungen möglichst weitgehend unabhängig sind. Dies gilt für alle Arten von Oszillatoren.

Die besten Ergebnisse hinsichtlich der Frequenzkonstanz erhält man bei Oszillatoren, in denen Quarze als Schwingkreise verwendet werden (Quarzoszillatoren). Auf diese Schaltungen soll jedoch in dieser Aufsatzreihe nicht eingegangen werden.

17. Amplitudenstabilisierung

17.1. Amplitudenstabilisierung bei Röhrenoszillatoren

Ein Oszillator soll nicht nur eine konstante Frequenz, sondern auch eine konstante Schwingungsamplitude liefern. Die Schwingungsamplitude kann durch Belastungsschwankungen durch den angeschlossenen Verbraucher oder durch Schwankungen in der Stromversorgung beeinflusst werden. Um Amplitudenschwankungen so weit wie möglich aus dem Wege zu gehen, verwendet man das Prinzip der automatischen Gittervorspannung, das im Bild 37 dargestellt ist [3] und auf das schon bei der Beschreibung der Meißner-Schaltung im Abschnitt 3. kurz hingewiesen wurde. Man kann dabei den Gitterableitwiderstand R_g entweder parallel zur

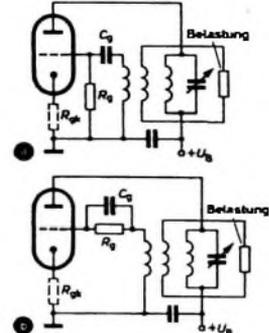


Bild 37. Amplitudenstabilisierung durch automatische Gittervorspannung; a) Gitterableitwiderstand R_g parallel zur Gitter-Katoden-Strecke, b) in Reihe zur Gitter-Katoden-Strecke

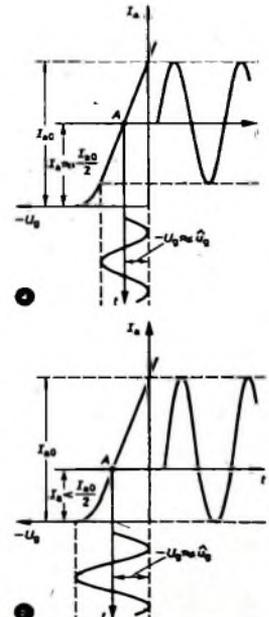


Bild 38. Arbeitspunktstellung bei Oszillatoren; a) der Oszillator hat nur Spannung abzugeben, b) der Oszillator hat auch Leistung abzugeben

Gitter-Katoden-Strecke der Röhre schalten (Bild 37a) oder auch in Reihe zu ihr (Bild 37b).

Sobald die einsetzenden Schwingungen eine gewisse Größe erreichen, werden sie

an der als Diode wirkenden Gitter-Katoden-Strecke der Röhre gleichgerichtet. Dabei beginnt während der positiven Halbwelle der Schwingung ein Gitterstrom zu fließen, der den Gitterkondensator C_g so auflädt, daß die Ladespannung als negative Gittervorspannung für die Röhre dienen kann. Diese Vorspannung U_g ist im Normalfall, das heißt, wenn keine Störung in Form von Belastungs- oder Betriebsspannungs-Schwankungen vorliegt, etwa so groß wie der Scheitelwert U_r der Gitterwechselspannung. Das geht aus Bild 38 hervor [3].

Steigt beispielsweise die Betriebsspannung des Oszillators an oder verringert sich seine Belastung, so vergrößert sich die Schwingungsamplitude. Gleichzeitig vergrößert sich dadurch aber auch die Gittervorspannung und schiebt den Arbeitspunkt A auf der I_a-U_g -Kennlinie weiter nach unten in ein Gebiet kleinerer mittlerer Steilheit. Dadurch wird die Verstärkung geringer, und die Schwingungsamplitude behält ihren alten Wert bei. Wenn der Rückkopplungsfaktor versehentlich zu groß gewählt wurde, so daß die Röhre übersteuert wird, sorgt die Gittergleichrichtung für eine Begrenzung der sich aufschaukelnden Schwingungen. Die Gittergleichrichtung wirkt also wie ein selbsttätiger Regler, der die Schwingungsamplitude nach einer Störung sofort wieder auf ihren alten Wert zurückbringt.

Bei einem Generator, der keine Leistung, sondern nur Spannung abzugeben hat (beispielsweise bei einer Steuerstufe für einen Leistungssender), werden der Rückkopplungsfaktor sowie der Gitterableitwiderstand R_g und der Gitterkondensator C_g so groß gewählt, daß der Anodenstrom etwa auf den halben Wert des Anodenruhestromes I_{a0} zurückgeht, wenn Schwingungen einsetzen. Wie aus Bild 38a ersichtlich ist, liegt dann der Arbeitspunkt A etwa in der Mitte der I_a-U_g -Kennlinie. Von der Gitterwechselspannung wird dann nur der geradlinige Teil der Kennlinie bestrichen. Wenn dem Oszillator Leistung entnommen werden soll, so legt man den Arbeitspunkt A so, wie es das Bild 38b zeigt. Der Arbeitspunkt liegt jetzt weiter unten auf der Kennlinie als im Bild 38a, damit diese in einem möglichst großen Bereich ausgeregt werden kann. Der Anodenstrom geht dadurch um wesentlich mehr als die Hälfte gegenüber dem Anodenruhestrom I_{a0} zurück, wenn Schwingungen einsetzen. Die Gitterwechselspannung überstreicht jetzt auch den unteren gekrümmten Teil der Kennlinie, so daß die Schwingung etwas verzerrt wird.

Die Zeitkonstante der Gitterkombination $R_g \cdot C_g$ muß groß gegenüber der Schwingungsdauer der erzeugten Frequenz sein, damit die aus der Hochfrequenzspannung gewonnene negative Gittervorspannung gut geglättet wird. Die Lage des Arbeitspunktes wird von den Röhrenherstellern vorgeschrieben und ist den Röhrentabellen zu entnehmen. Um bei zu starker Rückkopplung den vorgeschriebenen Arbeitspunkt einstellen zu können, muß der Gitterableitwiderstand oft recht klein gemacht werden, damit die Schwingungsamplitude zusammenbricht. Das bedingt aber wiederum einen großen Gitterkondensator C_g , damit die Gitterkombination eine ausreichend große Zeitkonstante erhält. Zu groß darf die Zeitkonstante $R_g \cdot C_g$ aber auch nicht gemacht werden, da der Oszillator sonst vor allem bei zu großer Rückkopplung zeitweilig zum

„Überschwingen“ neigen kann. Dieses Überschwingen rührt daher, daß der Kondensator zu lange braucht, bis er auf die notwendige Spannung aufgeladen ist, die als Gittervorspannung dient. Während dieser Aufladezeit des Kondensators können sich die Schwingungen zu großen Amplituden aufschaukeln. Der Kondensator lädt sich nunmehr auf einen höheren Spannungswert auf, als dies normalerweise erforderlich wäre. Dadurch bekommt die Röhre eine so große negative Vorspannung, daß die Schwingungen abreißen. Nun dauert es eine gewisse Zeit, bis sich der Kondensator entladen hat und wieder Schwingungen einsetzen können. Während dieser Zeit ist die Röhre gewissermaßen „zugestopft“. Infolge der zu großen Gitterkreiszeitkonstante und bei einer zu starken Rückkopplung pendelt die Schaltung dauernd vom schwingenden in den schwingungslosen Zustand hin und her. Man sagt dann auch, der Oszillator „tröpfelt“.

In den Bildern 37a und 37b ist in die Katodenleitung der Röhre ein Widerstand R_{gk} gestrichelt eingezeichnet. Er ruft eine Stromgegenkopplung hervor und wird gern verwendet, um den Klirrfaktor des Oszillators zu verringern, sofern eine ausreichende Verstärkungsreserve das erlaubt [3]. Der Widerstand hat zu diesem Zweck einen Wert von etwa 0,1 bis 10 kOhm.

17.2. Amplitudenstabilisierung bei Transistoroszillatoren

Die vorstehenden Ausführungen zur Amplitudenstabilisierung bei Oszillatoren beziehen sich auf Röhrenschaltungen. In ihrer allgemeinen Form gelten diese Aus-

führungen auch für Transistorschaltungen. Schaltungstechnisch gibt es für die Amplitudenstabilisierung bei Transistoroszillatoren jedoch einige besondere Gesichtspunkte, die nachfolgend kurz erläutert werden sollen. Die Schwingungsamplitude wird bei Transistoroszillatoren teilweise im Verstärkungsweg, hauptsächlich jedoch im Rückkopplungsweg der Schaltung stabilisiert und begrenzt. Im Verstärkungszweig ist es der Emitterwiderstand R_e , der zusammen mit dem parallel geschalteten Kondensator C_e neben der Temperatur des Transistors auch die Schwingungsamplitude stabilisiert. Er bewirkt eine Gleichstromgegenkopplung, die bei großen Amplituden den Arbeitspunkt in Gebiete kleinerer Steilheit verschiebt, so daß die Stromverstärkung des Transistors herabgesetzt und damit die Amplitude nach oben begrenzt wird.

Im Rückkopplungsweg der Schaltung werden die Schwingungen durch den Transistor-Eingangswiderstand in ihrer Amplitude begrenzt. Mit größer werdender Schwingungsamplitude verringert sich der Eingangswiderstand des Transistors, der den Schwingkreis stärker dämpft und verstimmt und damit die Schwingungsamplitude nach oben begrenzt [3].

Schrifttum

- [4] • Richter, H.: Transistor-Praxis 6. Aufl., Stuttgart 1961, Franckh
 - [5] Rohde, U. L.: Tunnelioden als Schwingungserzeuger. Funkschau Bd. 33 (1961) Nr. 4, S. 91-93
- W e l t e r e s S c h r i f t t u m
- L-C-Oszillatoren (von L. Harzdorf aus dem Amerikanischen übersetzt), Stuttgart 1959, Berliner Union

Fernseh-Service Starke Fahnenbildung

Das defekte Fernsehgerät zeigte außer einem uninteressanten Fehler im ZF-Teil starke Fahnenbildung und eine ungenaue Auflösung. Nachdem Gleichspannungsmessungen im Tuner und im ZF-Teil auf keine Fehlerursache schließen ließen, wurde mit Wobbsender und Oszillograf die ZF-Kurve aufgenommen. Sie zeigte starke Deformierung gegenüber der Sollkurve der Serviceunterlage. Ein Nachgleich der ZF-Kurve nach Servicevorschrift führte zwar zu einer besseren Auflösung, die störenden Fahnen waren jedoch nach wie vor vorhanden.

Im Laufe weiterer Messungen zeigte sich, daß die Fahnen bei eingeklapptem Chassis verschwanden, beim Herausklappen des Chassis in horizontale Lage jedoch wieder auftraten. Bei der sorgfältigen Untersuchung der Verbindungskabel vom Chassis zum Tunerbaustein stellte sich heraus, daß die abgeschirmte Leitung zwischen Tunerausgang und ZF-Eingang beim Berühren mit der Hand reagierte. Tatsächlich war die Masseverbindung des Kabels am ZF-Eingang noch innerhalb des darüber geschobenen Isolierschlauches abgebrochen. Allerdings war die Masseverbindung nur bei ausgeklapptem Chassis unterbrochen, bei eingeklapptem Chassis jedoch zeitweise wieder hergestellt.

Da das Kabel in der Haltetasche einen scharfen Knick zeigte, wurde es ausgetauscht und die zu starke Krümmung beseitigt. Das Gerät funktionierte dann wieder und lieferte ein einwandfreies Bild.

Ganz allgemein sollte man Verbindungsleitungen mit Abschirmgeflecht besondere Aufmerksamkeit widmen. Kurzschlüsse an Knickstellen sind in aller Art von Geräten (beispielsweise auch in Autosperren und Rund-

funkempfängern) nicht selten, wenn der jeweilige Empfänger ein mittleres oder hohes Retriehsalter erreicht hat. In solchen Fällen sollte das Abschirmkabel erneuert werden, denn die etwas brüchige Isolation führt früher oder später an anderen Stellen zu neuen Kurzschlüssen.

Bild nicht einwandfrei zu linearisieren

Verzerrungen der Bildgeometrie sind bei Reparaturgeräten häufige Fehler, können aber nach längerem Transport auch bei neuen Fernsehempfängern auftreten. Bei neuen Geräten reicht der Regelbereich der Linearisierungsregler stets aus. Bei defekten Geräten findet man als Fehlerursache häufig schadhafte Bauelemente.

Im vorliegenden Fall handelte es sich um ein fünf Jahre altes Fernsehgerät. Es gelang nicht, die Bildgeometrie zu linearisieren, da die Regler auf Anschlag standen. Da der Austausch fehlerverdächtiger Kondensatoren keinen Erfolg brachte, wurde der Vorwiderstand des Linearitätsreglers nachgemessen. Er hatte den aufgedruckten Wert. Um zu einer schnelleren Fehlerdiagnose zu kommen, wurde probeweise der 470-kOhm-Vorwiderstand gegen einen 380-kOhm-Widerstand ausgetauscht. Diese Maßnahme brachte den gewünschten Erfolg. Die Linearität ließ sich wieder in weiten Grenzen verändern. Der Regler konnte bei linearem Bild nahezu auf Mitte gestellt werden. Bei dem vorliegenden Servicefall hatten sich die Werte verschiedener Bauelemente im Lauf der Jahre mehr oder weniger geringfügig geändert. Diese Veränderungen wirkten sich auf die Bildlinearität aus.

Man sollte bei jedem Fernsehempfänger, bei dem die Linearitätsregler auf Anschlag stehen, zuerst die Kondensatoren der Linearitätskopplung austauschen. In etwa 90% aller Fälle bringt diese Methode Abhilfe.

BAUELEMENTE

für Elektronik und Nachrichten-Technik

Empfänger- und Verstärkerröhren
Fernsehbildröhren
Ablenkmittel für Fernsehbildröhren
Germanium-Transistoren
Silizium-Transistoren
Germanium-Dioden
Silizium-Dioden
Festkörper-Schaltkreise
Spezialröhren für Elektronik
Spezialverstärkerröhren
Mikrowellenröhren
Senderöhren
Vakuumkondensatoren
Elektronenstrahlröhren für Oszillographen

Wir senden Ihnen gern Druckschriften

TELEFUNKEN Aktiengesellschaft
Fachbereich Röhren · Vertrieb 7900 Ulm

Drehkondensatoren
Trimmerkondensatoren
Elektrolytkondensatoren
Kunststoffolienkondensatoren
Keramikkondensatoren
Schichtdrehwiderstände (Potentiometer)
Schichtwiderstände
Halbleiterwiderstände „NEWI“
UHF-Tuner
VHF-Tuner (Fernseh-Kanalschalter)
Allbandwähler
Druck- und Schiebetasten, Schalter

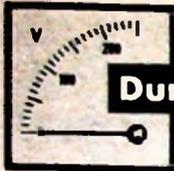
Wir senden Ihnen gern Druckschriften

TELEFUNKEN Aktiengesellschaft
Fachbereich Bauteile NSF
8500 Nürnberg, Obere Kanalstraße 24-26



TELEFUNKEN

TELEFUNKEN-Bauelemente für
Elektronik und Nachrichtentechnik
immer zuverlässig
und von hoher Präzision



Durch Messen zum Wissen

P. ALTMANN

Fortsetzung von FUNK-TECHNIK Bd. 21 (1966) Nr. 15, S. 564

4.14. Transistormessungen im Hochfrequenzgebiet

Bei Transistoren im Hochfrequenzgebiet interessieren verschiedene Daten, die sich von denen bei Niederfrequenz unterscheiden können. Das bezieht sich vor allem auf den Eingangswiderstand und den Ausgangswiderstand eines Transistors. Dabei wird der Eingangswiderstand bei kurzgeschlossenem Ausgang und der Ausgangswiderstand bei kurzgeschlossenem Eingang gemessen. Messungen dieser Art können wir leichter als solche an Röhren (s. den vorigen Abschnitt) durchführen, da beispielsweise Niederfrequenztransistoren bei Hochfrequenz ganz andere Daten als bei Niederfrequenz haben. Dankbare Meßobjekte sind auch ältere Hochfrequenztransistoren, die noch nicht nach dem Drift- oder Diffusionsprinzip aufgebaut sind. Noch auffälliger sind natürlich die Unterschiede bei normalen Niederfrequenztransistoren

Zur Messung des Eingangs- und Ausgangswiderstandes von Transistoren benutzt man zweckmäßigerweise die bereits früher (s. zum Beispiel Bild 56) beschriebene Substitutionsmethode. Man schaltet also den Eingang oder den Ausgang des Transistors parallel zu einem Schwingkreis mit bekanntem Resonanzwiderstand und bestimmt die Resonanzspannung, die bei konstanter Einströmung auftritt. Dann schaltet man den Transistor ab und bestimmt die Resonanzspannung des unbelasteten Schwingkreises. Aus den so ermittelten Werten läßt sich der Eingangs- beziehungsweise Ausgangswiderstand des Transistors berechnen.

Bild 69 zeigt (nach Telefunken) die Schaltung zur Messung des Eingangswiderstandes. Ein Meßsender wird sehr lose über C an den Schwingkreis L, C1 angekoppelt, der den Resonanzwider-

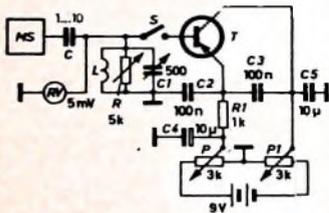


Bild 69. Messung des Transistor-Eingangswiderstandes im HF-Gebiet

stand R_p haben soll. Diesen Resonanzwiderstand kann man vorher durch eine Messung (s. Abschnitt 4.12.) ermitteln. Man kann aber auch dem Kreis einen ohmschen Widerstand R parallel schalten und diesen so einregulieren, daß man einen definierten Gesamt-Kreiswiderstand erhält. Will man beispielsweise einen Widerstand von 3 kOhm haben, so wird bei zunächst noch offenem Schalter S der Widerstand R so eingestellt, daß die mit dem Röhrevoltmeter RV gemessene Spannung beim Parallelschalten eines weiteren Widerstandes von 3 kOhm auf die Hälfte zurückgeht. Dann weiß man, daß der gesamte Kreiswiderstand einen Wert von 3 kOhm hat. Damit liegt R_p genau fest. Der Kreis wird mit C1 auf Resonanz abgestimmt; dabei sollen am Röhrevoltmeter als höchste Spannung nicht mehr als 5 mV auftreten, um eine Übersteuerung des Transistors zu vermeiden.

Nun wird der Schalter S geschlossen, der die Basis des Transistors T mit dem Schwingkreis verbindet. Der Emittor steht wechselstrommäßig über C2 mit dem Kreis in Verbindung, die Betriebsspannungen werden an den Potentiometern P und P1 (für Basis- und Collectorspannung) auf den gewünschten Wert

eingestellt. C3, C5 und C4 sind hochfrequente Kurzschlüsse. R1 ist der Emittorwiderstand. Nach dem Anschalten des Transistors wird mit C1 wieder genau auf Resonanz abgestimmt, und das Röhrevoltmeter zeigt jetzt den Wert U_1 , während zuvor bei offenem Schalter S und richtiger Abstimmung der Wert U gemessen wurde. Jetzt kann man den Eingangswiderstand bei kurzgeschlossenem Ausgang mit $R_e = R_p \cdot [(U/U_1) - 1]$ berechnen. Damit ist der Eingangswiderstand des Transistors gefunden.

Die Blindkomponente läßt sich aus der Basis-Emitter-Kapazität ermitteln, die man erhält, wenn für C1 ein geeichter Drehkondensator verwendet wird. War dessen Kapazität bei Resonanzabstimmung und bei offenem Schalter C_a und mußte man ihn auf den Wert C_b bei geschlossenem Schalter einstellen, um wieder auf Resonanz zu kommen, so ist die Basis-Emitter-Kapazität des Transistors $C_a - C_b$. Bei gegebener Meßfrequenz f läßt sich dann der Blindanteil R_b des Eingangswiderstandes von T1 berechnen aus

$$R_b = \frac{1}{6,28 \cdot f \cdot (C_a - C_b)}$$

In ähnlicher Weise läßt sich auch der Ausgangswiderstand bestimmen, und zwar mit der Schaltung nach Bild 70. Auch hier wird ein Meßsender MS über C sehr lose an den Schwingkreis

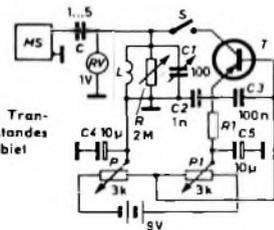


Bild 70. Messung des Transistor-Ausgangswiderstandes im Hochfrequenzgebiet

L, C1 angekoppelt, um eine konstante Einströmung zu erhalten. Da die Ausgangswiderstände der Transistoren erheblich größer sind als die Eingangswiderstände, verwendet man für den Zusatzwiderstand R einen größeren Wert von etwa 2 MOhm. Die Messung erfolgt ebenso wie oben beschrieben. Mit P und P1 wird der Arbeitspunkt des Transistors eingestellt. Parallel zum Schwingkreis liegt über S die Collector-Emitter-Strecke des Transistors, der Eingang ist wechselstrommäßig über C3 kurzgeschlossen; die Kondensatoren C4, C5 und C2 sind weitere Wechselstromkurzschlüsse. Am Röhrevoltmeter RV kann jetzt ein größerer Wert von etwa 1V eingestellt werden, da an der Collector-Emitter-Strecke höhere Spannungen liegen dürfen, ohne daß Übersteuerungen zu befürchten sind. Die Berechnung des realen und imaginären Teils des Widerstandes erfolgt nach den oben bereits angegebenen Formeln.

Bei den Schaltungen nach Bild 69 und 70 muß man darauf achten, daß der Zusatzwiderstand R rein ohmschen Charakter hat. Geringe kapazitive Komponenten können mit dem Drehkondensator fortgestimmt werden. Indessen soll der Wirkwiderstand selbst weitgehend frequenzunabhängig sein.

Mit ähnlichen Schaltungen lassen sich auch andere Transistordaten, beispielsweise die Vorwärtssteilheit und die Rückwärtssteilheit, bestimmen. Wichtig sind kurze hochfrequenzführende Leitungen, damit keine Fehlmessungen auftreten. Vor jeder Messung muß man sich auch davon überzeugen, daß die Kreis-Leerlaufspannung stets denselben Wert aufweist. Wichtig ist ferner eine ständige Nachstimmung auf Resonanz. Empfehlenswert sind mehrere orientierende Messungen mit verschiedenen Transistortypen, und man sollte auch die Mühe nicht scheuen, die Blindanteile nachzurechnen. Auf diese Weise bekommt man ein gutes Gefühl für das Verhalten eines Transistors bei hohen Frequenzen. Das angegebene Meßverfahren eignet sich für Frequenzen zwischen etwa 0,5 und 25 MHz. Da wir aber vorzugsweise im Mittelwellenbereich messen wollen, kann die Dimensionierung ohne weiteres wie angegeben ausgeführt werden.

auch für Neugierige



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 unbefehligt)

Ersatzteile durch Heninger

4.15. Messungen zur Modulation und Demodulation

Bei modulierten hochfrequenten Schwingungen interessiert vor allem der Modulationsgrad m . Die einfachste und sinnvollste Bestimmung erfolgt mit dem Katodenstrahloszillografen, den wir hier aber außer Betracht lassen wollen. Wir bedienen uns der einfachen Schaltung nach Bild 71. Die modulierte Spannung wird an die Klemmen a und b gelegt; sie wird über die Diode D gleichgerichtet, und wenn der Parallelwiderstand R , der hier nur den Verlustwiderstand des Kondensators andeuten soll, sehr groß ist, so lädt sich C auf die Spitzenspannung auf. Diese wird bei unmoduliertem Träger gemessen und soll den Wert U_1 haben. Moduliert man nun den Träger und mißt neuerdings die Spannung, so erhält man einen anderen Wert U_2 . Aus diesen Werten kann der Modulationsgrad m zu $m = (U_2 - U_1)/U_1$ berechnet werden. Das Verfahren setzt voraus, daß der Träger sowohl im modulierten als auch im unmodulierten Zustand zur Verfügung steht.

Bei frequenzmodulierten Spannungen interessiert vorzugsweise der Frequenzhub. Zu diesem Zweck muß man den frequenzmodulierten Träger zunächst auf einen Begrenzer schalten, um eindeutige Verhältnisse zu erhalten. Die Ausgangsspannung des Begrenzers gelangt zu einem Diskriminator, an dessen Ausgang wiederum eine im Rhythmus der Modulationsfrequenz in ihrer Amplitude schwankende Spannung erscheint. Diese gelangt zu einem Demodulator; dessen erzeugte Gleichspannung U wird gemessen. Unter der Voraussetzung einer linearen Diskriminator-kennlinie und eines linearen Demodulators ist die Spannung U dem Frequenzhub direkt proportional. Eine solche Anlage muß geeicht werden und erfordert einen erheblichen Aufwand, den wir bei unseren einfachen Versuchen nicht verwirklichen können. Daneben gibt es auch noch oszillografische Verfahren zur Bestimmung des Frequenzhubes.

Bei der Messung an Demodulatoren interessiert gewöhnlich die Demodulationskennlinie. Sie stellt den vom Demodulator abgehenden Gleichstrom in Abhängigkeit von der zugeführten Hochfrequenzspannung dar. Zur Aufnahme einer solchen Kennlinie läßt sich die Schaltung nach Bild 72 verwenden. Die Hochfrequenzspannungsquelle, die für Gleichstrom durchlässig sein muß, wird an den Klemmen a und b angeschlossen. Unter dem Einfluß der

Hochfrequenzspannung liefert die Diode D einen Richtstrom, der vom Instrument A über den Widerstand R_1 gemessen werden kann. Diese Richtströme sind meistens sehr klein, so daß es sich empfiehlt, den Ruhestrom der Diode zu kompensieren. Das erfolgt mit einer Hilfsschaltung, die aus dem Potentiometer P , dem Widerstand R_2 und der Batterie B besteht. An P wird eine Spannung abgegriffen, die durch das Instrument einen Strom in der mit einem Pfeil bezeichneten Richtung treibt. Man regelt P so ein, daß der Ausschlag von A bei fehlender Hochfrequenzspan-

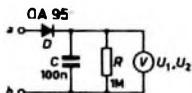


Bild 71. Schaltung zur Bestimmung des Modulationsgrades

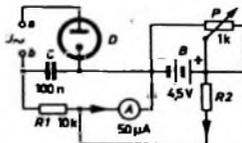


Bild 72 (rechts). Schaltung zur Aufnahme der Richtkennlinie von Demodulatoren

nung gerade Null wird; dann wird der von der Diode gelieferte Ruhestrom durch die Hilfsspannungsquelle kompensiert. Nunmehr kann man ein besonders empfindliches Instrument (beispielsweise mit $50 \mu\text{A}$ Vollausschlag) verwenden und mit diesem den sich ergebenden Richtstrom messen. Man stellt verschiedene Werte der Hochfrequenzspannung ein und mißt jeweils den zugehörigen Wert des Richtstromes. In einer Kurve aufgetragen, erhält man dann den Zusammenhang zwischen Hochfrequenzspannung und Richtstrom, der den Demodulator elektrisch weitgehend charakterisiert. An Stelle der Röhrendiode D kann auch eine Halbleiterdiode treten; die Kompensationsschaltung wird in diesem Falle überflüssig.

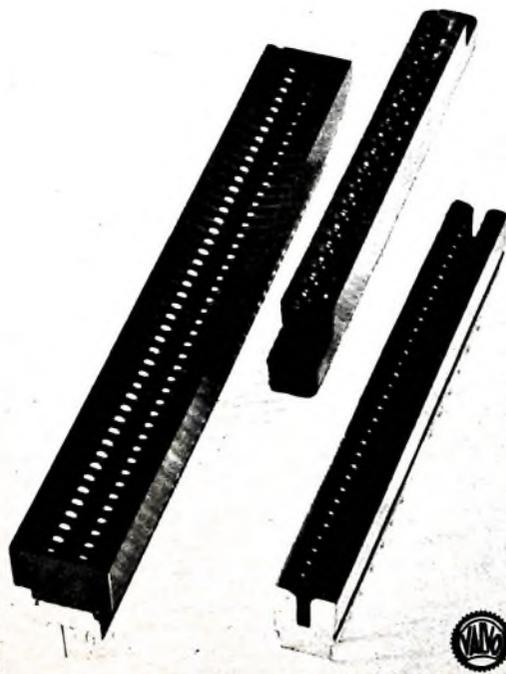
Will man die dämpfende Wirkung einer Demodulatordiode auf einen Schwingkreis untersuchen, dann kann man zu einer Schaltung nach Bild 56 greifen. Selbstverständlich sind auch die Anordnungen nach den Bildern 69 und 70 geeignet. Die Diode stellt einen komplexen Widerstand dar, der nach den zu den betreffenden Bildern gegebenen Richtlinien bestimmt werden kann. Die Diode muß die richtige Vorspannung erhalten, ähnlich wie das bei den Transistoren im Bild 69 und 70 der Fall ist.

(Fortsetzung folgt)

VALVO

BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

Steckleisten für gedruckte Schaltungen



Kontaktabstand		Kontaktzahl		Typen-Nummer
mm	Zoll	einsseitig	beidseitig	
2,54	0,100	6 bis 37		F 044
2,54	0,100	45	90	2422 023 14502 ... 94
3,81	0,150	6 bis 45	12 bis 90	F 046
3,96	0,156	6, 10, 15, 18	12, 20, 30, 36	F 047
		22	44	(MII-C-21097/1)
5,08	0,200	6 bis 54	12 bis 108	F 045
5,08	0,200	4 bis 54	8 bis 108	88 933
5,08	0,200	23	45, 46	2422 023 14502 ... 94

Zuverlässige Kontaktgabe
Niedriger konstanter Übergangswiderstand
Kleine Abmessungen
Einfache Montage

VALVO GMBH HAMBURG



Aus der Industrie

Ernennung bei Graetz

Friedrich Wilhelm Sommer ist mit Wirkung vom 1. Juni 1966 zum Direktor der Graetz Vertriebsgesellschaft mbH ernannt worden.

Graetz investiert in Bochum

Die Graetz KG, deren Umsätze im ersten Halbjahr 1966 erheblich gesteigert werden konnten, plant in Verbindung mit einer Konzentration der Rundfunk- und Fernsehfertigung neue Investitionen in ihrem Bochumer Werk.

Die Auswertung technischer Erfahrungen und internationaler Marktbeobachtungen führten zur Konzeption eines Fernsehentrums auf dem Bochumer Werks Gelände. Dort können im Hinblick auf das im Herbst 1967 beginnende Farbfernsehen auch verschiedene neue technische Ideen verwirklicht werden. So sollen in dem Werk künftig auch Mehrnormen-Fernseheräte hergestellt werden, für die ein bedeutender, über mehrere Jahre laufender Exportauftrag vorliegt. Zugleich hofft man, durch die Konzentration der Fertigung die immer noch bestehenden Lieterschwierigkeiten bei verschiedenen Typen von Transistorgeräten und bei dem Koffer-Fernseherät „Lady“ überwinden zu können.

Der für die großzügige Planung benötigte Raum steht auf dem Gelände des Bochumer Werkes zur Verfügung. Daher wird die Elektrofertigung der Werke Altna und Dortmund in nächster Zeit nach Bochum verlagert. Davon werden einige hundert Mitarbeiter betroffen. In Altna wird die gesamte Metallfertigung – auch für den Bereich der „Petromax“-Erzeugnisse und „Raytronic“-Strahlungsmeßgeräte – weitergeführt.

Die Vertriebsleitung sowie die Kundendienstabteilung verbleiben ebenso in Dortmund wie die dort befindlichen Teile der Verwaltung. Dortmund bleibt auch weiterhin Sitz der Graetz Vertriebsgesellschaft mbH.

In Pforzheim entsteht in den nächsten Monaten das neue Gebäude für ein zentrales Entwicklungslabor, das auch die zur Zeit noch in anderen Werken befindlichen Entwicklungsabteilungen aufnehmen soll.

Die geplanten Investitionen sind, wie die Geschäftsleitung der Graetz KG erklärt, durch die günstige Umsatzentwicklung gerechtfertigt. Durch eine Formgestaltung, die von den Käufern außerordentlich gut beurteilt wird, konnte die Gesellschaft ihren Absatz von Rundfunkgeräten wesentlich erhöhen. Im Fernsehgeschäft gab insbesondere der Erfolg des Koffer-Fernseherätes „Lady“ wichtige Impulse für die gute Geschäftslage.

Ernennungen bei Grundig

Dr. Eugen Widmaler ist ab sofort Generalbevollmächtigter für die kaufmännische Verwaltung der Grundig-Werke GmbH und aller in- und ausländischen Unternehmen der Grundig-Gruppe. Diese Position ist verbunden mit der Berufung zum Vorsitzenden des Aufsichtsrates der Triumph-Werke Nürnberg AG, Nürnberg, und der Adlerwerke, vorm. Heinrich Kleyer AG, Frankfurt/Main, sowie zum Aufsichtsratsmitglied der Grundig-Bank GmbH. Außerdem wurde Dr. Widmaler zum Mitglied der Verwaltungs- und Beiräte, die nach in- und ausländischem Recht zu bilden sind, bestellt.

Karl Richter ist ab sofort Generalbevollmächtigter für technische Angelegenheiten der Grundig-Werke GmbH und aller in- und ausländischen Fertigungsbetriebe der Grundig Gruppe. Diese Position ist verbunden mit seiner Berufung zum stellvertretenden Vorsitzenden des Aufsichtsrates der Triumph-Werke Nürnberg AG, Nürnberg und zum Mitglied des Aufsichtsrates der Adlerwerke, vorm. Heinrich Kleyer AG, Frankfurt/Main. Außerdem wurde Karl Richter zum Mitglied der Aufsichtsorgane bestellt, die bei den ausländischen Produktionsgesellschaften zu bilden sind.

Mit Wirkung vom 1. August 1966 legte das langjährige Direktionsmitglied Hans Sperber aus Altersgründen die Leitung der Einkaufsabteilung in die Hände seines Nachfolgers Max Grundig. Max Grundig hat Helmut Delang von diesem Zeitpunkt ab mit der Leitung der Einkaufsabteilung betraut und ihm Prokura erteilt.

Ernennungen bei Saba

Die Gesellschafter und Geschäftsführer der Saba-Werke, Hans Georg Brunner-Schwer und Hermann Brunner-Schwer, haben zum Generalbevollmächtigten Direktor Alfred Liebetrau – bisher persönlicher Referent der Geschäftsführer und Saba-Vertriebschef – bestellt. Die bestehende Geschäftsleitungsstruktur wird nicht verändert. Auf alle Grundsatzfragen des Saba-Vertriebs wird Direktor Liebetrau auch in Zukunft Einfluß nehmen. Durch die Ernennung von Prokurist A. Gerh. Niemann zum Chef der Vertriebsdirektion wird Direktor Liebetrau von exekutiven Vertriebsaufgaben weitgehend entlastet.

Schaub-Lorenz-Filialen

Die Geschäftsstellen München und Stuttgart der Schaub-Lorenz Vertriebsgesellschaft mbH sind in Filialen umgewandelt worden. Dipl.-Kfm. H.-W. Kullmann, München, und Ing. W. Bergunde, Stuttgart, wurden zu Filialdirektoren ernannt.

Varta

Zum Vorsitz der Geschäftsleitung in Hannover wurde Dr. Schürle berufen. Heinz Sutholt ist dort Geschäftsführer des Bereiches „Verkauf“. In die Geschäftsführung in Hagen wurde Heinz Alfter (Geschäftsbereich „Verkauf“) berufen.



VOLLMER

Magnetbandgerät Typ 200



Stereo-Mono, dreimotorig, gedacht für Hi-Fi-Anlagen, also ohne Mikrofonverstärker und Leistungsstufe. 2 VU-Meter mit Umschalter „Band-direkt“ stufenloser Umspulregler Bandgeschwindigkeiten 9,5 und 19,05 cm/sec.

ERNERD VOLLMER
731 PLOCHINGEN a. N.

Sprechfunkgerät MINIFUNK 1002S



Ein neues Gerät der bewährten MINIFUNK-Serie volltransistorisiert, 13 Transistoren, post-zugelassen, FTZ-Nr. K-552/65, größte Reichweite. Universelle Stromversorgung: Trockenbatterien, aufladbare NC-Batterien, Autobatterie oder Netzteil.

Besonderheiten:

- 1,6-Watt-Leistung
- 2 Sprechkanäle
- eingebauter Tonruf
- Geräuschregler und Batteriespannungsmesser
- Anschlußmöglichkeiten für Ohrhörer, Kfz-Batterie, Netzteil, Zusatzmikrofon und Außenantenne

Fordern Sie bitte ausführliche Unterlagen an
HANS J. KAISER, Import-Export
69 Heidelberg, Postfach 1054, Tel. 062 21/2 76 09

Achtung – Japan – Schaltbilder

1 Sortiment Schaltbilder mit Deutschen Daten von den wichtigsten Japan-Radios der letzten Jahre, geeignet für ca. 30–50 verschiedene Japan-Radios mit genauesten Daten sowie Vergleichsmöglichkeiten für Deutsche Transistoren.

Preis: nur 8,90 DM per Nachnahme ohne weitere Kosten.

Claus Braun, Japan-Import, 6 Frankfurt, Beethovenstraße 40

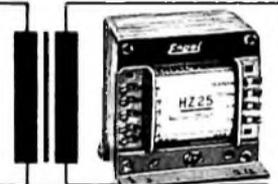
Alle Einzelteile

und Bausätze für elektronische Orgeln
Bitte Liste T44 unfordern!

DR. BÖHM
495 Minden, Postfach 209/30

Unterricht

Theoretische Fachkenntnisse durch Christiani-Fernlehrgänge Radio- und Fernsehtechnik, Automation, Steuerungs- und Regelungstechnik. Sie erhalten kostenlos und unverbindlich Lehrpläne und Probelehrbriefe. Bitte gewünschten Lehrgang angeben. Technisches Lehrinstitut Dr.-Ing. Christiani, 775 Konstanz, Postfach 1857.



Rundfunk-Transformaloren

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

Kaufgesuche

HANS HERMANN FROMM bittet um Angebot kleiner und großer Sonderposten in Empfangs-, Sende- und Spezialröhren aller Art. Berlin 31, Fehrbelliner Pl. 3, Telefon: 87 33 95 / 96, Telex: 1-84 508

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

Suche gebrauchten (auch defekt) industriellen HF-Generator 3–6 KW, Frequenz etwa 4–10 MHz. Zuschriften erbiten unter F. U. 8488



becker
autoradio

sucht:

INGENIEURE (HTL) RUNDFUNKTECHNIKER KONSTRUKTEURE

für elektronische Entwicklungsaufgaben

Mitarbeiter, die mit Freude an anspruchsvolle Arbeiten herangehen, sind uns willkommen.

bietet:

interessante, abwechslungsreiche Tätigkeit sowie außergewöhnliche Bezahlung für außergewöhnliche Leistungen.

Bitte rufen Sie an oder senden Sie Ihre Bewerbungsunterlagen an unsere Abteilung Pers. I.

Becker Radiowerke GmbH

7501 Ittersbach über Karlsruhe 2, Ruf Marxzell (07248 5 21

Telecon-Sprechfunkgerät

ACHTUNG! für Fahrzeuge im 27 MHz-Band



ganz neu! zugleich a. als Trägergerät verwendbar - mit FTZ-Nr. postgepr. - zugelassen - FTZ-Serienprüf-Nr. K-563/65

- Leichter Einbau - schnell herauszunehmen!
- 14 Transistoren! ● 2 Kanäle! ● 2 Watt (Input)

Prels DM 980,- (1 Kan. bequarzt) mit Einbauszubehör

Verkaufsangebote - Prospekte - Beratung - Kundendienst - Vertrieb durch Werkvertrieben:

- Hessen, Rheinland-Pfalz:** Elektro-Versand KG - Telecon AG, W. Basemann, 6 Frankfurt/Main-50, Am Eisernen Schlag 22, Tel. 06 11/51 51 01, oder 636 Friedberg/Hessen, Hanauer Straße 51 - Tel. 0 60 31/72 26
- Saar:** Saar-Sprechfunkanlagen-GmbH, 66 Saarbrücken 1, Gersweilerstraße 33-35, Tel. (06 81) 4 64 56
- Bayern:** Hummelt Handelsgesellschaft mbH, 8 München 23, Belgradstraße 68, Tel. 33 95 75
- Nordrhein-Westfalen:** Funk-Technik GmbH, 5 Köln, Rolandstr. 74, Tel. 3 63 91
- Baden-Württemberg:** Horst Neugebauer KG, 763 Lahr im Schwarzwald, Hauptstraße 59, Telefon 0 78 21/26 80
- Berlin:** Reinhold Lange, 1 Berlin 30, Schöneberger Ufer 87, Tel. 03 11/13 14 07
- Niedersachsen, Schleswig-Holstein:** TELECON KG, Wenzl Hruby, 2 Hamburg 50, Theodorstraße 41y, Tel. 89 22 88
- Schweiz:** Noviton AG, in Böden 22, Postf. 8056 Zürich, Tel. (051) 57 12 47

Für die Betreuung der Groß- und Einzelhandelskunden unserer Photo-Verkaufsabteilung suchen wir zum baldigen Eintritt einen möglichst mit unserer Branche vertrauten, gewissenhaften

Verkaufs- sachbearbeiter

Die Position bietet gute Entwicklungsmöglichkeiten und ist nach gebührender Einarbeitung mit dem Besuch von Messen und Kunden verbunden. Die Bewerber sollen über eine solide kaufmännische Ausbildung, einen guten Briefstil und Verhandlungstalent verfügen. Auch jüngeren Nachwuchskräften geben wir eine Chance.

Ihre Bewerbung wollen Sie mit den üblichen Unterlagen (Lichtbild, handgeschriebener Lebenslauf und Angabe der Gehaltswünsche) an unsere Personalabteilung richten.



Dual Gebrüder Steldinger
St. Georgen/Schwarzwald

Zur Ergänzung unserer Redaktion

suchen wir einen

jüngeren Mitarbeiter

möglichst Betriebswirt, Volkswirt
oder Wirtschaftsingenieur

Herren mit praktischen Erfahrungen in Wirtschaft oder Presse sowie technischem Verständnis, die an einer entwicklungs-fähigen Dauerstellung interessiert sind, bitten wir um eine ausführliche Bewerbung mit Lebenslauf, Tätigkeitsnachweis und Gehaltsanspruch an

LICHTTECHNIK

1 Berlin-Borsigwalde (52)
Eichborndamm 141-167



Fachliteratur von hoher Qualität

FACHBÜCHER



Handbuch für Hochfrequenz- und Elektro-Techniker

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

Oszillografen-Meßtechnik

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

Ganzleinen 38,— DM

Fundamente der Elektronik

Einzelteile · Bausteine · Schaltungen
von Raural Dipl.-Ing. GEORG ROSE
223 Seiten · 431 Bilder · 10 Tabellen

Ganzleinen 19,50 DM

Schaltungen und Elemente der digitalen Technik

Eigenschaften und Dimensionierungsregeln zum praktischen Gebrauch
von KONRAD BARTELS und BORIS OKLORDZIA
156 Seiten · 103 Bilder

Ganzleinen 21,— DM

Transistoren bei höchsten Frequenzen

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

Ganzleinen 24,— DM

Mikrowellen

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

Elektrische Nachrichtentechnik

von Dozent Dr.-Ing. HEINRICH SCHRÖDER
I. Band: Grundlagen, Theorie und Berechnung passiver Übertragungszweige
650 Seiten · 392 Bilder · 7 Tabellen

Ganzleinen 36,— DM

II. Band: Röhren und Transistoren mit ihren Anwendungen bei der Verstärkung, Gleichrichtung und Erzeugung von Sinusschwingungen
603 Seiten · 411 Bilder · 14 Tabellen

Ganzleinen 36,— DM

Transistor-Schaltungstechnik

von HERBERT LENNARTZ und WERNER TAEGER
254 Seiten · 284 Bilder · 4 Tabellen

Ganzleinen 27,— DM

Prüfen · Messen · Abgleichen Fernsehempfänger-Service

von WINFRIED KNOBLOCH
108 Seiten · 39 Bilder · 4 Tabellen

Ganzleinen 11,50 DM

Elektronik für den Fortschritt

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

Kunststoffleinband 32,50 DM

Praxis der Rundfunk-Stereophonie

von WERNER W. DIEFENBACH
145 Seiten · 117 Bilder · 11 Tabellen

Ganzleinen 19,50 DM

Elektrotechnische Experimentier-Praxis

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

Praxis des Stereo-Decoder-Service

von U. PRESTIN
70 Seiten · 62 Bilder

Braschiert 7,80 DM

Kompendium der Photographie

von Dr. EDWIN MUTTER
I. Band: Die Grundlagen der Photographie
Zweite, verbesserte und erweiterte Auflage
358 Seiten · 157 Bilder

Ganzleinen 27,50 DM

II. Band: Die Negativ-, Diapositiv- und Umkehrverfahren
334 Seiten · 51 Bilder

Ganzleinen 27,50 DM

III. Band: Die Positivverfahren, ihre Technik und Anwendung
304 Seiten · 40 Bilder · 27 Tabellen

Ganzleinen 27,50 DM

Wörterbuch der Photo-, Film- und Kinotechnik

mit Randgebieten Englisch · Deutsch · Französisch
von Dipl.-Ing. WOLFGANG GRAU
663 Seiten

Ganzleinen 39,50 DM

Praxis der Schmalfilmvertonung

demonstriert an Siemens-Geräten
von PETER STÜBER
52 Seiten · 12 Bilder

Braschiert 6,— DM

FACHZEITSCHRIFTEN

FUNK-TECHNIK

Rundfunk · Fernsehen · Phono · Magneton · Hi-Fi-Technik · Amateurlenk
Mediatechnik · Elektronik

Monatlich zwei Hefte

INTERNATIONALE ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU

Hochfrequenz · Fernsehen · Elektroakustik / Messen · Steuern · Regeln

Monatlich ein Heft

RUNDFUNK-FERSEH-GROSSHANDEL

Alleiniges Organ des Verbandes Deutscher Rundfunk- und Fernseh-Fachgroßhändler (VDRG) e.V.

Monatlich ein Heft

LICHTTECHNIK

Beleuchtung · Elektraggerät · Installation

Organ der Lichttechnischen Gesellschaft e.V.

Monatlich ein Heft

PHOTO-TECHNIK UND -WIRTSCHAFT

Organ des Verbandes der Deutschen Photographischen Industrie e.V.

Monatlich ein Heft

KINO-TECHNIK

Film · Fernsehen

Organ der Deutschen Kinotechnischen Gesellschaft für Film und Fernsehen

Monatlich ein Heft

MEDIZINAL-MARKT / ACTA MEDICOTECHNICA

Zentralorgan für die medizinisch angewandte Technik
mit DER ARZT AN DER KAMERA

Monatlich ein Heft

KAUTSCHUK UND GUMMI · KUNSTSTOFFE

Internationale Zeitschrift für hochpolymere Werkstoffe
Wissenschaft · Technik · Wirtschaft

Organ der Deutschen Kautschuk-Gesellschaft e.V.

Monatlich ein Heft

Zu beziehen durch jede Buchhandlung

im Inland und Ausland sowie durch den Verlag

Spezialprospekte und Probehefte auf Anforderung