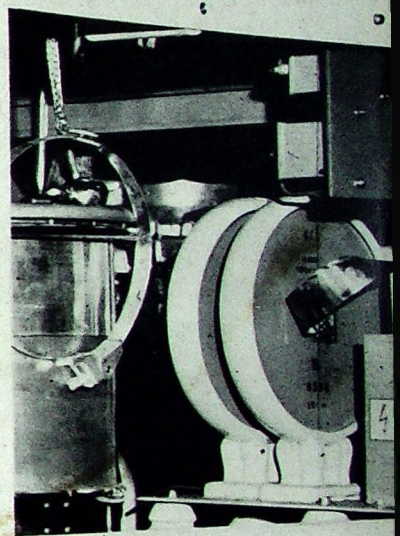


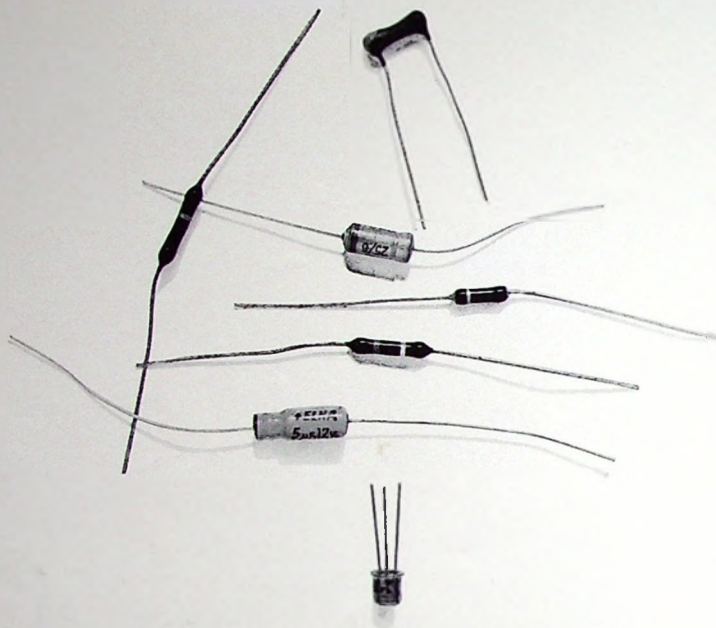
A 3109 D

BERLIN

FUNK- TECHNIK

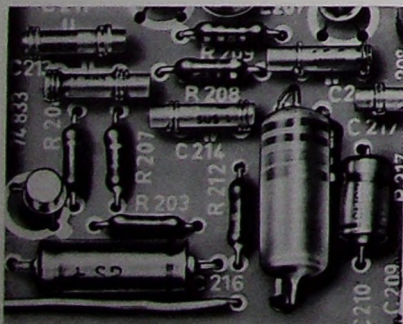


16 1967
2. AUGUSTHEFT



Was ist hieran das Besondere?

Technisch gesehen: Das sind die einzelnen Bauelemente für die HF-



Regelstufe bei Graetz Fernsehgeräten, und zwar zusätzlich zur normal-üblichen getasteten ZF-Regelung. Das bedeutet: bessere Anpassung an nah- und fernliegende Sender und ein gleichmäßig gutes Bild.

Von Ihnen aus gesehen: ein winziges Beispiel für viele, wie genau wir es nehmen bei der Entwicklung unserer Fernsehgeräte — heute weit über das Normalmaß hinaus! Damit Sie mit gutem Gewissen Graetz Geräte anbieten können!

Wir wissen: Unsere Verpflichtung heißt Qualität!

Begriff des Vertrauens



AUS DEM INHALT

2. AUGUSTHEFT 1967

gelesen · gehört · gesehen	572
FT meldet	574
Wandlungen des Amateurfunks	575
Farbfernsehen	
Farbbildröhren vom laufenden Band	576
PAL-Zusatz zum NTSC-Farbträgerverkoppler	581
Ein Farbträgergenerator mit Phasenschieber	583
Die automatische Entmagnetisierung der Farbbildröhre	585
Entmagnetisierungsdrossel für Farbbildröhren	586
Fernsehen	
NF-Verstärker mit Planartransistoren für Heimfernseh- empfänger	587
Persönliches	588
Von Sendern und Programmen	588
Fernschaltbefehle über das Telefon	588
Stereophonie	
UKW-Stereo-Weiche „USW 100“	589
Lautsprecher	
Zur Bemessung hochwertiger Lautsprecherkombinationen	591
Lehrgänge	592
Schaltkreise	
Herstellung von Dünnschicht-Mikroschaltkreisen für elektro- nische Meßgeräte	593
Meßtechnik	
Ein Tastkopf mit Feldeffekttransistoreingang	595
Für Werkstatt und Labor	
Transistor- und Dioden-Tester	598
Krumme Widerstandswerte durch Parallelschaltung	598
Für den jungen Techniker	
Hochfrequenzoszillatoren mit Quarzstabilisierung	600
Neue Bücher	602
Unser Titelbild: Arbeiten an der Modulator-Endstufe eines Kurz- wellensenders	Aufnahme: AEG-Telefunken

Aufnahmen: Verfasser, Verkaufnahmen, Zeichnungen vom FT-Atelier
nach Angaben der Verfasser. Seiten 570, 573, 603 und 604 ohne redak-
tionellen Teil

Das neue stufenlos regelbare



Transistor-Netzgerät „RIM-RN 15“

Gleichzeitige Kontrolle von Ausgangsspannung und Strom-
stärke möglich. Ausreichend zur Stromversorgung größerer
Transistorgeräte.

Zwei Ausführungen:

Ausgangsspannungen: 0–15 V/1 A, 0–26 V/0,5 A;
kontinuierlich regelbar.

Ausgang: erdfrei. Brummspannung: bei 15 V/1 A –
ca. 20 mV; bei 15 V/0,1 A – ca. 1 mV.

Silizium-Halbleiter-Bestückung: 2 N 3055, ZL 18, Gleich-
richter B 80 C 1200. Netz: 220 V ~. Drehspul-Anzeige-
Instrumente für Spannung u. Strom. Ideales Flachgehäuse
Maße: 175 × 120 × 60 mm.

Bausatzpreise für beide Ausführungen . . . je DM 129,—
Baumappe DM 3,—. Betriebsfertig . . . je DM 159,—

Tonfrequenz-Millivoltmeter „LMV-85“.



Einmalig preisgünstig.
Beste Qualität.

Für Messungen von NF-Spannungen
zwischen 10 mV und 300 V.
Kleinstes Ablesewert
0,2 mV (200 µV) im 10-mV-Bereich.

Meßbereiche:

Wechselspannung: 0 ... 10/30/100/300 mVeff,
1/3/10/30/100/300 Veff.

Frequenzbereich: 10 Hz ... 800 kHz ± 1 dB.

Eingangsimpedanz: 2 MOhm.

Eingangskapazität mit 19-mm-Adapter 15 pF,
mit Eingangskabel 40 pF.

Genauigkeit: ± 5 % vom Skalen-Endwert.

dB-Bereiche: – 40 ... + 50 dB (0 dB = 1 V) in 10 Bereichen.

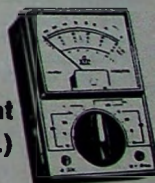
Meßinstrument: Vollkreis-Drehspulinstrument mit Nullpunkt-
Korrektur und 115 mm Skalenlänge. Netzanschluß

220 V/50 bis 60 Hz/10 Watt. Abmessungen: B 150 × H 225
× T 105 mm. Gewicht: 2,5 kg. Zubehör: Eingangs-Koaxial-
kabel, Adapter für 19-mm-Steckeranschluß.

Deutsche Bedienungsanleitung . . . nur DM 179,—.

Ein einmalig preisgünstiges

Vielfach-Taschen-Meßinstrument Modell „C 1000“ (jap.)



Spannungsbereiche:

0–10–50–250–1000 V bei = + ~, 1000 Ohm/V

0–1–100mA Strombereich =

0–150 kOhm Widerstände – 10 ... + 22 dB

Abmessungen: 90 × 50 × 35 mm

Komplett m. Batterie u. Prüfschnüren DM 19,80

Kennen Sie schon

RIM-Bastelbuch '67 – 2. Auflage – ?

Modernste RIM-Elektronik. Entwicklungen mit Einzelteile-
Katalog. 416 Seiten. Schutzgebühr DM 3,50.

RADIO-RIM

8 München 15 - Tel. (08 11) 55 72 21
Abt. F 2 - FS 05-28166 rarim-d
Bayerstraße 25, am Hauptbahnhof

IV. Internationaler Fernsehettbewerb Berlin

Während der Großen Deutschen Funkausstellung 1967 Berlin findet vom 29. August bis zum 3. September 1967 im Europa-Center der IV. Internationale Fernsehbewerb Berlin unter dem Motto „Wege in die Zukunft“ statt. Interessentenausweise für die Besichtigung der internationalen Fernsehproduktionen werden im SFB-Werbestudio, Europa-Center, Eingang Breitscheidplatz, unentgeltlich ausgegeben.

Bundespost errichtet zweite Satelliten-Funkstation

Bis 1969 soll eine zweite große Antenne der Bodenstation der Deutschen Bundespost für Weltraum-Satellitenverkehr in Raisting am Ammersee fertiggestellt werden. Mit den Vorarbeiten zum Bau der Antennenanlage ist unweit der ersten bereits in Betrieb befindlichen Antenne in Raisting begonnen worden.

Transatlantische Farbfernsehverbindung

Die britische Firma GEC liefert die elektronische Ausrüstung für eine zweite Antennenanlage, die zur Zeit auf der Satelliten-Bodenstation in Goonhilly in Westengland gebaut wird und die für den Telefonverkehr sowie zum Austausch von Farbfernsehprogrammen zwischen Großbritannien und Amerika bestimmt ist. Die Antenne, die Marconi baut, soll mit einem neuen Satelliten zusammenarbeiten, der im nächsten Jahr über dem Atlantik stationiert werden soll. Nach Abschluß der Arbeiten wird die Goonhilly-Bodenstation direkte Verbindung mit vielen Weltzentren haben, einschließlich Australien, Neuseeland, Indien, Singapur und Hongkong.

Frankreich erwirbt polnische Erfindung

Eine französische Firma hat vom polnischen Außenhandelsunternehmen Polservice, das sich mit dem Export von Erfindungen und Produktionslizenzen befaßt, die Erfindung des polnischen Gelehrten, Prof. J. Groszkowski von der Warschauer Polytechnik, erworben. Hierbei handelt es sich um das sogenannte „ionisierende Vakuummeter“, das genaue Messungen sehr niedriger Drücke ermöglicht.

Pädagogische Hochschule Bremen erhält eine Unterrichtsmitschauanlage

Die Pädagogische Hochschule Bremen erhält für die Ausbildung ihrer Studenten eine Philips-Unterrichtsmitschauanlage, die aus einem Regie-

pult, mehreren Fernsehkameras, einem Videorecorder für die Aufzeichnung von Bild und Ton sowie aus den notwendigen elektroakustischen Anlagen besteht. Mit Hilfe dieser Anlage können die Studenten am Unterricht einer Klasse teilnehmen, ohne den Lehrer und die Schüler durch ihre Anwesenheit zu stören. Die von den Fernsehkameras aufgenommenen Bilder werden auf handelsübliche Fernsehgeräte im Seminarraum übertragen.

Wechselsprechanlagen in Industrie und Verkehr

Größere Aufträge über die Lieferung von Industrie-Wechselsprechanlagen mit elektronischer zentraler Vermittlungseinrichtung erhielt AEG-Telefunken von Industrie- und Verkehrsunternehmen des In- und Auslandes, u. a. von den Königlich-niederländischen Hooogovens Staalfabrieken, den Perlmöser Zementwerken (Österreich), der Deutschen Bundesbahn, der Rheinischen Braunkohlenwerke AG und der Dyckerhoff Zementwerke AG. Ausschlaggebend hierfür war die bei diesen Anlagen angewandte Technik, bei der die notwendigen Schalt- und Anzeigefunktionen ohne Verwendung von Kontakten elektronisch erfolgen.

Miniatur-Impulsübertrager für gedruckte Schaltungen

Miniatur-Impulsübertrager im gleichen Flachgehäuse wie integrierte Schaltkreise liefert die amerikanische Firma Pulse Engineering (Deutsche Vertretung: bfi elektronik gmbh, Frankfurt a. M.). Damit vereinfacht sich die Montage der Impulsübertrager erheblich, denn sie können auf denselben Bestückungsmaschinen verarbeitet werden wie integrierte Schaltkreise, die in kommerziellen Geräten in großer Anzahl verwendet werden. Da sie außerdem den gleichen Platz benötigen, vereinfacht sich auch der Entwurf der gedruckten Schaltungen.

Grenzwert-Meßgerät für Widerstände, Spannungen und Ströme

Das neue Grenzwert-Meßgerät „3434A“ von Hewlett Packard, mit dem sich Widerstände bis 10 MOhm, Gleich- und Wechselspannungen bis 1000 V sowie Ströme bis 1 A mit großer Genauigkeit vergleichen lassen, eignet sich für Qualitätskontrollen in der Fertigung und für die Verwendung in automatischen Prüfsystemen. Die Meßfunktionen werden von dem teilweise fernprogrammierbaren Einschüben des Digitalvoltmeters „3440A“

bestimmt. An der Frontplatte wird durch Lämpchen angezeigt, ob der gemessene Wert zu hoch, richtig oder zu niedrig liegt, und durch Kontaktausgänge können automatische Sortiereinrichtungen gesteuert werden. Bei einer Genauigkeit von $\pm 0,03\%$ vom Endwert oder $\pm 0,02\%$ des eingestellten Wertes können bis zu 15 Messungen je Sekunde ausgeführt werden.

UHF-Eichleitung „TF 2163“

Die UHF-Eichleitung „TF 2163“ von Marconi-Instruments ist sehr übersichtlich mit nur 10 π -Gliedern bestückt, mit denen sich eine Gesamtdämpfung von 142 dB in 1-dB-Schritten erreichen läßt. Zwei Drehschalter für 20- und 1-dB-Schritte betätigen über Nocken Mikroschalter mit Goldkontakten, die die einzelnen Glieder einschalten. Die Nocken sind so ausgebildet, daß bei der Umschaltung eine Zwangsdämpfung mindestens in Höhe des vorher eingestellten Wertes erhalten bleibt. Direkt hinter dem Eingang liegt das erste π -Glied mit 20 dB Dämpfung, um eine exakte Anpassung auf 50 Ohm und ein gutes Stehwellenverhältnis in jeder Schalterstellung zu gewährleisten.

Analysator für den Wellenlängenbereich von Ultraviolett bis Infrarot

Den Wellenlängenbereich von 200 nm (Ultraviolett) bis 2000 nm (nahes Ultrarot) überdeckt das neue Betriebsphotometer „Limas“ von Hartmann & Braun, das eine kontinuierliche Gas- und Flüssigkeitsanalyse ermöglicht. Im ultravioletten und sichtbaren Bereich des Spektrums ist das Photometer zur Emissionsmessung von Gasen sowie zur Bestimmung von organischen Dämpfen oder Metaldämpfen in Luft geeignet, während es sich im nahen Ultrarot-Bereich zur Flüssigkeitsanalyse verwenden läßt. Die Einstellung auf den für die Analyse notwendigen engen Spektralbereich erfolgt entweder durch geeignete Gasentladungslampen oder durch geeignete optische Filter.

ADX-System „4300“ sichert Flugverkehr

In der Nähe des Flughafens Shannon (Irland), der zusammen mit Gander (Kanada) die Nordatlantikflughlinien sichert, wurde jetzt das von der STC, einer Schwesterfirma von SEL, gelieferte erste von einem Rechner gesteuerte Nachrichtenübermittlungssystem für das Flugmeldernetz in Betrieb genommen. Das hierbei verwendete elektronische ADX-System „4300“ setzt die ankommenden Meldungen in die richtige Form um, leitet sie in der Reihenfolge ihrer Dringlichkeit weiter und wählt gleichzeitig, da Leitungen und Endeinrichtungen je nach Route verschiedenen sind, die für jeden Übertragungsweg richtige Geschwindigkeit aus.

Neues Radarsichtgerät

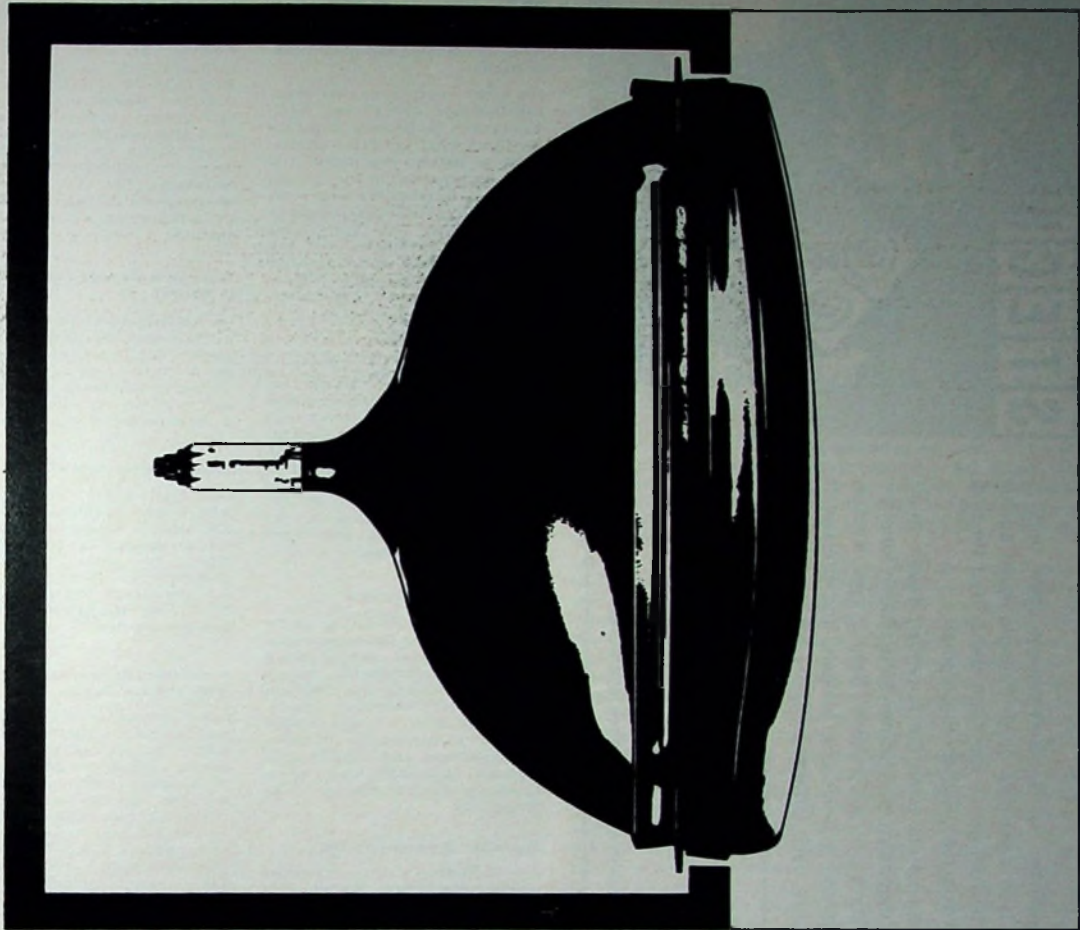
Wesentliche Verbesserungen gegenüber seinem Vorläufertyp weist das Sichtgerät der neuen Telefunken-Präzisions-Anflug-Radaranlage „PAR-T 4“ auf. Die Bildschirmfläche wurde auf den zweieinhalbfachen Wert vergrößert, und ein verbessertes Ablenkensystem ergibt eine besonders gute Linearität. Die Darstellung des auf 4 bzw. 12 NM vergrößerten Bereiches auf dem größeren Bildschirm macht die Ablesung einfacher und übersichtlicher. Mit einem Projektor, der ein Magazin mit acht Dias hat und auf einem stabilen Aufbau montiert ist, kann eine genaue Kartendarstellung automatisch eingeblendet werden.

Computergesteuerte Stromversorgungsanlage

Die erste computergesteuerte Stromversorgungsanlage der Welt soll Ende nächsten Jahres im Raum Birmingham vom Midlands Electricity Board in Betrieb genommen werden. Die Anlage, die mit einem „Myriad Eleven“-Mikrominiaturcomputer von Marconi arbeitet, wird das Stromnetz Tag und Nacht überwachen. Bei Störungen oder Stromausfall stellt ein automatisches Schaltungssystem die Stromzufuhr in wenigen Sekunden wieder her.

Computer-Kunde — ein neues Lehrfach für Schulen

Zwei Abiturklassen des Freien Gymnasiums Zürich erhielten eine Woche lang täglich in Zusammenarbeit mit der IBM-praktischen Programmier- und Computerunterricht, wobei auf der technischen Seite die jeweils neuesten Datenverarbeitungsmedien benutzt wurden. Im Schulzimmer in Zürich stand eine Ein- und Ausgabeinheit „IBM 1050“, die über die Telefonleitung mit einer „IBM System/360 Modell 40“ im IBM-Rechenzentrum in Basel verbunden war. Die Schüler konnten mit dem Computer in Basel über die Tastatur sowie über Lochkarten und Lochstreifen verkehren. Die Datenausgabe erfolgte in Klarschrift oder ebenfalls über Lochkarten und Lochstreifen. Schon nach kurzer Zeit konnten die Schüler selbständig einfache Fortran-Programme aufstellen und durchrechnen lassen.



SELBOND®-Bildröhren ermöglichen moderne Formgebung

Bei Fernsehgeräten. Nicht nur die Innereien unserer Bildröhren haben wir grundlegend verbessert — sondern auch die äußere Form. Der Metallrahmen der SELBOND®-Röhre ist neu. Kein modischer Effekt, sondern die Voraussetzung für die Gestaltung neuer, noch modernerer Geräte. Das heißt aber auch: SELBOND®-Röhren bieten Ihnen viele positive Verkaufsargumente. Brillante Bildschärfe, hohe Lebensdauer, optimale Zuverlässigkeit, volle Ausnutzung der Bildfläche, geringes Gewicht, moderne und neue Form und nicht zuletzt — leichte

und einfache Montage. Auch wichtig für Sie! Alle SEL-Bildröhren der Typen A 47-17 W, A 59-12 W und A 65-11 W sind elektrisch wie mechanisch gegen die SELBOND®-Röhren der Typen 19" A 47-27 W, 23" A 59-22 W und 25" A 65-13 W austauschbar. Standard Elektrik Lorenz AG Geschäftsbereich Bauelemente, Vertrieb Röhren 7300 Esslingen, Fritz-Müller-Straße 112

Im weltweiten **ITT** Firmenverband

Bitte, besuchen Sie uns auf der
Großen Deutschen Funkausstellung 1967
in Berlin, Halle G

... die ganze nachrichtentechnik



Klein, aber oho ... KATHREIN

Wenn Sie Antennen bauen, sollten Sie das Kombi-Stecksystem kennen. Sie müssen nicht! Aber es ist Ihr Vorteil, wenn Sie mit diesen Teilen arbeiten. Ihrem Mitbewerber, der das nicht tut, sind Sie eine Nasenlänge voraus.

Mit dem Kombi-Stecksystem können Sie bis zu acht Antennen zusammenschalten, Sie können Weichen und Verstärker kombinieren – einfach zusammenstecken – Sie können Einzelverstärker aufbauen

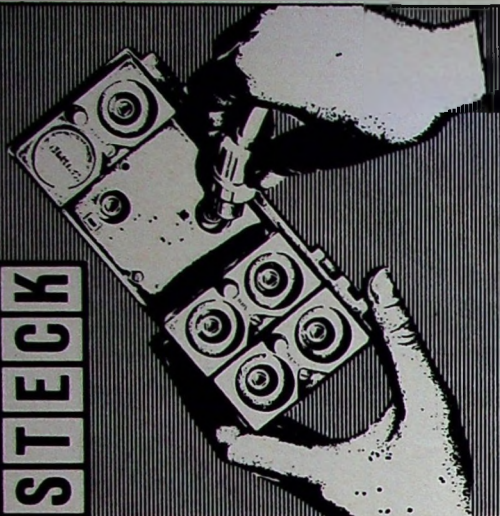
und Verstärker für Gemeinschaftsanlagen, und ... und ... Und dazu sind diese Bauteile leicht aufzubauen (leichter geht's gar nicht mehr), und sie sind preisgünstig (vergleichen Sie einmal).

Sie sehen schon, wenn Sie Antennen bauen, müssen Sie eigentlich das Kombi-Stecksystem kennen. Kombi-Steck von KATHREIN. Denn ... mit Kombi-Steck geht's! Schnell und einfach, und preiswert! Fragen Sie nach Unterlagen!

Wir stellen aus:
Funkausstellung Berlin: Halle D, Stand 401

A. KATHREIN ROSENHEIM

Älteste Spezialfabrik für Antennen und Blitzschutzapparate



**Kombi
STECK**

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

AEG-Telefunken-Rechenzentrum in Berlin

Ein Rechenzentrum mit der Großrechenanlage „TR 4“ hat AEG-Telefunken im Berliner Hochhaus der Gesellschaft am Ernst-Reuter-Platz in Betrieb genommen. Das neue Rechenzentrum soll für die Lösung kommerzieller und technisch-wissenschaftlicher Aufgaben der Fabriken und Verwaltung zur Verfügung stehen. Ein Teil seiner Kapazität wird außerdem für Interessenten aus Wissenschaft und Wirtschaft freigegeben.

Amphenol-Tuchel Electronics GmbH

Im Handelsregister wurde am 27. 6. 1967 für die Unternehmen „Amphenol-Borg Electronics GmbH“ und „Tuchel Kontakt GmbH“ die Umfirmierung in „Amphenol-Tuchel Electronics GmbH“ eingetragen. Unter diesem Namen soll die am 10. 1. 1967 bekannte Integration der beiden Firmen nun auch nach außen gezeigt werden.

Orbo electronics GmbH

Auf der Hannover-Messe stellte sich erstmals die Orbo electronics GmbH, Hannover, Alleestraße 6, vor. Das Lieferprogramm umfaßt zur Zeit Tonbandgeräte, Plattenspieler und -wechsler, Hi-Fi-Stereo-Anlagen, elektronische Orgeln, elektronische Bauteile, elektronische und elektromechanische Meßgeräte und Tischcomputer (digitale Anzeige bis zu 30 Stellen).

Leipziger Herbstmesse 1967

Die diesjährige Leipziger Herbstmesse findet vom 3.-10. September 1967 statt. Die Konsumgüter-Elektronik wird ihre Erzeugnisse wie bisher im Städtischen Kaufhaus ausstellen.

Neue IBM-Hauptverwaltung entsteht in Stuttgart

Die IBM Deutschland wird den geplanten Neubau für ihre Hauptverwaltung in Stuttgart-Vaihingen errichten. Auf einem rund 10 ha großen Waldgrundstück sollen Gebäude für bis zu 1800 Mitarbeiter entstehen. Nach Fertig-

stellung der ersten Baustufe – voraussichtlich im Jahre 1971 – wird dann die IBM-Hauptverwaltung von Böblingen nach Stuttgart verlegt werden. Außerdem wird gegenwärtig an der Sindelfinger Straße in Böblingen ein neues Fabrikgebäude mit 8000 m² Nutzfläche für die Computer-Magnetplattenfertigung errichtet. Die Produktion soll Anfang 1968 anlaufen.

Neue Metz-Service-Stelle in Würzburg

Im Rahmen ihres Kundendienstnetzes haben die Metz-Apparatewerke eine neue Service-Stelle für Fernseh- und Hi-Fi-Stereo-Geräte in Würzburg eingerichtet, und zwar bei der Firma Schmidt & Sattelberger, Grabengasse 11.

Qualitätsnorm DIN 45 500, Blatt 8

Das Blatt 8 der Qualitätsnorm DIN 45 500 für Helmstudio-Technik (Hi-Fi), Mindestanforderungen an Kombinationen und Anlagen, ist jetzt veröffentlicht worden. Das Normblatt kann von der Beuth Verlag GmbH, Berlin 30, Burggrafenstraße 7, bezogen werden.

Verzeichnis der europäischen MW- und LW-Sender

Das Technische Zentrum der Europäischen Rundfunkunion (EBU), 32, Avenue Albert Lancaster, Brüssel 18, gab jetzt die 20. Ausgabe des Verzeichnisses der MW- und LW-Sender (Stand: 1. Mai 1967) heraus. Das Verzeichnis enthält, nach Frequenzen und nach Ländern geordnet, alle MW- und LW-Sender der Europa-Zone mit ihren charakteristischen Daten.

Salon International des Composants Electroniques 1968

Der nächste Salon International des Composants Electroniques wird in Paris vom 1.-6. April 1968 wiederum im Parc des Expositions de la Porte de Versailles stattfinden. Entgegen den bisherigen Gepflogenheiten beginnt die Ausstellung jedoch an einem Montag und endet am darauffolgenden Sonnabend-Abend.



Das Farbprogramm der Funkausstellung

Neben der Eröffnungsveranstaltung der Funkausstellung, die teilweise in Schwarz-Weiß und in Farbe übertragen wird, und dem gemeinsam von ARD und ZDF gesendeten täglichen Farbdemonstrationsprogramm sind folgende Farbfunksendungen vorgesehen: „Der Goldene Schuß“ (25. 8., ZDF), ein Bericht über die Weltausstellung in Montreal (26. 8., WDR), „Gala-Abend der Schallplatte“ (26. 8., SFB), der Pariser Modereport „Neues von Rond Point“ (27. 8., NDR), „Gesundheit mit Humor“ (28. 8., ZDF), das Berulateren „Was bin ich?“ (29. 8., BR), „Impressionen von einer Kreuzfahrt durch Afrika“ (30. 8., NDR), „Vergißmeinnicht“ (31. 8., ZDF), das Musical „Das kleine Teahaus“ (1. 9., SFB), „Das aktuelle Sportstudio“ (2. 9., ZDF), „Zum Blauen Bock“ (2. 9., HR) und „Es muß nicht immer Schlager sein“ (3. 9., SFB).



Chefredakteur: WILHELM ROTH

Chefkorrespondent: WERNER W. DIEFENBACH

Wandlungen des Amateurfunks

In den letzten Jahren vollzog sich die Umstellung der Amateurfunkstationen von AM-Telefonie auf Einseitenbandtechnik (SSB) überraschend schnell. Auf den traditionellen KW-Bändern (10...80 m) dominiert jetzt SSB, zumal preisgünstige Geräte ausländischer Herkunft die Umstellung erleichtern. Der früher übliche Funkbetrieb auf zwei verschiedenen Frequenzen wurde durch den Gleichwellenbetrieb abgelöst. Das bedeutet für die Abwicklung des Funkverkehrs einen erheblichen Zeitgewinn. Die Bänder sind heute im Gebiet 10...80 m so stark besetzt, daß das Suchen nach Stationen auf anderen Frequenzen, wie es vor Jahren nach einem CQ-Ruf üblich war, im Normalfall der Vergangenheit angehört.

Mit der Umstellung auf die SSB-Technik nahm auch der allgemeine Stationskomfort zu. Die genaue Ablesbarkeit der Frequenz auf geeichten Skalen mit 100-kHz-Teilung und zusätzlicher Feinunterteilung, hoch übersetzte, leicht laufende Skalenantriebe, einfache Umschaltmöglichkeit auf alle Betriebsarten (SSB mit LSB und USB, AM oder CW) und Relativmessung der abgegebenen HF-Leistung durch Output-Meter sind für den Amateurfunkbetrieb wertvolle Komforteinrichtungen. Der Ersatz der manuellen Sende-Empfangsumschaltung durch die jetzt übliche elektronische Umschalttechnik der Voice Control erleichtert die Betriebsabwicklung außerordentlich. Damit ist der früher ausschließlich angewandte Wechselsprechverkehr, der die Dauer eines Funkgesprächs erheblich verlängerte, zu einem flott ablaufenden Gegensprechverkehr mit sofortiger Unterbrechungsmöglichkeit geworden. Vor allem bei QSO-Runden und beim DX-Betrieb bietet diese Technik Vorteile, wenn ein Gesprächspartner in den laufenden Funkbetrieb einer Runde aufgenommen werden möchte oder aus irgendwelchen Gründen Rückfragen notwendig sind. Technisch betrachtet sind Sender und Empfänger für SSB-Betrieb viel komplizierter aufgebaut als die früheren AM-Stationen. Ein AM-Sender kommt beispielsweise mit etwa fünf Stufen aus. Der SSB-Sender erreicht dagegen wegen der zahlreichen Mischstufen und Oszillatoren (Trägeroszillator, Quarzoszillator, Seitenbandoszillator) sowie wegen des Balancemodulators und der Voxsteuerung etwa die dreifache Stufenanzahl. Ähnliches gilt für den SSB-Super, und damit komplizierte sich auch der Selbstbau dieser Geräte. Die ausländische Industrie verstand es jedoch, trotzdem SSB-Anlagen zu angemessenen Preisen auf den Markt zu bringen.

SSB-Sender und -Empfänger werden heute in Abmessungen gefertigt, die den räumlichen Verhältnissen beim Funkamateurbetrieb entsprechen. Eine komplette SSB-Station mit 1-kW-Linearverstärker und den zugehörigen Kontrollgeräten kann bequem auf einem Schreibtisch untergebracht werden. Die kompakte Bauweise wurde durch Anwendung moderner Fertigungsmethoden erreicht. Dazu gehören Miniaturbauteile, vor allem in den Vorstufen, gedruckte Schaltung und der Trend zu Metallgehäusen im Flachformat. In letzter Zeit beginnt sich auch die Transistorisierung durchzusetzen. Allerdings wird es noch einige Zeit dauern, bis die überwiegende Anzahl der Sender- und Empfängerstufen transistorisiert sein wird. Die Anfänge sind jedoch gemacht, und die Erfahrungen mit diesen Hybridschaltungen ermutigen dazu, den beschrittenen Weg fortzusetzen. Auch der Einsatz von integrierten Schaltungen ist aussichtsreich und eine der wichtigen Aufgaben der Zukunft.

Ferner brachte die SSB-Technik das Transceiver-Prinzip zu neuer Blüte. Vom funkbetrieblichen Standpunkt aus betrachtet ist das getrennte Abstimmen von Empfänger und Sender und das Einpeilen auf die Frequenz der Gegenstation umständlich. Es liegt daher nahe, Sender und Empfänger zu einem einzigen Gerät zu vereinen, bei dem die Frequenz für Sendung und Empfang nur einmal eingestellt werden muß. Wenn man mit dem Transceiver beispielsweise auf 14,2 MHz empfängt, dann sind gleichzeitig die Vorstufen des Senders auf diese Frequenz ab-

gestimmt, und man braucht beim Senden nur noch die Sender-Endstufe auf volle Ausgangsleistung nachzustimmen. Bei einem solchen SSB-Transceiver werden vielfach Trägeroszillator, Einseitenbandfilter und veränderbarer Oszillator (VFO) für Sende- und Empfangsteil gemeinsam eingesetzt. Der SSB-Transceiver gilt heute als das modernste Amateurfunkgerät.

Die SSB-Technik führte aber auch zu einer gewissen Standardisierung im Gerätebau. Wenn man von Ausnahmen absieht, dann haben die meisten Empfänger und Sender die gleichen Bedienungsfunktionen und die gleichen annähernd kommerziellen Eigenschaften. Die PEP-Eingangsleistung liegt vielfach im Bereich 150...200 W. Eine weitere Standardeinheit ist der Linearverstärker mit PEP-Eingangsleistungen um 1 kW. Moderne Linearverstärker haben einen Betriebsschalter, bei dessen Betätigung gleichzeitig auch die Antenne umgeschaltet wird. Die An- und Abschaltung der Endstufe ist daher auch während des Funkbetriebs ohne Unterbrechungen lediglich durch Umlegen eines Schaltergriffs möglich. Der Amateurfunkbetrieb auf den Kurzwellenbändern 10...80 m entspricht heute weitgehend dem Stand der Technik. Anders verhält es sich dagegen auf UKW, beispielsweise im 2-m-Band. Hier dominiert noch AM, und außerdem ist es noch allgemein üblich, auf verschiedenen Frequenzen zu empfangen und zu senden. Aber auch hier bahnt sich die Modernisierung des Funkbetriebs zunächst auf Ortsverbandsebene durch eine gemeinsame Empfangs- und Sendefrequenz der beteiligten Stationen an. Da die meisten Sender noch quartzesteuert sind, müssen für die Ortsverbandsfrequenz Quarze mit gleicher Frequenz beschafft werden, und wenn man Regional- oder den noch seltenen DX-Betrieb abwickeln will, benötigt man weitere umschaltbare Quarze. Gerade in den beiden zuletzt genannten Fällen hängt jedoch die Wahrscheinlichkeit, ins QSO zu kommen, mehr oder weniger vom Zufall ab. Daher ist es eine wichtige Aufgabe der Zukunft, den UKW-Amateurfunk durch Umstellung auf die SSB-Technik zu modernisieren, um den Gleichwellenbetrieb zwischen zwei Stationen zu erreichen. Es sind sogenannte Transverter in Entwicklung, die es gestatten, mit dem KW-SSB-Sender auch auf 144 MHz zu arbeiten. Ferner gibt es auch einige 2-m-Transceiver.

Wer heute Amateurfunkgeräte selbst bauen möchte, hat die Chance, nach der Baukastenmethode mit Einheiten in gedruckter Schaltungstechnik zu Erfolgen zu kommen, wenn er über gewisse praktische Erfahrungen beim Zusammenbau von Geräten, beim Abgleich und schließlich auch auf dem Gebiet der Meßtechnik verfügt. Gegenüber dem fertigen Gerät sind dabei Einsparungen von 30 bis 40% möglich. Auch mit Bausteinen ist der Selbstbau empfehlenswert. Es gibt bereits ein umfangreiches Angebot für SSB-Amateursuper sowie für 144-MHz-UKW-Sender und -Empfänger. Demnächst sind auch Bausteine für KW-SSB-Exciter zu erwarten.

Die Erscheinungsformen des Amateurfunks hängen weitgehend von den Lizenzbedingungen der zuständigen Postverwaltung ab. So war der Amateurfunk im Deutschland der Vorkriegszeit allgemein auf Telegrafie beschränkt. Erst nach dem Kriege ließ das neue, modernere Amateurfunkgesetz auch Telefonie und Funkfern schreiben zu. Zu den Lizenzbedingungen gehörte aber die Ablegung der Morseprüfung, und zwar auch dann, wenn nur in Telefonie gearbeitet werden sollte. In der neuen DVO ist jedoch bei Verzicht auf eine Morseprüfung die Lizenzierung des UKW-Amateursprechfunks möglich. Für diese Newcomer bieten inzwischen deutsche Amateurfunkgeräte-Hersteller Transistor-Funk-sprechgeräte in tragbarer Ausführung an, darunter das Modell eines SSB-Transistor-Transceivers, der sich auch für AM und CW verwenden läßt. Wer sich heute eine neue UKW-Anlage anschafft, sollte dabei an die Technik von morgen denken und den 2-m-SSB-Transceiver bevorzugen.

Werner W. Diefenbach

Farbbildröhren vom laufenden Band

Als wenige Jahre nach dem Zweiten Weltkrieg die ersten Informationen über eine von der RCA entwickelte neue Farbbildröhre – die shadow mask tube – nach Deutschland kamen, bewunderte man die Genialität der Idee, die zur Entwicklung dieser Röhre geführt hatte. Zugleich aber traten berechtigterweise erhebliche Zweifel darüber auf, ob es jemals möglich sein werde, ein so kompliziertes technisches Produkt in Millionen von Exemplaren zu Preisen zu fertigen, die für Anwendungen im zivilen Bereich diskutabel sind. Die Anforderungen an die mechanischen und elektrischen Toleranzen ebenso wie an die Technologie übertreffen alles, was man bisher auf diesem Gebiet gewohnt war. Sie lassen sich nur mit denen vergleichen, die man aus der professionellen Röhrentechnik und der Satellitentechnik kennt. Dort aber spielt der Preis nicht unbedingt und in erster Linie eine ausschlaggebende Rolle. Und doch ist es möglich geworden, die zunächst nahezu unüberwindbar scheinenden Probleme der Serienfertigung zu lösen. Heute werden in Europa bereits an mehreren Stellen Farbbildröhren nach dem Lochmasken-Prinzip am laufenden Band hergestellt. Weitere Fabriken sind im Aufbau begriffen oder in der Planung. Sie werden in der nächsten Zukunft mit dazu beitragen, den voraussichtlich schnell steigenden Bedarf des Marktes an Farbbildröhren zu decken.

Die Serienfertigung des kompliziertesten Produkts, das jemals für den zivilen Bereich in großen Stückzahlen hergestellt worden ist, setzt nicht nur umfangreiche theoretische und praktische Kenntnisse voraus, sondern sie bedarf auch langjähriger Erfahrungen auf den Gebieten der Arbeitsvorbereitung, Fertigungsplanung und nicht zuletzt auch des Know-how. Bei der Produktion von Farbbildröhren kann man zwei Wege gehen. Der nächstliegende ist die Erstellung einer Fabrik, die als in sich abgeschlossenes System ausschließlich Farbbildröhren produziert. Die benötigten Glaskolben und Präßglasteile werden dabei zumeist von außerhalb liegenden Glashütten und Spezialfabriken bezogen. Der zweite Weg ist der Einbau der Farbbildröhren-Fertigung in eine bereits vorhandene Produktion von Schwarz-Weiß-Bildröhren. Er bietet den Vorteil, daß Produktionsstätten mit gleichartigen technologischen Prozessen zusammengelegt werden können. Weil dadurch für bestimmte Teile die Serien größer und dadurch die Gesteungskosten kleiner werden, hat eine solche Organisation des Fertigungsablaufs durchaus Vorteile, zumal dadurch eine notwendig werdende Erweiterung der Farbbildröhren-Produktion jederzeit relativ leicht möglich ist.

1. Die Valve-Bildröhrenfabrik in Aachen

Auf dem Industriegelände Aachen-Rothe Erde wurde 1954 die Valve-Bildröhrenfabrik gegründet, in der Bildröhrenkolben sowohl für den eigenen Bedarf als auch für andere Bildröhrenhersteller produziert werden sowie verschiedene Typen von Schwarz-Weiß-Bildröhren und jetzt auch die Farbbildröhre A 63-11 X. Die vor-

handenen Räumlichkeiten ermöglichten es, die Produktion von Farbbildröhren mit der von Schwarz-Weiß-Bildröhren zu integrieren. Die damit verbundenen zahlreichen Probleme der Steuerung des Fertigungsablaufs hat man durch ein wohl-durchdachtes System von Prozeßsteuerungen gelöst, und vielleicht wird man eines Tages in der Lage sein, zur computerge-steuerten Fertigung überzugehen. Die derzeitige Fertigungskapazität ist für jährlich 175 000 (gute) Farbbildröhren ausgelegt, kann aber innerhalb kurzer Zeit verdoppelt werden.

Die Farbbildröhre stellt nicht nur höhere Anforderungen an die Präzision der Fertigung als die Schwarz-Weiß-Bildröhre. Sie erfordert auch ein Mehrfaches an elektrischer Energie, Wasser und Gas. Setzt man den Verbrauch für die Fertigung einer Schwarz-Weiß-Bildröhre gleich 1, dann ist für die Farbbildröhre der Verbrauch an elektrischer Energie 8,5mal, an Wasser 6mal und an Gas 1,4mal so groß. Gegenüber einer Durchlaufzeit von 18,5 Stunden für eine Schwarz-Weiß-Bildröhre vom Glasteil bis zur Verpackung beträgt die Durchlaufzeit der Farbbildröhre 29 Stunden.

2. Materialien für die Lochmasken-Farbbildröhre

Über den Aufbau der Farbbildröhre A 63-11 X wurde bereits vor über einem Jahr an dieser Stelle ausführlich berichtet¹⁾. Nachfolgend seien deshalb abschließend die Fabrikation und damit zusammenhängende Fragen behandelt.

2.1. Glasteile

Schirm und Konus der Bildröhre werden von der Granus GmbH gefertigt. Sie ist eine Schwesterfirma der Valvo-Bildröhrenfabrik, hat ihre Fertigungsstätten ebenso wie das Glühlampenwerk der Deutschen Philips GmbH auf dem Aachener Industriegelände Rothe Erde und produziert ausschließlich Präßglasteile für die Bildröhrenfabrikation. Der Schirm ist in der Mitte etwa 12 mm dick und hat 52,5 % Durchlässigkeit. Das Schirmglas mit CeO₂-Zusatz hat eine höhere Erweichungstemperatur als das für Schwarz-Weiß-Bildröhren benutzte Glas, um Deformationen während der Verkleb- und Pump-prozesse zu vermeiden. Das Konusglas ist vom Schirmglas verschieden und hat zur Absorption von Röntgenstrahlen einen Zusatz von Bleioxid (PbO). In der Bildröhrenfabrik werden Hals und Konus ver-

¹⁾ Lerche, M., u. Ritter, J.: Die Farbbildröhre A 63-11 X. Funk-Techn. Bd. 21 (1966) Nr. 7, S. 233-240

Tab. 1. Leuchtstoffe für Farbbildröhren

Farbe	chemische Zusammensetzung	Eigenfarbe	Wellenlänge des Energiemaximums nm	Farbkoordinaten im CIE-Diagramm		Lichtausbeute lm/W
				x	y	
Blau	ZnS	Weiß	450	0,160	0,070	18
Grün	(Zn _{0,7} Cd _{0,3}) S	Hellgelb	515	0,260	0,645	80
Rot	(Zn _{0,9} Cd _{0,1}) S	Gelbbraun	650	0,660	0,340	13
		Weiß	615	0,670	0,330	15

schmolzen; außerdem wird hier der Anodenkontakt eingesetzt. Im Schirm sind Metallstifte zum Befestigen der Lochmaske eingelassen.

Um die von der Fertigung geforderten engen mechanischen Toleranzen einhalten zu können, sind am hochstehenden Schirmrand und am Konus sehr genau geschliffene Nocken angebracht. Sie dienen als Bezugspunkte für die Justage beim Belichten des mit Leuchtstoff bedeckten Schirms, beim Verkleben von Schirm und Konus, beim Einschmelzen des Elektronenstrahl-systems und schließlich zur Bestimmung der Schirmmitte auf dem Meßtisch.

2.2. Lochmaske

Die Lochmaske mit ihren 400 000 in regelmäßiger Anordnung angebrachten Löchern besteht aus nur 152 µm dickem, verformtem Stahlblech (unlegierter Stahl mit weniger als 0,1 % Kohlenstoffgehalt). Zur Verbesserung der Stabilität ist sie auf einem Stahlring aufgeschweißt, der auch die Haltefedern für die Befestigung der Maske in den bereits erwähnten Metallstiften des Glasschirms trägt. Die Oberflächen von Lochmaske und Ring sind so oxydiert, daß sie eine einheitliche Schicht aus dem grau-schwarzen ferromagnetischen Fe₃O₄ tragen, um die beim Auftreffen der Elektronen entstehenden Wärme (30 W) durch Strahlung abzuführen. Unter dem Einfluß dieser Erwärmung dehnt sich die Lochmaske um maximal etwa 70 µm aus. Die komplette Zusammenstellung wird von Philips in Eindhoven geliefert, weil die ungewöhnlich hohen Investitionskosten für die Lochmasken-Herstellung bei den derzeitigen und den für die nächste Zukunft zu erwartenden jährlichen Stückzahlen eine eigene Lochmaskenfabrik für jede Bildröhrenfabrik nicht wirtschaftlich machen.

2.3. Leuchtstoffe

Für die Herstellung des Leuchtschirms werden drei Leuchtstoffe mit Abklingzeiten unter 10⁻⁴ s verwendet, die bei Anregung durch Elektronen Licht in den drei Grundfarben Blau, Grün und Rot emittieren (Tab. 1). Der blaue Leuchtstoff besteht aus Zinksulfid (ZnS) mit Silber als Aktivator (< 10⁻⁴ g/100 g), der grüne aus Zink-kadmiumsulfid [(Zn_{0,7}Cd_{0,3})S] mit ebenfalls Silber als Aktivator (< 10⁻⁴ g/100 g). Als roten Leuchtstoff verwendet man an Stelle des früher benutzten Zink-kadmiumsulfids heute Yttriumvanadat (YVO₄) mit Europium als Aktivator (etwa 3,5 g/100 g). Beide Materialien sind sehr teuer (1 kg Yttriumvanadat kostet etwa 1700 DM), weil die Elemente der sogenannten seltenen Erden sich wegen ihrer sehr ähn-

lichen chemischen Eigenschaften nur mit hohem Aufwand trennen lassen. Deshalb sammelt man alle bei der Fertigung anfallenden Abfälle an Yttriumvanadat und arbeitet sie neu zu Leuchtstoff auf.

2.4. Elektronenstrahlssystem

Das aus drei voneinander unabhängigen Einzelstrahlerzeugern aufgebaute Elektronenstrahlssystem besteht aus 127 Einzelteilen. Das Gesamtsystem ist durch Isolierstäbe aus Sinterglas mechanisch fixiert. Montiert wird es in einer Lehre (Bild 1).

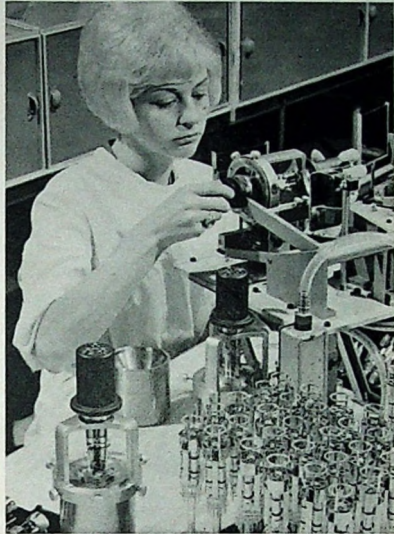


Bild 1. Montage des Dreifach-Elektronenstrahlssystems

Der am oberen Ende angeschweißte Getterring nimmt als Gettersubstanz eine Legierung von Barium, Nickel und Aluminium auf, die später nach dem Verdampfen Restgase oder während des Betriebs freierwerdende Gase irreversibel absorbiert oder adsorbiert.

Mit Hilfe von Zentrierfedern wird das Gesamtsystem im Hals des Bildröhrenkolbens zentriert. Die einzelnen Elektroden der drei Einzelsysteme erhalten ihre Betriebsspannungen über die Kontaktstifte des am unteren Ende angeschweißten Preßstellers; die Verbindung zum Anodenkontakt auf dem Konus wird über Kontaktfedern hergestellt, die auf der Graphitbedeckung des Konus aufliegen. Auf den Nickel-Katodenröhren ist die Katodenschicht aus $(\text{Ba}, \text{Sr})\text{CO}_3$ (Barium-Strontium-Karbonat) aufgebracht. Das Katodenröhren wird indirekt durch eine Wolframwendel mit Al_2O_3 -Bedeckung geheizt.

3. Fertigung der Lochmasken-Farbbildröhre A 63-11 X

Ein kurzer Überblick über die Fertigung dieser Farbbildröhre soll eine kleine Vorstellung davon geben, welche Vielzahl von Arbeitsgängen und Kontrollen erforderlich ist, um das Endziel zu erreichen: drei Elektronenstrahlen müssen jeweils gleichzeitig durch eines der 400 000 Löcher der Lochmaske derart hindurchtreten, daß sie auf die ihnen zugeordneten, hinter der Lochmaske befindlichen Leuchtstoffpunkte treffen. Und das gilt nicht nur für ein Loch. Die Elektronenstrahlen müssen vielmehr mit gleicher Genauigkeit auf jedes der anderen 399 999 Löcher der Maske treffen, und zwar 25mal in jeder Sekunde.

3.1. Schirmbearbeitung

Das Herz jeder Farbbildröhrenfabrik ist die Abteilung, in der unter sorgfältig konstantgehaltenen Umweltbedingungen der Leuchtschirm entsteht. In der Valvo-Bildröhrenfabrik laufen Schirmbearbeitung und Konusbearbeitung nebeneinander (Bild 2). Der angelieferte und kontrollierte Schirm wird auf einer sogenannten Waschmühle zunächst mit 6%iger Flußsäure gewaschen (1) und sodann mit Leitungswasser (L-Wasser) und deionisiertem Wasser (De-Wasser) gespült (2), um alle Verunreinigungen auf der Innenseite des Schirms zu entfernen. Über ein Transportband gelangt der gewaschene Schirm dann zum Abnahmefenster des sogenannten Flowcoat-Raums. In diesem klimatisierten Raum (Temperatur 21 °C, relative Luftfeuchtigkeit 42 %) muß die zugeführte Luft unbedingt staubfrei sein, weil jedes sich auf dem Schirm niederschlagende Staubkorn zu Ausschuß führt. Aus demselben Grund darf dieser Raum nur von ganz wenigen Personen betreten werden, die Perlon-Schutzkleidung und Spezial-Schuhwerk tragen müssen. Wegen der Lichtempfindlichkeit der Leuchtstoffsuspensionen ist der Flowcoat-Raum mit monochromatischem Licht (Natriumdampflampen) beleuchtet.

Der gewaschene Schirm wird zunächst auf die Flowcoat-Mühle gesetzt, mit einer Lösung von Polyvinylalkohol (PVA) vorbenetzt (3) und dann getrocknet (4). Zum Aufbringen der Leuchtpunkte wiederholt sich

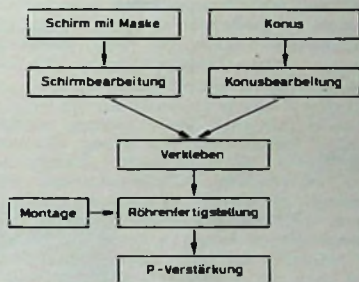


Bild 2. Ablauf der Farbbildröhrenfertigung

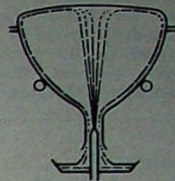
dann dreimal folgender Vorgang: Beschirmen (Aufbringen des Leuchtstoffs), Belichten, Auswaschen (Entwickeln).

3.1.1. Grün-Beschirmen

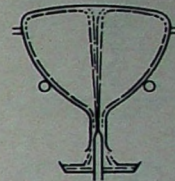
Da das menschliche Auge für Grün am empfindlichsten ist, machen sich Fehler bei den grünen Leuchtstoffpunkten am deutlichsten bemerkbar. Aus diesem Grunde werden die Grün-Punkte als erste aufgebracht. Bei langsamer Drehung des schräggestellten Glasschirms füllt man die grüne Leuchtstoffsuspension ein (5). Dann wird die Drehgeschwindigkeit gesteigert, um die Suspension möglichst gleichmäßig zu verteilen. Überflüssige Suspension wird in den Ecken abgesaugt oder nach weiterer Steigerung der Drehgeschwindigkeit an den Schirmcken abgeschleudert und in dem Auffangbehälter aufgefangen. Während dieses Vorgangs nähert sich die Neigung des Schirms immer mehr der Senkrechten, und schließlich wird die Leuchtstoffschicht bei senkrecht rotierendem Schirm mit Infrarot-Strahlern (IR-Strahlern) getrocknet (6). Nach dem Trocknen führt die Flowcoat-Mühle den beschichteten Schirm wieder in die waagerechte Lage, und er kann zum Aufbelichten der grünen Leuchtstoffpunkte abgenommen werden.

Jetzt wird der Schirm numeriert und dann die ebenfalls numerierte, vorher durch Abblasen mit gefilterter Luft gereinigte Lochmaske eingesetzt (Bild 3). Von diesem Augenblick an müssen Schirm und Lochmaske ein unzertrennliches Paar bilden. Das ist von entscheidender Bedeutung, denn nur unter dieser Voraussetzung ist

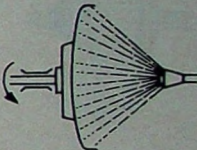
① Waschen mit verdünnter Flußsäure



② Spülen mit L- und De-Wasser



③ PVA-Benetzen



④ Trocknen



⑤ Grün-Beschirmen



⑥ Trocknen mit IR-Strahlern



es wegen der dann erforderlichen nur relativen Genauigkeit von Maske und Schirm möglich, den Fertigungsaufwand in finanziell vertretbaren Grenzen zu halten.

3.1.1.1. Belichten

Die Leuchtstoffschicht auf der Innenseite des Schirms wird nun auf dem Belich-

tungstisch (Bild 4) durch die Lochmaske hindurch belichtet (7). Er hat Anlegenocken für die Glasnocken des Schirms, um eine eindeutig fixierte Lage des Schirms zu erreichen. Als Lichtquelle benutzt man eine Quecksilber-Hochdrucklampe SP 900 W mit Preßluftkühlung (250 Liter/min) in einem Parabolspiegel. Der Lichtstrom wird über einen Quarzkegel geführt und bildet in Verbindung mit einer Blende die praktisch punktförmige Lichtquelle. Sie sitzt während der Belichtung genau an der Stelle, an der sich später das Strahlerzeugungssystem für die Anregung der grünen Bildpunkte befindet. Eine zwischen der punktförmigen Lichtquelle und der

produkten ein Komplex, der das Quellvermögen des Polyvinylalkohols vermindert. Wichtig für das Zustandekommen der Lichtreaktion ist ein ganz bestimmter Feuchtigkeitsgehalt der Leuchtstoffschicht, und das ist einer der Gründe dafür, warum im Flowcoat-Raum die relative Luftfeuchtigkeit genau eingehalten werden muß.

3.1.1.2. Auswaschen (Entwickeln)

Nach etwa zehn Minuten Belichtung kann der Schirm vom Belichtungstisch abgenommen werden. Die Maske wird herausgenommen und der Schirm zum Entwickeln (8) wieder auf die Flowcoat-Mühle gesetzt. Als „Entwickler“ nimmt man De-Wasser von etwa 30 °C. Bei in senkrechter Lage rotierendem Schirm wird der nicht ausgehärtete Teil der Leuchtstoffschicht abgespült (Bild 5), und man erhält dann auf dem Schirm das grüne Leuchtpunktraster entsprechend dem Abbild der Lochstruktur der Maske. Abschließend wird die Schicht mit IR-Strahlern getrocknet.

3.1.2. Blau- und Rot-Beschirmen

Nach dem Grün-Beschirmen können auf einem Kontrolltisch Lage, Größe, Form und Gleichmäßigkeit der grünen Leucht-

Die Leuchtstoffpunkte haben im Mittel in der Mitte des Schirms 425 µm und am Rand des Schirms 400 µm Durchmesser. In einer Prüfkabine wird mit einem Meßmikroskop am fertigen Schirm die Punktstruktur an verschiedenen Stellen des Schirms geprüft.

3.1.3. Befilmen

Zur Verbesserung der Lichtausbeute wird auch bei der Farbbildröhre die Leuchtstoffschicht mit einem Aluminiumspiegel hinterlegt, um das vom Leuchtstoffkristall nach hinten abgestrahlte Licht nach vorn zu reflektieren. Vor dem Aufbringen des Spiegels wird in der Lacksprühmühle eine Trägerfolie auf den Leuchtschirm aufge-

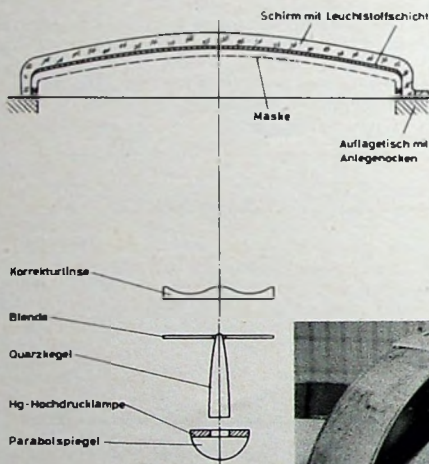
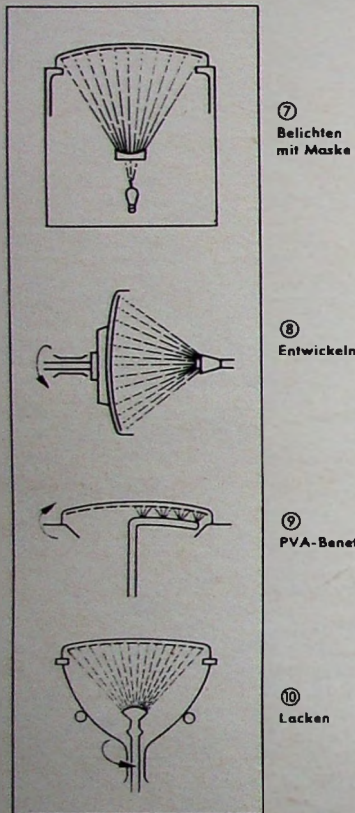


Bild 4. Prinzipieller Aufbau des Belichtungstisches



Bild 3. Einsetzen der Lochmaske vor der Belichtung

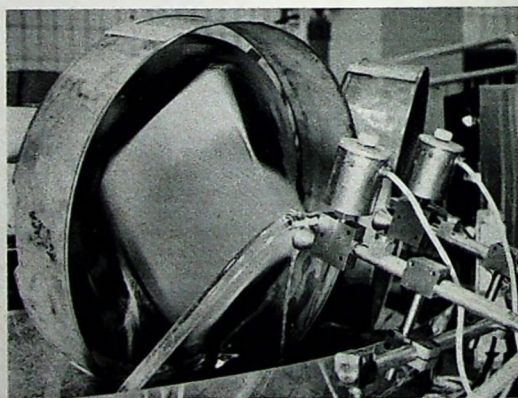


Bild 5. Auswaschen des nicht-belichteten Leuchtstoffs

Leuchtstoffschicht liegende Korrekturlinse mit unterschiedlicher Durchlässigkeit zwischen Mitte (etwa 30 %) und Rand (etwa 90 %) sorgt für gleichmäßige Belichtung.

Unter dem Einfluß des durch die Lochmaske auf die Leuchtstoffschicht auffallenden UV-Lichts findet ein als „Lichtgerbung“ bezeichneter photochemischer Prozeß statt, bei dem die vom UV-Licht getroffenen Stellen aushärten. Der Chemismus der Lichtgerbung ist heute im Detail noch unbekannt. Der Vorgang ist aber ein typisches Beispiel dafür, daß in der Technik oftmals ein „Gewußt wie“ genügt, ohne daß es dazu unbedingt des „Gewußt, warum es geht“ bedarf.

Der lichtempfindliche Teil der Leuchtstoffsuspension ist ein Gemisch von Ammoniumdichromat und einer Lösung von Polyvinylalkohol. Durch das UV-Licht wird der Polyvinylalkohol oxydiert und das durch die Lichtreaktion aus dem Dichromat gebildete Chromat reduziert. Gleichzeitig bildet sich aus den beiden Reaktions-

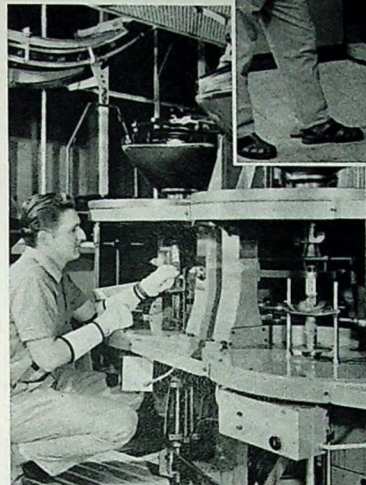
stoffpunkte durch Anregen des Schirms mit UV-Licht beurteilt werden. Anschließend folgen dann das Blau- und das Rot-Beschirmen in genau der gleichen Weise wie beim Grün-Beschirmen. Die Belichtungstische für Blau und Rot sind aber so eingerichtet, daß die zur Belichtung benutzte punktförmige Lichtquelle (s. Bild 4) um 120° nach links beziehungsweise rechts gegenüber der Stellung bei Grün versetzt ist. Wichtig ist, daß bei diesen Belichtungen dieselbe numerierte Maske benutzt wird wie bei der Grün-Belichtung.

Nach dem letzten Arbeitsgang ist dann der Leuchtschirm mit den Farbtripeln fertig.

bracht. Zu diesem Zweck wird der Schirm mit einem Konus kombiniert und mit einer wässrigen PVA-Lösung benetzt (9), um die Räume zwischen den Leuchtstoffpunkten und die Poren zwischen den Leuchtstoffkörnern zu füllen. Nach dem Abschleudern der überschüssigen Benetzungsfüssigkeit wird dann ein Lackgemisch (Polymetacrylat und Polycrylatlösung in Toluol) aufgespritzt (10). Während dieses Prozesses bildet sich eine Emulsion, die man zwecks gleichmäßiger Verteilung etwa zwanzig Minuten am Transportband abtropfen läßt. Bei der anschließenden Trocknung mit IR-Strahlern

Bild 6. Aufdampfen des Aluminiumspiegels

Bild 7. Einschmelzmaschine für das Dreifach-Elektronenstrahlssystem



bildet sich dann ein gleichmäßiger Lackfilm. Dann werden mit einer Graphitsuspension Kontaktstriche am hochstehenden Innenrand des Schirms angebracht (11), und anschließend (Bild 6) wird das Aluminium im Hochvakuum verdampft (12). Die Aluminiumschicht soll in der Mitte $0,25\ \mu\text{m}$ und in den Ecken $0,11\ \mu\text{m}$ dick sein. Interessant ist die Methode zum automatischen Einhalten der Schichtdicke. Dazu bedient man sich einer elektrischen Dämpfungsmessung, das heißt, man mißt die Dämpfung, die infolge der aufgedampften Metallschicht in einer Spule entsteht und dadurch die Güte eines Schwingkreises verringert. Sobald die Schwingkreisgüte einen bestimmten Wert unterschreitet, wird der Aufdampfprozeß abgebrochen.

3.1.4. Einsetzen der Lochmaske

Nach nochmaliger Kontrolle wird nun die gereinigte Lochmaske endgültig in den Schirm eingesetzt. An den Rändern der Lochmaske werden noch Bleche zur Abschirmung des die Lochmaske überschneidenden Elektronenstrahls angeschweißt (13) sowie Kontaktbügel zur Herstellung einer leitenden Verbindung von der Maske über die Graphitschicht zum Anodenkontakt und von der Maske zum Graphitkontakt am Innenrand des Schirms.

3.2. Konusbearbeitung

Die Konusbearbeitung erfolgt parallel zur Schirmbearbeitung (s. Bild 2). Der Konus-Hals-Teil wird zunächst auf der Waschmühle mit 6 %iger Flußsäure gewaschen (14), mit L- und mit De-Wasser gespült und nach dem Trocknen auf der Konus-Innen-seite geschwärzt (15). Diese Schwarzschrift soll die von der geschwärzten Lochmaske abgestrahlte Wärme absorbieren und durch Konvektion an die Glaswand abführen. Im Hals wird die Graphitsuspension mittels einer Bürste ringförmig aufgetragen. Über diesen Graphitring und die

aufgespritzte Graphitschicht wird die leitende Verbindung zwischen dem im Konusteil eingeschmolzenen Anodenkontakt und der Kontaktfeder des Elektronenstrahlstrahlsystems hergestellt.

Nach dem Trocknen wird der Konus-Hals-Teil in einem Tunnelofen bei max. $445\ ^\circ\text{C}$ ausgeheizt (16), nochmals gründlich ausgeputzt, mit 2 %iger Flußsäure gereinigt, mit De-Wasser nachgewaschen und dann getrocknet. Zum endgültigen Zusammenbau von Konus-Hals-Teil und Schirm wird auf den sorgfältig gereinigten Konusrand eine Glaslotpaste aufgetragen (17), die zum Verkleben beider Teile notwendig ist. Es handelt sich hier um einen Vorgang, der mit dem Löten vergleichbar ist.

Auf einem Spezialschlitten mit Anlageköpfen für die Glasnocken von Konus und Schirm werden beide Teile mit etwa 5° Neigung gegen die Röhrenachse zusammengestellt. Diese Neigung ist erforderlich, damit beide Teile während des Aufheizens sich nicht gegeneinander verschieben. Nach etwa drei Stunden und 45 Minuten Durchlaufzeit in einem Tunnelofen mit max. $445\ ^\circ\text{C}$ sind beide Teile verklebt (18). Gleichzeitig depolymerisiert die vom Aluminisieren des Schirms noch vorhandene Lack-Trägerfolie. Die Abbauprodukte der Trägerfolie werden am Ende des Aufheizevorgangs mit getrockneter, staubfreier Luft ausgeblasen.

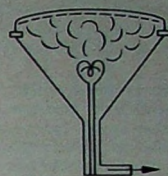
3.3. Einschmelzen

Auf dem Einschmelzkarussell wird das Elektronenstrahlstrahlensystem mittels des Preßtellers auf einen beweglichen Sockel aufgesteckt (Bild 7). Gleichzeitig wird der Kolben mit seinen Glasnocken gegen einen Richtkopf an der Einschmelzmaschine gedrückt. Dadurch ist die richtige Lage des Elektronenstrahlstrahlsystems zum Kolben und damit auch zum Leuchtschirm mit den Farbtripeln gewährleistet. Das Einschmelzen selbst erfolgt automatisch (19).

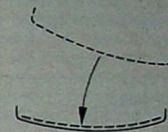
11 Kontaktstriche anbringen



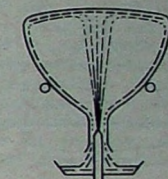
12 Aluminisieren



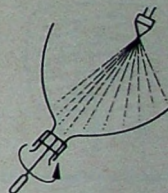
13 Maske einsetzen; Kontaktbügel und Abschirmbleche anschweißen



14 Waschen mit verdünnter Flußsäure



15 Innenschwärzen



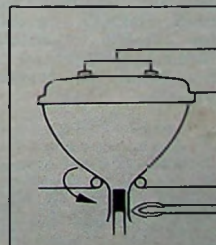
16 Ausheizen



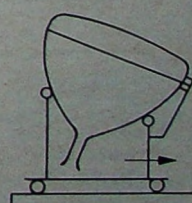
17 Glaslotpaste auftragen

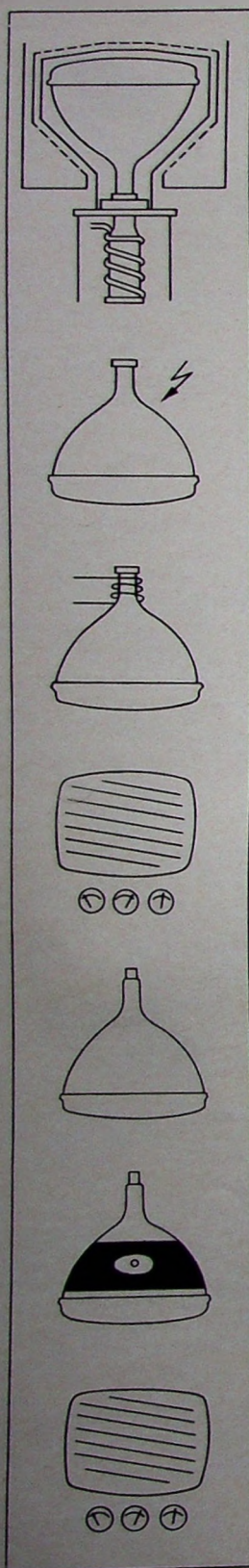


19 Einschmelzen



18 Ausheizen





20 Pumpen

21 Brennen, Ablunken, Klebanhaft prüfen

22 Gettern, Gitter entgasen

23 1. Prüfung

24 Implosionsschutz

25 Außenschwärzen

26 2. Prüfung

3.4. Pumpen

Während des Evakuierens auf der Pumpenstraße (Bild 8) wird die Röhre zur besseren Entgasung aufgeheizt. Dabei entsteht gleichzeitig auf dem Katodenröhrchen die emittierende Schicht durch Zersetzung des Barium-Strontium-Karbonats ($\text{BaCO}_3/\text{SrCO}_3 \rightarrow \text{BaO}/\text{SrO} + \text{CO}_2$). Wegen der größeren Glasdicke erfolgt der Temperaturanstieg langsamer als bei Schwarz-Weiß-Bildröhren, und deshalb erfordert der Pumpprozeß mehr Zeit. Die höchste Temperatur liegt bei etwa 400 °C. Da das Aufheizen mit etwa 5 grd/min und das Abkühlen mit etwa 4 grd/min erfolgen muß, ergibt sich eine Durchlaufzeit für die Farbbildröhre von drei Stunden. Am Ende des Pumpprozesses wird der Pumpstengel durch Widerstandsheizung abgeschmolzen

heit bewirkt, mit Polyvinylacetatleim als Haftvermittler geleimt. Dann werden Rahmen und Röhre auf einer Gießstraße in eine Gießlehre gesetzt. Zum Erreichen des Implosionsschutzes muß dann der Zwischenraum mit einer kalthärtenden Polyesterharzmischung, der ein Füllstoff beigegeben ist, ausgefüllt werden. Nach etwa 40 Minuten wird die Röhre von der Gießstraße abgenommen, auf dem Transportband nachgehärtet und gereinigt.

Zum Abschluß wird der Konus außen noch mit einer Graphitsuspension gespritzt. Die nach dem Trocknen entstehende leitende Graphitschicht bildet gemeinsam mit der inneren Graphitschicht einen Ladekondensator. Zur Vermeidung von Sprühercheinungen an der Anode spritzt man um die Anode noch einen Silikonlack auf.

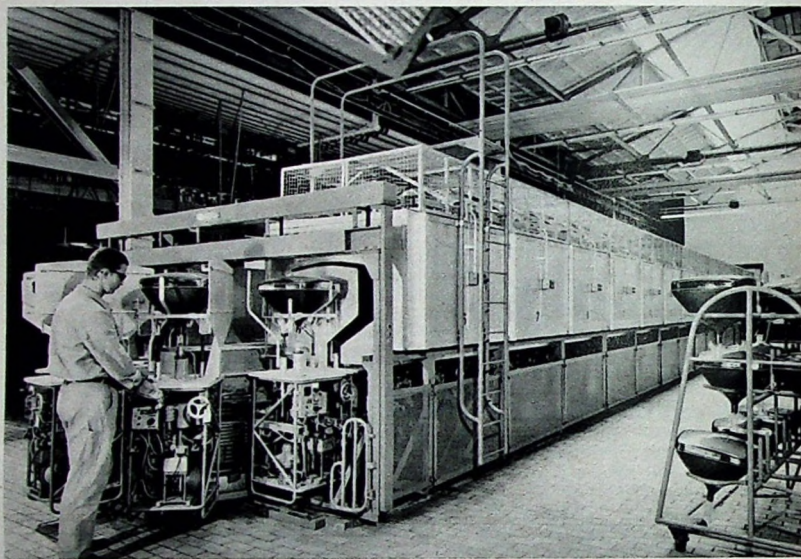


Bild 8. Pumpenstraße zum Evakuieren der Farbbildröhre

Als erstes werden dann die Emission und das Vakuum geprüft. Es folgt die Abfunkposition 21, auf der die verschiedenen Gitterteile an 70 kV gelegt werden, um Staubteilchen von der Oberfläche der Gitter zu entfernen und Spitzen abzurunden. Außerdem wird hier die Klebanhaft mit 50 kV geprüft.

3.5. Gettern und erste Prüfung
Nach dem Ablunken wird durch HF-Heizung der Getter verdampft 22. Es folgt eine nochmalige Entgasung der Gitterteile. Anschließend wird die Katode auf dem Transport gealtert und die Röhre ein zweites Mal - jedoch mit niedrigerer Spannung - abgefunkt. Die betriebsbereite Röhre wird dann zum erstenmal geprüft 23. Diese Prüfung umfaßt elektrische Messungen wie Isolation, Charakteristik, Vakuum, statische und dynamische Konvergenz sowie Leuchtschirmeigenschaften (Schirmqualität, Farbreinheit), Röhrenabmessungen und äußere Beschaffenheit (visuell).

3.6. Implosionsschutz, Außenschwärzen und zweite Prüfung

Zum Anbringen des Implosionsschutzes 24 werden zunächst der hochstehende äußere Schirmrand des Röhrenkolbens und der Metallrahmen, der die Implosionssicher-

Die anschließende Kontrolle ist rein visuell und betrifft insbesondere die äußere Beschaffenheit und die Sauberkeit der Röhre.

In der zweiten Prüfung 26 werden etwa 40% der fertigen Röhren nochmals auf die gleichen Werte geprüft wie bei der ersten Prüfung, und nach einer weiteren Endkontrolle, die jede Röhre noch einmal durchlaufen muß, steht die Röhre dann für den Versand bereit.

Aus diesen knappen Ausführungen über die Fertigung der Farbbildröhre A 63-11 X mag man erkennen, welches Maß an Erfahrungen, Arbeitsvorbereitung, Material-, Prozeß- und Produktionskontrollen notwendig ist, um dieses komplizierteste Produkt aus dem Zivilbereich in Serienfertigung zu können. Die Prozeßkontrollen umfassen nicht nur die Maschinen, sondern auch die Arbeitsräume und alle Hilfsmittel. So müssen beispielsweise allein in der Schirmbearbeitung täglich über 1100 Messungen durchgeführt werden. Garanten für den hohen Qualitätsstand der in Aachen gefertigten Farbbildröhren sind die klar durchdachte Fertigung, ein ausgeklügeltes System von Kontrollen und last but not least das Wissen um die Probleme und deren Beherrschung durch ein umfassendes Know-how. -th

PAL-Zusatz zum NTSC-Farbträgerverkoppler

Weil der Träger der Farbinformation mit Rücksicht auf die bestehende Kanaleinteilung innerhalb des Videobandes liegen muß, ist er in jedem Fall auf dem Bildschirm in Form eines Balkens oder Punktrasters sichtbar. Je höher jedoch die Frequenz des Farbträgers f_F im Videoband liegt, um so feiner und unauffälliger ist das vom Träger erzeugte Muster. Da man für die Farbinformation aber eine Bandbreite von etwa 1 MHz benötigt, ergeben sich 4,5 MHz als obere Grenze für die Farbträgerfrequenz.

1. Das NTSC-System

Versuche haben gezeigt, daß ungeradzahlig Vielfache der halben Zeilenfrequenz (f_H = Zeilenfrequenz), also

$$f_F = (2n - 1) \cdot \frac{1}{2} f_H,$$

wenig störende Farbträgermuster liefern. Für die europäische Variante des NTSC-Systems wurde daher die Farbträgerfrequenz mit $n = 284$ zu 4,4296875 MHz ge-

vierfacht, weil die Taktgeber für die Horizontal- und Vertikalfrequenz üblicherweise mit der doppelten Horizontalfrequenz gesteuert werden, so daß sich für den NTSC-Verkoppler die Blockschaltung nach Bild 1 ergibt.

2. Das PAL-System

Beim PAL-Farbfernsehsystem wird die (R - Y)-Komponente der Farbinformation von Zeile zu Zeile um 180° gedreht. Behält man den Halbzeilen-Offset bei, dann liegen die Maxima und Minima des Farbträgers von zwei aufeinanderfolgenden Zeilen für Farben, die einen großen (R - Y)-Anteil enthalten, also Rot und Cyan, genau untereinander, so daß auf dem Bildschirm ein vertikales Streifenmuster entsteht. Daher ist ein Halbzeilen-Offset für das PAL-System wenig geeignet.

Es muß also ein Verhältnis zwischen Farbträgerfrequenz und Horizontalfrequenz gefunden werden, das ein möglichst unauffälliges Muster liefert, und zwar so-

und Vervielfacherstufen nicht mehr möglich, es sei denn, man würde von der Farbträgerfrequenz zunächst auf ein Viertel der Vertikalfrequenz herunterteilen und dann auf Zeilenfrequenz vervielfachen. W. Bruch schlägt daher folgenden Weg vor:

Zunächst ist eine Hilfsfrequenz, die um 25 Hz unter der wahren Farbträgerfrequenz liegt, zu erzeugen. Diese wird auf ein Viertel der Zeilenfrequenz heruntergeteilt und dann auf die doppelte Horizontalfrequenz, die für die Taktgeber benötigt wird, vervielfacht. Die Hilfsfrequenz ist mit der Vertikalfrequenz durch einen Ringmodulator zu modulieren, so daß nur das obere und das untere Seitenband zur Hilfsfrequenz entstehen, wobei das obere Seitenband die wahre Farbträgerfrequenz darstellt. Da sich diese aber nicht durch ein Filter von der nur um 50 Hz darunterliegenden Frequenz trennen läßt, muß man in einem zweiten Modulator mit (in bezug auf den ersten Modulator) um 90° verschobenem Hilfs-träger und mit entsprechend verschobener Vertikalfrequenz die gleichen Seitenbänder noch einmal erzeugen. Dabei erscheint dann allerdings das untere Seitenband des ersten Modulators zu dem des zweiten Modulators um 180° phasenverschoben, so

Bild 1. Blockschaltung des Verkopplers für das NTSC-System

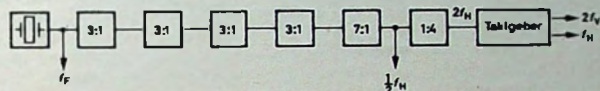
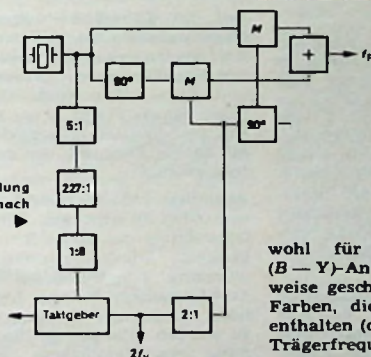


Bild 2. Blockschaltung des Verkopplers nach W. Bruch



wählt. Das bedeutet, daß auf eine Zeile 283,5 Farbträgerschwingungen entfallen und daß die Phasenlage des Farbträgers nach dem vierten Bildwechsel wieder die gleiche wie zu Beginn des ersten Halbbildes ist. Um dieses Frequenzverhältnis zwischen der Farbträgerfrequenz und der Horizontalfrequenz - auch Offset genannt - zu erzeugen, bringt man die mit einem Quarz stabilisierte Farbträgerfrequenz durch Teiler- und Vervielfacherstufen auf die Horizontalfrequenz. Dazu ist ein Teilverhältnis von 283,5 erforderlich, das durch

$$\frac{m}{n} = \frac{567}{2} = \frac{3 \cdot 3 \cdot 3 \cdot 3 \cdot 7}{2}$$

verwirklicht wird.

In der Praxis wird nach der Teilung auf die halbe Horizontalfrequenz diese ver-

Ing. Jörg Wölber ist Entwicklungsingenieur im Applikationslabor der Valvo GmbH, Hamburg.

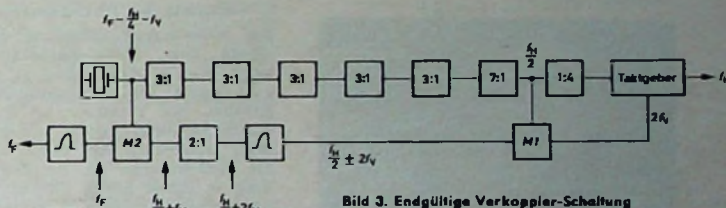


Bild 3. Endgültige Verkoppler-Schaltung

wohl für Farben, die einen großen (B - Y)-Anteil enthalten (der nicht zeilenweise geschaltet wird), als auch für solche Farben, die einen großen (R - Y)-Anteil enthalten (der zeilenweise geschaltet wird). Trägerfrequenzen, die diese Bedingung erfüllen, sind ungeradzahlig Vielfache der Viertelzeilenfrequenz, also

$$f_F = (2n - 1) \cdot \frac{1}{4} f_H.$$

Dieses Frequenzverhältnis erzeugt jedoch ein Farbträgermuster - übrigens ebenso wie der Halbzeilen-Offset bei NTSC -, das auf Grund einer optischen Täuschung als langsam über den Bildschirm wanderndes Muster gröberer Struktur erscheint. Um auch diesen störenden Effekt zu beseitigen, wird zu dem ungeradzahlig Vielfachen der Viertelzeilenfrequenz noch die Vertikalfrequenz f_V addiert, so daß die endgültige Formel für die Farbträgerfrequenz des PAL-Systems lautet:

$$f_F = (2n - 1) \cdot \frac{1}{4} f_H + f_V.$$

Mit $n = 568$ ergibt sich dann die Farbträgerfrequenz zu 4,43361875 MHz. Da die Vertikalfrequenz hier als additive Komponente in der Farbträgerfrequenz auftritt, ist ein einfacher Verkoppler mit Teiler-

daß nach Addition der vier Seitenbänder nur das obere, also die wahre Farbträgerfrequenz, übrigbleibt. Insgesamt ergibt sich daraus für den Verkoppler die Blockschaltung nach Bild 2.

Vergleicht man diesen Verkoppler mit dem für das NTSC-System, dann ergibt sich, daß ein Umbau nicht möglich ist. Deshalb wurde ein Weg gesucht, einen Zusatz für den NTSC-Verkoppler zu bauen, der die für PAL erforderliche Farbträgerfrequenz erzeugt. Dazu ist zunächst der Frequenzunterschied Δf zwischen beiden Frequenzen zu ermitteln:

$$\begin{aligned} \Delta f &= (2 \cdot 568 - 1) \cdot \frac{1}{4} f_H + f_V - \\ &\quad - (2 \cdot 284 - 1) \cdot \frac{1}{2} f_H \\ \Delta f &= \frac{f_H}{4} + f_V = \frac{1}{2} \left(\frac{f_H}{2} + 2f_V \right). \end{aligned}$$

Diese beiden Frequenzen sind im NTSC-Verkoppler, wenn man von der Farbträgerfrequenz 4,4296875 MHz ausgeht, unmittelbar vorhanden. Es bietet sich also eine Verkopplerschaltung nach Bild 3 an.

Quarzfrequenz und Verkoppler werden gegenüber dem NTSC-System nicht geändert. Aus der halben Horizontalfrequenz

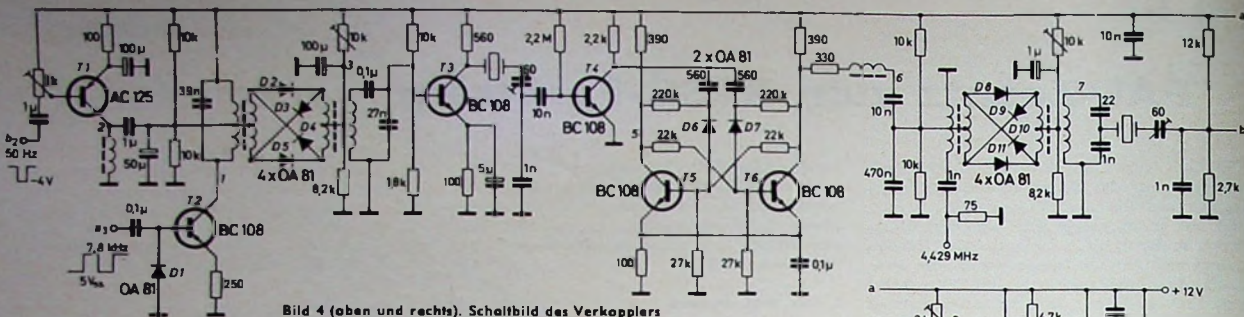


Bild 4 (oben und rechts). Schaltbild des Verkopplers

und der doppelten Vertikalfrequenz (50 Hz) werden in einem Ringmodulator $M1$ Summe und Differenz gebildet. Davon wird die Summe durch ein Filter herausgesiebt und anschließend in einem Flip-Flop halbiert. Mit dieser Frequenz moduliert man die Eingangsfrequenz des Teil-

lers mit Hilfe eines weiteren Ringmodulators $M2$, so daß wieder nur Summe und Differenz beider Frequenzen am Ausgang erscheinen. Davon wird mit einem weiteren Filter die Summe herausgesiebt, so daß die wahre Farbtägerfrequenz am Ausgang des Filters erscheint.

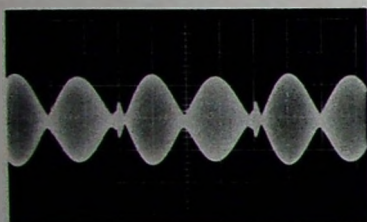


Bild 5. Modulationsprodukt aus $2f_V$ und $1/2 f_H$ (5 ms/Tlg.)

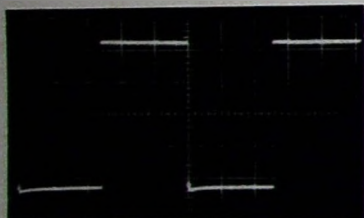


Bild 6. Differenzfrequenz zwischen f_{NTSC} und f_{PAL} (50 µs/Tlg.)

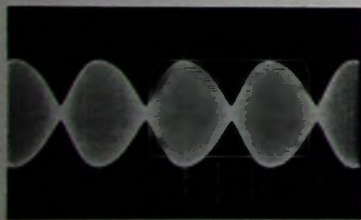


Bild 7. Modulationsprodukt aus der Differenzfrequenz nach Bild 6 und f_{NTSC}

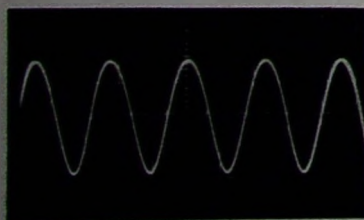


Bild 8. PAL-Farbtägerfrequenz (100 µs/Tlg.)

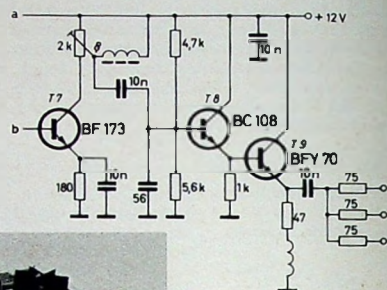


Bild 9. Aufbau des PAL-Verkopplers in Kassettenbauweise

3. Schaltung des PAL-Zusatzes

Die vollständige Schaltung des PAL-Zusatzes zum NTSC-Farbtägerverkoppler zeigt Bild 4. Am Punkt b_2 werden dem PAL-Zusatz die Vertikalimpulse ($2f_V$) zugeführt. Sie erzeugen an Punkt 2 eine Sinusspannung, die den ersten Ringmodulator aussteuert. Am Punkt a_3 führt man die $f_H/2$ -Impulse zu, die nach Umwandlung in einen Sinus (Punkt 1 der Schaltung) ebenfalls in den ersten Modulator gelangen. Das Modulationsprodukt (am Punkt 3 der Schaltung) ist im Bild 5 dargestellt.

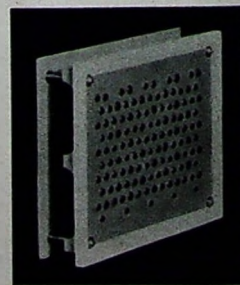
Nachdem das Signal die Begrenzerstufe T3 durchlaufen hat, gelangt es zum ersten Quarzfilter, in dem das obere Seitenband des Modulationsproduktes ausgesiebt wird. Versuche, an dieser Stelle einen entdämpften Schwingkreis oder einen Mitnahmeoszillator zu verwenden, schlugen fehl, weil die ausgesiebte Frequenz zu große Phasenschwankungen zeigte, die sich nicht wieder beseitigen ließen.

Auf das Quarzfilter folgen eine weitere Begrenzerstufe T4 und der Flip-Flop T5. T6. Die ausgesiebte Frequenz wird durch den Flip-Flop geteilt (Punkt 5 und Bild 6) und dient dann nach Umwandlung in einen Sinus (Punkt 6) als Steuerspannung für den zweiten Ringmodulator, zu dem als zweite Frequenz die des Quarzoszillators gelangt.

Aus dem Modulationsprodukt (Punkt 7 und Bild 7) wird mit Hilfe des zweiten Quarzfilters das obere Seitenband herausgefiltert. Diese Frequenz ist die gewünschte Trägerfrequenz für das PAL-Farbferrnsehsystem und braucht jetzt nur noch auf den gewünschten Pegel verstärkt zu werden. Bild 8 zeigt die Ausgangsspannung des Verstärkers. Messungen mit einem Vektorschreiber ergaben, daß das auf diese Weise gewonnene Farbtäger-signal eine konstante Amplitude und einen Phasenbrum von weniger als 1° hat. Im Bild 9 ist der Aufbau des PAL-Verkopplers in Kassettenbauweise dargestellt.

Lehrbaukasten „Wie arbeitet die Farbferrnsehbildröhre?“

Die Firma Kurl Giza, Koblenz, hat einen Lehrbaukasten herausgebracht, mit dem man auf einfache Weise die Funktion der Farbferrnsehbildröhre demonstrieren kann. Er enthält eine größere und eine kleinere gelochte Platte, eine ebenfalls gelochte weiße Plastikdeckplatte und durchscheinende Plastikstöpsel in den Farben Grün, Rot und Blau. Die kleinere Platte und die Plastikdeckplatte stellen — übereinandergelagert und so mit den Plattenstöpseln bestückt, daß jeweils drei ein Farbtüpel bilden — den Leuchtschirm dar. Vor diesen „Leuchtschirm“ wird dann die größere Lochplatte montiert, die die Funktion der Lochmaske übernimmt. Die Elektronenstrahlkanonen der Bildröhre werden bei diesem Modell durch drei Taschenlampen dargestellt, die einen möglichst gut gebündelten Lichtstrahl abgeben sollen. Fällt das Licht von rechts unten auf die Lochmaske, dann leuchten nur die roten Farbtüpel auf; kommt das Licht dagegen von links unten, so leuchten nur die grünen, und kommt es von oberhalb der Mitte, so leuchten nur die blauen Farbtüpel. Als Sonderzubehör sind eine Halterung für die drei Taschenlampen sowie eine Scheinwerlergruppe mit drei 150-W-Lampen und drei Helligkeitsreglern lieferbar.



Ein Farbträgergenerator mit Phasenschieber

1. Aufgaben

Beim NTSC-Verfahren und auch beim von Telefunken entwickelten PAL-Verfahren wird die Farbart eines Bildpunktes in Ergänzung zur Helligkeit (die beim Schwarz-Weiß-Fernsehen ausschließlich übertragen wird) durch einen Farbträger übermittelt, wobei die Phasenlage des Trägers zu einer bestimmten festgelegten Bezugsphase den Farbton, die Amplitude des Trägers die Sättigung der betreffenden Farbe charakterisiert.

Es ist deshalb häufig zweckmäßig, als Farbträgergenerator eine Signalquelle zu haben, deren Phasenlage (bezogen auf einen „Referenzgang“) stetig und leicht veränderbar ist und deren Amplitude ebenfalls geregelt werden kann.

Das beschriebene, vielseitig verwendbare Meß- und Hilfsgerät kann im Farbfernseh-Entwicklungslabor und in der Service-Werkstatt beim Prüfen und Untersuchen des gesamten Farbteiles von Farbfernsehempfängern eingesetzt werden.

Dieser Farbträgergenerator läßt sich sowohl als aktiver Generator (das heißt als Oszillator) als auch als Verstärker für die Farbträgerfrequenz verwenden. Bei der Auslegung wurde besonderer Wert auf die Forderung gelegt, daß die beiden Ausgangsspannungen unabhängig voneinander in ihrer Amplitude und auch in ihrer Phasenlage zueinander ohne Amplitudenschwankung veränderbar sind.

Die Besonderheit dieses Gerätes liegt darin, daß der elektrische Drehwinkel des Phasenschiebers stetig und stufenlos von 0° bis 360° variiert werden kann, wobei der elektrische Drehwinkel dem geometrischen Drehwinkel der Antriebsachse entspricht.

2. Technische Eigenschaften

Verwendung als Verstärker

Eingangsfrequenz f :
 $4,43361875 \text{ MHz} \pm 50 \text{ kHz}$

Eingangsspannung U :
 $0,5 \dots 40 \text{ V}_{\text{eff}}$

Ausgangsspannung I (U_1):
 $0 \dots 10 \text{ V}_{\text{eff}}, R_i = 75 \text{ Ohm}$

Ausgangsspannung II (U_2):
 $0 \dots 30 \text{ V}_{\text{eff}}, R_i = 75 \text{ Ohm}$

Phasenwinkel φ zwischen I und II:
 $0 \dots 360^\circ$
(stetig und ohne Amplitudenänderung)

Genauigkeit des Phasenwinkels:
besser als $\pm 1,5^\circ$

Verwendung als Oszillator

Oszillatorfrequenz f_0 :
 $4,43361875 \text{ MHz}$ (Quarz)

Verstimmungsmöglichkeit:
 $f_0 \pm 750 \text{ Hz}$ an einer geeichten Skala

sonstige Daten wie bei Verwendung als Verstärker

Dipl.-Ing. Helmut Söllner ist Entwicklungsingenieur bei AEG-Telefunken, Ulm.

3. Beschreibung des Gerätes

Den prinzipiellen Aufbau und die Arbeitsweise des Farbträgergenerators zeigt die Blockschaltung nach Bild 1. Im Interesse geringen Platzbedarfs und geringer Wärmeentwicklung wurden weitgehend Transistoren in den Verstärkerstufen verwendet; nur in solchen Stufen, deren Ausgangsleistung mit Transistoren nicht erreichbar ist (Ausgang II) oder die wegen des geforderten großen und phasenkonstanten Regelumfanges der Verstärkung nicht mit Transistoren bestückt werden konnten, wurden Röhren benutzt.

3.1. Oszillator

Der quarzstabilisierte, mit Transistoren bestückte Oszillator (Bild 2), arbeitet mit induktiver Rückkopplungsschaltung. Wegen der hohen Gegenkopplung in der Emittierung des Transistors T1 kann der Oszillator nur auf der Frequenz schwingen, für die der Quarz Q in Reihe mit der Kapazitätsvariationsdiode D1 und der ihr parallel liegenden Spule L1 Serienresonanz hat und die Gegenkopplung aufhebt. Diese Serienresonanzfrequenz kann für den gewählten Arbeitspunkt von etwa 5 V für die Diode D1 durch Ändern von L1 auf die genaue Farbträgerfrequenz gebracht werden. Durch Ändern der Diodengleichspannung kann die resultierende Gesamtkapazität von D1 und L1, die mit dem Quarz in Reihe liegt und damit die Resonanzfrequenz bestimmt, die Oszillatorfrequenz um etwa $\pm 750 \text{ Hz}$ verändern.

Die Verwendung einer Kapazitätsdiode an Stelle eines Drehkondensators zur Frequenzeinstellung hat den Vorteil, das Regelorgan (das heißt also das mit Gleichspannung betriebene Potentiometer) an beliebiger Stelle auf der Frontplatte des Gerätes anordnen zu können, so daß lange, Hochfrequenz führende Leitungen vermieden werden. Die Ausgangsspannung des Oszillators ist etwa $1,5 \text{ V}_{\text{eff}}$.

3.2. Eingangsstufe

Soll die Farbträgerfrequenz nicht im Gerät erzeugt, sondern von außen zugeführt werden, dann wird der Oszillator abgeschaltet, und an seine Stelle tritt eine regelbare, mit einer Röhre EF183 bestückte Verstärkerstufe, die alle zwischen

$0,5 \text{ V}_{\text{eff}}$ und $40 \text{ V}_{\text{eff}}$ liegenden Eingangsspannungswerte verarbeiten kann. Durch Änderung der Röhren-Gittervorspannung wird der Grad der Verstärkung geregelt.

3.3. Trennstufe

Die Trennstufe ist mit zwei gleichspannungsgekoppelten Transistoren bestückt (Bild 3), die eine auf den Oszillator rückwirkungsfreie und niederohmige Abnahme der Ausgangsspannung gestatten.

Die beiden Transistoren T2 und T3 arbeiten als Emitterfolger. Durch das Hintereinanderschalten zweier Emitterfolger wird die Gefahr einer Selbsterregung beseitigt, die bei einem Emitterfolger immer dann gegeben ist, wenn am Eingang ein Schwingkreis, am Ausgang eine kapazitive Belastung vorhanden ist.

3.4. Ausgangsverstärker I

Die von der Trennstufe gelieferte Spannung wird in einer mit einer Regelröhre EF183 (Bild 4) bestückten Stufe verstärkt

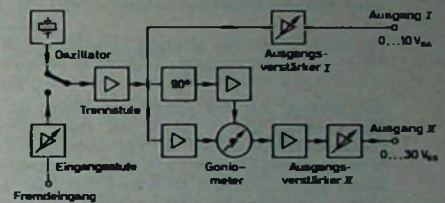


Bild 1. Blockschaltung des Farbträgergenerators

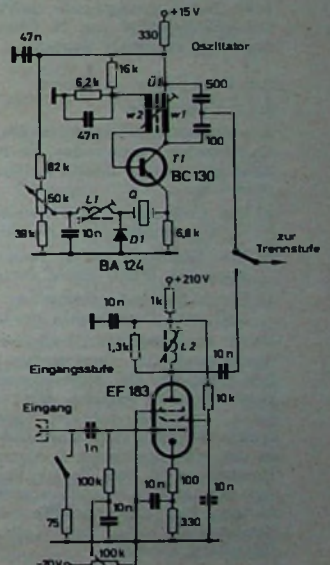


Bild 2. Schaltung des Oszillators und der Eingangsstufe

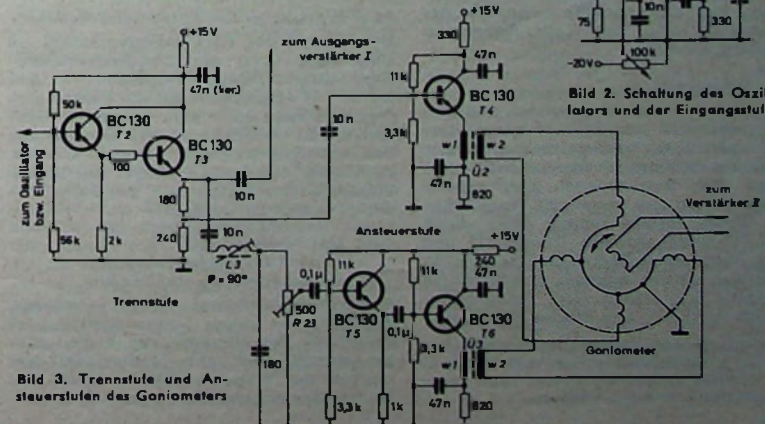


Bild 3. Trennstufe und Ansteuerstufen des Goniometers

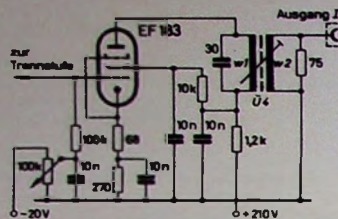


Bild 4. Schaltung des Ausgangsverstärkers I

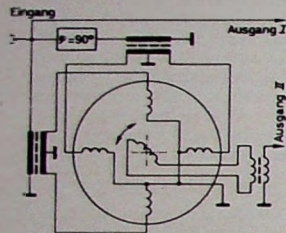


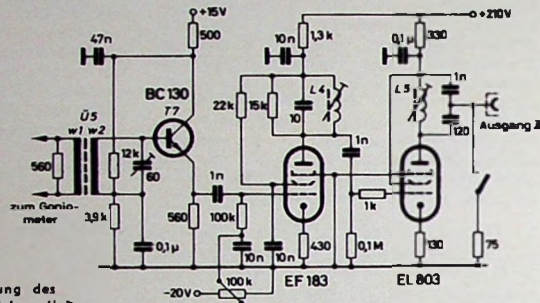
Bild 5. Zur Wirkungsweise des Goniometers

Bild 6. Schaltung des Ausgangsverstärkers II

geführt. Die zusätzliche Verwendung einer Emittterfolgerstufe zwischen dem 90°-Phasendrehglied und der eigentlichen Ansteuerstufe verhindert eine zu starke gegenseitige Beeinflussung von Phasen- und Amplitudenabgleich.

3.6. Ausgangsverstärker II

Die vom Goniometerrotor gelieferte ert-symmetrische Spannung wird mit dem auf Resonanz abgestimmten Übertrager U5



und gelangt auf den Ausgang I. Durch die Ansteuerung dieser Röhre aus einer sehr niederohmigen Quelle in Verbindung mit dem nichtüberbrückten Katodenwiderstand ergibt sich bei Regelung der Röhre keine unerwünschte Phasendrehung. Der verbleibende Phasenfehler ist kleiner als 0,5°. Die Ausgangsstufe liefert bei einem Innenwiderstand von 75 Ohm eine von 0 bis 10 V_{as} regelbare Spannung.

3.5. Phasenschieber

3.5.1. Goniometer

Als Phasenschieber wurde ein sogenanntes Goniometer¹⁾ verwendet, das folgende Vorteile gegenüber üblichen Phasendrehgliedern hat:

- Der elektrische Phasenwinkel ist gleich dem geometrischen Drehwinkel.
- Die Regelung ist stufenlos, ohne Begrenzung durch einen Anschlag.
- Die abgegebene Spannung ist konstant und vom Drehwinkel unabhängig.

Durch zwei senkrecht zueinander stehende Spulenpaare im Goniometer (Bild 5) fließen zwei um 90° gegeneinander verschobene Ströme; dadurch wird ein elektrisches Drehfeld gebildet. Innerhalb des Feldes befindet sich eine drehbare Spule, in der eine Spannung induziert wird. Die Phasenlage ist vom Drehwinkel, das heißt von der Lage zu den Statorwindungen, abhängig. Bei symmetrischem Aufbau des Goniometers bleibt hierbei die abgegebene Spannung konstant.

3.5.2. Ansteuerstufen

Zum Ansteuern des Goniometers, das zwei ert-symmetrische um 90° versetzte Statorspulenpaare hat, werden zwei getrennte Verstärker benötigt, deren Ausgangsspannungen dem Betrage nach gleich, deren Phasen jedoch um genau 90° verschoben sind. Diese Phasendrehung wird durch das LRC-Glied zwischen Trennstufe und einem Ansteuerverstärker erreicht (Bild 3), wobei der genaue Abgleich auf 90° durch die Spule L3 erfolgt. Der Amplitudenabgleich wird mit dem Regler R23 durch-

(Bild 6) auf die Basis des Eingangstransistors T7 gegeben. Der in Kollektorbasischaltung betriebene Transistor bildet für die vom Goniometer gelieferte Spannung einen sehr hochohmigen Abschluß des Übertragers und stellt gleichzeitig eine niederohmige Ansteuerquelle für die Regelröhre EF 183 dar. Diese niederohmige Quelle ist nötig, da die Eingangskapazität der Regelröhre in Abhängigkeit von der Regelspannung schwankt. Eine veränderbare Kapazität, die dem Innenwiderstand der Spannungsquelle parallel liegt, würde eine unerwünschte Phasendrehung der Spannung verursachen. Der nichtüberbrückte Katodenwiderstand der Regelröhre hilft, die Kapazitätsänderung und damit die Phasendrehung noch weiter zu verringern. Die Leistungs-Endstufe, mit einer Röhre EL 803 bestückt, liefert die geforderte hohe Ausgangsspannung von 30 V_{as} an einem Widerstand von 75 Ohm. Soll die Ausgangsspannung über ein 75-Ohm-Koaxialkabel abgenommen werden, das am anderen Ende abgeschlossen ist, so kann der „innere“ Abschlußwiderstand von 75 Ohm abgeschaltet werden.

4. Anwendungsmöglichkeiten des Farbträgergenerators

4.1. Als aktiver Generator (Oszillatorbetrieb)

4.1.1. Erzeugung der Farbträgerfrequenz

Bei Ausfall des Farbträgergenerators im Empfänger kann der frequenzveränderbare Quarzoszillator eingesetzt werden. Durch das Abstimmen auf die Farbträgerfrequenz kann zwar kein dauernder Synchronismus zwischen Farbsynchronimpuls und Oszillatorfrequenz erreicht werden, doch kann damit die Funktion der Demodulatoren, der Matrix und der Farb-Endstufen überprüft werden.

4.1.2. Untersuchungen an Farbdemodulatoren und Phasenvergleichsschaltungen

Phasendemodulatoren, deren Ausgangsspannungen immer proportional der Amplitude des kleineren der beiden Eingangssignale und auch proportional dem Cosinus des Phasenwinkels zwischen den beiden Eingangssignalen sein sollen, kön-

Tab. I. Übertrager-Wickeldaten

Über-trager	Wick-lung	Anzahl der Wdg.	Draht	Induk-tivität µH	Aus-füh-rung
U 1	w 1	40	0,2 CuLS	13	1)
	w 2	4	0,5 CuLS	≈ 0,13	
U 2, U 3	w 1	26	0,2 CuLS	25	2)
	w 2	20	0,2 CuLS	15	
U 4	w 1	65	0,2 CuLS	35	1)
	w 2	6	0,5 CuL	≈ 0,3	
U 5	w 1	20	0,2 CuLS	15	2)
	w 2	36	0,2 CuLS	50	

1) Kammerwicklung auf Kammerkörper „Sp 6,3/8,2/3-821“; Stiefelkörper „B 5/17-1623“, 6 mm ø; Gewindekern „GW 5/13 x 0,75“, Material „FC FU II“ (Vogt)

2) Kammerwicklung auf Siemens-Schalenkern 11 ø x 7, „B 65531-K0040-A001“; Spulenkörper „B 65532-A000-M002“

Tab. II. Spulen-Wickeldaten

Spule	Anzahl der Wdg.	Draht	Induk-tivität µH	Aus-füh-rung
L 1	85	0,15 CuLS	75	1)
L 2	55	0,2 CuLS	35	1)
L 3	38	0,2 CuLS	14,4	1)
L 4	65	0,2 CuLS	44	2)
L 5	36	0,3 CuLS	11	2)

1) Kammerwicklung auf Kammerkörper „Sp 6,3/8,2/3-821“; Stiefelkörper „B 5/17-1623“, 6 mm ø; Gewindekern „GW 5/13 x 0,75“, Material „FK III G“ (Vogt)

2) wie 1), jedoch Kernmaterial „FC FU II“

3) Lagenwicklung auf Spulenkörper B 7/72-408“, 8,5 mm ø; Gewindekern „GW 7/18 x 1“, Material „FC I“ (Vogt)

nen aus den beiden gleichfrequenten Oszilatorausgängen, die getrennt regelbare Spannungen und einen geeicht regelbaren Phasenwinkel zueinander liefern, geprüft und untersucht werden.

4.1.3. Nachregelbarkeit des Farbträgergenerators

Der vorhandene Zieh- und Fangbereich des elektronisch nachgezogenen Quarzoszillators kann dadurch gemessen werden, daß die veränderbare Oszillatorfrequenz einem eventuell vorhandenen Coder oder Burstmodulator zugeführt wird.

4.2. Als passiver Phasenschieber (Verstärkerbetrieb)

4.2.1. Prüfung der Farbtonstabilisierung des PAL-Verfahrens bei auftretenden Phasenfehlern

Schaltet man den Phasenschieber in die Referenzträgerleitung eines PAL-Farbfemsempfängers, dann kann bei Empfang einer Farbsendung durch Verändern des eingefügten Phasenwinkels die Auswirkung auf das Farbbild kontrolliert werden. Bei einem stetig zunehmenden Phasenwinkel von 0 bis 90° muß der Farbton gleichbleiben, die Farbsättigung jedoch stetig bis auf Null abnehmen. Von 90° bis 180° nimmt die Sättigung wieder stetig zu, wobei jedoch jetzt die Farben falsch (komplementär) erscheinen. Von 180° bis 270° nimmt die Sättigung wieder ab; von 270° bis 360° erscheinen wieder die richtigen Farben mit zunehmender Sättigung.

1) Das Goniometer kann unter der Bezeichnung „D. Z. 56-5532.00-00.0“ von AEG-Telefunken, Vertrieb Empfänger/Peller, Ulm, Elisabethenstraße 2, bezogen werden.

Die automatische Entmagnetisierung der Farbbildröhre

Eine der Voraussetzungen für die korrekte Wiedergabe der Farben in einem Farbfernsehempfänger ist die Bedingung, daß die drei Elektronenstrahlen für Rot, Grün und Blau nur auf die ihnen zugeordneten Leuchtpunkte des Schirmes fallen. Man bezeichnet diesen Zustand als Farbreinheit der Bildröhre. Er ist dann erreicht, wenn die Elektronenstrahlen mit Hilfe der sogenannten Farbreinheitsmagnete genau auf einen definierten Punkt der Röhrenachse – das Ablenkzentrum – gerichtet werden und wenn außerdem das Ablenkensystem so justiert wird, daß das Ablenkfeld die Elektronenstrahlen genau um dieses Ablenkensystem als Drehpunkt ablenkt. Die Bahn der Elektronen von einer Katode zum Schirm wird dann durch zwei Geraden angenähert, die sich im Ablenkensystem schneiden. Ein auf die Elektronen einwirkendes magnetisches Feld kann eine Krümmung der Elektronenbahnen und damit Farbreinheit verursachen.

Farbreinheitsfehler werden zweckmäßigerweise an einem roten Bild untersucht, also bei Ausschaltung der Elektronenstrahlen für Grün und Blau. Die Leuchtstoffschicht für Rot ist nämlich am unempfindlichsten, so daß der Strahlstrom für Rot größer als die beiden anderen Strahlströme ist. Trifft der Elektronenstrahl für Rot einen grünen oder blauen Leuchtpunkt, dann wird dieser heller als beim Auftreffen eines anderen Elektronenstrahls auf den roten Leuchtpunkt. Bei einem weißen Bild kompensieren sich die Farbreinheitsfehler der drei Farben zum Teil.

Ein Störfeld kann entstehen, wenn zum Beispiel ein Dauermagnet an den Bildschirm herangebracht und wieder entfernt wird. Die Lochmaske, die aus einem ferromagnetischen Material besteht, wird dadurch magnetisch und lenkt die Elektronenstrahlen ab, so daß Farbreinheitsfehler entstehen. Noch kritischer, da immer und überall vorhanden, ist das magnetische Erdfeld. Sein Einfluß kann zwar bei der Einstellung der Farbreinheit berücksichtigt werden, aber nur in der zufälligen Stellung des Empfängers zum Erdfeld. Wird der Empfänger in eine andere Stellung gebracht (im Extremfall um 180° gedreht), dann ist die Farbreinheit gestört. Ohne Gegenmaßnahmen müßte daher praktisch jeder Empfänger, wenn er in der Wohnung eines Käufers aufgestellt wird, neu abgeglichen werden. Um das zu vermeiden, umgibt man den vorderen Teil des Bildröhrenkonus mit einer magnetischen Abschirmung.

Die Wirkung einer magnetischen Abschirmung beruht auf der magnetischen Leitfähigkeit des verwendeten ferromagnetischen Materials. Je höher die Permeabilität, um so besser kann sich innerhalb der Abschirmung ein Gegenfeld ausbilden, das im Idealfall das ursprüngliche Störfeld zu Null kompensiert. Am geeignetsten wäre Mu-Metall, das jedoch für den vorliegenden Zweck zu teuer ist. Statt dessen ver-

wendet man kaltgewalztes Stahlblech, das nach dem Verformen zur Abschirmhaube noch gegläht wird. Ein solches Material hätte allerdings ohne zusätzliche Maßnahmen eine ungenügende Wirkung, da infolge der hysteretischen Eigenschaften bei kleiner Feldstärke nur eine sehr schwache Magnetisierung des Bleches und damit ein zu schwaches Gegenfeld auftreten würde. Man beseitigt grundsätzlich den schädlichen Einfluß der Hysterese durch eine Entmagnetisierung. Der zu entmagnetisierende Körper wird in ein magnetisches Wechselfeld gebracht, dessen Stärke stetig auf Null abnimmt. Dabei wird periodisch eine immer kleiner werdende Hystereseschleife durchfahren, die schließlich in einen Punkt zusammenschrumpft, der dem unhysteretischen Zustand entspricht. Der Ausdruck „unhysteretisch“ bezieht sich jedoch nur auf die während der Entmagnetisierungsvorgangs herrschende Gleichfeldstärke und will besagen, daß sich bei dieser Feldstärke jetzt eine Induktion einstellt, so als ob der Körper keine Hysterese und daher eine größere Permeabilität besäße. Ändert man die Feldstärke, dann folgt die Induktion selbstverständlich wieder auf einer Hysteresekurve der geänderten Feldstärke, und man erhält erst nach einer erneuten Entmagnetisierung

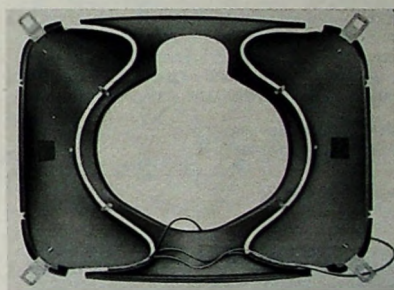


Bild 1. Abschirmhaube mit Entmagnetisierungsspulen

die bestmögliche Permeabilität. Würde man also den Farbfernsehempfänger beispielsweise um 180° drehen, ohne die Abschirmung erneut zu entmagnetisieren, dann könnte es sein, daß das Gegenfeld immer noch seine vorherige Richtung hat und dann das Erdfeld unterstützt, statt es zu schwächen. Das Erdfeld hätte dann sogar eine größere Farbreinheit zur Folge als ohne Abschirmung.

Die Entmagnetisierung der Abschirmung der Farbbildröhre wird praktisch so vorgenommen, daß man zwei in Serie geschaltete Spulen in geeigneter Weise auf der Abschirmhaube aufbringt (Bild 1) und bei jedem Einschalten des Empfängers automatisch einen auf Null abklingenden Wechselstrom über die Spulen schickt. Als erforderliche Anfangsdurchflutung rechnet man mit einem Scheitelwert von etwa 2×250 Amperewindungen.

Die Idee der automatischen Entmagnetisierung wurde zum erstenmal in den USA verwirklicht. Dabei nutzte man die Tatsache aus, daß der Einschaltstromstoß des Empfängers wegen der zunächst ungeladenen

denen Kondensatoren des Netzteils ein Mehrfaches des Betriebsstromes ist, und man schaltete die Entmagnetisierungsspulen direkt vor den Netzgleichrichter.

Um den Endwert des Stromes auf den erforderlichen kleinen Wert herabzusetzen, liegt ein NTC-Widerstand parallel zur Reihenschaltung der Spulen und eines VDR-Widerstandes (Bild 2). Beim Einschalten

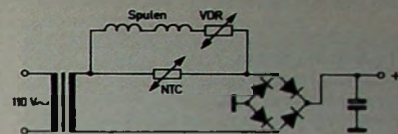
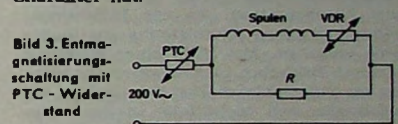


Bild 2. Entmagnetisierungsschaltung mit Doppelweg-Netzgleichrichter

fließt fast der gesamte Stromstoß über die Spulen. Der NTC-Widerstand wird dann allmählich warm und niederohmig, während die Spannung am VDR-Widerstand abnimmt, so daß dieser hochohmig wird und fast der ganze Strom über den NTC-Widerstand fließt. Die Schaltung hat ein Netzteil mit Doppelweggleichrichtung zur Voraussetzung, damit der Entmagnetisierungsstrom den erforderlichen bipolaren Charakter hat.



Da die deutschen Farbfernsehempfänger Netzteile in Einweggleichrichtung haben, ist die Schaltung nach Bild 2 nicht unmittelbar übertragbar. Statt dessen wird man nach Bild 3 im allgemeinen die Kombination eines PTC-Widerstandes, eines VDR-Widerstandes und eines ohmschen Widerstandes R mit den Entmagnetisierungsspulen verwenden, die an die Netzspannung gelegt wird.

Beim Einschalten des Empfängers gelangt ein großer Teil der Netzspannung über den PTC-Widerstand (etwa 45 Ohm) und über den VDR-Widerstand an die Spulen, die je nach Dimensionierung einen Widerstand von 30 bis 50 Ohm haben. Im warmen Betriebszustand ist der PTC-Widerstand hochohmig und wegen des dann kleineren Spannungsabfalls auch der VDR-Widerstand. Der parallel geschaltete ohmsche Widerstand R ist dann kleiner als die Summe von VDR-Widerstand und Spulenwiderstand und übernimmt den größten Teil des Stromes; er ist notwendig, da ein Mindestwert des Stromes zur Aufrechterhaltung der Hochohmigkeit des PTC-Widerstandes nicht unterschritten werden darf.

Eine besonders wirtschaftliche und betriebssichere Lösung bietet sich an durch Ausnutzung des positiven Temperaturkoeffizienten der Heizfäden der Röhren, die die Funktion des PTC-Widerstandes übernehmen (Bild 4). Allerdings setzt das einen Empfänger voraus, der mit so vielen Röhren bestückt ist, daß die Spannung des Heizkreises die Netzspannung erreicht.

Wolfgang Reinhard und Siegfried Kilian sind Entwicklungsingenieure in der Fernsehentwicklung der Saba-Werke, Villingen/Schwarzwald.

Der Heizkreis hat einen Kaltwiderstand von etwa 100 Ohm und einen Warmwiderstand von etwa 730 Ohm. Parallel zu den Spulen mit einem Widerstand von 80 Ohm liegt ein NTC-Widerstand mit einem Kaltwiderstand von 500 Ohm und einem Warmwiderstand von 7 Ohm. Der Spulen-

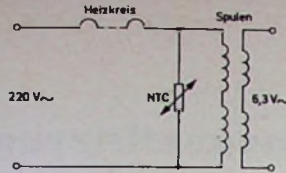


Bild 4. Entmagnetisierungsschaltung im Heizkreis

strom fällt beim Einschalten des Empfängers von 1,5 A auf 25 mA. Dieser Wert ist als Reststrom noch zu hoch. Er wird in seiner Wirkung kompensiert durch einen entgegengesetzt gerichteten Strom in einer Kompensationswicklung von wenigen Windungen, die an einer Wechselspannung von 6,3 V liegt.



LABORBERICHT

Entmagnetisierungsdrossel für Farbbildröhren

Technische Daten

Spannung: 220 V, 50 Hz
Stromaufnahme: etwa 2 A
Spule: 600 Wdg. 0,45-mm-CuL-Draht
Abmessungen: 320 mm \varnothing x 32 mm
Gewicht: etwa 3,8 kg

Bilder auf dem Schirm einer Farbfernsehbildröhre sind sehr empfindlich gegen äußere magnetische Felder. Die Konvergenz und Farbreinheit können beispielsweise schon durch Magnetfelder von der Stärke des Erdfeldes beeinflusst werden. Auch die Lochmaske der Bildröhre – sie besteht aus ferromagnetischem Material – kann eine remanente Magnetisierung erhalten, die Farbreinheit und Bildgeometrie beeinträchtigt. Um den Einfluß von Fremdfeldern herabzusetzen, ist der Bildröhrenkolben mit einer Abschirmung aus Stahlblech umgeben. Mit Hilfe einer Wicklung zwischen Bildröhre und Abschirmung werden bei jedem Einschalten des Gerätes die Lochmaske und Metallteile in der Nähe des Konus automatisch entmagnetisiert. Man braucht zum Entmagnetisieren einen zeitlich abklingenden Wechselstrom, dessen Endwert möglichst Null sein soll¹⁾.

Für den Kundendienst ist es bei Reklamationen wegen schlechter Farbreinheit eines Farbfernsehempfängers zunächst notwendig festzustellen, ob die Ursache der ungenügenden Farbreinheit in der Entmagnetisierungseinrichtung oder in der Einstellung der Farbreinheit zu suchen ist. Ein geeignetes Mittel hierzu ist die Entmagnetisierung von Hand mit einer Spule, die man kurz über den Bildschirm hin und her bewegt und dann bis auf etwa 3 m entfernt.

Schaltung

Bild 1 zeigt die Schaltung der Entmagnetisierungsdrossel. Die Spule L1 (600 Wdg.) wird über den Netzschalter S1 und eine 3,5 m lange Netzanschlusleitung an das 220-V-Lichtnetz angeschlossen.

Konstruktive Einzelheiten

Der Spulenkörper besteht aus drei Teilen, dem Kern mit 290 mm \varnothing und zwei Deckplatten von je 320 mm \varnothing (Bild 2). Für den Kern verwendet man eine 20 mm dicke Preßspanplatte, die Deckplatten werden aus 6-mm-Sperrholz ausgesägt. Eine Deckplatte erhält einen 23 mm x 10 mm großen Ausschnitt für den Netzschalter. Die Ver-

tiefung reicht bis in den Kern und ist je nach Schaltertiefe mit einem Stemmeisen entsprechend auszustemmen. Außerdem wird vom Rand des Kernes bis zur Schaltervertiefung ein Kanal zum Durchführen der Spulenden ausgestemmt. Durch eine Bohrung neben dem Schalter wird das Netzanschlusßkabel eingeführt. Die Verdringung erfolgt in der Schaltervertiefung. Die drei Teile werden zusammengeleimt und erhalten in der Mitte eine Bohrung mit 45 mm \varnothing . Durch sie kann der Bild-

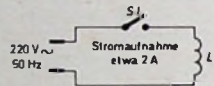


Bild 1 (oben). Schaltung der Entmagnetisierungsdrossel

Bild 2. Maßskizzen der Bauteile für die Drossel

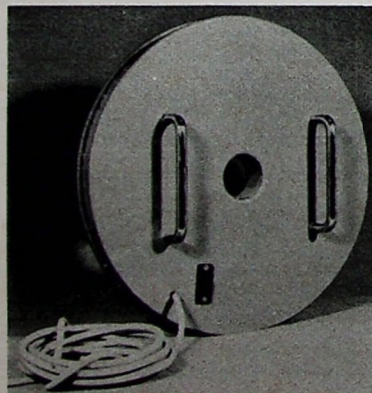
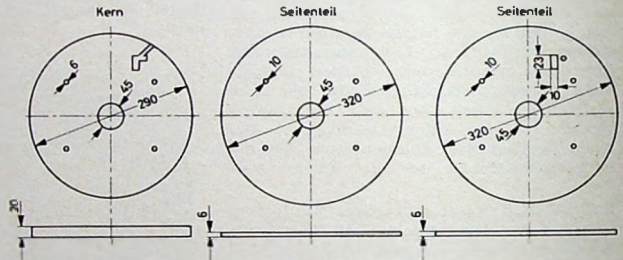


Bild 3. Ansicht der Entmagnetisierungsdrossel

röhrenhals zur Entmagnetisierung der drei Elektrodensysteme geschoben werden.

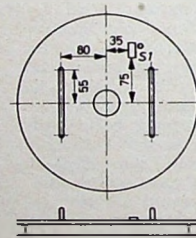
Um die Entmagnetisierungsdrossel bequem halten zu können, werden zwei Griffe an der Schalterseite angebracht (Bild 3). Je nach Ausführung der Griffe werden sie mit Holzschrauben an der Deckplatte befestigt oder – bei Griffen mit Schraub-

gewinde – durch eine versenkte Mutter auf der Gegenseite festgeschraubt.

Die 600 Windungen 0,45-mm-CuL-Draht werden nach Fertigstellen des Wickelkörpers Windung neben Windung lagenweise aufgewickelt. Zum Schluß ist die letzte Lage durch Umwickeln mit Kunststoffisolerband gegen Beschädigung zu schützen. Die rohen Seiten des Wickelkörpers kann man entweder lackieren oder mit Kunstlederfolie (s. Bild 3) überziehen.

Anwendung

Die Drossel wird an das Wechselstromnetz angeschlossen, unmittelbar vor dem Bildschirm eingeschaltet und in kreisenden Bewegungen vor den Schirm geführt. Nach



Einzelteilliste

Netzschalter „103“, einpolig (Marquardt)
Handgriffe „103“ (Leistner)

Bezug der angegebenen Bauelemente nur über den einschlägigen Fachhandel

etwa 1...2 Sekunden entfernt man die Drossel in kreisenden Bewegungen bis auf etwa 3 m Abstand vom Bildschirm, dreht sie um 90° – die Schmalseite zeigt jetzt auf die Bildröhre – und schaltet die Netzspannung aus. Der vorher in den verschiedensten Farben schillernde Bildschirm zeigt nach dem Abschalten wieder seine normale Farbreinheit. Wegen der relativ starken Erwärmung sollte die Drossel nicht längere Zeit eingeschaltet bleiben.

Die.

¹⁾ Reinhard, W., und Kilian, S.: Die automatische Entmagnetisierung der Farbbildröhre. Funk-Techn. Bd. 22 (1967) Nr. 16, S. 585

NF-Verstärker mit Planartransistoren für Heimfernsehempfänger

Der beschriebene NF-Verstärker wurde für den Tonteil eines Schwarz-Weiß-Heimfernsehempfängers, der ganz mit Transistoren bestückt ist, entwickelt. Da der Eintakt-A-Verstärker die gestellten Forderungen gut erfüllt, wurde ihm wegen des geringeren Aufwandes der Vorzug gegenüber einer Gegentakt-B-Ausführung gegeben. Als Betriebsspannung dienen die vom Zeilentransformator des Empfängers gelieferten 15 V, die bereits Tuner, ZF-Teil und Vertikal-Endstufe versorgen.

Aufbau und Eigenschaften der Schaltung
Bild 1 zeigt die Prinzipschaltung des Verstärkers. Die Transistoren T1 und T2 arbeiten in Emitterschaltung und sind

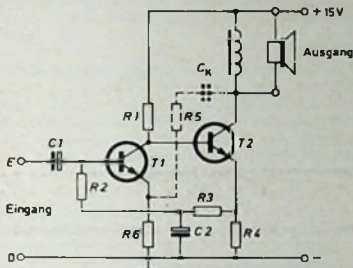


Bild 1. Prinzipschaltbild des Eintakt-A-Verstärkers mit gestrichelt gezeichnetem Gegenkopplungszweig

direkt gekoppelt. Der Transistor T1 der Vorstufe erhält seinen Basisstrom über die Widerstände R2 und R3 vom Emitter des Endstufentransistors T2. Das RC-Glied R3, C2 unterbindet eine Wechselstromgegenkopplung zur Basis des Vorstufentransistors. Die bei dieser Art der Schaltung vorhandene starke Gleichstromgegenkopplung bewirkt auf einfache Weise eine gute Konstanz des Kollektorstromes I_2 im Endstufentransistor, unabhängig von dessen Sperrschichttemperatur und unabhängig von Schwankungen der Betriebsspannung [1].

Die Verstärkung des zweistufigen Verstärkers ist so groß, daß eine Gegenkopplung von etwa 15 dB eingeführt werden kann. Der Gegenkopplungspfad führt vom Kollektor des Endstufentransistors zum Emitter des Vorstufentransistors. Das ist im Bild 1 gestrichelt angedeutet.

Die vollständige Schaltung ist im Bild 2 dargestellt. Sie ist mit NPN-Si-Planartransistoren T1 (BC 172 C) und T2 (BD 106 A) bestückt und enthält die Netzwerke zur Klang- und Lautstärkeeinstellung sowie Kondensatoren zur Siebung der Betriebsspannung (C9) und zum Verhindern von Schwingungen (C8). Wegen der nicht immer brumm- und störfreien Betriebsspannung wurde für die Gegenkopplung eine eigene Wicklung vorgesehen, die einseitig direkt an Masse liegt und somit den im Bild 1 eingezeichneten Kondensator C_K überflüssig macht.

Dipl.-Ing. Wolfgang Stern ist Entwicklungingenieur und Ing. Horst Mielke ist Leiter des Entzerrment-Applikationslabors von Intermetall, Halbleiterwerk der Deutschen ITT Industries GmbH, Freiburg i. Br.

Der Spannungsabfall am Emitterwiderstand R4 und die Sättigungsspannung des Endstufentransistors müssen von der Betriebsspannung abgezogen werden, um den aussteuerbaren Spannungsbereich zu erhalten. Rechnet man bei der Betriebsspannung von 15 V mit einem Aussteuerbereich von 10 V, das heißt mit $U_{eff} \approx 7$ V am Kollektor des Endstufentransistors T2, und einer Ausgangsleistung von 1,5 W, dann wird der Anpassungswiderstand $R_A = 32$ Ohm. Bei Anschluß eines 16-Ohm-Lautsprechers kann man als Ausgangstransformator Tr einen Spartransformator mit dem Übersetzungsverhältnis $\bar{u} = 1,4$ verwenden, wodurch für den Ausgangstransformator eine kleinere Größe gewählt werden kann als bei gleicher Leistung und mit getrennten Windungen. Es wird ein Kern EI 38 verwendet. Für einen Leistungsabfall von 3 dB bei 100 Hz ist eine Induktivität $L \approx 50$ mH erforderlich, die bei einem Luftspalt von $2 \times 0,2$ mm mit 325 Windungen erreicht wird. Für den bei Vollaussteuerung auftretenden Spitzenwert des Wechselstromes $i = 320$ mA ist im Endstufentransistor ein Kollektorgleichstrom von $I_2 = 350$ mA erforderlich. Der Gleichstrominduktion im Ausgangstransformator von 3,1 kG überlagert sich bei Vollaussteuerung eine Wechselstrominduktion von 3,3 kG.

Der Widerstand R1, der den Generatorwiderstand für den Endstufentransistor darstellt, ist wesentlich größer als dessen Eingangswiderstand R_e , so daß Stromsteuerung vorliegt. Der Ruhestrom $I_2 = 350$ mA erfordert bei einer Gleichstrom-

den Widerstand R1 und den parallel dazu liegenden Eingangswiderstand R_e des Endstufentransistors T2. Mit $R_e = 250$ Ohm wird $R_C = 200$ Ohm und die Spannungsverstärkung von T1 $v_1 = 13$. Für maximale Ausgangsleistung ohne Gegenkopplung ist die Eingangsspannung $u_e = 50$ mV. Durch die Spannungsgegenkopplung wird die Verstärkung reduziert, so daß für 1,5 W am Ausgang eine Eingangsspannung von etwa 270 mV erforderlich ist; die Gegenkopplung ist also etwa 15 dB.

Mit dem frequenzabhängigen Netzwerk im Gegenkopplungszweig kann der gewünschte Frequenzgang des Verstärkers eingestellt werden. Die der Kollektorwechselspannung von T2 proportionale Gegenkopplungsspannung wird über die Gegenkopplungswicklung und den frequenzabhängigen Spannungsteiler dem Emitter von T1 zugeführt. Erhöhung der Gegenkopplung hat eine Abnahme der Ausgangsspannung zur Folge und umgekehrt, weil das frequenzabhängige Netzwerk vom Gegenkopplungssignal und nicht vom Nutzsignal durchflossen wird [2]. Die Klangeinstellung besteht aus einer festen und durch den Sprache-Musik-Schalter S abschaltbaren Tiefenanhebung und einer kontinuierlich einstellbaren Anhebung und Absenkung der Höhen. Die feste Tiefenanhebung dient zum Ausgleich der schlechten Tiefenwiedergabe des relativ kleinen Lautsprechers. Die Tiefenabsenkung, die bei Stellung „Sprache“ eintritt, verursacht allein der kleine Lautsprecher. Die Frequenzgangkurven im Bild 3 wurden bei einer Eingangsspannung $u_e = \text{const}$ ge-

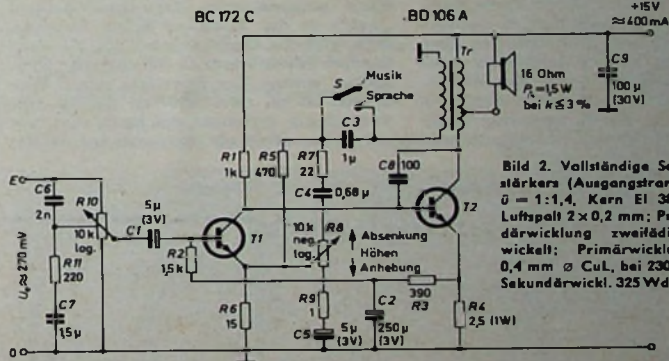


Bild 2. Vollständige Schaltung des Verstärkers (Ausgangstransformator Tr mit $\bar{u} = 1:1,4$, Kern EI 38, Dyn.-Blech IV, Luftspalt $2 \times 0,2$ mm; Primär- und Sekundärwicklung zweifachig ineinander gewickelt; Primärwicklung 325 Wdg., $0,4$ mm \varnothing CuL, bei 230 Wdg. angezapft; Sekundärwickl. 325 Wdg., $0,1$ mm \varnothing CuL)

verstärkung des Endstufentransistors von $B = 50 \dots 150$ einen Basisstrom $I_{B2} = 2,3$ bis 7 mA. Um den Kollektorstrom im Endstufentransistor bis auf den doppelten Wert steuern zu können, muß der Strom durch R1 mindestens doppelt so groß wie $I_{B2 \text{ max}}$ sein, das heißt etwa 14 mA. Dabei wird vorausgesetzt, daß die Gleichstromverstärkung B des Endstufentransistors BD 106 bei $I_C = 700$ mA etwa gleich groß ist wie bei $I_C = 350$ mA, weil das B-Maximum des BD 106 bei rund 500 mA liegt.

Der Eingangswiderstand des Verstärkers ist gleich dem Widerstand $R_2 = 1,5$ kOhm, der parallel zu dem Transistoreingangswiderstand der Vorstufe von $8 \dots 16$ kOhm liegt. Der Arbeitswiderstand R_C des Vorstufentransistors T1 wird gebildet durch

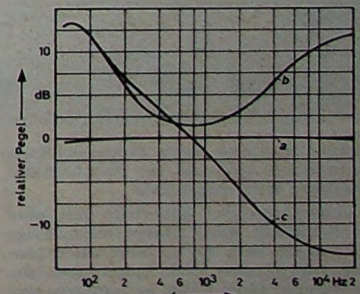


Bild 3. Frequenzgang des Verstärkers; a linearer Frequenzgang, b maximale Tiefen- und Höhenanhebung, c Tiefenabsenkung und maximale Höhenabsenkung

messen, bei der einerseits das Ausgangssignal für alle betrachteten Frequenzen und alle Stellungen von Potentiometer R 8 weit über dem Rauschen lag, andererseits der Verstärker mit Sicherheit nicht übersteuert wurde.

Mit dem Potentiometer R 10 ist die Lautstärke kontinuierlich einstellbar. Die Beschaltung der Anzapfung von R 10 dient zur gehörig richtigen Lautstärkeeinstellung bei verminderter Lautstärke [3], wobei mit nur einer Anzapfung des Potentiometers die Sollkurven nicht ganz erreicht werden. Der Klirrfaktor k , bei einer Ausgangsleistung von 1,5 W gemessen, ist im Frequenzbereich 100 Hz ... 20 kHz sowohl bei linearem Frequenzgang als auch bei maximaler Anhebung der Höhen und Tiefen $k \leq 3\%$, wobei die Ausgangsspannung bei 100 Hz einen Abfall von etwa 3 dB aufweist.

Die Verlustleistung P im Endtransistor T 2 ist ohne Aussteuerung am größten, und zwar $P = 15 \text{ V} \cdot 0,35 \text{ A} \approx 5 \text{ W}$. Bei einem inneren Wärmewiderstand des BD 106 von $R_{thG} = 13 \text{ grd/W}$ muß der Wärmewiderstand des Kühlbleches für eine maximale Umgebungstemperatur $T_U = 60^\circ\text{C}$ etwa $R_{thK} = 10 \text{ grd/W}$ sein. Ein senkrecht montiertes Aluminiumkühlblech von etwa 100 cm^2 , 1 mm dick, ist ausreichend.

Mit Ansteigen der Umgebungstemperatur sinkt der Ruhestrom im Endtransistor wegen des negativen Temperaturkoeffizien-

ten der Basis-Emitter-Spannung des Eingangstransistors. Ist der Arbeitspunkt so festgelegt, daß der Endtransistor bei $T_U = 25^\circ\text{C}$ symmetrisch entlang der Arbeitsgeraden im I_C - U_{CE} -Kennlinienfeld ausgereutert wird, dann wird beim Ansteigen der Umgebungstemperatur der Aussteuerbereich unsymmetrisch und die erreichbare Ausgangsleistung kleiner. Da keine zusätzlichen Maßnahmen zur Temperaturkompensation des Kollektorstromes in der Endstufe vorgesehen sind, ist es zweckmäßig, den Arbeitspunkt bei $T_U = 25^\circ\text{C}$ auf einen etwas größeren Strom zu legen, so daß der Aussteuerbereich zwar unsymmetrisch ist, die gewünschte Ausgangsleistung aber erreicht wird. Beim Ansteigen der Temperatur wird die Ausgangsleistung erst bei höheren Werten als ursprünglich abnehmen. In der Schaltung nach Bild 2 kann diese Überlegung durch Änderung von R 4 von 2,5 Ohm auf 2,2 Ohm oder 2 Ohm berücksichtigt werden.

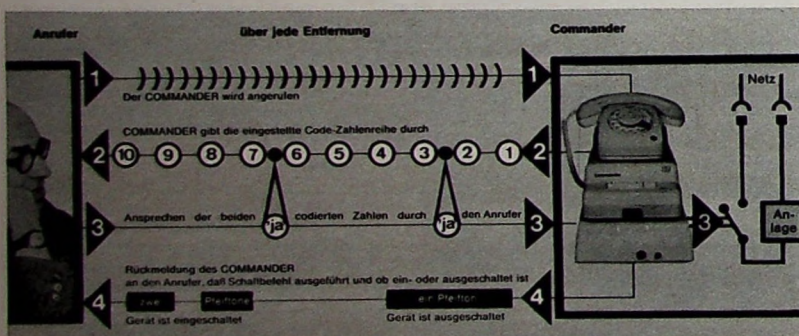
Schrifttum

- [1] Mielke, H., und Sydow, R.: Entwurf eines Stereo-Entzerrungsverstärkers mit Silizium-Planartransistoren für magnetische Tonabnehmer. Funk-Techn. Bd. 20 (1965) Nr. 13, S. 513-516
- [2] Pfeiffer, H.: Berechnung und Dimensionierung eines Fächerentzerrers. Funk und Ton Bd. 8 (1954) Nr. 8, S. 409-419
- [3] Sydow, R.: 2 X 6/10-Watt-Stereo-Vollverstärker mit Siliziumplanartransistoren. Funk-Techn. Bd. 22 (1967) Nr. 14, S. 515-518

Fernschaltbefehle über das Telefon

Mit dem „Commander“ hat die Alois Zettler GmbH, München, jetzt einen Fernsteuerzusatz herausgebracht, mit dem es erstmals möglich ist, elektrische Einrichtungen über jede Entfernung hinweg telefonisch ein- oder auszuschalten. Das Gerät, eine Weiterentwicklung des Anrufbeantworters „A-Zet“, wird dort an den Fernsprecher angeschlossen, wo der Schaltbefehl auszuführen

Safe-Schloß mit Ziffernkombination – einen langgezogenen Ton (zum Beispiel „jaaa“) in das Mikrofon seines Telefons, dann gibt das Gerät diesen Code als elektrischen Schaltimpuls an die angeschlossene Anlage weiter. Zur Sicherung gegen Mißbrauch ist an zwei anderen Stellen eine Verneinung eingebaut, das heißt, dort darf auf keinen Fall ein Geräusch ins Mikro-



ist, zum Beispiel in einem Wochenendhaus oder in einem während der Nachtstunden unbesetzten Betriebsgebäude.

Auf einen Anruf von außerhalb (das kann auch innerhalb einer Nebenstellenanlage sein) meldet sich der „Commander“ zunächst mit Namen und Rufnummer des Teilnehmers. Dann zählt er langsam eine codierte Zahlenreihe von 10 bis 1 auf. Spricht der Anrufer an zwei vorher bestimmten Stellen – ähnlich wie bei einem

fon gelangen. Durch Pfeifton (einmal = aus, zweimal = ein) wird dem Anrufer sofort nach Ablauf der letzten Ziffer die Ausführung der Schaltung bestätigt.

Das Gerät gibt seinen Schaltbefehl durch Schließen oder Öffnen eines Kontaktes nach außen ab, der mit 220 V~ belastet werden darf. Die Schaltung größerer Leistungen erfolgt über ein Zwischenrelais. Außerdem kann der „Commander“ auch als Anrufbeantworter benutzt werden.

Persönliches

H. Happoldt 40 Jahre bei BBC

Direktor Dr.-Ing. Hans Happoldt, Leiter der Verkaufsabteilung für Generatoren, Umformer, Schutz- und Erregungseinrichtungen der Brown, Boveri & Cie. AG, Mannheim, war am 15. Juli 1967 40 Jahre bei BBC. Der als Projektierungsingenieur für Umformer und Transformatoren eingetretene Diplomingenieur war einige Zeit im Versuchsraum für elektrische Maschinen tätig und widmete sich in den folgenden Jahren in zunehmendem Maße wissenschaftlichen Aufgaben, zu denen auch die Leitung der Abteilung Elektroberatung gehörte. Im Jahre 1948 promovierte er zum Dr.-Ing. an der Technischen Hochschule Stuttgart.

Th. Hoppe 65 Jahre

Am 10. August 1967 beging Ing. Theodor Hoppe, seit 1933 Mitarbeiter der Großhandlung Paul Scholz, Berlin, seinen 65. Geburtstag. Nach seiner Lehre als Feinmechaniker und dem anschließenden Studium an der Ingenieurschule Gauss war Th. Hoppe einige Jahre in der Industrie tätig. Im Jahre 1933 trat er dann als Leiter der Radio-Abteilung in die Großhandlung Paul Scholz ein.

E. Schwartz †

Am 19. Juli 1967 ist nach langer und schwerer Krankheit Dr. rer. nat. habil. Erich Schwartz verstorben. Er war langjähriger Mitarbeiter des Instituts für Rundfunktechnik und zuvor des NWDR. Der Verstorbene war außerdem verantwortlicher Herausgeber der Rundfunktechnischen Mitteilungen.

Von Sendern und Programmen

Die Farbprogrammplanung des Deutschen Fernsehens

Auf dem Farbprogramm des Deutschen Fernsehens für 1967 stehen neben den Übertragungen anlässlich der Funkausstellung folgende Sendungen:

Nestroys „Lumpazivagabundus“ (WDR), John Steinbecks „Von Mäusen und Menschen“ (HR), „Die Verfolgung und Ermordung des Jean Paul Marat“ von Peter Weiss (NDR), Mozarts „Figaros Hochzeit“ (NDR) und Hauffs Märchen „Der falsche Prinz“ (SWF). In der Sparte Dokumentation sind Berichte wie „Medizin in der UdSSR“ (HR), verschiedene Sendungen Ernst von Kluons (SWF) und Heinrich Harers (HR), eine China-Reportage (SWF) und die fünfteilige Reihe „Ansichten aus der Sowjetunion“ (WDR) vorgesehen.

In Farbe präsentieren werden sich auch die Unterhaltungssendungen „Musik aus Studio B“ (NDR), die auf der Funkausstellung aufgenommenen Produktionen „Beat-Club“ (RB) und „Meine Melodie“ (SR), das „Millowitsch-Theater“ (WDR) und später auch das „Ohnsorg-Theater“ (NDR), die Reihe „Folklore der Welt“ (SWF), ein „Bummel durch Amsterdam“ (SDR), die Artistenparade „Gelernt ist gelernt“ (SWF), eine von Boyd Bachmann vorgestellte Schlagerrevue „Nicht ernst zu nehmen“ (SFB), das musikalische Lustspiel „Frühling in Baden-Baden“ (SWF), die Musiksendung „Reise in die Jahreszeiten“ (SWF) und ein großes Schlagermagazin des NDR. 14-tägig werden der traditionellen Krimi am Freitag und eine Anzahl von Spielfilmen in Farbe ausgestrahlt. Im Januar 1968 bringt Hans-Joachim Kulenkampff sein Quiz „Einer wird gewinnen“ erstmals in Farbe.

Mobile Funkmastanlage für den Hessischen Rundfunk

Eine mobile, hydraulisch aufrichtbare Funkmastanlage wurde Anfang Juli 1967 vom Hessischen Rundfunk in Betrieb genommen. Ausgefahren ist der Sendemast 40 m hoch. Die farbtägliche Mastanlage, die von zwei Technikern bedient werden kann, ist auf ein geländegängiges Fahrzeug montiert, so daß Fernseh-Außenübertragungen künftig schneller und kostensparender als bisher durchgeführt werden können.

UKW-Stereo-Weiche »USW 100«

1. Anforderungen an Antennen für den Empfang von UKW-Stereo-Sendungen

Die UKW-Übertragung stereophoner Informationen bringt gegenüber der Mono-Technik zusätzliche empfangstechnische Probleme. Einmal wird eine höhere Antennenspannung gefordert, und zum anderen führt Mehrwegeempfang zu Modulationsverzerrungen. Die höhere Antennenspannung ist erforderlich, um trotz der bei Stereo-Betrieb um 24 dB größeren Rauschleistung ein rauschfreies Ausgangssignal am Empfänger zu erhalten. Im allgemeinen werden 100 μ V als noch brauchbare, 220 μ V als ausreichende Spannung angesehen. Die größere Anfälligkeit gegen Reflexionen ist auf die bei Stereo-Übertragung höhere Modulationsfrequenz (max. 53 kHz) zurückzuführen [1]. Mit Hilfe stark bündelnder Antennen läßt sich der Nutz-Spannungs-Abstand sowohl hinsichtlich des Rauschens als auch der Reflexionen vergrößern, sofern letztere nicht noch innerhalb des Öffnungswinkels der Antenne empfangen werden.

Normalerweise benutzt man für UKW-Rundfunkempfang eine Antenne mit Rundstrahlcharakteristik, um in einfacher Weise möglichst jeden Sender empfangen zu können. Vorzugsweise dient hierzu ein Kreuzdipol. In der Nähe starker Ortssender kommen auch Zwei- oder Dreielement-Richtantennen in Frage, wenn sich mit der ausgeprägten Empfangsnullstelle dieser Antennen eine weitgehende Unterdrückung des Ortssenders bei gleichzeitiger Anhebung schwacher Signale entfernter Sender erreichen läßt. Werden die gewünschten Stereo-Sender mit solchen Antennen ebenfalls gut – also rausch- und verzerrungsfrei – empfangen, bedarf es keiner weiteren Maßnahmen. Will man jedoch einen Sender empfangen, der mit der Rundempfangsantenne keine ausreichende Antennenspannung liefert oder infolge Mehrwegeempfangs gestört ist, dann muß für diesen Sender eine zusätzliche Richtantenne (zum Beispiel die „UKA Stereo B“ von fuba) verwendet werden.

2. Zusammenschaltung von UKW-Antennen

2.1. Anforderungen an UKW-Antennen-Zusammenschaltweichen

Bei Verwendung mehrerer Antennen tritt das Problem auf, die zusätzliche Richtantenne und die Rundempfangsantenne zwecks gemeinsamer Niederführung zum Empfangsgerät oder Antennenverstärker zusammenschalten zu müssen (Bild 1).

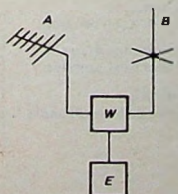


Bild 1. Zusammenschaltung zweier UKW-Antennen mittels Weiche. A Stereo-Richtantenne, B UKW-Kreuzdipol (Antennenkopf „GAA 22“), W Zusammenschaltweiche, E Rundfunkempfänger

Ing. Sigismund Radike ist Leiter der Abteilung Gemeinschafts-Antennen-Entwicklung von H. Kolbe & Co., Bad Salzdetfurth.

Die bekannten Ringweichen sind dafür wenig geeignet, weil sie mindestens 3,5 dB Dämpfung haben und damit den Nutzen der Richtantenne verringern und andererseits die angeschalteten Antennen nicht selektiv, sondern nur breitbandig entkoppeln, so daß die mit Hilfe der Richtantenne ausgeblendeten Reflexionen über die Rundempfangsantenne doch zum Empfänger gelangen können.

Die Antenne „UKA Stereo 8“ hat im Mittel ein Vor-Rück-Verhältnis von 24 dB bei einem mittleren Gewinn von 9 dB. Der Gewinn des Antennenkopfes „GAA 22“ mit der UKW-Rundempfangsantenne ist –3 dB. Mit 9 – (–3 dB) ist also das Vor-Rück-Verhältnis einer solchen Antennenkombination nur noch 12 dB. Die Dämpfung der Ringweiche hat, da sie für beide Antennen gleich ist, auf dieses Vor-Rück-Verhältnis keinen Einfluß. Wenn also die Stereo-Antenne im reflexionsgestörten Empfangsfeld gerade noch verzerrungsfreien Empfang ermöglicht, ist das mit einem Kreuzdipol nicht mehr möglich, wenn zur Verbindung beider Antennen

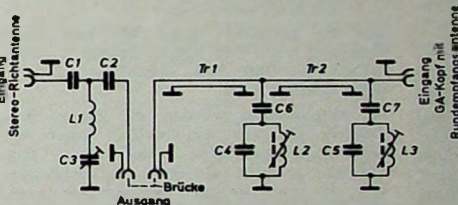


Bild 2. Prinzipschaltbild der Stereo-Weiche „USW 100“ (fuba)

Bild 3. Stereo-Weiche „USW 100“ im geöffneten Gehäuse

Bild 4. Innenansicht der Stereo-Weiche „USW 100“

eine Ringweiche benutzt wird. Man benötigt dann vielmehr eine selektive Zusammenschaltweiche, die den über den Kreuzdipol zugeführten Kanal mehr als 12 dB dämpft, um insgesamt wieder ein Vor-Rück-Verhältnis von 24 dB zu erreichen.

2.2. UKW-Stereo-Weiche „USW 100“

2.2.1. Prinzip und Wirkung

Eine solche selektive UKW-Antennen-Zusammenschaltweiche ist die von fuba entwickelte Stereo-Weiche „USW 100“. Bild 2 zeigt das Prinzipschaltbild dieser Weiche, Bild 3 das geöffnete Gehäuse und Bild 4 die Weiche selbst.

Die Weiche ist eine Kombination von Bandpaß und Bandsperre. An den Bandpaß wird die Richtantenne und an die Bandsperre der Kreuzdipol mit LMK-Stab geschaltet. Beide Pässe sind über den gesamten UKW-Bereich (86 ... 104 MHz) durchstimmbar.

Der Bandpaß muß zwei gegensätzlichen Forderungen genügen, die wegen der verlangten Durchstimmbarkeit nur schwer zu erfüllen sind: Er muß einerseits geringe Bandbreite und möglichst große Flankensteilheit und andererseits im Durchlaßbereich nur wenig Dämpfung haben.

Aus Bild 5 (Kurve A) ist ersichtlich, daß die Durchlaßdämpfung etwa 1,5 dB und die 3-dB-Bandbreite etwa 1,5 MHz beträgt. In praktischen Empfangsversuchen haben sich diese Werte als ausreichend erwiesen. Die Bandsperre unterdrückt die vom Kreuzdipol aufgenommene Leistung des gewünschten Stereo-Kanals mit Hilfe der zwei lose angekoppelten und durch die $\lambda/4$ -Transformationsleitung Tr 2 (Bild 2) voneinander entkoppelten Absorptionskreise C7, C5, L3 und C6, C4, L2. Die anschließende $\lambda/4$ -Transformationsleitung Tr 1 verhindert, daß sich der durch die Absorptionskreise entstandene Kurzschluß am Ausgang auswirkt und dort die von der Richtantenne gelieferte Spannung des gewünschten Stereo-Kanals kurzschließt.

LMK-Wellen können die Sperre ebenfalls ungehindert passieren. Bild 5 (Kurve B)

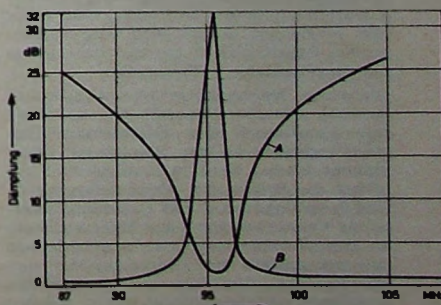
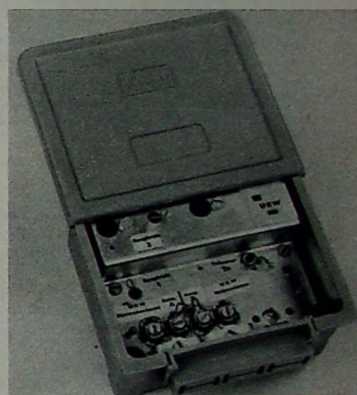


Bild 5. Dämpfungsverlauf der Stereo-Weiche „USW 100“ bei einer willkürlich gewählten Einstellung in UKW-Bereichsmitte; Kurve A: Bandpaß; Kurve B: Bandsperre

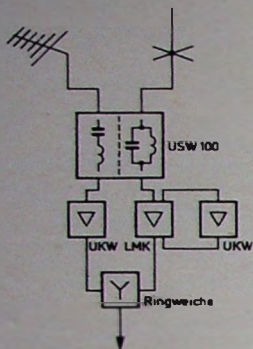


Bild 6. Anschaltung von zwei getrennten UKW-Antennenverstärkern

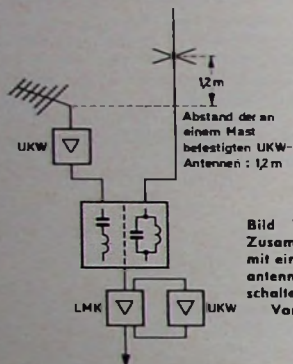


Bild 7. Antennen-Zusammenschaltung mit einem der Richtantenne nachgeschalteten UKW-Vorverstärker

zeigt, daß die Sperrtiefe > 30 dB ist, wenn beide Absorptionskreise auf die gleiche Frequenz abgestimmt sind. Diese recht hoch scheinende Sperrdämpfung ist notwendig, weil nicht nur das Zusammenschalten von Richtantenne und Kreuzdipol, sondern auch von zwei gleichen Richtantennen denkbar ist, deren Vor-Rück-Verhältnis sich nicht nur teilweise, sondern vollständig gegenseitig aufheben könnte. Die dann völlig fehlende rückwärtige Abschirmung muß durch eine entsprechend hochsperrende Filterwirkung ersetzt werden.

2.2.2. Abgleich der Weiche

Die Bauelemente der Weiche sind so gewählt, daß Temperaturänderungen von ± 40 grd noch keine störende Verstimmung der Kreise verursachen. Die Weiche wird nichtabgestimmt geliefert und muß nach Einbau in die Empfangsanlage abgeglichen werden. Sie ist deshalb auch nur für Unterdachmontage vorgesehen. Der Abgleich ist einfach, jedoch exakt nur mit einem UKW-Meßempfänger möglich; normale Rundfunkempfänger (Abgleich nach Gehör und Magischem Auge) sind wegen ihrer großen Regelfähigkeit hierfür nicht geeignet (Regelumfang $>$ Sperrtiefe).

Die jeder Weiche beigelegte Abgleichanweisung schreibt vor, daß die Ableitung zum Empfänger oder zwischengeschalteten Verstärker an der Bandsperre angeklemmt bleibt, wenn weisungsgemäß zunächst die Brücke am Weichenausgang (s. Bild 2) entfernt wird. Bei zwischengeschaltetem Verstärker wird der Meßempfänger an den Verstärkerausgang angeschlossen. Dadurch entfällt eine Korrektur des vorgenommenen Abgleichs. Unterschiedliche Empfängereingangsimpedanzen würden zwangsläufig verstimmend auf die Weiche wirken, weil sie diese unterschiedlich belasten. Ist die Bandsperre durch wechselseitiges Abstimmen der Absorptionskreise

auf das Empfangsminimum getrimmt, dann wird die Brücke wieder eingesetzt und nun der Bandpaß auf Empfangsmaximum gestimmt. Damit ist der Abgleich beendet.

2.2.3. Anschaltung von Verstärkern

Man kann den Pässen der Weiche bei entfernter Ausgangsbrücke jeweils einen Verstärker nachschalten und deren Ausgänge nach Bild 6 mit einer Ringweiche (zum Beispiel „GAW 28“ von fuba) vereinen. Das ermöglicht eine bevorzugte (je nach Einstellung) höhere Verstärkung des Stereo-Kanals ohne jede Kreuzmodulationsgefahr für das restliche Band.

Wie Bild 7 zeigt, ist auch eine Vorverstärkung des Stereo-Kanals möglich, jedoch muß – damit es über die Antennen nicht zur Rückkopplung kommt – folgendes beachtet werden:

1. Wird ein normaler UKW-Bereichverstärker verwendet, dann darf dessen Verstärkung 20 dB nicht überschreiten.
2. Der Ausgang des Vorverstärkers und der Eingang des Nachverstärkers müssen dem Wellenwiderstand des Pässes mit wenigstens $s = 1,5$ entsprechen; beide müssen konstant sein.
3. Der Abstand zwischen den beiden Empfangsantennen darf 1,2 m nicht unterschreiten.

2.2.4. Empfang mehrerer UKW-Stereo-Sender

Die oft gestellte Frage, wie nun beim Empfang mehrerer Stereo-Sender zu verfahren sei, läßt sich etwa wie nachstehend beantworten.

Im allgemeinen werden die Stereo-Sendungen genauso einwandfrei über die Rundempfangsantenne oder über eine ähnlich geartete Antenne mitempfangen wie die monauralen. Der Einsatz einer Stereo-Weiche wird also nicht die Regel sein, sondern Ausnahme bleiben. Deshalb – und weil die Kaskadenschaltung zweier Stereo-Weichen möglich ist – kann auf eine naturgemäß sehr aufwendige Mehrkanalausführung der Weiche verzichtet werden.

Aus Bild 8 geht das Prinzip der Kaskadenschaltung hervor. Einige Regeln sind dabei jedoch zu befolgen:

1. Die zu empfangenden Stereo-Kanäle müssen mindestens 4 MHz Abstand voneinander haben.
2. Der „schwächere“ Kanal wird auf die Weiche A geschaltet (geringere Dämpfung gegenüber Anschluß an Weiche B).

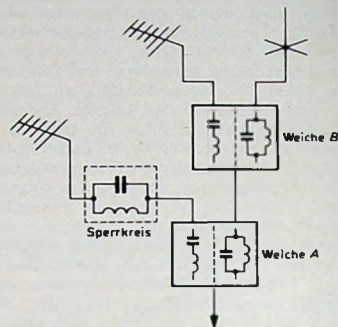


Bild 8. Kaskadenschaltung zweier Stereo-Weichen

3. Ist der Empfang des über die Weiche B geführten Kanals reflexionsgestört und tritt deshalb durch das Zuschalten der Antenne an Weiche A eine merkbare Modulationsverzerrung ein, dann ist ein zusätzlicher auf Kanal B abgestimmter Sperrkreis (gestrichelt gekennzeichnet) zwischen Antenne und Weiche A zu schalten (zum Beispiel „GZE 05“ von fuba).

Für drei Kanäle käme unter Beachtung der vorstehenden Regeln eine doppelte Kaskadenschaltung in Frage. Man bedenke aber, daß dann praktisch der gesamte UKW-Bereich in Mitleidenschaft gezogen wird, das heißt, mehr oder weniger auch alle übrigen Empfangssignale abgeschwächt werden.

Schrifttum

- [1] • Radtke, S: Antennen im Kundendienst. Stuttgart 1967, Franck'sche Verlagshandlung



Die FUNK-TECHNIK zeigt

auf der 25. Großen Deutschen Funkausstellung 1967 Berlin, Halle F, Stand 602

Selbstbau-Geräte aus dem **FT-Labor**

Für den KW-Amateur

Transistor-Funksprechgerät für das 2-m-Band
Modulator und Netzteil für 144-MHz-Kleinsender
Transistor-Dreifachsuper für das 2-m-Band
KW-Transistor-Doppelsuper Kleinsender für 144 MHz

Für Werkstatt und Labor

Teiltransistorisierter Universal-Prüfsender
Transistorgeregeltes Netzgerät hoher Ausgangsleistung
„Minitest“-Universal-Netzgerät

Kleines Labornetzteil
Regeltransformator für den Farbfernsehservice
Entmagnetisierungsdrösel für den Farbfernsehservice
FT-Bastel-Ecke mit Experimentierchassis

Bauanleitungen für alle im FT-Labor entwickelten und gebauten Geräte finden Sie in der FUNK-TECHNIK

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

Zur Bemessung hochwertiger Lautsprecherkombinationen

DK 621 395.623.7

1. Einleitung

Der Lautsprecher gilt immer noch als das schwächste Glied einer Übertragungskette. Trotzdem kommen seine Unzulänglichkeiten dem Hi-Fi-Freund oft nicht zu Bewußtsein, da er sich rasch an den spezifischen Klang seiner Lautsprecher gewöhnt. Toningenieure und Tonmeister machen häufig eine entgegengesetzte Erfahrung. Bei stundenlangem lautem Abhören treten gewisse, für einen bestimmten Lautsprecher typische Mängel immer störender in Erscheinung. Die Summe dieser Mängel macht die bekannte „Lästigkeit“ des Lautsprecherklangs aus. Diese Lästigkeit kann meßtechnisch, also quantitativ, nur schwer erfaßt werden¹⁾.

In diesem Zusammenhang ist es von Interesse, die physikalischen Zusammenhänge bei der Schallabstrahlung daraufhin zu untersuchen, ob sich eine in der Praxis zu verwirklichende Lösung finden läßt, die auch sehr hohen Qualitätsforderungen genügt.

2. Anforderungen

2.1. Leistung, Leistungsbandbreite

Die Kombination soll eine akustische Leistung P_{ak} abstrahlen können, die in einem großen Wohnraum eine Schallintensität I von 100 dB (entsprechend 10^{-6} Watt \cdot cm⁻²) erzeugt. Bei der Wiedergabe von Musik wird im Mittel die größte Leistung in einem Frequenzgebiet zwischen 250 Hz und 500 Hz benötigt. Kurzzeitig können aber im ganzen Hörbereich ähnliche Spitzenleistungen auftreten. Die Leistungsbandbreite der Kombination soll sich deshalb über den ganzen Hörbereich erstrecken.

Als Berechnungsgrundlage für die notwendige Schalleistung, die in einem Raum diese Schallintensität erzeugt, soll ein Raum mit 200 m³ Volumen und 0,75 s Nachhallzeit angenommen werden.

Ein solcher Raum verhält sich akustisch bei nicht zu tiefen Frequenzen wie ein Hallraum. Für die akustische Leistung, die in einem Hallraum eine bestimmte Schallintensität I erzeugt, gilt mit dem Volumen V und der Nachhallzeit T

$$P_{ak} = \frac{1,6 \cdot 10^3 \cdot I \cdot V}{T}$$

Im oben erwähnten Raum sind für eine Schallstärke von 100 dB rund 0,425 W erforderlich.

2.2. Verzerrungen

Bei einer Leistung von $P_{ak} = 0,5$ W dürfen keine hörbaren nichtlinearen Verzerrungen irgendwelcher Art auftreten.

2.3. Frequenzgang, Richtcharakteristik

Der Schalldruck-Frequenzgang soll möglichst ausgeglichen und für jeden Ort im Wiedergaberaum gleich sein.

¹⁾ Kämmer, H. W.: Zur Beurteilung der Lautsprecher-Qualität. Funk-Techn., Bd. 22 (1967) Nr. 7, S. 213-216, u. Nr. 8, S. 249-250, 255

2.4. Klangeigenschaften

Die Kombination muß bei der Wiedergabe von beliebigem Programmmaterial jeder anderen Kombination überlegen sein. Dazu ist folgendes zu sagen: Jeder Lautsprecher hat einen mehr oder weniger ausgeprägten, spezifischen Klang. Je nach der Art des Programmmaterials wirkt sich dies mehr oder weniger unangenehm aus. Deshalb ist eine endgültige Aussage über die Qualität einer Lautsprecheranordnung nicht nur an Hand der Meßdaten allein, sondern erst nach einem vergleichenden Abhörtest möglich.

2.5. Betriebssicherheit

Die Eigenschaften der Kombination dürfen sich auch nach jahrelangem Gebrauch nicht verändern.

3. Schallabstrahlung mit einem Lautsprecher

3.1. Strahlungsimpedanz

Die sich hin- und herbewegende Membran eines Lautsprechers gibt an die Luft Schwingungsenergie ab, die sich als Schall ausbreitet. Für die Membran sind die Verhältnisse so, als ob sie gegen einen Widerstand arbeiten würde, während gleichzeitig die Luft in unmittelbarer Nähe der Membran mitbewegt wird. Mit den zwei Größen, Strahlungswiderstand R_s und Scheinwiderstand X_m der mitbewegten Luftmasse M_m , läßt sich der Vorgang der Schallabstrahlung beschreiben. Der Verlauf des Strahlungswiderstandes R_s und des Scheinwiderstandes X_m der mitbewegten Luftmasse ist im Bild 1 für runde Membranen von 38 cm und 172 cm Durchmesser dargestellt.

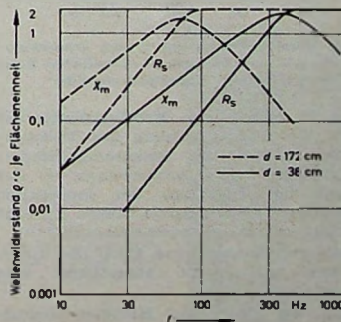


Bild 1. Strahlungswiderstand R_s und Scheinwiderstand X_m der mitschwingenden Luftmasse mit dem Membrandurchmesser d als Parameter

Die abgestrahlte Nutzleistung hängt von der Schnelle der Membranbewegung v und dem Strahlungswiderstand ab, das heißt

$$P_{ak} \sim v \cdot R_s$$

Man sieht, daß mit einem 38-cm-Lautsprecher eine wirkungsvolle Abstrahlung tiefer Frequenzen nicht ohne weiteres möglich ist.

3.2. Membranauslenkung

Die von einem Lautsprecher abgestrahlte Leistung hängt vom Strahlungswiderstand

und der Membranschnelle und damit von der Membranauslenkung a ab. Es ist

$$a = \frac{24 \cdot 10^{10} \cdot P_{ak}}{r \cdot f}$$

Darin ist a die Auslenkung der Membran in cm, r der Radius der Membran in cm und f die Frequenz des abgestrahlten Tones in Hz. Bei einer Frequenz von 45 Hz und einer akustischen Leistung P_{ak} von 0,5 W müßte bei einem 38-cm-Lautsprecher die Auslenkung rund 2,74 cm betragen. Solche Auslenkungen sind aber aus konstruktiven Gründen nicht möglich.

3.3. Nichtlineare Verzerrungen

Entspricht die Membranbewegung nicht genau dem Schwingungspulsenstrom, so entstehen Klirr- und Intermodulationsverzerrungen. Dies ist der Fall, wenn die Elastizität der Membranspannung überbeansprucht wird oder wenn die Schwingungspule sich aus dem homogenen Feld im Magnetspalt herausbewegt. Das Ausmaß der entstehenden Verzerrungen hängt vom Aufbau des Lautsprechers ab. Mit zunehmender Auslenkung nehmen die Verzerrungen zu.

Eine ganz andere Art von Verzerrungen entsteht (bei gleichzeitiger Wiedergabe mehrerer Töne) auch bei völlig linearen Membranbewegungen: Werden ein hoher und ein tiefer Ton gleichzeitig abgestrahlt, so bewegt sich die Membran (als Schallquelle für den hohen Ton) mit der Frequenz des tiefen Tones hin und her. Die Folge ist, daß der hohe Ton mit der Frequenz des tiefen Tones frequenzmoduliert wird (Dopplereffekt). Für die durch den Dopplereffekt veränderte hohe Frequenz gilt

$$f_h' = \frac{f_h}{1 + \frac{v}{c}}$$

Darin ist f die veränderte hohe Frequenz, f_h die hohe Frequenz, v die Membranschnelle der tiefen Frequenz und c die Schallgeschwindigkeit. Für den Modulationsgrad m (in Prozent) erhält man

$$m = \frac{f_h}{f_h'} \cdot 100$$

Es ist noch nicht vollständig geklärt, in welchem Maße diese FM-Verzerrungen hörbar sind. Bei Tonbandgeräten zum Beispiel treten sie schon bei einem Anteil von nur 0,2 % unangenehm in Erscheinung. Der Modulationsgrad m hängt von der Membranschnelle und damit von der Auslenkung ab. Deshalb sind FM-Verzerrungen wahrscheinlich in entscheidendem Maße dafür verantwortlich, daß der Klang eines Lautsprechers lautstärkeabhängig ist. Es ist bekannt, daß bei der Wiedergabe eines großen Klangkörpers (zum Beispiel Sinfonieorchester) mit zunehmender Lautstärke die Durchsichtigkeit des Klangbildes abnimmt. Dies ist bei Kombinationen mit großen Strahlungsflächen und tief liegenden Trennfrequenzen zwischen den Teilbereichen in viel geringerem Ausmaß der Fall als bei Kompaktlautsprechern mit

kleinen Membranflächen. Versuche haben gezeigt, daß FM-Verzerrungen von weniger als 0,1 % mit Sicherheit unhörbar sind. Bei einer Frequenz von 45 Hz dürfen dann die Membranauslenkungen nur 1,6 mm betragen. Ein 38-cm-Lautsprecher gibt dann nur rund 1/10 der im Abschnitt 2.1. geforderten Leistung von 0,5 W ab [1].

Will man die oben gestellten strengen Anforderungen aufrechterhalten, so kann für die Wiedergabe des Tieftonenbereichs ein üblicher dynamischer Lautsprecher nicht verwendet werden, wenn er nicht in einen Schalltrichter eingebaut wird. Ein Schalltrichter begrenzt den Raumwinkel α , in den der Schall abgestrahlt wird. Dies wirkt sich für die Lautsprechermembran als Vergrößerung des Strahlungswiderstandes um

den Faktor $\frac{4\pi}{\alpha}$ aus. Für diese Art des Einbaues sprechen sowohl die geforderte akustische Leistung wie auch die bei großen Auslenkungen entstehenden Klirr- und Intermodulationsverzerrungen.

4. Schalltrichter

4.1. Unendlich langes Exponentialhorn

Nimmt der Querschnitt eines Trichters mit zunehmendem Abstand von der Spitze nach einem exponentiellen Gesetz zu, so hat der Strahlungswiderstand bis zu einer bestimmten unteren Frequenz, der Grenzfrequenz f_G , einen hohen Wert und nimmt dann mit weiter abnehmender Frequenz ebenfalls rasch ab. Für den Querschnitt A im Abstand x vom Trichteranfang gilt

$$A = A_0 \cdot e^{bx}$$

wenn A der Querschnitt im Abstand x vom Trichteranfang, A_0 der Anfangsquerschnitt und b ein Faktor ist, der die Grenzfrequenz f_G des Trichters bestimmt. Die Grenzfrequenz f_G hängt von b ab, und es ist mit der Schallgeschwindigkeit c

$$b = \frac{4 \cdot \pi \cdot f_G}{c}$$

Der Verlauf von R_s und X_m für eine Membran mit vorgesetztem Exponentialhorn ist im Bild 2 dargestellt.

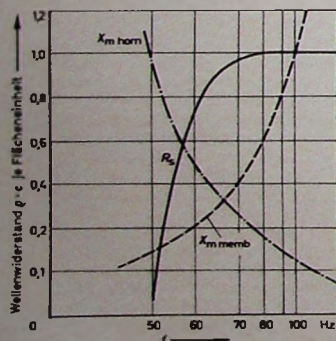


Bild 2. Verlauf von Strahlungswiderstand R_s , Scheinwiderstand X_m horn der mitschwingenden Luftmasse und Scheinwiderstand X_m memb der Membranmasse

4.2. Exponentialhorn endlicher Länge

Bei einem Horn endlicher Länge werden die Strahlungseigenschaften außerdem von der Größe der Trichteröffnung bestimmt. Ist die Austrittsöffnung klein zur Wellenlänge des abzustrahrenden Tones, dann wird ein Teil der Schallenergie nicht abgestrahlt, sondern reflektiert. Die Trichter-

öffnung muß deshalb so bemessen sein, daß die Schallenergie bis zur Grenzfrequenz f_G voll abgestrahlt wird. Da die Luft in der ganzen Trichteröffnung gleichphasig erregt wird, entsprechen die Strahlungsverhältnisse denen einer gleich großen Membran. Bei einem Exponentialhorn endlicher Länge schwanken R_s und X_m in Abhängigkeit von der Frequenz um einen mittleren Wert. Dies ist im Bild 3 für einen Trichter mit einer Austrittsöffnung von 2,3 m² Fläche dargestellt. Dieser Trichter hat eine Anfangsöffnung von 0,033 m² und eine Grenzfrequenz von 40 Hz.

Für die von einer Membran mit vorgesetztem Exponentialhorn abgestrahlte Schallleistung gilt [2]

$$P_{ab} = \frac{\left(\frac{u \cdot B \cdot l \cdot \bar{u}}{\pi \cdot R} \right)^2 \cdot R_s \cdot 10^{-9}}{\left(\frac{B^2 \cdot l^2 \cdot 10^{-9}}{\pi \cdot R} + \bar{u}^2 \cdot R_s \right)^2 + (X_L + \bar{u}^2 \cdot X_m)^2}$$

$$\text{und} \quad n = \frac{R_L}{R} + 1$$

In diesen Gleichungen ist u die Klemmenspannung am Lautsprecher, $B \cdot l$ der Kraftfaktor des Lautsprechers (Induktion mal Leiterlänge der Schwingspulenwicklung),

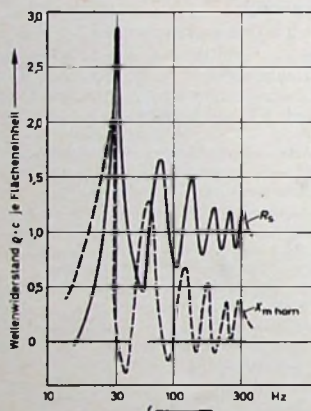


Bild 3. Strahlungswiderstand R_s und Scheinwiderstand X_m horn der Luftmasse eines endlichen Exponentialhorns; Austrittsöffnung 2,3 m²

\bar{u} das Verhältnis von Membranfläche zur Fläche der Anfangsöffnung des Trichters, R_L der Realteil des Anpassungs-Scheinwiderstandes des Lautsprechers, R der Realteil der Impedanz der mechanisch blockierten Schwingspule und X_L die Reaktanz der Membraneinspannung.

Daraus geht hervor, daß Horn und Lautsprecher aufeinander abgestimmt sein müssen:

a) Hat die Steife der Membraneinspannung des eingebauten Lautsprechers einen solchen Wert, daß $X_m = \bar{u}^2 \cdot X_L$ ist, dann ist der Einfluß des zweiten Gliedes im Nenner vernachlässigbar, da dessen Auswirkungen auf die abgestrahlte Leistung bei dem im Bild 3 dargestellten schwankenden Strahlungswiderstand nicht sehr groß sind. Da die Steife der Membraneinspannung wohl selten gerade den richtigen Wert hat, schließt man in der Praxis die Membranrückseite mit einem geschlossenen Gehäuse ab. Die Luftpolstersteife addiert sich dann zur Steife der Membraneinspannung. X_L kann so leicht auf den richtigen Wert gebracht werden.

b) Die Schwankungen der abgestrahlten Leistung in Abhängigkeit von der Frequenz

sind am kleinsten, wenn folgende Gleichung erfüllt ist:

$$R_{s0} = \frac{B^2 \cdot l^2 \cdot 10^{-9}}{\pi \cdot R \cdot \bar{u}^2}$$

und

$$R_{s0} = F_L \cdot \rho \cdot c$$

Darin ist R_{s0} der Mittelwert des schwankenden Strahlungswiderstands R_s , F_L die Membranfläche, $\rho \cdot c$ der Schallwellenwiderstand der Luft (Dichte ρ und Schallgeschwindigkeit c) sowie \bar{u} das Verhältnis von Membranfläche und Fläche der Anfangsöffnung des Horns.

In der Praxis stehen bei einem Lautsprecher der Kraftfaktor $B \cdot l$, die Impedanz der blockierten Schwingspule und die Membranfläche fest. Deshalb kann nun \bar{u} frei gewählt werden. Für \bar{u} gilt die Gleichung

$$\bar{u} = \sqrt{\frac{B^2 \cdot l^2 \cdot 10^{-9}}{\pi \cdot R \cdot F_L \cdot \rho \cdot c}}$$

Für eine Grenzfrequenz von 50 Hz müßte die Fläche der Trichteröffnung etwa 3 m² betragen. Ein Exponentialhorn mit einer solchen Öffnung läßt sich praktisch in einem Wohnraum nicht aufstellen. Nun basierten die bisherigen Betrachtungen aber auf der Voraussetzung, daß es sich um eine freistrahrende Anordnung handelt. Steht ein Horn aber in einer Raumecke, so genügt eine Trichteröffnung, deren Fläche nur 1/8 der berechneten beträgt. Bei der Aufstellung in einer Raumecke wird nämlich der Raumwinkel, in den der Schall abgestrahlt wird, von den Wänden und dem Boden begrenzt. Diese Tatsache wirkt sich für die Trichteröffnung als Erhöhung des Strahlungswiderstandes um den Faktor 8 aus. Für die Membran des eingebauten Lautsprechers sind dann die akustischen Verhältnisse in beiden Fällen (freistrahrender Trichter mit 3-m²-Öffnung oder in Raumecke aufgestellter Trichter mit 0,375-m²-Öffnung) gleich. Eine Trichteröffnung von 0,375 m² Fläche ist aber ohne weiteres auch in einem Wohnzimmer denkbar.

Schrifttum

- [1] Klipsch, P. W.: Subjective effects of frequency modulation distortion. J. audio engng. Soc. (April 1958) S. 143
- [2] Wente, E. C., u. Thuras, A. L.: Auditory perspective, loudspeakers and microphones. Symposium on auditory perspective, 31. 10. 1933, S. 20

Lehrgänge

Farbfernseh-Lehrgänge

Die Handwerkskammer Flensburg führt in Zusammenarbeit mit der Handwerkskammer Lübeck in der Gewerbeförderungsanstalt in Flensburg und in der Kreishandwerkerschaft Rendsburg im September und Oktober 1967 verschiedene Farbfernsehtechnik-Lehrgänge mit 48 Unterrichtsstunden durch. Anmeldungen sind an die Handwerkskammer Flensburg, 239 Flensburg, Nikolaistraße 12, zu richten.

Elektronik-Lehrgänge

Die Handwerkskammer Lübeck veranstaltet ab 9. Oktober 1967 in Kiel wieder Elektronik-Lehrgänge, und zwar „Bausteine der Elektronik“, „Elektronische Schaltungen“, „Transistortechnik“ und „Elektronische Anlagen“. Die Lehrgänge werden im Abendunterricht durchgeführt. Prospekte über die Kurse können von der Handwerkskammer Lübeck, Abteilung Technik, 24 Lübeck, Breite Straße 10/12, angefordert werden.

Herstellung von Dünnschicht-Mikroschaltkreisen für elektronische Meßgeräte

1. Verwendung von Mikroschaltkreisen in elektronischen Meßgeräten

Die Vorteile einer Verwendung von Mikroschaltkreisen in elektronischen Meßgeräten sind nicht besonders augenscheinlich, da die untere Grenze der Abmessungen dieser Geräte im allgemeinen nicht von der eigentlichen Schaltung bestimmt wird, sondern von der durch die Bedienungsorgane gegebenen Frontplattengröße. Tatsächlich wird der durch konventionelle gedruckte Schaltungstechnik erreichbare Grad der Miniaturisierung selten voll ausgenutzt. Manche der zur Herstellung von Mikroschaltkreisen verwendeten Techniken erlauben bei der Entwicklung und Herstellung der Geräte eine Lösung von Problemen, die nur indirekt mit den mechanischen Abmessungen zusammenhängen. Insbesondere die Möglichkeiten zur Verbesserung der Unempfindlichkeit gegen äußere Einflüsse und der Zuverlässigkeit der Schaltungen veranlassen Marconi Instruments, einen Fertigungsbetrieb für Mikroschaltkreise zu errichten.

Die integrierte Halbleitertechnik (monolithische Technik) ermöglicht wahrscheinlich den höchsten Grad der erreichbaren Miniaturisierung. Der Gesichtspunkt möglichst kleiner Abmessungen ist bei der Anwendung in Meßgeräten aber gewöhnlich von zweitrangiger Bedeutung. Vielmehr bietet die Dünnschichttechnik Vorteile, die sich nicht nur auf die Herstellung extrem kleiner Moduln begrenzen. Wegen der mit der Dünnschichttechnik erreichbaren hohen Genauigkeit der Abmessungen lassen sich auch die elektrischen Eigenschaften der Bauelemente verbessern; so können zum Beispiel Widerstände mit derart kleiner Induktivität hergestellt werden, wie sie mit konventionellen Mitteln nicht zu erreichen ist.

2. Dünnschicht-Schaltkreise

2.1. Allgemeines

Dünnschicht-Schaltkreise mit Abmessungen, die zwischen denen von monolithischen Schaltkreisen und denen konventioneller gedruckter Schaltungen liegen, sind verhältnismäßig einfach zu fertigen. Sie stellen den Typus von Schaltkreismodul dar, die beim augenblicklichen Entwicklungsstand für die Anwendung in Meßgeräten am geeignetsten scheinen. Dabei sind besonders solche Schaltkreise von Interesse, bei denen sich in die passiven Dünnschicht-Netzwerke aktive Halbleiterbauelemente einsetzen lassen.

Für die Beschichtung des Substrates mit den einzelnen Filmschichten sind verschiedene Methoden bekannt: Aufdampfen im Hochvakuum, Katodenzerstäubung, elektrolytische Abscheidung, Abscheidung durch eine chemische Reaktion, Aufdrucken und Aufsprühen. Davon ist die erste Methode am gebräuchlichsten und am vielseitigsten verwendbar. Sie hat den Vorteil, daß eine große Anzahl verschiedener Materialien für die aufzudampfenden Schichten verwendet werden können und der Aufdampfvorgang leicht kontrollierbar

P. Lambert ist Leiter der Dünnschicht-Herstellung bei Marconi Instruments Ltd., St. Albans, England.

ist. Marconi Instruments rüstete ihre Fertigungsstätte deshalb vorerst mit einer Einrichtung zum Aufdampfen im Hochvakuum aus.

2.2. Vakuum aufdampfverfahren

2.2.1. Prinzip

Bild 1 zeigt die grundsätzliche Anordnung für das Vakuum aufdampfverfahren. In dem Rezipienten befinden sich das Filmrohmaterial und das Substrat. Mit Hilfe einer Pumpe wird nun im Rezipienten ein Vakuum erzeugt und anschließend die Temperatur des Filmrohmaterials so weit

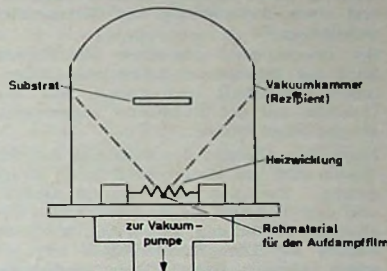


Bild 1. Prinzip einer Hochvakuumkammer für das Dünnschicht-Aufdampfverfahren

gesteigert, bis die gewünschte Verdampfung des Materials eintritt.

Die einzelnen Teilchen des verdampften Filmrohmaterials wandern geradlinig vom Ausgangspunkt durch den darüberliegenden Raum, so daß der bedampfte Raum gleichsam einen auf der Spitze stehenden Kegel bildet, in dem sich das Substrat be-

findet. Erreichen die Dampfpartikel das Substrat, dann kondensieren sie auf der Substratoberfläche und bilden auf diese Weise einen Film, dessen Dicke abhängig ist von der Dampftemperatur, der geometrischen Anordnung und der Dauer, während der das Substrat dem Dampf ausgesetzt wird.

2.2.2. Vorbereitung des Substrats

Für eine einwandfreie Haftfestigkeit des aufgedampften Films auf dem Substrat ist absolute Reinheit der Grundfläche erforderlich. Marconi Instruments verwendet zur Zeit Glassubstrate, die vorweg eine Behandlung durch verschiedene mechanische Waschvorgänge einschließlich einer Ultraschallwaschung und Waschung mit neutralisiertem (deionisiertem) Wasser erfahren. Den Waschbädern folgt ein Trocknungsprozeß in Isopropanoldampf, ein hygroskopisches Agens. Als letztes schließt sich noch eine Reinigung durch Ionenbeschuss des Substrats in der Vakuumkammer an.

Während und nach den Waschvorgängen transportiert man die Substrate in kleinen Reusen aus korrosionsbeständigem Stahl. Um Verunreinigungen durch Hautfette zu vermeiden, trägt das Personal Gummihandschuhe. Die gewaschenen Glassubstrate werden bis zum Gebrauch in der Vakuumkammer auf einer Temperatur von 60 °C gehalten.

Im übrigen ist größte Reinlichkeit auch während aller anderen Phasen der Dünnschicht-Herstellung extrem wichtig. Staubpartikel auf dem Substrat oder den Filmschichten können leicht zu Ausschüssen führen. Deshalb ist auch der Arbeitsraum, in dem sich die Vakuumkammer befindet, als weitgehend staubfreier Raum ausgeführt (s. auch Bild 2). Alle Wände und die Decke sind mit kunststoffbeschichteten Flachfaserplatten, der Boden ist mit

Bild 2. Blick in ein staubfreies Dünnschicht-Laboratorium von Marconi Instruments Ltd.



PVC belegt. Die glatten Oberflächen geben keine Staubpartikel ihres eigenen Materials ab. Während der besonders kritischen Herstellungszeit wird die Luft im Arbeitsraum 24mal je Stunde gewechselt und dabei auf Staubteilchen bis hinunter zu 0,5 µm Durchmesser gefiltert. Sie wird ferner auf einer Temperatur von 70 °F + 2 °F (etwa 20 °C + 1 °C) sowie auf 50 % relativer Luftfeuchtigkeit konstantgehalten.

Um den gewünschten Schaltkreis zu erhalten, ist die gesamte Fläche des Substrats

2.2.3. Verwendete Materialien

Die Vorbehandlung der Rohmaterialien der Aufdampffilme ist genauso wichtig wie die Vorbehandlung des Substrats. Sie richtet sich nach dem verwendeten Material und der angewandten Aufheizmethode.

Marconi erhitzt bei der Herstellung von Dünnschicht-Mikroschaltkreisen das Filmrohmaterial zur Zeit mit Hilfe eines starken elektrischen Stroms (Wärmeentwicklung in einem ohmschen Widerstand, mit dem das Filmrohmaterial guten thermischen Kontakt hat). Verschiedentlich benutzt man auch eine etwas verfeinerte Heizmethode mittels Elektronenbeschuss; sie hat zwar den Vorteil, daß eine Mitverdampfung des Tigelmaterials absolut vermieden wird, entbehrt aber der Einfachheit und der vielseitigen Möglichkeiten einer Widerstandsheizung, die sich zur Verdampfung von Materialien für passive Netzwerke gut eignet, da hierbei eine geringe Legierung oder Verunreinigung zulässig ist.

Widerstände werden durch einen Chromnickelfilm, Kapazitäten durch mehrere Filmlagen von Aluminium und Silikonmonoxid und die gut leitenden Zwischenverbindungen (Leitungen) durch Goldfilme, die auf Chromnickelfilme aufgedampft werden, gebildet.

Eine Chromnickel-„Quelle“ besteht aus einem Chromnickeldraht, der um ein kleines Wolframheizelement gewickelt wird; das Heizelement liegt zwischen zwei Starkstromklemmen in der Vakuumkammer. Gold kommt als Draht in Spulenform in ein kleines Molybdänschiffchen, das zugleich als Heizelement dient und zwischen einem Klemmenpaar angebracht ist. Andere Materialien werden ähnlich behandelt. Um das Filmrohmaterial wechseln zu können, ohne die Vakuumkammer öffnen zu müssen, sind verschiedene Heizklemmen auf einer von außen drehbaren Trommel angeordnet.

2.2.4. Arbeitsablauf

2.2.4.1. Vakuumherzeugung

Um zufriedenstellende Ergebnisse zu erreichen, muß in der Kammer ein Vakuum von mindesten 10^{-4} Torr erzeugt werden. Das erfolgt in zwei Schritten. Eine mechanische Kreiselpumpe erzeugt zuerst ein Vorvakuum von etwa 0,1 Torr. Danach wird das eigentliche Hochvakuum durch eine Dampfdiffusionspumpe, die während des ganzen Aufdampfprozesses arbeitet, erzeugt. Der Druck in der Vakuumkammer wird elektrisch angezeigt.

Während der Vakuumherzeugung wird der letzte Reinigungsprozeß des Substrats durchgeführt. Eine Hochspannung zwischen zwei aus reinem Aluminium hergestellten Elektroden, die dicht am Substrat angebracht sind, erzeugt eine lokale Ionisation des restlichen Gases, wodurch die Substratoberfläche „abglimmt“. Der Beschuss des Substrats durch hochbeschleunigte Ionen in diesem Plasma beseitigt alle restlichen auf der Glasoberfläche verbliebenen Moleküle. Die gelösten Partikel werden durch die Vakuumpumpe aus der Kammer abgesaugt. Eine eingebaute Heizung bringt das Substrat auf eine zur Kondensation günstige Temperatur.

2.2.4.2. Anbringen der Masken

Vor dem Aufdampfprozeß wird das Substrat mit einer Maske abgedeckt, so daß der gewünschte Film entsteht. Für Inte-

grierte Schaltkreise ist für jedes verwendete Filmrohmaterial eine eigene Maske erforderlich. Um nicht jedesmal nach Einbringen einer Maske wieder ein Vakuum herstellen zu müssen, werden sämtliche Masken auf einer von außen drehbaren Scheibe angeordnet, so daß nach jedem Aufdampfprozeß eine neue Maske vor die zu bedampfende Fläche des Substrats gebracht werden kann. Das erfordert eine beträchtliche mechanische Präzision, speziell bei extremer Miniaturisierung.

Ist nur eine Maske erforderlich, dann kann sie von Hand auf das Substrat montiert werden, oder es wird ein abziehbarer Schutzfilm auf die Substratfläche geklebt.

2.2.4.3. Aufdampfung der Filmschichten

Die Reihenfolge, in der die verschiedenen Materialien aufgedampft werden, ist von besonderer Bedeutung, da nicht alle eine gleich gute Haftung mit dem Substrat eingehen. Gold haftet zum Beispiel nicht auf Glas. Es ist in diesem Fall notwendig, zuerst einen Zwischenfilm aus Chromnickel aufzubringen.

Bei überwiegend ohmschen Netzwerken wird das Filmmuster zuerst aus Chromnickel hergestellt und darauf erst der Goldfilm auf die Abschnitte aufgebracht, die gut leiten müssen.

Nach dem Abdecken des Substrats mit der Maske wird das Heizelement unter Strom gesetzt. Zwischen der Dampf-„Quelle“ und dem Substrat ist eine von außen bedienbare Abdeckung angebracht, damit der Beginn der Dampfkondensation frei gewählt werden kann. Diese Abdeckung wird entfernt, wenn das Quellmaterial die zur Verdampfung erforderliche Temperatur erreicht und die Kondensation begonnen hat. Durch erneutes Abdecken läßt sich der Prozeß der Filmerzeugung abbrechen.

Zur Leitung des Dampfstrahls sind verschiedene festangebrachte Abdeckungen nötig. Sie verhindern eine unerwünschte Kondensation auf anderen Teilen in der Kammer. Es sind deshalb auch die Isolatoren entsprechend geschützt, so daß sich kein leitender Metallfilm darauf bilden kann.

2.2.5. Herstellung der Masken

Die Technik zur Herstellung der Masken mit dem Filmmuster ist der bei der Herstellung konventioneller gedruckter Schaltplatten angewandten ähnlich. Es besteht jedoch der wesentliche Unterschied, daß für einen vollständigen Dünnschichtschaltkreis mehrere genau aufeinanderpassende Masken zum Aufdampfen der verschiedenen Schaltelemente mit unterschiedlichen Filmrohmaterialien erforderlich sind.

Zuerst werden mehrere Grundmasken mit der erforderlichen Größe auf transparentem Material hergestellt, gewöhnlich durch Verwendung von schwarzem Fotolack. Um eine genaue Deckung der einzelnen Muster (Schichten) zu erreichen, werden sie aus einer einzigen Originalzeichnung, die alle einzelnen Schichten enthält, gewonnen.

Die Originalmuster werden durch optische Verkleinerung auf emulsionsbeschichtetes Maskenmaterial übertragen und die Schablonenöffnungen dann ausgeätzt. Soll der Film nur aus einem einzigem Material bestehen, dann kann die Maske direkt auf fotografischem Wege am dem Substrat angebracht werden. Auf diese Art lassen sich sehr genaue Masken herstellen.

2.2.6. Schaltkreistoleranzen;

Überwachung der Filmdicke

Die erforderliche Genauigkeit der Filmdicke hängt sehr stark von der Aufgabe ab, die der Filmschicht gestellt ist. So sind zum Beispiel verhältnismäßig große Toleranzen bei Schichten erlaubt, die als einfache Leitungsverbindungen dienen, wogegen Filmschichten, die Widerstände oder Kondensatordielektrika darstellen, sehr eng toleriert sein müssen.

Ein Weg zur Steuerung der entstehenden Dicke eines Widerstandsfilms besteht darin, daß ein zweites Substrat dicht neben dem ersten zu bedampfenden angeordnet wird. Die auf diesem zweiten Substrat gebildete Schicht wird mit einer Widerstandsbrücke gemessen. Dabei wird die Brücke so eingestellt, daß bei einer gewünschten Schichtdicke Nullabgleich eintritt und als Folge durch elektromechanisch bediente Mittel die zu bedampfende Substratfläche gegen die Bedampfung abgedeckt wird, wenn der gewünschte Wert erreicht ist.

Die Widerstandswerte eines Dünnschichtfilms hängen von seinen geometrischen Abmessungen und vom Filmschichtmaterialwiderstand ab. Der Wert wird normalerweise in Ohm je Flächeneinheit angegeben und als Flächenwiderstand bezeichnet. Die erforderliche Brückeneinstellung ergibt sich aus den Abmessungen der bedampften Substratfläche, der Schichtdicke und dem spezifischen Widerstand des aufgedampften Materials.

Sind größere Toleranzen zulässig, dann kann die Filmdicke durch eine vorgegebene Bedampfungszeit festgelegt werden. Die vorgegebene Zeit ist dann von der Heiztemperatur (damit auch vom Dampfdruck) und dem Abstand zwischen Substrat und Dampfquelle abhängig. Die Zeitberechnung ist jedoch aus verschiedenen Gründen ungenau, so daß die tatsächlich notwendige Bedampfungszeit oft durch Herstellen einer Anzahl von Mustern ermittelt werden muß.

INTERNATIONALE ELEKTRONISCHE RUNDschau

bringt im Augustheft 1967 unter anderem folgende Beiträge:

Untersuchung des Einflusses von Umgebungstemperatur, Luftfeuchtigkeit, mechanischen Schwingungen usw. auf elektronische Geräte
Keramische Wandler für Verzögerungsleitungen
Aktives Empfangsfilter zur Demodulation eines Stufensignals bei sehr niedrigen Frequenzen
Transistorisierter Schmitt-Trigger für positive und negative Eingangsspannungen zur Anwendung in logischen Schaltungen
Frequenzherzeugung und -stabilisierung für Funksysteme
Neue Höchstfrequenz- und Katodenstrahlröhren
Elektronik in aller Welt · Angewandte Elektronik · Persönliches · Neue Erzeugnisse · Industriedruckschriften · Kurznachrichten

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

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

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

Ein Tastkopf mit Feldeffekttransistoreingang

1. Einleitung

Für viele Spannungsmessungen ist es notwendig, daß Oszillografen und elektronische Voltmeter einen hochohmigen und kapazitätsarmen Eingang haben. Diese Forderungen sind um so schwerer zu erfüllen, je breiter das Frequenzband sein soll. Für Videofrequenzen verwendete man daher häufig Abschwächer (zum Beispiel 1:10), mußte damit aber einen beträchtlichen Empfindlichkeitsverlust hinnehmen.

Mit bipolaren Transistoren konnte dieses Problem nur mit aufwendigen Schaltungen gelöst werden. Erst mit dem Feldeffekttransistor (im folgenden kurz FET genannt) gibt es ein Halbleiterbauelement, mit dem die gleichen Werte wie mit Röhren in Eingangsstufen erreicht und teilweise übertroffen werden können [1, 2].

2. Schaltungstheorie

2.1. FET-Grundsicherungen

Über die FET-Grundsicherungen findet man schon ausreichend Literatur [3, 4, 5], so daß sich hier eine ausführliche Behandlung erübrigt. Von vornherein kann die Gateschaltung, entsprechend der Gitterbasisschaltung, wegen ihres geringen Eingangswiderstandes außer acht gelassen werden.

Es soll nun untersucht werden, ob und wie sich mit den FET-Grundsicherungen die zu stellenden Forderungen verwirklichen lassen. Es seien folgende Annahmen gemacht: obere Grenzfrequenz $f_0 = 10$ MHz und eine Ausgangskapazität $C_L = 50$ pF (entsprechend 50 cm Koaxialkabel als Zuleitung zum Meßgerät).

Zunächst bietet sich die Sourceschaltung (Katodenbasisschaltung in der Röhrentechnik) an, da mit ihr eine Verstärkung v größer als Eins möglich wird. Sie scheidet aber wegen ihrer relativ hohen Eingangskapazität

$$C_e = C_{gs} + C_{gd}(1 + v)$$

aus. Die Kapazitäten zwischen Gate und Source C_{gs} und zwischen Gate und Drain C_{gd} liegen bei dem verwendeten FET bei 3 pF, so daß selbst bei $v = 1$ die Eingangskapazität rund 10 pF ist. Dazu kommt, daß die Steilheit g_m des FET groß sein muß, um eine Grenzfrequenz von 10 MHz zu erhalten. Es kann die gleiche Berechnungsweise wie für Breitbandverstärker mit Röhren angewandt werden.

Günstiger verhält sich die Drainschaltung (Anodenbasisschaltung bei Röhren). Sie setzt jedoch einen FET mit hoher Steilheit voraus, wie die folgende Abschätzung an

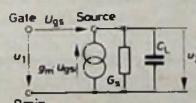


Bild 1. Ersatzschaltbild für die Drainschaltung (Phasenwinkel der Steilheit und Elektrodenkapazitäten sind vernachlässigt)

Hand von Bild 1 zeigt. Für die Verstärkung gilt

$$v = \frac{g_m}{G_s + j\omega C_L + g_m}$$

Bei der oberen Grenzfrequenz f_0 ist die Verstärkung auf das 0,7fache des Wertes bei tiefen Frequenzen abgefallen, dafür gilt

$$\omega_0 C_L = g_m + G_s$$

Legt man die oben gemachten Annahmen zugrunde, so wird das Produkt

$$\omega_0 C_L = 2\pi \cdot 10^7 \cdot 50 \cdot 10^{-12} = 3,14 \text{ mS}$$

Daraus läßt sich die Steilheit bestimmen, wenn zum Beispiel eine Verstärkung von 0,9 gefordert ist

$$0,9 = \frac{g_m}{3,14 \text{ mS}}$$

das heißt

$$g_m = 2,83 \text{ mS}$$

Für G_s beziehungsweise $R_s = 1/G_s$ folgt noch

$$G_s = 3,14 - 2,83 = 0,31 \text{ mS}$$

$$R_s = 3,24 \text{ k}\Omega$$

Hier könnte zum Beispiel der Typ TIXM 12 (Texas Instruments) verwendet werden; die Eingangskapazität wäre dann etwa 5 pF ($\approx C_{gd}$).

Zusammenfassend läßt sich über die Grundsicherungen sagen: Von ihnen ist nur die Drainschaltung geeignet, wenn man sehr gute Hochfrequenz-FET verwendet und die Grenzfrequenz nicht über etwa 10 MHz liegen muß.

2.2. Kombination von FET und bipolarem Transistor

2.2.1. FET in Drainschaltung und bipolarer Transistor in Kollektorschaltung

Bild 2 zeigt die Prinzipschaltung der Kombination eines FET in Drainschaltung und

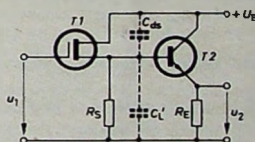


Bild 2. Prinzipschaltung der Kombination von FET und bipolarem Transistor in Kollektorschaltung

eines NPN-Transistors in Kollektorschaltung. Mit Hochfrequenztransistoren ($f_T \approx 200$ MHz) liegt die Eingangskapazität der Kollektorschaltung bei einigen Picofarad. Zusammen mit C_{ds} wird C_L' also etwa 10 pF sein. Nach den Formeln im vorhergehenden Abschnitt wird dann

$$g_m = 0,57 \text{ mS}$$

und

$$R_s = 16 \text{ k}\Omega$$

Die hier geforderte Steilheit wird praktisch von allen gängigen Hochfrequenz-FET erreicht.

2.2.2. FET mit zusätzlicher Stromgegenkopplung durch bipolaren Transistor

Die Prinzipschaltung dieser Anordnung [6, 7] ist in Bild 3 dargestellt. Die Funktion läßt sich etwa wie folgt beschreiben: Der Drainstrom I_D wird im PNP-Transistor verstärkt, und der Kollektorstrom bewirkt zusammen mit dem Sourcestrom die Stromgegenkopplung an R_s . Dadurch ist

die Gegenkopplung um den Faktor der Stromverstärkung β von T2 gegenüber der einfachen Drainschaltung größer.

Für niedrige Frequenzen gilt das im Bild 4 gezeigte Ersatzschaltbild. Mit den

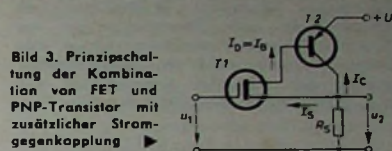


Bild 3. Prinzipschaltung der Kombination von FET und PNP-Transistor mit zusätzlicher Stromgegenkopplung

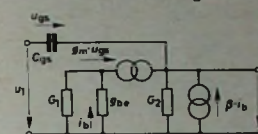


Bild 4. Ersatzschaltbild der Anordnung nach Bild 3 für niedrige Frequenzen

dort eingetragenen Größen gelten folgende Gleichungen:

Die Verstärkung v ergibt sich zu

$$v = \frac{g_m(1 + \beta')}{G_s + g_m(1 + \beta')}$$

wobei

$$\beta' = \beta \cdot \frac{g_{be}}{G_1 + g_{be}}$$

ist. Den Ausgangswiderstand R_o errechnet man aus

$$R_o = \frac{1}{g_m(1 + \beta') + G_s}$$

und für die Eingangskapazität C_e erhält man noch

$$C_e \approx C_{gs}(1 + v)$$

2.2.3. Diskussion

Der oben errechneten Eingangskapazität liegt die Widerstandskombination zur Erzeugung der Gatevorspannung parallel. Legt man den Gatewiderstand parallel zu der Gate-Drain-Strecke, so läßt sich der Eingangswiderstand noch stark erhöhen (Bootstrap-Prinzip). Die obere Grenzfrequenz hängt von den verwendeten Transistoren und von der Kapazität parallel zu $R_2 = 1/G_2$ ab. Im Anhang sind die Zusammenhänge in vereinfachter Weise untersucht, um Rückschlüsse auf die Schaltungslegung ziehen zu können.

Für bestimmte Problemstellungen lassen sich die Eingangskapazität und der Eingangswiderstand noch verringern bzw. vergrößern [6, 8, 9, 10]. Im Bild 5 ist eine Möglichkeit dazu dargestellt. Durch R_C wird die Verstärkung u_C/u_1 größer als

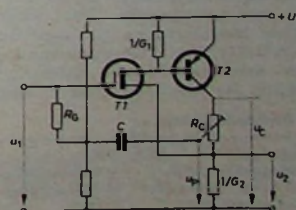


Bild 5. Schaltbeispiel für die Erhöhung des Eingangswiderstands

Eins. Stellt man den Potentiometerabgriff auf $u_p = u_1$, so geht der Eingangswiderstand theoretisch gegen Unendlich. Aus Stabilitätsgründen muß man aber u_p kleiner als u_1 machen.

Die Verstärkung von Gleichspannungssignalen bereitet im Prinzip keine Schwierigkeiten, doch setzt dies eine Stabilisierung der Arbeitspunkte voraus [8, 10, 11].

3. Praktische Ausführung

3.1. Vorbemerkungen

Zum Schutz des FET trifft man zweckmäßigerweise besondere Maßnahmen, da Restladungen und Überspannungen am Gate den Transistor zerstören können. Aus diesem Grunde wird ein Spannungsbegrenzer mit schnellen Schalterdioden vor dem Gate angeordnet (Bild 6). Der Ein-

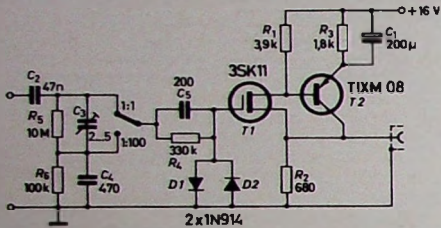


Bild 6. Schaltung des ausgeführten Tastkopfs mit Feldeffekttransistor 3SK11 von Hitachi

gangverstärker kann daher nur Spannungen bis etwa 1 V_{BS} unverzerrt verstärken und hat eine etwas höhere Eingangskapazität. Höhere Spannungen werden durch einen Abschwächer 1:100 herabgeteilt.

3.2. Widerstände

Mit der vorgegebenen Betriebsspannung von 16 V sowie 1 mA Drainstrom für T1 und 2 mA Kollektorstrom für T2 lassen sich die Widerstände R₁...R₃ berechnen. Da kein extrem hoher Eingangswiderstand benötigt wurde, liegt der wirksame Gateableitwiderstand aus R₄, R₅ und R₆ direkt zwischen der Gateelektrode und Masse. Seine Größe richtet sich nach der geforderten Temperaturstabilität. Der Schutzwiderstand R₁ wurde so gewählt, daß bei einer Eingangsspannung von 300 V etwa 1 mA durch die Dioden D1, D2, fließt.

3.3. Kondensatoren

Die Wahl der Kondensatoren C₁ und C₂ richtet sich nach der unteren Grenzfrequenz. C₃, C₄ und C₅ dienen zur Frequenzgangkompensation der Spannungsteiler.

3.4. Mechanischer Aufbau

Die Schaltung wurde auf einer Leiterplatte von 67 mm × 33 mm Größe aufgebaut und in einem Bandfiltergehäuse befestigt.

3.5. Technische Daten und Anwendung

Die erreichten technischen Daten sind in Tab. I zusammengestellt. Der Tastkopf ermöglicht Messungen an HF- und Breitbandverstärkern bei kleinen Spannungen. Wünscht man noch bessere Eigenschaften hinsichtlich der Linearität, des Frequenz-

Tab. I. Technische Daten

Verstärkung v:	0,9
Eingangsimpedanz Z _{in} :	4 MOhm 5,5 pF
mit 1:100-Abschwächer:	10 MOhm 3 pF
Ausgangswiderstand Z _o :	80 Ohm
obere Grenzfrequenz f _o :	11 MHz
untere Grenzfrequenz f _u :	1 Hz

gangs und der Temperaturstabilität, dann läßt sich das mit größerem Schaltungsaufwand und besser geeigneten Halbleitern erreichen.

4. Anhang

Es soll im folgenden noch eine Abschätzung der oberen Grenzfrequenz des Verstärkers vorgenommen werden. Eine genaue analytische Untersuchung ist ohne mathematische Hilfsmittel sehr zeitraubend, da sehr viele Einflußgrößen zu berücksichtigen sind. Die physikalischen Ersatzschaltbilder der Transistoren enthalten mindestens drei frequenzabhängige Glieder, so daß sich für die Verstärkung eine Gleichung 7. Grades ergibt.

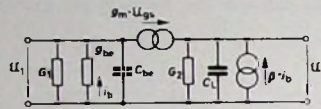


Bild 7. Ersatzschaltung zur Abschätzung der oberen Grenzfrequenz

Im folgenden wird mit zwei frequenzabhängigen Parametern gerechnet. Gewählt werden die beiden Einflußgrößen, die die niedrigsten Grenzfrequenzen haben, nämlich der Eingangseingangsleitwert des bipolaren Transistors und der Belastungsleitwert. Bild 7 zeigt das entsprechende Ersatzschaltbild.

Die komplexe Verstärkung ist

$$v = \frac{1}{G_2 + j\omega C_L + 1}$$

$$\text{mit } \beta' = \beta \frac{g_{be}}{G_1 + j\omega C_{be} + g_{be}}$$

Es gilt folgende Vereinfachung, da $G_1 \ll g_{be}$:

$$1 + \beta' \approx \beta \frac{g_{be}}{g_{be} + j\omega C_{be}} = \beta \frac{1}{1 + j\omega T_{be}}$$

$$\text{mit } T_{be} = \frac{2\pi C_{be}}{g_{be}}$$

Außerdem gelten folgende Zusammenfassungen:

$$G_2 + j\omega C_L = G_2 (1 + j\omega T_L)$$

$$T_L = \frac{2\pi C_L}{G_2}$$

und

$$m = G_2/g_m \beta$$

Damit wird

$$v = \frac{1}{1 + m(1 + j\omega T_L)(1 + j\omega T_{be})}$$

Da nur der Betrag der Verstärkung wichtig ist, folgt

$$|v| = |v|^2 = \frac{1}{(1+m)^2 - (1+m)2m^2T_LT_{be} + m^4T_L^2T_{be}^2 + m^2T_L^2(T_L + T_{be})^2}$$

Gegeben sind $C_L = 90$ pF, $G_2 = 1,47$ mS, $g_m = 0,7$ mS, $\beta = 20$ und $T_{be} = 0,314$ µs.

Setzt man die gegebenen Größen ein und normiert die Frequenz

$$F = f \cdot 10^{-12} \text{ (f in Hz)},$$

so erhält man

$$v = \frac{1}{\sqrt{F^2 \cdot 0,000156 - F \cdot 0,0223 + 1,22}}$$

Für $F = 0$ ist die Verstärkung $v_0 = 0,905$.

Tab. II. Vergleich zwischen den errechneten und den gemessenen Werten der Verstärkung

f in MHz	F	v _{gem}	v _{rech}
0	0	0,89	0,905
1	1	0,87	0,91
4	16	0,89	1,05
6	36	0,97	1,27
8	64	1,09	1,52
10	100	0,94	1,35
12	144	0,45	0,92
13,6	185	—	0,707

Bei der oberen Grenzfrequenz F_0 gilt

$$v_0 = 0,707 \cdot v_0 = 0,64$$

Setzt man v_0 in die obige Gleichung ein, so findet man die obere Grenzfrequenz f_0 zu

$$f_0 = \sqrt{F_0} = 13,6 \text{ MHz}$$

Die zweite Lösung der quadratischen Gleichung scheidet aus, da sie imaginär und daher physikalisch nicht bedeutsam ist. In Tab. II sind die errechneten (v_{rech}) und die gemessenen (v_{gem}) Verstärkungswerte angegeben.

Die beiden Kurven unterscheiden sich oberhalb von 2 MHz stark, was einerseits an der vereinfachten Darstellung von v und andererseits an der Ungenauigkeit der Transistordaten liegt, die den Kennlinienblättern entnommen wurden. Der Fehler für die obere Grenzfrequenz beträgt rund 20 %.

Schrifttum

- [1] Hammele, W.: Transistorisierter Oszillograf für Netz- oder Batteriebetrieb. Elektronik Bd. 15 (1966) Nr. 9, S. 269-274
- [2] Limann, O.: Ein elektronischer Vielfachmesser. Elektronik Bd. 15 (1966) Nr. 8, S. 245-248
- [3] Bienert, H.: Die Berechnung von FET-Grundschaltungen. Elektronik Bd. 16 (1967) Nr. 2, S. 39-41
- [4] Büttner, L.: Verstärkereingangsstufen mit Feldeffekttransistoren. Funk-Techn. Bd. 21 (1966) Nr. 23, S. 832-835
- [5] Todd, C. D.: silicon epitaxial f.e.t.'s. Teil 8: f.e.t. as a source follower. Electronic Components (September 1966) S. 831
- [6] Todd, C. D.: silicon epitaxial f.e.t.'s. Teil 9: follower circuits with bipolar transistors. Electronics Components (Oktober 1966) S. 943-948
- [7] Sevin, L. J.: Field-effect transistors: theory and applications. Texas Instruments Application Report, April 1963
- [8] Smith, B. R.: The field-effect transistor electrometer. Crystalline Applications Notes ANF-10, November 1965
- [9] Down, B.: Using feedback in FET circuits to reduce input capacitance. Electronics Bd. 37 (1964) Nr. 24, S. 63-65
- [10] Debeo, G. J., u. Burrous, C. N.: MOS + Bipolar - the solution to your problems. EDN (Juli 1966) S. 70-77

- [11] Todd, C. D.: silicon epitaxial f.e.t.'s. Teil 5: f.e.t. d.c. amplifiers. Electronic Components (Juni 1966) S. 571-576

Weiteres Schrifttum

Gutschmidt, F.: Katodenverstärker-Tastkopf für Oszillografen. Funk-Techn. Bd. 18 (1963) Nr. 4, S. 107-108

Büttner, L.: Schaltungen zum Messen der Gleich- und Wechselstromparameter von Feldeffekttransistoren. Funk-Techn. Bd. 22 (1967) Nr. 3, S. 84-86, u. Nr. 4, S. 115-116

Transistor- und Dioden-Tester

Das im folgenden beschriebene Prüfgerät testet PNP- und NPN-Transistoren auf Reststrom und Gleichstromverstärkungsfaktor für einen festgelegten Arbeitspunkt sowie Dioden auf Durchlaß und Sperrwirkung. Das Gerät ist sehr kleingehalten, handlich, einfach zu bedienen und hat sich bereits gut bewährt.

1. Prüfung von PNP-Transistoren

1.1. Reststromprüfung

Man kann für den Transistor ein - nicht exaktes - Ersatzschaltbild angeben, in dem die Emitter-Basis- und die Kollektor-Basis-Strecke als Dioden dargestellt sind (Bild 1). Hat eine Diodenstrecke keine

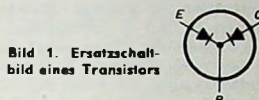


Bild 1. Ersatzschaltbild eines Transistors

Sperrwirkung mehr (Kurzschluß) oder ist sie unterbrochen, dann ist der Transistor unbrauchbar.

Mit der Reststromprüfung läßt sich die Sperrwirkung der Diodenstrecken untersuchen. Dazu verbindet man die Basis mit dem Emitter oder dem Kollektor und schaltet ein Meßinstrument und eine Batterie so zwischen Kollektor und Emitter, daß die betreffende Diodenstrecke in Sperrrichtung betrieben wird. Bild 2 zeigt die Prinzipschaltung zur Messung des

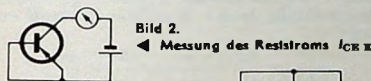


Bild 2. Messung des Reststroms I_{CEX}

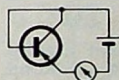


Bild 3. Messung des Reststroms I_{ECK}

Reststroms I_{ECK} der Kollektor-Basis-Strecke und Bild 3 die Prinzipschaltung zur Messung des Reststroms I_{CEK} der Emitter-Basis-Strecke.

Man kann die Transistoren nach steigendem Reststrom in drei Kategorien einteilen: HF- und Kleinsignaltransistoren, Kleinleistungstransistoren sowie Leistungstransistoren. Bei Germanium-HF- und -Kleinsignaltransistoren ergibt sich bei der hier verwendeten Spannung von 3 V ein Reststrom von etwa 10 ... 20 μA . Bei Siliziumtransistoren ist dagegen der Reststrom im allgemeinen so gering, daß er meistens nicht mehr meßbar ist. Zeigt das Instrument aber bei der Reststrommessung erheblich höhere Ströme an, zum Beispiel 100 μA , so ist anzunehmen, daß der Transistor defekt ist.

Beim Vergleich mit den in den Datenblättern angegebenen Sollwerten ist neben der angelegten Spannung weiterhin zu berücksichtigen, daß die Höhe des Reststroms stark temperaturabhängig ist; schon Sonneneinstrahlung kann ihn auf das 10fache des Normalwertes ansteigen lassen. Die Werte in den Datenblättern gelten im allgemeinen für eine Umgebungstemperatur von 25° C.

1.2. Durchgangsprüfung

Um Unterbrechungen festzustellen, werden die Diodenstrecken auf Durchgang ge-

prüft. Das erfolgt mit Hilfe eines Umschalters, der die Batterie und das Meßinstrument umpolt. Damit das Instrument bei diesem Meßvorgang nicht überbelastet wird, liegt dabei im Reststrom-Prüfkreis ein Schutzwiderstand, der so dimensioniert ist, daß bei vollständigem Kurzschluß der Zeiger des Instrumentes Vollausschlag zeigt.

1.3. Messung des Gleichstromverstärkungsfaktors

Sind Basis und Emitter verbunden, dann fließt zwischen Emitter und Kollektor (bis auf den unerwünschten Reststrom) kein Strom. Steuert man die Basis dagegen mit einem niedrigen negativen Strom (bei PNP-Transistoren) an, so verringert sich die Sperrwirkung der Emitter-Kollektor-Strecke, und es fließt ein Kollektorstrom. Das Verhältnis Kollektorstrom zu Basisstrom wird als Gleichstromverstärkungsfaktor B bezeichnet.

Die Prinzipschaltung zur Messung des Gleichstromverstärkungsfaktors B ist im Bild 4 dargestellt. Dem Transistor wird über den Widerstand R_2 ein Basisstrom

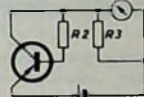


Bild 4. Prinzipschaltung zur Messung des Gleichstromverstärkungsfaktors B von Transistoren

von 20 μA zugeführt und der dabei auftretende Kollektorstrom gemessen. Der Gleichstromverstärkungsfaktor ist dann $B = I_C / 20 \mu A$. Um eine einfache Ablesung zu erreichen, wurde als Meßinstrument ein 200- μA -Meßwerk mit entsprechender Skala gewählt, das bei dieser Messung durch R_3 so geschuntet ist, daß es bei dem 20fachen Wert des Basisstroms, also bei 400 μA , Vollausschlag anzeigt. Um den Kollektorstromwert zu erhalten, muß man dann den auf der Skala angezeigten Wert mit 20 multiplizieren. Da dieser Wert aber zur Berechnung von B durch 20 geteilt werden muß, entspricht der auf der Skala angezeigte Wert direkt dem Gleichstromverstärkungsfaktor B . (Der Reststromanteil kann normalerweise in diesem Meßbereich vernachlässigt werden.)

Ist der Innenwiderstand des 200- μA -Meßinstrumentes unbekannt, dann kann der Shunt R_3 sehr schnell empirisch ermittelt werden. Zunächst stellt man mit einem regelbaren Vorwiderstand einen Strom von 200 μA durch das Instrument ein. Dann wird es mit einem weiteren Regel-

widerstand geschuntet und dieser so eingeregelt, daß es 10 μA anzeigt. Dieser Widerstandswert wird als Festwiderstand in die Schaltung eingefügt. Bei dem hier verwendeten 200- μA -Instrument ergab sich für den Shunt ein Widerstand von 47 Ohm.

1.4. Zusätzliche Prüfungen

Die Messung des Kollektor-Basis-Reststroms I_{CB0} , des Emitter-Basis-Reststroms I_{EB0} und des Kollektor-Emitter-Reststroms I_{CE0} ist ebenfalls leicht möglich, indem man nach Bild 5 die betreffende Elektrode des zu prüfenden Transistors nicht mit der zugehörigen Prüfklemme des Testers verbindet. I_{CB0} und I_{EB0} haben etwa die gleiche Höhe wie die Restströme I_{CEK} und I_{ECK} (10 bis 20 μA bei Germaniumtransistoren). Der Reststrom I_{CE0} ist dagegen ungefähr um den Faktor 10 höher; man wird also 100 bis 500 μA als Normalwerte erhalten. Wenn diese Werte über den Reststrom-Meßbe-

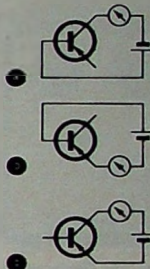


Bild 5. Prinzipschaltungen zur Messung der Restströme I_{CBO} (a), I_{EBO} (b) und I_{CEO} (c)

reich hinausgehen, muß das Instrument geschuntet sein.

1.5. Prüfung von Leistungstransistoren

Bei Leistungstransistoren können die Restströme höher als 200 μA sein. Ist das der Fall, dann sind die Diodenstrecken einzeln (wie Dioden) zu messen, und zwar im 4-mA-Meßbereich. Bei dieser Messung handelt es sich dann um eine Aufnahme der Restströme I_{EB0} und I_{CB0} .

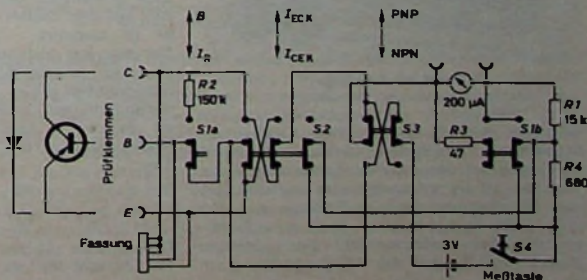
2. Prüfung von NPN-Transistoren

Zur Prüfung von NPN-Transistoren sind die Batterie und das Instrument umzupolen. Für die Durchführung und Auswertung der Prüfungen gilt das für PNP-Transistoren Gesagte.

3. Diodenprüfung

Dioden werden wie eine Diodenstrecke eines Transistors gemessen. Hierfür ste-

Bild 6. Schaltung des einfachen Transistor- und Diodentesters



hen zwei Meßbereiche zur Verfügung, und zwar 200 μ A und 4 mA. Durch Umpolen der Batterie und des Instrumentes wird die Stromrichtung gewendet und die Diode auf Sperrwirkung beziehungsweise Durchgang geprüft. Um eine Überlastung des Instrumentes zu vermeiden, sind Begrenzungswiderstände erforderlich.

4. Schaltung des Prüfgerätes

Bild 6 zeigt die Schaltung des Transistor- und Diodentesters. Der zu prüfende Transistor wird an die Prüfklemmen E, B und C angeschlossen oder, wenn die Anschlußdrähte zu kurz sind, in die Transistorfassung gesteckt. Mit der Drucktaste S1a, S1b kann man von Reststrommessung („ I_R “) auf die Messung des Gleichstromverstärkungsfaktors („B“) umschalten. In der Stellung „B“ gelangt über R2 ein Basisstrom von 20 μ A zur Basis des Transistors; außerdem wird mit dem Shunt R3 der Meßbereich auf 4 mA erweitert.

Mit der Drucktaste S2 legt man (entsprechend den Bildern 2 und 3) bei der Reststrommessung die Basis an den Emitter

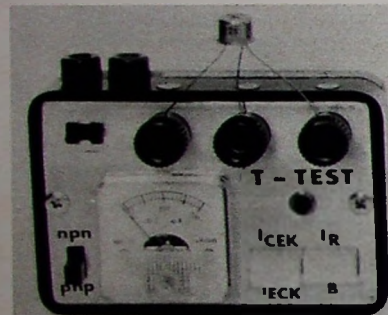


Bild 7. Ansicht des Transistor- und Diodentesters

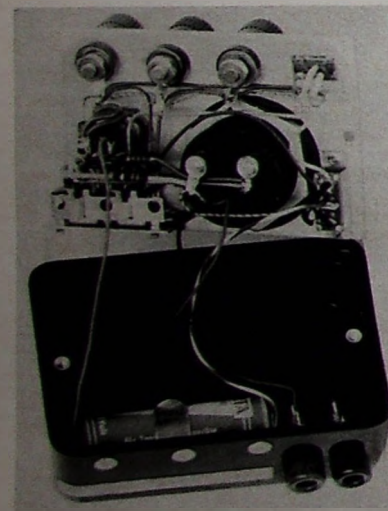


Bild 8. Verdrahtungsansicht des Gerätes

oder an den Kollektor. Der hierbei im Stromkreis liegenden Schutzwiderstand R1 kann bei den hier fließenden Strömen von 10 ... 20 μ A vernachlässigt werden. Bei der Durchgangsprüfung (Batterie mit S3 umgepolt) verhindert er aber eine Überlastung des Instrumentes. Den gleichen Zweck hat R4 bei der Diodenprüfung im

Tab. I. Tastenstellungen bei den verschiedenen Prüfungen

Messung	Tastenstellung		
	S 1	S 2	S 3
PNP-Transistoren			
I_{CEK}	I_R	I_{CEK}	PNP
I_{ECK}	I_R	I_{ECK}	PNP
Durchgangsprüfung	I_R	I_{CEK}	NPN
		I_{ECK}	
B	B	I_{CEK}	PNP
I_{CBO}	I_R	I_{CEK}	PNP
I_{KBO}	I_R	I_{ECK}	PNP
I_{CBO}	B	I_{CEK}	PNP
Dioden			
Sperrstrom	I_R		
	(< 200 μ A)		
	B		
	(> 200 μ A)		
Durchgangsprüfung	B	I_{CEK}	PNP
		I_{ECK}	NPN

4-mA-Bereich (Tasten S1 und S2 gedrückt). Mit S3 lassen sich die Batterie und das Meßinstrument umpolen. Die Anschlüsse des Instrumentes sind zusätzlich an getrennte Buchsen geführt, um es auch zu Strommessungen (Stellung „ I_R “, 200 μ A Vollausschlag; Stellung „B“, 4 mA Vollausschlag) verwenden zu können. In Tab. I sind die wichtigsten Prüfmöglich-

keiten mit den zugehörigen Tastenstellungen zusammengestellt.

5. Aufbau

Das Prüfgerät wurde in ein 84 mm \times 58 mm \times 28 mm großes Preßstoffgehäuse (Jautz „7004“) eingebaut. Alle Bauteile mit Ausnahme der zusätzlichen Anschlußbuchsen für das Instrument sind an der Aluminium-Deckplatte montiert (Bilder 7 und 8). Das 200- μ A-Instrument ist eine japanische Ausführung mit einer Gehäusegröße von 30 mm \times 30 mm. Der Drucktastensatz S1, S2 wurde an einem Metallwinkel befestigt, der ebenso wie der NPN-PNP-Schiebeschalter S3 mit „Uhu-Plus“ an die Deckplatte geklebt wurde. Zur Beschriftung eignen sich sehr gut „Letraset“-Klebebuchstaben.

6. Batterieprüfung

Da Genauigkeit und Vergleichsmöglichkeit der Messungen von der Batteriespannung abhängen, ist es nötig, die Batteriespannung überprüfen zu können. Werden die Prüfklemmen E und C verbunden sowie S1 und S2 gedrückt, dann zeigt das Instrument bei guter Batterie Vollausschlag. Da die Batterie aber nur beim eigentlichen Meßvorgang (beim Drücken der Meßtaste S4) belastet wird, ist ihre Lebensdauer hoch.

Ch. Hamann

Krumme Widerstandswerte durch Parallelschaltung

Beim Aufbau von Meßgeräten werden häufig Widerstandswerte benötigt, die nicht handelsüblich sind und deren Zusammenstellung aus käuflichen Widerständen durch Serienschaltung nur mit Schwierigkeiten möglich ist. In vielen Fällen kommt dann die Parallelschaltung in Frage. Da hierbei aber die Formel

$$\frac{1}{R} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \dots$$

gilt, lassen sich Größe und Anzahl der erforderlichen (serienmäßig lieferbaren) Teilwiderstände nicht ohne weiteres feststellen. Zwar ist es offensichtlich, daß sich zum Beispiel der Wert 333,3 k Ω aus der Parallelschaltung von 500 k Ω und 1 M Ω ergibt, jedoch sind derartige Schlüsse bei einem Widerstandswert von 154 k Ω bereits nicht mehr möglich. Man muß also methodisch vorgehen, wobei zweckmäßigerweise ein Rechenschieber benutzt wird.

Gemäß der Formel wird zunächst der Kehrwert des benötigten Widerstandes (beispielsweise 1:1,54) eingestellt und dann nach Zahlen gesucht, die einerseits ganze Zahlen sind und andererseits auf den benutzten Skalen des Rechenschiebers miteinander zur Deckung kommen. In dem gewählten Beispiel sind dies 65 und 100. Da der Zähler eine Summe ist, kann er in mehrere – hier zunächst zwei – Summanden aufgeteilt werden. Dabei ist es aber unerlässlich, daß die einzelnen Summanden einen Bruchteil des Nenners darstellen, um beim späteren Umstürzen zu ganzen – also leicht erhältlichen – Widerstandswerten zu kommen. Hier gilt also

$$\frac{1}{1,54} = \frac{65}{100} = \frac{25}{100} + \frac{40}{100}$$

Die beiden Teilwiderstände sind daher 100 : 25 und 100 : 40. Dabei muß aber noch

mit 100 000 multipliziert werden, so daß man schließlich 400 k Ω und 250 k Ω erhält.

Der Wert 1,23 M Ω erfordert die Parallelschaltung dreier Widerstände. Man erhält

$$\frac{1}{1,23} = \frac{65}{80} = \frac{5}{80} + \frac{20}{80} + \frac{40}{80}$$

Damit ergeben sich die Teilwiderstände 80/5 = 16 M Ω , 80/20 = 4 M Ω und 80/40 = 2 M Ω .

Für ein letztes Beispiel, 222 k Ω , ergibt sich

$$\frac{1}{2,22} = \frac{9}{20} = \frac{4}{20} + \frac{5}{20}$$

Die Teilwiderstände sind dann 20/4 = 5 und 20/5 = 4, das heißt 500 k Ω und 400 k Ω . Das Verfahren bildet also eine in manchen Fällen recht bequem zu handhabende Ergänzung der Serienschaltung.

H. Pauschmann

Präzisions- und Betriebsmeßgeräte

Der neue AEG-Katalog „Präzisions- und Betriebsmeßgeräte, Meßeinrichtungen; Lieferprogramm 1967/1968“ (Best.-Nr. 1810.100/A 32 FR) bietet auf 106 Seiten (DIN A 4) in zwölf Kapiteln für Betriebs- und Labormessungen an: Universalmesser, Präzisions-Meßinstrumente und -Meßeinrichtungen, Thermospännungskompensatoren, Elektronenstrahl-Oszillografen, Lichtblitzstroboskope, magnetische Meßeinrichtungen und einige Spezialmeßgeräte. Eine besondere Stellung unter den Präzisions-Meßinstrumenten nimmt der Vektormesser ein (Präzisions-Drehspul-Vielbereichinstrument der Klasse 0,5 mit vorgeschaltetem mechanischem Meßkontaktgleichrichter zur Messung von Wechselströmen und Wechselspannungen sowie zur Bestimmung des Phasenwinkels zwischen Wechselgrößen und ihrer Wirk- und Blindkomponenten).

Hochfrequenzoszillatoren mit Quarzstabilisierung

Fortsetzung von FUNK-TECHNIK Bd. 22 (1967) Nr. 15, S. 566

Im Bild 28 sind nun einige Oszillatorschaltungen zusammengestellt, bei denen in der bereits beschriebenen Weise ein Quarz in den Schwingkreis eingeschaltet ist. In jedem Schaltbeispiel liegt dem Quarz außerdem der bereits erwähnte Widerstand R_p parallel. Bild 28a zeigt die bekannte Meißner-Schaltung, bei der der Schwingkreis in der Anodenleitung der Röhre liegt. Bild 28b zeigt ebenfalls einen Meißner-Oszillator, jedoch mit dem Schwingkreis im Gitterkreis der Röhre. Die Schaltung im Bild 28c entspricht dem Hartley-Oszillator (induktive Dreipunktschaltung), bei dem Schwingkreis und Anodenspannungsquelle in Reihe liegen (Reihenschaltung). Die Eco-Schaltung (elektronengekoppelter Oszillator) ist im Bild 28d dargestellt. Das Bild gibt eine Variante der Eco-Schaltung wieder, bei der das Schirmgitter hochfrequenz-

frequenz f_a kapazitiv. Zwischen der Serienresonanzfrequenz f_s und der Parallelresonanzfrequenz f_p ist der Blindwiderstand induktiv, und bei Frequenzen oberhalb der Parallelresonanzfrequenz nimmt er wieder kapazitiven Charakter an. Wird der Quarz in der Oszillatorschaltung als Bestandteil des Schwingkreises bei Anregung der Parallelresonanzfrequenz betrieben, so nutzt man nur den induktiven Bereich aus. In diesem Bereich wirkt der Quarz wie eine Spule, und man braucht ihm nur eine Kapazität parallel zu schalten, um einen Parallelschwingkreis zu erhalten.

Der umgekehrte Fall, nämlich den Schwingquarz im kapazitiven Bereich zu betreiben und ihm eine Induktivität parallel zu schalten, läßt sich nicht verwirklichen. Da der kapazitive Bereich zweimal auftritt, würde sich nämlich bei zwei verschiedenen Frequenzen die Parallelresonanz ergeben, was natürlich nicht erwünscht ist.

Beispiele von Quarzoszillator-Schaltungen, bei denen der Quarz die Schwingkreis-Induktivität bildet und durch eine Kapazität zu einem Parallelschwingkreis ergänzt wird, sind im Bild 29 wiedergegeben. Die Schwingfrequenz wird bei diesen Schaltungen durch die Quarzeigenschaften sowie durch die Größe der dem Quarz parallel liegenden Kapazität bestimmt, die als Schwingkreis-kapazität dient.

Die Anwendung des Quarzes als Schwingkreisinduktivität ist nur bei Oszillatoren vom Typ der Dreipunktschaltung möglich. Die Meißner-Schaltung läßt sich auf diese Weise nicht realisieren, da

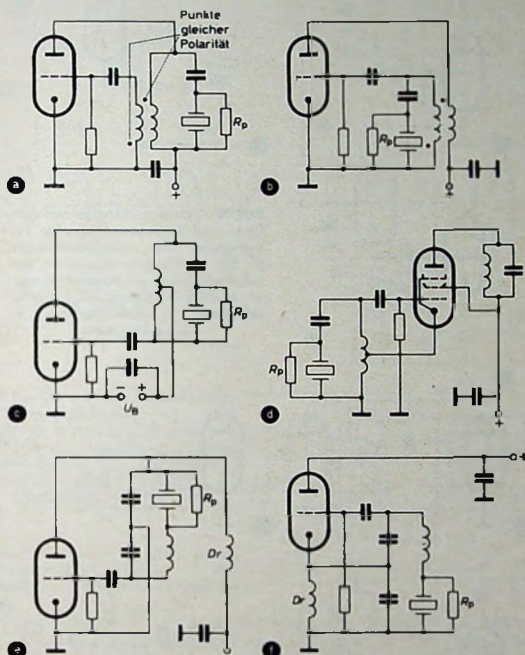


Bild 28. Quarzstabilisierte Oszillatoren mit dem Quarz als Bestandteil des Schwingkreises bei Anregung der Serienresonanz [3, 8, 9]: a) Meißner-Schaltung mit Schwingkreis in der Anodenleitung, b) Meißner-Schaltung mit Schwingkreis im Gitterkreis der Röhre, c) Hartley-Schaltung, d) Eco-Schaltung mit schwingungserzeugendem System zwischen Steuergitter, Katode und Masse, e) Colpitts-Schaltung, f) Clapp-Oszillator

mäßig an Masse gelegt ist und das schwingungserzeugende System zwischen Steuergitter, Katode und Masse liegt. Bild 28e zeigt den Colpitts-Oszillator mit Quarz, und eine quarzstabilisierte Ausführung des Clapp-Oszillators schließlich ist im Bild 28f dargestellt.

Alle diese Oszillatortypen wurden (ohne Quarz) in [1] schon ausführlich beschrieben, so daß hier auf eine weiterführende Darstellung verzichtet werden kann.

Erwähnt sei nur noch, daß Quarzoszillatoren, bei denen der Quarz nur als stabilisierendes Element in einen LC-Oszillator eingefügt wird, sich nicht sehr verbreitet haben. Die Ursache hierfür ist der verhältnismäßig große Aufwand von Quarz plus Schwingkreis. Durch den zusätzlich zum Quarz verwendeten Schwingkreis werden jedoch eventuell auftretende Nebenresonanzen des Quarzes wirksam unterdrückt [8].

3.2. Der Quarz als Bestandteil des Schwingkreises bei Anregung der Parallelresonanz
Wie im Bild 10 gezeigt wurde, ist der Blindwiderstand des Schwingquarzes bei Frequenzen unterhalb seiner Serienresonanz-

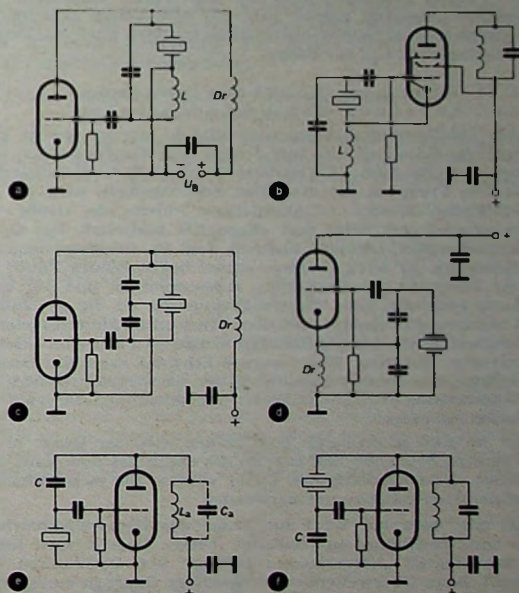


Bild 29. Quarzoszillatoren mit dem Quarz als Bestandteil des Schwingkreises bei Anregung der Parallelresonanz [3, 8, 9]: a) Hartley-Schaltung, b) Eco-Schaltung mit schwingungserzeugendem System zwischen Steuergitter, Katode und Masse, c) Colpitts-Schaltung (aperiodischer Pierce-Oszillator), d) Clapp-Oszillator, e) Pierce-Miller-Oszillator, f) Pierce-Oszillator

bei einem Quarz natürlich keine Möglichkeit für eine transformatorische Rückkopplung gegeben ist. Ebenso kann man natürlich einen Quarz auch nicht wie eine Spule mit einer Anzapfung versehen, um damit die Rückkopplungsspannung abzugreifen. Deshalb muß in den beiden Schaltungen nach Bild 29a und Bild 29b eine zusätzliche Induktivität L vorhanden sein, mit deren Hilfe die Rückkopplungsspannung gewonnen und die notwendige Phasendrehung von 180° bewirkt wird. Die Schaltung im Bild 29a ist demnach von der induktiven Dreipunktschaltung (Hartley-Oszillator) abgeleitet. Bild 29b dagegen zeigt die bekannte Eco-Schaltung, bei der sich das schwingungserzeugende System wieder wie im

Bild 28d zwischen Steuergitter, Katode und Masse befindet. Die Schaltung nach Bild 29c entspricht dem Colpitts-Oszillator. Hier ist keine zusätzliche Induktivität erforderlich, da die Rückkopplungsspannung an einem kapazitiven Spannungsteiler abgegriffen wird. Diese Schaltung hat dadurch den Vorteil, daß sie durch einfaches Auswechseln des Quarzes für einen großen Frequenzbereich verwendet werden kann. Für diesen Schaltungstyp findet man in der Literatur häufig auch die Bezeichnung „aperiodische“ Pierce-Schaltung [8].

Bild 29d zeigt den Clapp-Oszillator mit Quarz in Parallelresonanz. Eine zusätzliche Schwingkreis-Induktivität ist bei dieser Schaltung ebenfalls nicht erforderlich.

Die im Bild 29e dargestellte Quarzschaltung ist unter dem Namen Pierce-Miller-Schaltung (oder auch nur als Pierce-Schaltung) bekannt und hat eine weite Verbreitung gefunden. Die Pierce-Miller-Schaltung leitet sich aus dem Huth-Kühn-Oszillator ab. Die Kapazität C kann nämlich häufig fortgelassen werden. An ihre Stelle tritt dann nur noch die natürliche Gitter-Anoden-Kapazität C_{ga} der Röhre, über die die Rückkopplung erfolgt. Der Schwingkreis besteht aus dem als Induktivität wirkenden Quarz und der dem Quarz parallel liegenden Halterungskapazität, den Schaltkapazitäten und der Gitter-Katoden-Kapazität C_{gk} der Röhre. Wie in [1] näher dargelegt wurde, entspricht die in einem Huth-Kühn-Oszillator entstehende Frequenz nicht genau der Resonanzfrequenz des Gitter- und Anodenschwingkreises. Sie liegt vielmehr unter der Resonanzfrequenz dieser Kreise. Das bedeutet, daß die Schwingkreiswiderstände für die entstehende Frequenz induktiven Charakter haben. Aus diesem Grund kann die Kapazität C_a des Anodenschwingkreises auch weggelassen werden, so daß nur noch die Induktivität allein als Arbeitswiderstand der Röhre dient.

Eine Abwandlung der Pierce-Miller-Schaltung beziehungsweise Pierce-Schaltung nach Bild 29e zeigt das Bild 29f. Diese Schaltung trägt ebenfalls den Namen Pierce-Schaltung. Quarz und Kondensator C haben gegenüber Bild 29e ihre Plätze vertauscht. Als Schwingkreis Kapazität dienen hier die dem Quarz parallel liegende Halterungskapazität, die Schaltkapazitäten sowie die Gitter-Anoden-Kapazität C_{ga} der Röhre.

3.3. Der Quarz im Rückkopplungsweg bei Anregung der Serienresonanz

Bei den Oszillatorschaltungen nach Bild 30 werden wieder ganz gewöhnliche Schwingkreise aus Spulen und Kondensatoren verwendet, wie sie auch LC-Oszillatoren ohne Quarzstabilisierung haben. Die Frequenz der erzeugten Schwingungen wird wie bei den nichtstabilisierten LC-Oszillatoren durch die Größe von Schwingkreis-Induktivität und -Kapazität bestimmt. Der Quarz als frequenzstabilisierendes Element liegt im Rückkopplungsweg der Schaltung. Er wirkt wie ein scharf begrenzendes Filter, das auf die Frequenz des Oszillators abgestimmt ist und nur diese Frequenz passieren läßt. Andere Frequenzen als die gewünschte Oszillatorfrequenz werden von dem Filter nicht hindurchgelassen und können daher den Oszillatorschwingkreis nicht zum Schwingen anregen. Auf diese Weise werden Schwankungen der Oszillatorfrequenz, die durch Instabilitäten des Schwingkreises oder anderer Bauelemente des Oszillators entstehen könnten, auf ein Minimum reduziert.

In den im Bild 30 gezeigten Schaltungen wird der Quarz in Serienresonanz betrieben und tritt an die Stelle des dort sonst vorhandenen Gitterkondensators. Dabei werden für diese Schaltungen meist Oberwellenquarze verwendet.

Es sei hier kurz ein Wort zur Frage des Oberwellenbetriebes eines Quarzoszillators eingeschaltet. Dieser Begriff wird häufig mit dem Begriff „harmonischer Betrieb“ von Oszillatoren verwechselt. Beim Oberwellenbetrieb wird der Quarz in einer seiner Oberwellen erregt. Der Schwingkreis des Oszillators ist auf diese Oberwelle abgestimmt, die dadurch zur Auswirkung kommt. Eine Spannung mit der Grundfrequenz des Quarzes kommt in einem solchen Oszillator nicht vor.

Beim harmonischen Betrieb eines Quarzoszillators schwingt der Quarz auf seiner Grundfrequenz. Der Oszillatorschwingkreis ist jedoch auf eine Harmonische dieser Grundfrequenz abgestimmt. Wie früher schon erläutert wurde, erzeugt der Quarz auch dann eine Anzahl Oberwellen, wenn er in seiner Grundwelle angeregt wird. Aus diesem Frequenzgemisch wird diejenige Oberwelle ausgesiebt, auf die der Schwingkreis des Oszillators abgestimmt ist. Alle anderen Oberwellen sowie auch die Grundwelle des Quarzes werden unterdrückt.

Die Bilder 30a ... e zeigen der Reihe nach den Meißner-Oszillator mit dem Schwingkreis in der Anodenzuführung, den Hartley-Oszillator, den Colpitts-Oszillator, die Eco-Schaltung und den Clapp-Oszillator.

3.4. Der Quarz im Rückkopplungsweg bei Anregung der Parallelresonanz

In den im Bild 31 zusammengestellten Quarzoszillator-Schaltungen liegt der Quarz ebenfalls im Rückkopplungsweg. Er liegt hier jedoch nicht in Reihe zur Gitter-Katoden-Strecke der Röhren, sondern parallel zu ihr. Dementsprechend muß der Quarz bei diesen Schaltungen in der Parallelresonanz angeregt werden. Er bedeutet dann für alle Frequenzen, die nicht seiner Parallelresonanzfrequenz entsprechen, einen Kurzschluß. Die der Parallelresonanzfrequenz des Quarzes entsprechende Frequenz kann da-

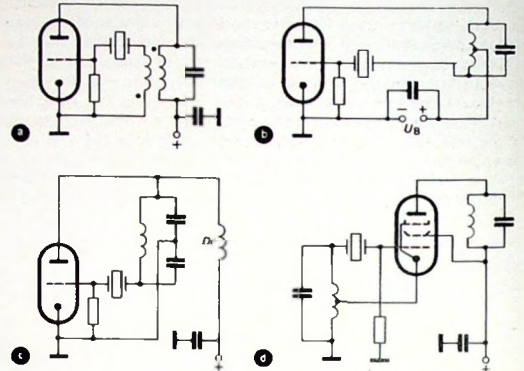


Bild 30. Quarzoszillatoren mit dem Quarz im Rückkopplungsweg bei Anregung der Serienresonanz [3, 8]: a) Meißner-Oszillator mit Schwingkreis in der Anodenleitung. b) Hartley-Schaltung. c) Colpitts-Schaltung. d) Eco-Schaltung. e) Clapp-Oszillator

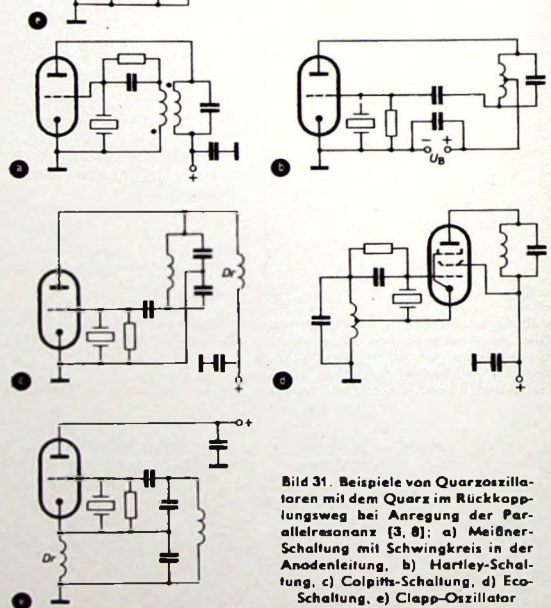


Bild 31. Beispiele von Quarzoszillatoren mit dem Quarz im Rückkopplungsweg bei Anregung der Parallelresonanz [3, 8]: a) Meißner-Schaltung mit Schwingkreis in der Anodenleitung. b) Hartley-Schaltung. c) Colpitts-Schaltung. d) Eco-Schaltung. e) Clapp-Oszillator

gegen den Rückkopplungsweg ungehindert passieren. Die Schaltungen sind so ausgelegt, daß der Quarz zusammen mit der Kapazität des Quarzhalters, der Gitter-Katoden-Kapazität der Röhre und den Schaltkapazitäten einen Parallelresonanzkreis bildet. Dabei werden für die Schaltungen nach Bild 31 meistens ebenfalls wie bei den Schaltungen nach Bild 30 Oberwellenquarze verwendet.

Die Bilder 31a ... e zeigen der Reihe nach den Meißner-Oszillator, den Hartley-Oszillator, die Colpitts-Schaltung, die Eco-Schaltung und den Clapp-Oszillator.

3.5. Quarzoszillatoren mit zwei Röhren

Das Bild 32 zeigt vier Varianten eines Schaltungstyps von Quarzoszillatoren, bei denen die Phasenumkehr der Rückkopplungsspannung in einer zweiten Röhre erfolgt. Ein Vertreter dieser Schaltungsgruppe mit der Bezeichnung Heegner-Oszillator wurde bereits in [1] beschrieben. Die dort behandelte Schaltung entspricht etwa der von Bild 32c. An die Stelle des Kopplungskondensators zwischen der ersten und der zweiten Röhre ist hier jedoch der Quarz getreten.

Bei allen Schaltungen im Bild 32 schwingt der Quarz in Serienresonanz. Er wirkt auch hier wie ein Frequenzfilter, das im Rückkopplungszweig der Schaltung liegt und nur die der Serienresonanz des Quarzes entsprechende Frequenz passieren läßt. Auch für diese Schaltungen werden meistens Oberwellenquarze verwendet.

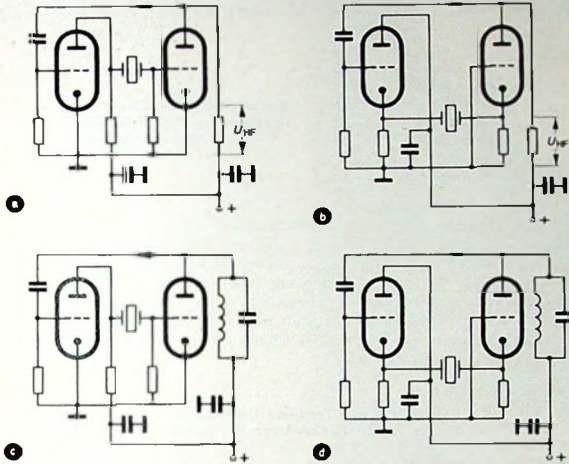
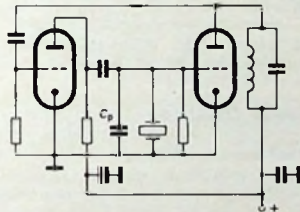


Bild 32 (oben). Zwei-Röhren-Quarzoszillatoren mit dem Quarz im Kopplungszweig bei Anregung der Serienresonanz [3]; a) und b) „aperiodische“ Ausführungen, c) und d) „abgestimmte“ Ausführungen.

Bild 33. Beispiel für einen Zwei-Röhren-Quarzoszillator mit Quarz in Parallelresonanz [3] ▶



Da der Quarz das frequenzbestimmende Element ist, kann man Zwei-Röhren-Quarzoszillatoren auch ohne Schwingkreis betreiben. Die für die Schwingungsfrequenz notwendige Phasenumkehr der Rückkopplungsspannung wird ja durch die zweite Röhre bewirkt, und der Quarz sorgt für die Ausbiegung der gewünschten Frequenz. Die Bilder 32a und 32b zeigen solche „aperiodischen“ Quarzoszillatoren. Wäre kein Quarz vorhanden, so

würden die Schaltungen „wild“ schwingen. Die Schaltung im Bild 32a wird auch „aperiodischer Heegner-Oszillator“ genannt. Seine Schaltung entspricht dem Heegner-Oszillator von Bild 32c, jedoch dient im Bild 32c ein Schwingkreis als Arbeitswiderstand der zweiten Röhre, während im Bild 32a ein ohmscher Widerstand als Arbeitswiderstand für diese Röhre verwendet wird.

In den Bildern 32b und 32d sind zwei Abwandlungen der Heegner-Schaltung dargestellt, die als Butler-Oszillator bezeichnet werden. Bei diesen Schaltungen arbeitet die erste Röhre in Anodenbasis- und die zweite in Gitterbasisschaltung. Die Kopplung von der ersten auf die zweite Röhre erfolgt über die Katoden. Der in Serienresonanz betriebene Schwingquarz dient dabei als Koppellement. Bild 32b zeigt die aperiodische Ausführung des Butler-Oszillators und Bild 32d die Ausführung mit einem Schwingkreis in der Anodenzuführung der zweiten Röhre. Der Butler-Oszillator hat eine weite Verbreitung gefunden.

Von den im Bild 32 gezeigten Schaltungen sind weitere Varianten möglich, wenn man an Stelle der ohmschen Widerstände im Kopplungs- und Rückkopplungsweg Blindwiderstände verwendet [3]. Während bei den Schaltungen im Bild 32 der Quarz in Serienresonanz betrieben wird, zeigt Bild 33 eine Zwei-Röhren-Quarzoszillatorschaltung, bei der man die Parallelresonanz des Quarzes ausnutzt. Der Kondensator C_p dient zum Ziehen der Frequenz.

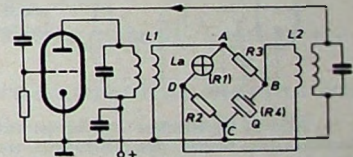
3.6. Quarzoszillatoren mit Brückenschaltung im Rückkopplungsweg

Für Oszillatorschaltungen mit besonders hoher Frequenzkonstanz (relative Frequenzänderung $\Delta f/f \leq 10^{-4}$) verwendet man im Rückkopplungsweg eine Brückenschaltung, die in einem oder in beiden Brückenzweigen einen Schwingquarz enthält. Die übrigen Brückenelemente können Wirk- oder Blindwiderstände sein. Wegen des erhöhten Schaltungsaufwandes lohnt sich die Anwendung der Brückenschaltung aber nur, wenn die damit erreichte hohe Frequenzkonstanz auch wirklich benötigt wird (zum Beispiel bei Quarzuhren). Zunächst soll ein Schaltbeispiel eines Quarzoszillators mit einer Wirkwiderstandsbrücke gegeben werden. Daran schließt sich die Beschreibung eines Quarzoszillators an, bei dem sich die Brückenschaltung aus Blindwiderständen zusammensetzt (Blindwiderstandsbrücke).

3.6.1. Quarzoszillator mit Wirkwiderstandsbrücke (Meacham-Brücken-Oszillator)

Die im Bild 34 dargestellte Schaltung wird nach ihrem Erfinder Meacham-Brücken-Oszillator genannt. Die Brücke besteht aus den vier Widerständen $R1 \dots R4$, von denen $R1$ durch eine

Bild 34. Der Meacham-Brücken-Oszillator [3, 8, 10] ▶



Glühlampe L_a und $R4$ durch den in Serienresonanz schwingenden Quarz Q gebildet wird. Der Widerstand eines Quarzes in Serienresonanz besteht nur aus dessen Verlustwiderstand, der im Bild 9 mit $R1$ bezeichnet wurde. Dieser Verlustwiderstand ist ein reiner Wirkwiderstand. Da eine Glühlampe ebenfalls ein reiner Wirkwiderstand ist, sind alle vier Widerstände der Meacham-



25. Große Deutsche Funk-Ausstellung 1967 Berlin
25. Aug. – 3. Sept.

Berlin ruft

Neue Technik - Neue Geräte - Kontakte für Sie!
Farbfernsehstart
Nie war der Besuch einer Funkausstellung so notwendig wie 1967!

BERLINER AUSSTELLUNGEN
1000 Berlin 19, Messedamm 22, Tel. 303 91



Brücke Wirkwiderstände. Das gilt jedoch nur bei niedrigen Frequenzen. Bei hohen Frequenzen treten Phasenfehler der Brückenwiderstände auf, die die Frequenzkonstanz verschlechtern. Der Meacham-Brücken-Oszillator ist deshalb nur bei niedrigen Frequenzen brauchbar.

Die Brücke darf nicht genau abgeglichen sein, da sonst keine Spannung zwischen den Brückenpunkten B und D auftritt. Ist sie nur teilweise abgeglichen, so entsteht zwischen B und D eine Spannung. Diese Spannung wird über die Koppelspule L2 in den Gitterkreis der Röhre induziert, so daß sich Schwingungen erregen können. Je größer der Verstärkungsfaktor der Röhre ist, um so niedriger darf die Spannung zwischen den Punkten B und D sein, das heißt, um so genauer darf die Brücke abgeglichen sein. Bei genau abgeglichener Brücke würden sich die Phasenfehler der Bauelemente kompensieren und es entstünde eine nahezu vollkommen konstante Frequenz. Das bedeutet, daß die Frequenzkonstanz um so besser wird, je größer die Verstärkung der Röhre ist, das heißt, die Frequenzkonstanz des Meacham-Brücken-Oszillators ist vom Verstärkungsgrad der verwendeten Röhre abhängig.

Als Widerstand R1 der Brücke verwendet man meistens einen Kaltleiter oder einen Heißeiter. Im Bild 34 wird eine Glühlampe, also ein Kaltleiter, verwendet. Erhöht sich aus irgendeinem Grund die über die Induktivität L1 an die Brückenpunkte A und C gelangende Spannung, so fließt ein höherer Strom durch die Glühlampe L_g, der aber rasch ihren Widerstand vergrößert. Die Folge davon ist, daß die Ausgangsspannung der Brücke konstantgehalten wird. Dies bedeutet eine Amplitudenstabilisierung der erzeugten Hochfrequenzschwingungen. Gleichzeitig wird dadurch aber auch die Frequenzkonstanz der Schaltung vergrößert, weil infolge der Anwesenheit der Glühlampe die Brücke immer optimal abgeglichen ist, das heißt, so weit, wie es der jeweils zur Verfügung stehende Verstärkungsfaktor der Röhre zuläßt.

3.6.2. Quarzoszillator mit Blindwiderstandsbrücke (Differential-Brücken-Oszillator nach Herzog)

Einen Brückenoszillator, bei dem die Brückenarme Blindwiderstände enthalten, zeigt Bild 35. Im Gegensatz zur Wirkwiderstandsbrücke eignet sich die Blindwiderstandsbrücke auch für hohe Frequenzen. Außerdem ist die Frequenzkonstanz vom Verstärkungsfaktor der Röhre unabhängig.

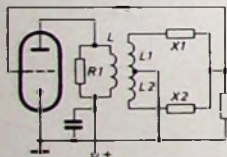


Bild 35. Differential-Brücken-Oszillator nach Herzog [10]

Die im Bild 35 verwendete Brücke ist eine sogenannte Differentialbrücke. Die beiden Brückenarme werden durch die Induktivität L1 und den Blindwiderstand X1 sowie durch die Induktivität L2 und den Blindwiderstand X2 gebildet. Der Blindwiderstand X1 kann dabei zu Beispiel durch einen Quarz und der Blindwiderstand X2 durch einen Kondensator dargestellt werden. Es können aber auch beide Widerstände X1 und X2 Quarze sein, von denen dann der eine beispielsweise in Serienresonanz und der andere in Parallelresonanz betrieben wird. Außerdem ist es möglich, für X1 und X2 Schwingkreise oder auch nur Induktivitäten oder Kapazitäten zu verwenden. Der Brückenaufbau läßt sich also vielfältig variieren [10].

Hier sei nur der Fall betrachtet, bei dem X1 durch einen Quarz dargestellt wird, der in Serienresonanz schwingt, und X2 durch einen Kondensator. Die Brücke ist im Gleichgewicht, wenn die Blindwiderstandsverhältnisse in beiden Brückenarmen einander gleich sind. Dies ist bei zwei Frequenzen der Fall, von denen die eine oberhalb und die andere unterhalb der Serienresonanzfrequenz des Quarzes liegt. Diese Frequenzen können in dem Oszilla-

tor aber nicht erreicht werden, da dann im Nullzweig der Brücke und damit am Gitter der Röhre keine Spannung auftritt.

Bei der Serienresonanzfrequenz des Quarzes nimmt dessen Widerstand aber rein ohmschen Charakter an. Bei dieser Frequenz ist das Brückengleichgewicht am meisten gestört, und die am Gitter der Röhre auftretende Spannung ist am höchsten. Für diese Frequenz ist daher die Schwingbedingung erfüllt, und der Oszillator schwingt sehr stabil auf einer Frequenz, die der Serienresonanzfrequenz des Quarzes entspricht.

Der Differential-Brücken-Oszillator wurde erstmals von Herzog [10] angegeben und trägt deshalb seinen Namen.

3.7. Quarzoszillatoren in Gegentaktschaltung

Ebenso wie einfache LC-Oszillatoren, lassen sich natürlich auch Quarzoszillatoren als Gegentaktschaltungen aufbauen. Im Bild 36 ist eine von vielen Schaltungsmöglichkeiten dargestellt. Die

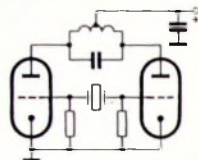


Bild 36. Beispiel für einen Quarzoszillator in Gegentaktschaltung (Huth-Kühn-Prinzip) [11]

Schaltung leitet sich vom Huth-Kühn-Oszillator ab. Der Quarz bildet zusammen mit seiner Halterungskapazität sowie den Schalt- und Röhrenkapazitäten einen Parallelresonanzkreis, der zwischen den Gittern der beiden Röhren liegt. Die Rückkopplungsspannung wird diesem Kreis über die Gitter-Anoden-Kapazitäten der beiden Röhren zugeführt. Die Schaltung arbeitet im übrigen genauso wie der in [1] beschriebene Huth-Kühn-Oszillator in Gegentaktschaltung. (Schluß folgt)

Weiteres Schrifttum

- [8] Sotscheck, J.: Hochfrequenz-Oszillatoren für erhöhte Anforderungen an die Frequenzkonstanz. Fernmelde-Praxis Bd. 42 (1965) Nr. 10, S. 357-386
- [9] Kettel, E.: Zur Stabilität von Quarzgeneratoren. Telefunken-Ztg. Bd. 25 (1952) S. 246-256
- [10] Herzog, W.: Oszillatoren mit Schwingkristallen. Berlin/Göttingen/Heidelberg 1958, Springer
- [11] Kulp, M.: Elektronenröhren und ihre Schaltungen. 2. Aufl., Göttingen 1958, Vandenhoeck & Ruprecht

Neue Bücher

Tabellenbuch „Röhren“

In der 14. Auflage erschien jetzt das von F. Fritz zusammengestellte und von SEL herausgegebene Tabellenbuch „Röhren“ (158 S., DIN A 5), das vor allem durch die speziell für Farbfernsehmultiplexer bestimmten Röhrentypen erweitert wurde. Es enthält die technischen Daten und Sockelschaltbilder der gebräuchlichen, bis Ende 1966 auf den Markt gekommenen Empfänger- und Bildröhren, aber auch der Spezialröhren einschließlich Kleinsenderöhren. Außerdem sind darin die wichtigsten amerikanischen Typen, darunter auch die Compactrons, zu finden. Eine Vergleichsliste ermöglicht die Feststellung einer eventuell vorhandenen äquivalenten deutschen Röhre.

Das Buch kann gegen eine Schutzgebühr von 6 DM bezogen werden von der Standard Elektrik Lorenz AG, Geschäftsbereich Bauelemente, 85 Nürnberg, Platenstraße 66.

Berichtigung

Neue HI-FI-Geräte. Funk-Techn. Bd. 22 (1967) Nr. 12, S. 430-433

Bei der Beschreibung des Braun-Hi-Fi-Tuners „CE 500“ (S. 430) fehlt bei der Angabe der FM-Selektivität der Zusatz „nach IHF“. Damit wird darauf hingewiesen, daß die Selektivitätsmessung mit zwei Meßsendern gemäß „IHF“ Standard Methods of Measurements for Tuners, IHF-M-T-100“ erfolgte.



Wenn Sie jemand brauchen, der für Transistoren zuständig ist, brauchen Sie ihn nicht mehr zu suchen. Soeben haben Sie ihn kennengelernt.

SERVIX

Kaufgesuche

HANS HERMANN FROMM bietet um Angebote kleiner und großer Sonderposten in Empfangs-, Sende- und Spezialröhren aller Art. Berlin 31, Fehrbelliner Platz 3, Telefon: 87 33 95 / 96, Telex: 1-84 509

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

Bitte bieten Sie uns an:

Ihre Oberbestände an Transistoren -

Dioden - elektronische Bauteile

Kaufen gegen Kasse

kleine und große Posten.

Arit Elektronik

1 Berlin 44, Postfach 225, Tel. 68 11 05

Unterricht

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

Meisterbrief

Rundfunk und Fernsehen zur Verwertung geboten. Angest., Teilhaber, Pacht

Detaillierte Angebote an F.E. 8496

ZUVERLÄSSIGE BAUTEILE

FÜR DIE RADIO- UND FERNSEHGERÄTEINDUSTRIE

Teleskop-Antennen

Antennenstecker nach alter und neuer Norm

Antennenanschlußbuchsen

Auto-Antennenstecker und Buchsen

Schaltbuchsen und Stecker zum Anschluß von Fremdspannungsquellen



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

Funkausstellung 1967 Berlin, Halle D, Stand 403 a



Rundfunk-Transformatoren

für Empfänger, Verstärker Meßgeräte und Kleinsender

Ing. Erich u. Fred Engel GmbH
Elektrotechnische Fabrik
62 Wiesbaden-Schierstein

Betriebsstunden-zähler „Horacont“

Einbau: 25 x 50 mm
Typen 550 - BM 34-



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

Kontrolluhrenfabrik Julius Bauser
7241 Empfingen, Horberg 34

Elektronische Bauteile

für Amateure - Werkstätten - Handel. Preisgünstig bieten wir an:

Si- und Ge-Transistoren, Widerstände, Einstellregler, Mylar-, Keramik-, Elektrolytkondensatoren, Trimmer, Spulenkörper, Schalenkerne, Vero-Leiterbahnenplatten usw.

Prompter MN.-Versand ab Lager! Kostenlose Preisliste anfordern!

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

Hirschmann - Antennenverstärker

AV 624 K 21-60, v = 20 dB m. Netz. u. Gehäuse n. 98,-
AV 614 K 21-60, v = 10 dB m. Netz. u. Gehäuse n. 60,-
AVf 624 K 21-60, v = 20 dB ferngesp. m. wd. Geh. n. 90,-
AVs 614 K 21-60, v = 10 dB o. Netz. o. Gehäuse n. 19,-
AVfs 624 K 21-60, v = 20 dB o. Netz. o. Gehäuse n. 69,-
entspricht der Type AVs 624

zu verkaufen. Alle Verstärker sind neu und mit Röhren E 88 C. 12 Monate Garantie. Bitte gewünschten Kanal angeben. Mengenrabatte: bei 10 Stück = 3%, ab 25 Stück = 6%, auch sortiert. Prospekte frei.

Koax-Kabel 60 Ω versilbert Voll-Polyäth. per 100 m n. 48,-

Versand per Nachnahme.

Ulrich Sattler, 7 Stuttgart-S, Hasenstraße 6, Tel. 70 98 81

UNIVERSITÄTS-INSTITUT
in Tübingen sucht

Physik-Ingenieur (Elektroniker)
oder

Rundfunkmechanikermeister

als Mitarbeiter. Bewerbungen unter F. F. 8497



KARLGUTH

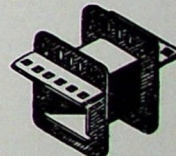
1 BERLIN 36

Reichenberger Straße 23

Schachtelbare Spulenkörper

Din 41304

M- und EJ-Serie




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





Zur **FUNKAUSSTELLUNG** *erscheinen*

FUNK-TECHNIK	in erweitertem Umfang in erhöhter Auflage
RUNDFUNK-FERNSEH- GROSSHANDEL <small>Alleiniges Organ des Verbandes Deutscher Rundfunk- und Fernseh- Fachgroßhändler (VDRG) e. V.</small>	ebenfalls in erweitertem Umfang und erhöhter Auflage
 HANDBUCH DES RUNDFUNK- UND FERNSEH-GROSSHANDELS 1967/68	<ul style="list-style-type: none">• der zuverlässige, übersichtliche Katalog für den Fachhandel mit dem umfassenden Überblick über das Angebot der Industrie jetzt auch mit Farbfernsehempfängern• das seit Jahren bewährte Nachschlagewerk für Werkstatt und Service mit allen wichtigen technischen Daten und Informationen
TECHNIK DES FARBFERNSEHENS IN THEORIE UND PRAXIS	ein hochaktuelles, wertvolles Fachbuch von Dr.-Ing. Norbert Mayer mit den Systemen NTSC · PAL · SECAM für das bereits umfangreiche Bestellungen vorliegen

Sämtliche Zeitschriften, Bücher und Kataloge unseres Verlages finden Sie an unserem Ausstellungsstand.

Amateuren zeigen wir interessante Selbstbaugeräte aus dem FT-Labor.

Wir würden uns freuen, Sie an unserem Stand begrüßen zu dürfen.

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

Halle F **Stand 602**

03001

62086