

BERLIN

FUNK- TECHNIK

A 3109 D

10 | 1966 +

2. MAIHEFT

GRUNDIG

HF 300

ein Messeschlager Hannover 1966

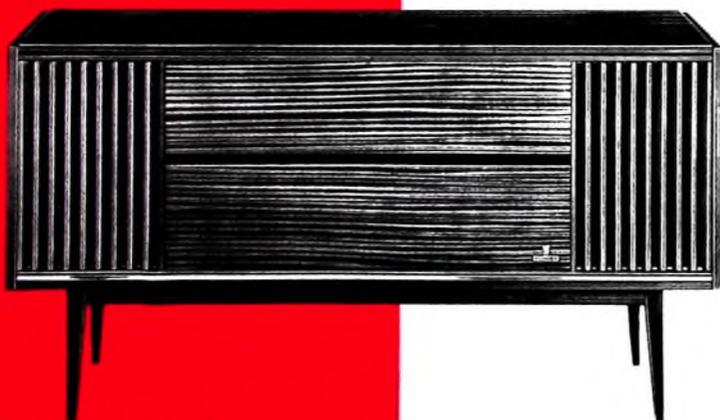


6 UKW-Programmtasten

mit vollelektronischer Dreifach-Gegentakt-Senderabstimmung durch Kapazitäts-Dioden im Bereich von 87 - 104 MHz.



Stereo-Konzertschrank Verdi



Stereo-Konzertschrank Rossini

- Absolute Wiederkehr-Genauigkeit durch automatische UKW-Scharf-abstimmung und elektronische Temperatur-Stabilisierung.
- Kreise : 8 AM, 15 FM (davon 9 ZF-Kreise).
- Bestückung: 8 Transistoren, 20 Dioden, 8 Röhren, 1 Gleichrichter (einschließlich Decoder).
- Gegentakt-Endstufen 2 x 6 Watt.

Das Chassis HF 300 wird in 5 Modelle eingebaut : in den Stereomeister 3000 sowie die Stereo-Konzertschränke Verdi, Rossini, Rothenfels und Nymphenburg.

Außerdem ist es in der GRUNDIG Baustein-Serie unter der Bezeichnung Rundfunk-Empfangsteil HF 300 als Einbauchassis erhältlich.

Technik und Formgestaltung dieser Messe-Neuheiten versprechen Ihnen gute Verkaufserfolge — Erfolge mit GRUNDIG.

AUS DEM INHALT

2. MAIHEFT 1966

gelesen · gehört · gesehen	368
FT meldet	370
Bedeutung und Probleme der industriellen Forschung	373
Halbleiter	
Entwicklungstendenzen bei Transistoren · HF-Leistungs- transistoren	375
Fernsehen	
Elektronisch abstimmbarer UHF-Verstärker auf der Basis von doppelseitig mit leitender Folie beschichtetem Dielek- trikum	376
Rundfunk	
UKW-Teil mit Silizium-Planartransistoren	379
Van Sendern und Programmen	380
Farbfernsehen	
Einführung in die Farbfernsehtechnik	F 9
Magnetton	
Die Aufzeichnungstechnik des „System DC-International“ ..	383
Kommerzielle Funktechnik	
Interkanalmodulation in kommerziellen transistorisierten FM-Empfängern	386
Für den KW-Amateur	
Zwei Bausätze für Allwellenempfänger	389
Für den jungen Techniker	
Hochfrequenzoszillatoren mit Schwingkreisen	392
Durch Messen zum Wissen	393

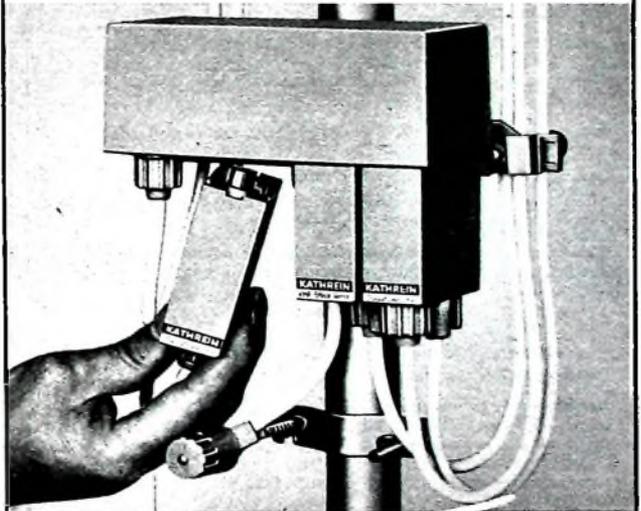
Unser Titelbild: Das größte privatwirtschaftlich finanzierte starkstromtechnische Forschungszentrum Europas wurde von den Siemens-Schuckertwerken in vierjähriger Bauzeit bei einem Kostenaufwand von nahezu 100 Millionen DM im Süden der Universitätsstadt Erlangen errichtet. Das Bild zeigt den Teil einer Hochspannungsanlage für 400.000 Volt. Die Anlage versorgt einen Neutronengenerator, der kernphysikalischen Untersuchungen dient. Bei diesen Versuchen werden schwierige Probleme der Reaktortechnik und Materialuntersuchungen sowie physikalisch-wissenschaftliche Probleme gelöst.

Aufnahme: Siemens-Pressbild

Aufnahmen: Verfassers, Werkaufnahmen, Zeichnungen vom FT-Atelier nach Angaben der Verfassers. Seiten 366, 371, 372, 381, 382, 387, 391, 395 und 396 ohne redaktionellen Teil

Ein Schritt voraus mit

Kombi STECK



Kennen Sie auch das Problem der kleinen Gemeinschafts-Anlagen? Große Verstärker sind teuer, bei kleinen Typen ist die Montage zu umständlich und zu schwierig. Aber jetzt gibt es dafür eine Lösung: Das neue KATHREIN-Kombisteck-System! Aber das Kombisteck-System kann noch mehr! Es kann auch als vielseitig kombinierbares Weichensystem verwendet werden, und als Kleinverstärker für Einzelanlagen. Noch mehr Einzelheiten über das Kombisteck-System finden Sie in unserer Druckschrift F 380.

Wir halten sie für Sie bereit!

Nr. F 0 160 366



A. KATHREIN 82 ROSENHEIM

Älteste Spezialfabrik für Antennen und Blitzschutzapparate
Postfach 260 Telefon (0 80 31) 38 41

Neuerscheinung



HEINZ
RICHTER

Elektro- technische Experimentier- Praxis

Elementare Radio-Elektronik

AUS DEM INHALT:

Einleitung

Elektrotechnische und elektronische Grundlagen im Experiment

Erscheinungsformen und Wirkungen der Elektrizität: Ohne künstliche Hilfsmittel wahrnehmbare elektrische Erscheinungen - Durch umformende Hilfsmittel wahrnehmbare elektrische Erscheinungen

Erzeugung von Elektrizität: Elektrizität in der Natur - Künstliche Elektrizitätserzeugung

Messungen zu den Grundgesetzen: Elektrostatistische Messungen - Messungen zu den Grundlagen der Gleichstromtechnik - Messungen zu den Grundlagen der Wechselstromtechnik

Messungen zu den Grundlagen elektronischer Bauelemente: Messungen zu den Grundlagen der Röhrentechnik - Messungen an Transistoren - Versuche und Messungen zur Photoelektrizität - Versuche und Messungen mit Gasentladungsröhren

Experimentelle Untersuchung rundfunktechnischer und elektronischer Grundsaltungen

Hochfrequenzempfangstechnik: Grundlagen des Rundfunkempfangs - Versuche mit einem einfachen Detektorempfänger - Versuche mit einem einfachen Transistorempfänger - Anodengleichrichter (Richtverstärker) - Gittergleichrichter (Audion) - Überlagerungsprinzip (Transponierungsempfänger) - Hochfrequenzverstärkung

Niederfrequenztechnik und Elektroakustik: Wichtige allgemeine Grundlagen - Tonfrequenzverstärker mit Röhren - Tonfrequenzverstärker mit Transistoren - Tonfrequenzzeuger - Tonfrequenzverbraucher

Elektronische Generatoren: Wichtige allgemeine Grundlagen elektronischer Generatoren - Röhrensender für Hochfrequenz - Transistorsender für Hochfrequenz - Tonfrequenzgeneratoren für Sinusschwingungen - Generatoren für verzerrte Schwingungen

Elektronische Schaltungstechnik: Stabilisierungsschaltungen - Frequenzteilung - Photoelektronik - Halbleitertechnik - Grundlagen des Thyristrons

243 Seiten · 157 Bilder · 301 Versuche · Ganzleinen 23,- DM

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

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



gelesen · gehört · gesehen



Jahresbericht des Battelle-Instituts

Der Jahresbericht der Frankfurter Battelle-Laboratorien zeigt die bisher stärkste Steigerung der wertmäßigen Leistungen des gemeinnützigen Forschungsinstituts: von 19,4 Millionen DM im Jahre 1964 auf 25 Millionen DM im Jahre 1965. Dieser Betrag verteilte sich etwa je zur Hälfte auf Industrie- und Behördenaufträge. Zahlenmäßig wurden mit der Industrie 364 Verträge und mit den Behörden 90 Verträge abgeschlossen. Gegenwärtig sind 870 Mitarbeiter beschäftigt, davon zwei Drittel Wissenschaftler und Techniker.

Hilfe für Erfinder

Am 22. März 1966 wurde in Frankfurt/Main im Rahmen der Battelle-Organisation die Battelle-Entwicklungs-Gesellschaft mbH gegründet.

Ziel der Battelle-Entwicklungs-Gesellschaft ist es, in gemeinnütziger Weise Erfindungen und Ideen so weit zu fördern, bis ihre Durchführbarkeit und ihr wirtschaftlicher Sinn bewiesen ist. Ideen und Erfindungen, die bisher nicht weiter verfolgt werden konnten, weil sie beispielsweise ihrer Zeit zu weit voraus waren und daher keine Geldgeber fanden, können der Battelle-Entwicklungs-Gesellschaft angeboten werden. Die Prüfung einer Erfindung erfolgt seitens der Battelle-Entwicklungs-Gesellschaft unter Zusicherung vertraulicher Behandlung kostenlos.

Die neue Gesellschaft ist nur an solchen Erfindungen interessiert, die noch einer Entwicklung bedürfen. Sie erwirbt keine Erfindungen, die bereits produktionsreif sind und tritt auch nicht als Makler auf.

Die Battelle-Entwicklungs-Gesellschaft arbeitet eng mit der Battelle Development Corporation, Columbus (Ohio), zusammen, die seit 1935 besteht und die gleiche Zielsetzung hat.

160 000 Tonbänder im Schallarchiv des Bayerischen Rundfunks

Das Schallarchiv des Bayerischen Rundfunks steht mit einem gegenwärtigen Bestand von 160 000 Tonbändern und 18 000 Schallplatten an der Spitze aller in der ARD zusammengeschlossenen Rundfunkanstalten. Die monatliche Zunahme an Archivmaterial beträgt im Durchschnitt etwa 1800 Bänder und 200 Schallplatten. Im Jahre 1965 wurden 209 881 Tonbänder ausgegeben;

zehn Jahre vorher, im Rechnungsjahr 1954/55, waren es nur 113 090. Die tägliche Bandbewegung, das heißt die Archivierung, Ausgabe und Rücknahme der Bänder, verdoppelte sich in den letzten zehn Jahren von 688 auf 1418 Stück.

Farbfernsehen im Flugzeug

Die Air France erprobt an Bord einer Boeing das Secam-Farbfernsehensystem mit dem Ziel, Farbfernsehdarbietungen als Bordservice einzuführen. (Zur Zeit werden den Fluggästen der Langstreckendienste Breitwand-Filmprojektionen sowie Stereo-Musik in zehn wählbaren Programmen geboten.)

Transportable Lichtsteller für Fernsehreportagen

Um für Fernsehaufnahmen zum Übertragen von aktuellen Ereignissen aus Hallen und Sälen studienähnliche Beleuchtungsverhältnisse zu ermöglichen, haben unter anderem die Siemens-Schuckertwerke transportable Lichtstellanlagen in Kofferform entwickelt. Die erste Anlage, die übrigens auch die erste größere dieser Art in Europa darstellt, wurde vom Westdeutschen Rundfunk Köln bestellt.

Die transportablen Anlagen, bei denen die Leistung mit Thyristoren gesteuert wird und für die ausschließlich Silizium-Halbleiter verwendet sind, haben einen Großteil der technischen Vorzüge ortsfester Anlagen (zum Beispiel lichtlineare Steuerkennlinie, lichtproportionale Auf- und Abbildung von Lampengruppen, lichtlineare Überblendung, Spannungsregelung durch Ist- und Sollwertvergleich und Gruppensteuerung, -wahlschaltung und -speicherung).

Mit den Koffereinheiten der Lichtstellanlage lassen sich Steuerungen für Beleuchtungsgeräte, angefangen von einer für sich vollbetriebstfähigen Untereinheit mit vier bis zu einer Kombination mit 128 Stromkreisen aufbauen.

Die vom WDR bestellte Anlage ist für 64 steuerbare 2,5-kW-Beleuchtungsstromkreise ausgelegt. Die kleinste Anlage, bei der die Möglichkeiten der Fernbedienung mit Stellhebeln, Kreuzschienenverteiltern und Regiepult voll ausgenutzt werden können, umfaßt als sogenannte Vollenheit außer 18 schaltbaren Kreisen bis 10 kW ebenfalls 16 steuerbare 2,5-kW-Stromkreise, von denen sich je 2 wahlweise zu einem 5-kW-Stromkreis parallel schalten lassen.



Integrierter Breitband-ZF-Schaltkreis SL 500 für 100 MHz Grenzfrequenz

Die Semiconductors Ltd, eine Firma der englischen Plessey-Gruppe, fertigt jetzt in großer Stückzahl auch einen Integrierten Schaltkreis SL 500 auf Silizium-Grundlage. Der SL 500 ist für die Verwendung in ZF-Verstärkern für Frequenzen zwischen 10 und 60 MHz vorgesehen (Gewinn etwa 20fach). Seine Grenzfrequenz liegt bei 100 MHz und der Rauschfaktor bei etwa 6 dB. Der Integrierte Schaltkreis kann bei Temperaturen zwischen -55 °C und +125 °C verwendet werden.

Integrierte Schaltkreise von RCA

In einer neuen Übersicht (DIN A 4, 12 S.) bringt die RCA technische Daten und Schaltungen von Integrierten Schaltkreisen. Außer acht digitalen Schaltkreisen (Erweiterung auf vierzehn Schaltkreise vorgesehen) stellt die RCA jetzt auch serienmäßig neun lineare Schaltkreise her (Erweiterung auf elf Einheiten vorgesehen). Größere Stückzahlen sind allerdings erst ab Anfang 1967 lieferbar.

Mikro-Schaltkreise von SGS-Fairchild

Eine neue Sammeliste „micro-circuits planar selector“ (etwa DIN A 4, 24 S.) von SGS-Fairchild ist eine Ergänzung zu den bereits herausgegebenen Total-Planar-Sammel Listen. Sie enthält nähere Daten, Schaltungen und Anwendungsbeispiele von über 100 integrierten logischen Schaltungen sowie linearen Schaltkreisen (RTL, Milliwatt RTL, DTL, TTL und CTL).

Ungesockelte Glühlampen von Cerberus

Als Anzeigelampen für Kleingeräte eignen sich die ungesockelten Glühlampen „GL“ von Cerberus, die es in mehreren Farben und Größen gibt. Acht verschiedene Typen werden mit ihren wichtigsten technischen Daten in einem Prospektblatt vorgestellt.

Hirschmann-Autoantennen-Katalog

Zum Saisonbeginn ist die Ausgabe 1966/67 des 52seitigen Hirschmann-Autoantennen-Katalogs „DS 1“ erschienen. Der Katalog gibt einen Überblick über das vollständige Hirschmann-Autoantennen-Programm. Über die Einbaumöglichkeiten informiert eine umfangreiche Tabelle.

Entlötlgerät von Ersa

Das Entlöten, das heißt das Herausnehmen einzelner Bauelemente aus einer gedruckten Schaltung, ist im Labor oder bei der Reparatur nicht immer ganz leicht. Die Ernst Sachs KG (Ersa) entwickelte hierfür jetzt ein handliches Werkzeug. Bei diesem Entlötlgerät handelt es sich um eine kleine Saugpumpe, deren Kolben in einer bestimmten Stellung gespannt und plötzlich (durch Betätigen eines Knopfes) freigegeben wird. Der dadurch geschaffene



starke Unterdruck saugt das vorhandene Lot an, wenn das Lot gleichzeitig mit Hilfe eines Lötkolbens erhitzt wurde.

Reinigungsbürste mit Poloniumquelle

Bei der Montage von Geräten treten infolge elektrostatischer Aufladung oft Handhabungsschwierigkeiten und Verstärkungsprobleme auf. Die Ladungen lassen sich mit Hilfe einer neuen „Staticmaster“-Bürste der Nuclear Products Comp., El Monte, Cal./USA (deutsche Vertretung F. Laetsch, 6 Frankfurt a. M.) beseitigen, die eine 500-µC-Poloniumquelle enthält. Der entstehende Alpha-Teilchenschauer ionisiert die



Luftschicht über der zu reinigenden Fläche und ermöglicht so die leichte Entfernung der Staubteilchen mit den Borsten.



REVOX

Durch Fertigung in Deutschland - jetzt bedeutende Preissenkung:
Kofferausführung G 36 DM 1395,-*
Chassisausführung G 36 DM 1295,-*

Das Drei-Motoren-Laufwerk des REVOX-Tonbandgerätes ist seit über zehn Jahren richtungweisend. Diese Bauart, sonst nur bei Studiolgeräten üblich, ergibt große Zuverlässigkeit und hervorragende Eigenschaften. REVOX-Stereo-Tonbandgeräte bewähren sich im harten berufsmäßigen Einsatz, überall dort, wo Außergewöhnliches verlangt wird. Sie sollten nicht versäumen, sich über REVOX-Tonbandgeräte zu informieren. Lieferung über den Fachhandel. Ausführliche Unterlagen stehen zu Ihrer Verfügung.

REVOX GmbH, Abt. 10 B, 7829 Löffingen, Talstraße 7

* Unverbindlicher Richtpreis, zuzüglich DM 32,- GEMA-Ablösung für private Überkopplungsrechte.

ROKA

ANTENNENSTECKER UND BUCHSEN

NACH IEC- UND DIN-NORM

Kein Lötén!

Montage der Stecker durch einfache und zeitsparende Quetschverbindung

UHF



VHF

Kein Schrauben!

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

Schnell · Bequem · Fortschrittlich

ROBERT KARST · 1 BERLIN 61

GNEISENAUSTRASSE 27 · TELEFON 66 66 36 · TELEX 018 3057



präsentiert das neue

Universalmeßgerät Modell 680E 20000 Ohm/Volt

Genauigkeit:

Gleichspannung $\pm 1\%$
Wechselspannung $\pm 2\%$



Jetzt mit:

- Eingebautem Wechselstrombereich 0 - 2,5 A
- Spiegelskala
- Drehspulinstrument 40 μ A mit Kernmagnet (keine induktiven Einflüsse mehr)
- 1000fachem Überlastungsschutz in allen 48 Meßbereichen
- Garantie 6 Monate

Preis kompl. mit Tasche und Prüfschnüren

DM124,-

Generalvertretung der BRD

Erwin Scheicher & Co. OHG

München 58, Brunnsteinstraße 12

Erhältlich in allen Fachgeschäften

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

130 Ingenieurschulen in der Bundesrepublik Die VDI-Hauptgruppe Ingenieur- Ausbildung des Vereins Deutscher Ingenieure hat nach Angaben der Kultusministerien ein neues Verzeichnis der Ingenieurschulen (Stand 1. 1. 1966) herausgegeben. das 130 Ingenieurschulen enthält. Seit 1964 sind zwei neue Ingenieurschulen in Wilhelmshaven und Hamburg-Bergedorf eröffnet worden. Sechs weitere Ausbildungsstätten erhielten vom zuständigen Kultusministerium den Status einer Ingenieurschule. Die 130 Ingenieurschulen in der Bundesrepublik haben insgesamt 65 000 Studierende.

Neuer Vorstand der Arbeitsgemeinschaft INTERKAMA

Dipl.-Ing. Eugen W. Hammann-Kloss, Präsidialmitglied des ZVEI und Vorsitzender des Fachverbandes 15 „Elektrische Meßtechnik“ des ZVEI, wurde an Stelle des zurückgetretenen Präsidenten der INTERKAMA 1965, Dr.-Ing. E. h. Georg Rießeiner, zum Vorsitzenden der Arbeitsgemeinschaft INTERKAMA gewählt.

Als erster stellvertretender Vorsitzender wurde Dipl.-Ing. Fritz L. Reuther, Vorstandsmitglied des Verbandes der Deutschen Feinmechanischen und Optischen Industrie e. V. und Vorsitzender von dessen Fachgruppe Meß- und Regeltechnik, als zweiter stellvertretender Vorsitzender Dr. Berthold Sturm, Normenarbeitsgemeinschaft für Meß- und Regeltechnik in der chemischen Industrie, gewählt und als Leiter des Kongressrates Prof. Dr. Ludwig Merz, TH München, bestätigt.

Zweizwerk Heide
der Dr. B. Reyschlag
Apparatebau GmbH

Am 23. April 1966 wurde das neue Zweizwerk der Dr. Bernhard Reyschlag Apparatebau GmbH in Heide/Holstein mit einer kleinen Feier eingeweiht. Der Bau dieses Betriebes war notwendig geworden, weil die Personalreserven auf der Insel Sylt erschöpft sind. Der erste Spatenstich erfolgte am 10. Mai 1965. Genau acht Monate später, im Januar 1966, lief planmäßig auch in Heide die Produktion von Widerständen für die elektronische Industrie an. Zum Zeitpunkt der Einweihung erreichte sie die beabsichtigte Höhe.

Neues Grundig-Werk in Portugal

Am 21. April 1966 wählte Konsul Max Grundig in Braga (Nord-Portugal, 50 km nordwestlich vom Atlantikhafen Porto) ein neues Grundig-Werk ein. Auf einer Gesamtgrundfläche von 9400 m² wurde dort im Laufe des letzten Jahres ein zweistöckiges Gebäude mit ebenerdiger Fertigungshalle errichtet (Gesamtnutzfläche 13 600 m², Fertigungsfläche 4500 m²). Zur Zeit werden in Braga von 300 Beschäftigten Transistor-Rundfunkgeräte („Transonetten“, „Music-Boy“) hergestellt. Eine Ausweitung der Fertigung auf Tonbandgeräte

und Fernsehempfänger und eine Erhöhung der Belegschaftszahl auf etwa 1000 Beschäftigte ist vorgesehen. Das Werk hat fünf Montagebänder und modernste Prüffeldmeßtechnik.

General Electric übernimmt Kuba/Imperial

Gerhard Kubetschek, der Alleinhaber der zur Kuba/Imperial-Gruppe gehörenden Unternehmungen (Gesamtumsatz im Jahre 1965 rund 200 Millionen D-Mark) hat seine Firmengruppe an die General Electric Company (USA) veräußert. Er wird jedoch die Leitung aller zur Kuba/Imperial-Gruppe zusammengefaßten Firmen behalten. General Electric beabsichtigt, die Schlüsselpositionen auch weiterhin mit Deutschen zu besetzen.

Die bisherigen Markennamen „Kuba“ und „Imperial“ werden auch in Zukunft benutzt. Es ist geplant, das Produktionsprogramm zu erweitern und neue Produkte auf dem Markt in Deutschland und der EWG einzuführen.

Motorola baut Halbleiterwerk in Frankreich

Für eine neue Halbleiter-Fertigungsanlage hat Motorola bei Toulouse ein 220 000 m² großes Gelände erworben. Vorerst ist die Errichtung von Produktionsstätten mit einer Fläche von 5600 m² geplant. Die Fertigung soll Dioden, Transistoren und integrierte Schaltkreise umfassen und mit einer Belegschaft von zunächst 300 bis 500 Mitarbeitern Ende 1967 aufgenommen werden.

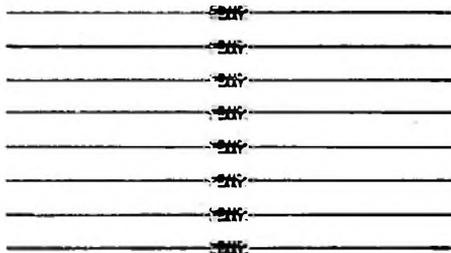
Erweiterung des Rechenzentrums Hamburg der IBM

Im Rechenzentrum Hamburg der IBM wurden zwei neue Datenverarbeitungsanlagen IBM „System/360“ (Modell „40“ und Modell „30“) installiert. Zur Zeit sind in der IBM-Niederlassung Hamburg (einschließlich sieben Außenstellen) über 400 Mitarbeiter tätig. Ein 17geschossiges Hochhaus ist in der Ost-West-Straße/Dovenfleet im Bau. Es wird nach Fertigstellung Mitte 1967 auf einer Nutzfläche von 8400 m² alle Hamburger IBM-Dienststellen aufnehmen. Ein vorgesetzter, zweigeschossiger Pavillonbau ist eigens für das Rechenzentrum bestimmt.

Neue Tonband-Fernkurse des Rings der Tonbandfreunde

Die im Auftrag des Rings der Tonbandfreunde herausgegebenen Tonbandkurse sind um vier neue Titel erweitert worden. „Augen auf beim Mikrofon-Einkauf“ heißen die Tonbandkurse Nr. 14 (1. Teil) und Nr. 15 (2. Teil). Der Kurs Nr. 16 vermittelt Ratschläge für gute Mikrofonaufnahmen in Innenräumen, und Tonbandkurs Nr. 17 enthält Ausschnitte der besten Aufnahmen des NWT- und des IWT-Wettbewerbss 1965. Die Kurse werden gegen eine Gebühr zwischen 1,50 DM und 2,50 DM auf eingesandtes Leermaterial kopiert und können bei H. Bluthard, 7 Stuttgart 1, Neue Brücke 6, angefordert werden.

TELEFUNKEN



Germanium-Planardiode AAV 41

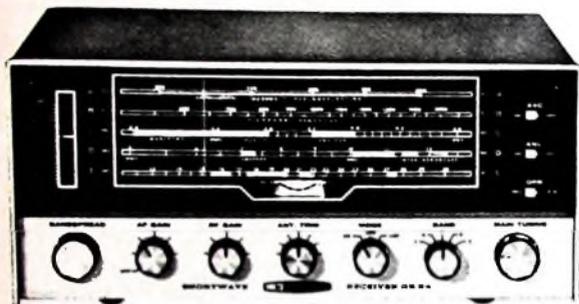
eine zuverlässige Diode mit großem
Durchlaß/Sperrstrom-Verhältnis
für schnelle Schaltaufgaben
in Analogrechnern und Meßgeräten

TELEFUNKEN Aktiengesellschaft
Fachunterbereich Halbleiter — Vertrieb
7100 Heilbronn 2, Postfach 1042

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

Neues für den Kurzwellen-Amateur von

HEATHKIT®



GR-54 E

NEU

Kurzwellen-Empfänger GR-54 E

Dieser moderne und leistungsfähige Kurzwellen-Empfänger der Spitzenklasse verfügt nicht nur über drei gespreizte KW-Bänder und einen Mittelwellenbereich, sondern als Besonderheit auch noch über das internationale Luft- und Seefahrt-Navigationsband zwischen 180 und 420 kHz. Das Gerät ist mit allen technischen Raffinessen ausgestattet, die man sich nur wünschen kann, z. B. Quarzfilter für optimale Transschärfe, Produkt-detektor für SSB- und CW-Empfang, Umschalter für das obere und untere Seitenband, eingebautes S-Meter, eingebautes Morse-Übungsgerät, kontinuierliche Bandspreizung, abschaltbare Sinbegrenzung, AVC, Antennen-Timmer und viele andere Extras, die man sonst nur bei Geräten der oberen Preisklasse findet.

Technische Daten: Frequenzbereiche: Band A 180 bis 420 kHz, Band B 550 bis 1550 kHz, Band C 2 bis 5 MHz, Band D 5 bis 12,5 MHz und Band E 12,5 bis 30 MHz; **Transschärfe:** etwa 3 kHz bei -6 dB, 8 kHz bei -20 dB; **ZF:** 1682 kHz; **Antenneneingang:** 50 Ω; **Röhrenbestückung:** 6 Röhren + 6 Dioden; **Sonstiges:** Silizium-Netzgleichrichter, eingebaute Lautsprecher, Anschlußbuchsen für Zusatzlautsprecher, Kopfhörer und Morsetaste; **Netzanschluß:** 110/220 V, 50-60 Hz; **Leistungsaufnahme:** 45 W; **Abmessungen:** 370 x 160 x 278 mm; **Gewicht:** 12 kg.

Bausatz: DM 495,-

Gerät: DM 695,-

Allband-Koffersuper GR-43

Ein tragbarer Allband-Wellenempfänger der Luxusklasse mit 10 Wellenbereichen. Das erste Selbstbaugerät dieser Art auf der Welt. Dank modernster gedruckter Schaltungen mit 44 betriebsfertigen und vorabgegebauten HF-Kreisen kann dieser hervorragende Koffersuper in 10 Stunden mühelos zusammengebaut werden. Langwellen-, Mittelwellen-, UKW- und sieben Kurzwellenbereiche (von 2 bis 22,5 MHz) erlauben einen erstklassigen Empfang an jedem Punkt unseres Erdballs. 16 Transistoren und 6 Dioden garantieren einwandfreie Wiedergabe in Hi-Fi-Qualität. Weitempfang durch eingebaute Fernantenne und bis auf 1,5 m Länge ausziehbare UKW-Taleskopantenne. Große, übersichtliche Trommelskala mit direkt gekuppeltem Bereichsumschalter. Getrennte AM- und FM-Abstimmung mit abschaltbarer Abstimmautomatik. Abschaltbare Skalenbeleuchtung. Leistungsfähige NF-Endstufe (500 mW) und großer Ovallautsprecher garantieren höchste Wiedererzeugungsleistung. Patentierte Sparschaltung erhöht die Lebensdauer der sechs 1,5 V-Batterien um 35%. Einsteckbarer Netzversatz auf Wunsch lieferbar. Stabiles, zweifarbiges Aluminiumgehäuse mit hochglanzpolierter Frontplatte. Schutzdeckel mit Magnetverschluss, Weltzeitkane und Frequenzskala aller großen Rundfunksender der Welt. **Gewicht:** 8,5 kg. **Technische Daten:** auf Anfrage.

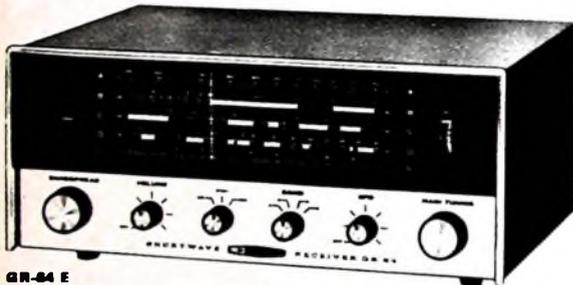
Bausatz: DM 895,-

Gerät (ohne Batterien): DM 1095,-



GR-43

NEU



GR-64 E

Kurzwellen-Empfänger GR-64 E

Neben dem Mittelwellen-Empfang bietet dieser interessante Allband-Empfänger allen jungen Funkamateuren und Kurzwellenhörern die Möglichkeit, KW-Sendungen aus aller Welt zu empfangen, die mit einem normalen Rundfunkgerät nicht gehört werden können. **Technische Daten:** Mittelwellen- und 3 Kurzwellenbereiche von 550 kHz bis 30 MHz, große Flutsichtskala, Bandspreizung, Abstimmanzeige durch Präzisions-Drehspulinstrument, Rauschunterdrückung, eingebaute Fernantenne, großer Ovallautsprecher, Kopfhöreranschluß, einfachster Selbstbau in weniger als 9 Stunden dank weitgehender Verwendung gedruckter Schaltungen; **Netzanschluß:** 110/220 V, 50-60 Hz, 30 W; **Abmessungen:** 339 x 152 x 228 mm/7,2 kg.

Bausatz: DM 228,-

Gerät: DM 399,-

Gute Nachricht für alle HEATHKIT-Freunde in Bayern!

Wir haben unser erstes HEATHKIT-ELEKTRONIK-ZENTRUM in München 23, Wartburgplatz 7, Tel. 338947 (Nähe Schwabinger Krankenh.) eröffnet.

HEATHKIT liefert:
Elektronische Meß- und Prüfgeräte
Hi Fi- und Stereo-Anlagen
Amateurfunkgeräte · Funksprechgeräte
Nautische Hilfsgeräte
Elektronische Musikinstrumente

Der Versand von HEATHKIT-Bausätzen innerhalb der Bundesrepublik und nach West-Berlin erfolgt porto- und frachtfrei. · Machen Sie von unseren günstigen Teilzahlungsbedingungen Gebrauch.

Ich bitte um Zusendung Ihres kostenlosen HEATHKIT-Kataloges 1966

folgender Einzelbeschreibungen:

Absender: _____
Name _____

Postleitzahl und Wohnort _____

Straße und Hausnummer (bitte in Druckschrift) _____

HEATHKIT - Geräte GmbH

6070 Sprendlingen bei Frankfurt
Robert-Bosch-Straße Nr. 32-38
Tel. (06103) 68971, 68972, 68973



Zweigniederlassung: HEATHKIT Elektronik-Zentrum
8 München 23, Wartburgplatz 7, Telefon 33 89 47

Österreich Daystrom Overseas Ges. mbH Tivoligasse 74 1120 Wien XII	Schweiz Schlumberger Instrumentation S. A. 8, Ave. de Frontenex 1211 Genéve	Schulmberger Meßgeräte AG Badener Straße 333 8040 Zürich 40 Talion AG Albisriederstraße 232 8047 Zürich 47
--	---	--

Schweden: Schlumberger Svenska AB, Veslevägen 2-4
Lidingö 1/Stockholm



Chefredakteur: WILHELM ROTH

Chefkorrespondent: WERNER W. DIEFENBACH

Bedeutung und Probleme der industriellen Forschung

Die vor wenigen Tagen beendete Hannover-Messe zeigte besonders eindringlich den weitgespannten Rahmen der angewandten Elektronik. Deutlich trat dabei zutage, daß zum Beschreiten neuer Wege ein großer Aufwand an Forschung notwendig ist. Zu diesem Thema enthält auch der Geschäftsbericht 1965 der Deutschen Philips-Unternehmen grundsätzliche Hinweise, denen wir auszugsweise die nachstehenden Ausführungen entnehmen.

Die Hauptaufgabe industrieller Forschung ist es, durch ihre Erkenntnisse ständig Möglichkeiten für verbesserte oder prinzipiell neue Ergebnisse und Verfahren zu schaffen, damit die Unternehmen ihre Position innerhalb ihrer Marktgebiete stärken oder zumindest behaupten können.

Der Forschungsaufwand, der zu diesem Zweck aufgebracht werden muß, wird weitgehend durch das Tempo der Entwicklung in den verschiedenen Marktbereichen bestimmt. In Gebieten, die durch eine gewisse Stabilität der technischen Anforderungen des Verbrauchers und folglich durch eine entsprechende Reife der Produkte gekennzeichnet sind, wird dieser Forschungsaufwand verhältnismäßig gering sein. Die wesentliche Aufgabe liegt dann bei der Entwicklung, die sich durch Einsatz neuer Materialien und Verfahren auf die Verwirklichung ihrer Erzeugnisse konzentriert. Wenn es sich dabei jedoch um für das Unternehmen sehr wichtige Marktgebiete handelt, ist auch hier auf Grund defensiver Überlegungen eine verstärkte Forschungsaktivität erforderlich. Oft genug hat sich nämlich gezeigt, daß durch neue Forschungsergebnisse auch in einigermaßen stabilisierten Bereichen stürmische Entwicklungen hinsichtlich technischer Ausführungsmethoden der Produkte und Erschließungen neuer Anwendungsmöglichkeiten ausgelöst wurden.

Ihr wesentliches Betätigungsfeld findet die industrielle Forschung jedoch in Bereichen, in denen weder die technische Entwicklung noch die Anforderungen seitens der Verbraucher ein stabiles Stadium erreicht haben. Gerade im Bereich der elektronischen Industrie bewirken die in erstaunlichem Tempo erreichten Ergebnisse auf Gebieten wie Raumfahrt und Datenverarbeitung nicht nur eine stark dynamische Entwicklung in den zugeordneten Marktgebieten, sondern haben darüber hinaus auf wesentliche Teile des Konsumgütermarktes entscheidenden Einfluß. Beispielhaft für ein Gebiet mit starker Dynamik, größtenteils hervorgerufen durch intensive Wechselwirkung mit den genannten wissenschaftlichen Großprojekten, ist der Sektor der elektronischen Bauelemente.

Mit dieser Entwicklung Schritt zu halten, setzt bereits einen beträchtlichen Forschungsaufwand voraus. Um darüber hinaus auf einigen Gebieten eine gewisse Marktinitiative zu erlangen, sind zusätzlich gezielte Forschungsvorhaben in erheblichem Umfang durchzuführen. Eine solche Forschungsaktivität ist nämlich nur dann sinnvoll, wenn es gelingt, innerhalb der Generationsdauer der technischen Erzeugnisse neue richtungsweisende Ergebnisse zur Verfügung zu stellen und, darauf basierend, neue Produkte zu schaffen.

Obgleich sich die technischen Konsequenzen der gegenwärtigen Forschungsaktivität erst in Zukunft werden realisieren lassen, müssen die hierfür erforderlichen Mittel schon aus den derzeitigen Ergebnissen des Unternehmens aufgebracht werden. Der Forschungsaufwand findet also seine natürliche Grenze in der Forderung der wirtschaftlichen Angemessenheit der Forschungsaufgaben. Betrachtet man den weitgespannten und oftmals heterogenen Geschäftsbereich eines Unternehmens, so ist klar, daß nicht jeder Sektor gleichermaßen intensiv durch die Forschung unterstützt werden kann. Vielmehr müssen unter Berücksichtigung bestimmter marktstrategischer Überlegungen Schwerpunkte für die Forschungsaktivität gebildet werden.

Aus verschiedenen Gründen wäre es nicht richtig, wenn die Forschung sich ausschließlich auf solche Schwerpunkte beschränken würde. Die Intensität, mit der heutige Forschung betrieben wird, und der innere Zusammenhang der einzelnen naturwissenschaftlichen Forschungsrichtungen erfordern eine breite Skala der verschiedensten Disziplinen, um

Forschungsergebnisse zu erreichen, die den technischen Fortschritt tatsächlich entscheidend fördern. Das Forschungsprogramm muß so gestaltet sein, daß es nicht nur die Schwerpunkttätigkeiten abdeckt, sondern eine allgemeine Basis schafft, von der aus durch wechselseitige Beeinflussung verschiedener Disziplinen neue Gesichtspunkte zum Tragen kommen können.

Nachdem das Forschungsprogramm unter Berücksichtigung der verschiedenen wissenschaftlichen, technischen und ökonomischen Erwägungen festgelegt worden ist, kann sich die Forschung ihrer eigentlichen Aufgabe zuwenden. Sie besteht im wesentlichen darin, neue Tatsachen, Zusammenhänge, Prinzipien und Methoden zu formulieren und zu interpretieren sowie ihre Bedeutung für neue technische Anwendungsmöglichkeiten zu erkennen und nachzuprüfen.

Zu den Ergebnissen der Forschung zählen im wesentlichen Prototypen, Systemkonzeptionen und spezialisierte technisch-wissenschaftliche Erfahrungen und Verfahrenskennnisse, die in Patenten und Veröffentlichungen niedergelegt werden. Über den direkten gewerblichen Nutzen hinaus haben diese Ergebnisse für das Unternehmen jedoch weitreichende Konsequenzen inponderabler Art. Die Bedeutung beispielsweise von Patenten liegt nicht allein darin, daß sie dem Unternehmen für eine gewisse Zeit Schutzrechte für die mit großem Aufwand errungenen Erfindungen gewähren und damit die Basis geben für eine erfolgreiche Lizenzpolitik. Patente schaffen darüber hinaus die Möglichkeit, Arbeiten über wissenschaftliche und technische Fortschritte zu veröffentlichen und mit Fachkollegen anderer Unternehmen Gedanken und Erfahrungen auszutauschen, ohne den Verlust von Prioritäten befürchten zu müssen. Damit werden einerseits wesentliche Beiträge zum allgemeinen Stand der Wissenschaft und Technik geleistet, in dem ja schließlich auch die eigenen Forschungsvorhaben verwurzelt sind, während auf der anderen Seite das Ansehen des Unternehmens und sein Einfluß auf die Entwicklung der Technik gefördert werden.

Die Vielfalt, Schwierigkeit und rasch wechselnde Problematik der Industrieforschung verlangt eine große Anzahl hochqualifizierter Wissenschaftler. Ihr Niveau wird in starkem Maße durch die Güte der Ausbildung an unseren Universitäten und technischen Hochschulen bestimmt, die damit direkten Einfluß auf die industrielle und dadurch auf die gesamtwirtschaftliche Entwicklung ausüben. Hier liegen Probleme von so weitreichenden Konsequenzen, daß sich alle Verantwortlichen ihrer nachdrücklich annehmen sollten.

Die westeuropäische Industrie ist gegenüber ihren Konkurrenten in den USA insofern stark benachteiligt, als diesen durch Forschungsaufträge der öffentlichen Hand zahlreiche Möglichkeiten geboten werden, sich an wissenschaftlichen Großprojekten mit weitgesteckten Zielen zu beteiligen. Wie die Erfahrung zeigt, sind die dabei gewonnenen Ergebnisse auch für die zivilen Märkte von weitreichender Bedeutung. Gerade in der elektronischen Industrie haben diese Projekte einen Umfang angenommen, der es der europäischen Industrie auf absehbare Zeit nicht möglich machen wird, gleichwertige Forschungsvorhaben aus eigenen Mitteln zu finanzieren. Aus der Sicht der industriellen Forschung erscheint daher eine erhöhte staatliche Förderung der Forschung auf breiter Basis, insbesondere eine verstärkte Vergabe von Forschungsaufträgen der öffentlichen Hand für Großprojekte wie Raumfahrt, Kernenergieanlagen und Datenverarbeitung wünschenswert — eine Aufgabe, der in Europa künftig besondere Bedeutung zukommen wird.

Entwicklungstendenzen bei Transistoren · HF-Leistungstransistoren

DK 621.382.333

Halbleiter-Bauelemente werden heute in vielen Anwendungsgebieten der Elektrotechnik, insbesondere der Nachrichtentechnik, in steigendem Maße verwendet. Von den mannigfaltigen Arten, die es jetzt schon gibt, haben die Transistoren die umfassendste Bedeutung. Sie breiteten sich seit ihrer Erfindung im Jahre 1948 in der ganzen Elektrotechnik stürmisch aus, und ihr Erscheinen wirkte hier mindestens

wird, dürfte die Elektronenröhre im Höchstfrequenz- und im Hochleistungsgebiet – beide für die Technik von sehr großem Interesse – für den Transistor nicht erreichbar sein. Bild 1 gibt einen Überblick über die Frequenz- und Leistungsverhältnisse bei Elektronenröhren und bei Halbleiter-Bauelementen nach dem heutigen Stand der Entwicklung [1, 2]. Den Bereich unterhalb von Kurve a

Programme erhitzt und abgekühlt. Dabei schmelzen die Indiumpillen zu beiden Seiten des Germaniumplättchens und legieren in dieses von beiden Seiten Indium ein. In der Legierungszone wird dadurch die n-Leitung in eine p-Leitung umgekehrt (invertiert), und es entstehen so im n-leitenden Germaniumplättchen das p-leitende Emitter- und Collectorgebiet.

Weil die Wanderungsgeschwindigkeit der auf diese Weise in das Germaniumplättchen gelangenden Indiumatome sehr groß ist, muß man den Legierungsvorgang zum Vermeiden eines Ineinanderlaufens der beiden p-leitenden Gebiete frühzeitig abbrechen, das heißt, der erreichbaren Basisdicke sind nach unten Grenzen gesetzt. Man kann nach diesem Verfahren mit der Basisdicke kaum weiter herunterkommen als auf 10 µm und erreicht deshalb mit legierten Transistoren nur obere Grenzfrequenzen bis zu etwa 50 MHz.

Ein Verfahren, das es erlaubt, Transistoren den Bereich oberhalb von Kurve b nach wie vor die Elektronenröhren. In den Zwischenbereich werden die Halbleiter-Bauelemente voraussichtlich noch sehr tief eindringen, und die eingezeichneten Kreise bezeichnen einige mit Transistoren heute bereits erreichte Werte [1 bis 5].

Im folgenden werden die Verfahren beschrieben, die man heute anwendet, um Transistoren mit möglichst hohen Grenzfrequenzen und Leistungen zu erhalten.

Hochfrequenztransistoren in Diffusionstechnik

Ebenso wie bei Elektronenröhren treten auch bei Transistoren Laufzeiteffekte auf. Die Ladungsträger benötigen zum Durchlaufen der Basisschicht endliche Zeiten. Solange diese Laufzeiten klein sind im Vergleich zur Periodendauer des steuernden Wechselfeldes zwischen Basis- und Emitteranschluß, haben sie für den Steuermechanismus keine Bedeutung. Da die Periodendauer $T = 1/f$ ist, also mit der Frequenz f kleiner wird, heißt dies, daß die obere Grenzfrequenz eines Transistors um so höher liegt, je kleiner die Basisdicke ist.

Das ursprüngliche Verfahren zum Erzeugen des Basisgebietes eines Transistors ist das sogenannte Legierungsverfahren. Danach wird beispielsweise ein pnp-Germaniumtransistor etwa wie folgt hergestellt: Auf ein n-dotiertes Germaniumscheibchen drückt man beidseitig zwei kleine, aus einem Indiumband ausgestanzte Indiumzylinder und legt das Plättchen auf das mit einem Zinerring versehene Basisblech aus Nickel. Das Ganze wird dann in einem Legierungssofen unter Schutzgasatmosphäre nach einem bestimmten Temperatur-Zeit-

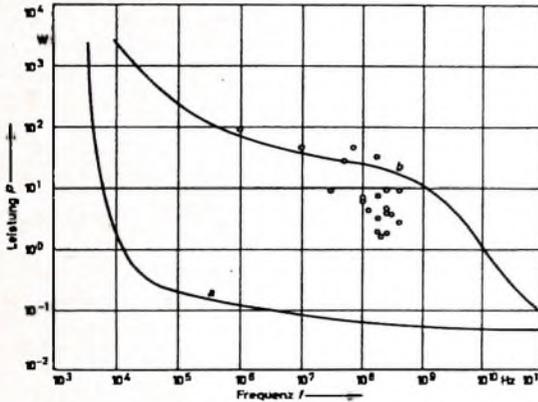


Bild 1. Anwendungsgebiete für Elektronenröhren und Festkörper-Bauelemente im Frequenzbereich bis etwa 10 GHz (Erfüllungen zu den Kurven im Text)

ebenso revolutionierend wie seinerzeit das Erscheinen der Elektronenröhre. Diese war bis dahin das einzige verstärkende (aktive) elektronische Bauelement, und es setzte nun eine in der Folgezeit immer weiter fortschreitende Ablösung der bisher in der Verstärkertechnik allein herrschenden Hochvakuumtechnik durch die Festkörperphysik ein. Heute kann man oft hören, daß der Transistor die Elektronenröhre bald völlig verdrängt haben wird und daß man diese dann nur noch in Museen antreffen kann.

Tatsache ist, daß der Transistor in den vergangenen Jahren bereits sehr tief in das Gebiet der Unterhaltungselektronik eingedrungen ist und daß ihm die Elektronenröhre hier in absehbarer Zukunft wohl völlig weichen muß. Ähnlich wird die Lage auf dem Gebiet der sogenannten Weitverkehrsröhren werden, die speziell für die kommerzielle Nachrichtentechnik konstruiert sind. Die Entwicklung auf dem Gebiet dieser gittergesteuerten Elektronenröhren ist zweifellos rückläufig, und man wird ihre Fertigung erheblich einschränken müssen. Dies alles bedeutet aber noch nicht das Ende für die Elektronenröhre überhaupt. Man darf nicht vergessen, daß den Transistoren infolge der Laufzeitercheinungen hinsichtlich der Frequenz nach oben hin Grenzen gesetzt sind. Dies gilt zwar auch für die gittergesteuerten (dichtemodulierten) Elektronenröhren, nicht aber für die (geschwindigkeitsmodulierten) Laufzeitröhren, in denen die Laufzeiten der Elektronen zur Verstärkung und Selbsterregung ausgenutzt werden. Ferner kann man mit Röhren erheblich höhere Leistungen erreichen als mit Transistoren. Abgesehen von einer Reihe von Spezialanwendungen, für die der Transistor niemals in Frage kommen

behalten werden, sind die Transistoren in den vergangenen Jahren bereits sehr tief in das Gebiet der Unterhaltungselektronik eingedrungen ist und daß ihm die Elektronenröhre hier in absehbarer Zukunft wohl völlig weichen muß. Ähnlich wird die Lage auf dem Gebiet der sogenannten Weitverkehrsröhren werden, die speziell für die kommerzielle Nachrichtentechnik konstruiert sind. Die Entwicklung auf dem Gebiet dieser gittergesteuerten Elektronenröhren ist zweifellos rückläufig, und man wird ihre Fertigung erheblich einschränken müssen. Dies alles bedeutet aber noch nicht das Ende für die Elektronenröhre überhaupt. Man darf nicht vergessen, daß den Transistoren infolge der Laufzeitercheinungen hinsichtlich der Frequenz nach oben hin Grenzen gesetzt sind. Dies gilt zwar auch für die gittergesteuerten (dichtemodulierten) Elektronenröhren, nicht aber für die (geschwindigkeitsmodulierten) Laufzeitröhren, in denen die Laufzeiten der Elektronen zur Verstärkung und Selbsterregung ausgenutzt werden. Ferner kann man mit Röhren erheblich höhere Leistungen erreichen als mit Transistoren. Abgesehen von einer Reihe von Spezialanwendungen, für die der Transistor niemals in Frage kommen

behalten werden, sind die Transistoren in den vergangenen Jahren bereits sehr tief in das Gebiet der Unterhaltungselektronik eingedrungen ist und daß ihm die Elektronenröhre hier in absehbarer Zukunft wohl völlig weichen muß. Ähnlich wird die Lage auf dem Gebiet der sogenannten Weitverkehrsröhren werden, die speziell für die kommerzielle Nachrichtentechnik konstruiert sind. Die Entwicklung auf dem Gebiet dieser gittergesteuerten Elektronenröhren ist zweifellos rückläufig, und man wird ihre Fertigung erheblich einschränken müssen. Dies alles bedeutet aber noch nicht das Ende für die Elektronenröhre überhaupt. Man darf nicht vergessen, daß den Transistoren infolge der Laufzeitercheinungen hinsichtlich der Frequenz nach oben hin Grenzen gesetzt sind. Dies gilt zwar auch für die gittergesteuerten (dichtemodulierten) Elektronenröhren, nicht aber für die (geschwindigkeitsmodulierten) Laufzeitröhren, in denen die Laufzeiten der Elektronen zur Verstärkung und Selbsterregung ausgenutzt werden. Ferner kann man mit Röhren erheblich höhere Leistungen erreichen als mit Transistoren. Abgesehen von einer Reihe von Spezialanwendungen, für die der Transistor niemals in Frage kommen

Hochfrequenztransistoren in Diffusionstechnik

Ebenso wie bei Elektronenröhren treten auch bei Transistoren Laufzeiteffekte auf. Die Ladungsträger benötigen zum Durchlaufen der Basisschicht endliche Zeiten. Solange diese Laufzeiten klein sind im Vergleich zur Periodendauer des steuernden Wechselfeldes zwischen Basis- und Emitteranschluß, haben sie für den Steuermechanismus keine Bedeutung. Da die Periodendauer $T = 1/f$ ist, also mit der Frequenz f kleiner wird, heißt dies, daß die obere Grenzfrequenz eines Transistors um so höher liegt, je kleiner die Basisdicke ist.

Das ursprüngliche Verfahren zum Erzeugen des Basisgebietes eines Transistors ist das sogenannte Legierungsverfahren. Danach wird beispielsweise ein pnp-Germaniumtransistor etwa wie folgt hergestellt: Auf ein n-dotiertes Germaniumscheibchen drückt man beidseitig zwei kleine, aus einem Indiumband ausgestanzte Indiumzylinder und legt das Plättchen auf das mit einem Zinerring versehene Basisblech aus Nickel. Das Ganze wird dann in einem Legierungssofen unter Schutzgasatmosphäre nach einem bestimmten Temperatur-Zeit-

Leistungstransistoren in integrierter Struktur

Der Leitungsmechanismus des Halbleiters ist durch die Diffusion von Ladungsträgern im Kristallgefüge von Festkörpern gekennzeichnet. Ein solcher Vorgang ist immer mit Kollisionen verbunden. Weil dabei Wärme erzeugt wird, treten Verluste ein. Bei den Elektronenröhren hingegen besteht der Leitungsmechanismus stets in einer Bewegung von Ladungsträgern im Vakuum, bei der keine Kollisionen auftreten und die deshalb auch verlustfrei abläuft.

Es ist ohne weiteres verständlich, daß in einem Halbleiter um so mehr Wärme erzeugt wird, je stärker der Ladungsträgerstrom ist. Bedenkt man nun noch, daß bei bestimmten Temperaturen im Halbleiter auch die Störstellen zu wandern und dadurch die elektrischen Eigenschaften des Halbleiters sich zu ändern beginnen und daß ferner die Eigenleitung eines Halbleiters gegenüber der seine Funktion hauptsächlich bestimmenden Störstellenleitung mit der Temperatur erheblich ansteigt, so wird klar, daß den mit Transistoren erreichbaren Leistungen vom Leitungsmechanismus her Grenzen gesetzt sind, die viel tiefer liegen als bei den Elektronenröhren. Die Grenztemperatur, die aus den genannten Gründen nicht überschritten werden darf, beträgt bei Germanium etwa 90 °C und bei Silizium etwa 150 °C.

Je besser es gelingt, die im Transistor entstehende Wärme abzuführen, um so stärker kann der Ladungsträgerstrom sein, und um so größer ist die erreichbare Leistung. Von entscheidender Bedeutung ist dabei die Größe der wirksamen Halbleiteroberfläche. Man kann diese aber nur bei Niederfrequenz-Bauelementen so weit, wie technologisch überhaupt möglich, vergrößern, da hier die mit der Tablettenvergrößerung verbundene Kapazitätsvergrößerung nur in Ausnahmefällen ins Gewicht fällt. So ist man bei Tabletten für Zwecke der niederfrequenten Leistungselektronik bereits bis zu Oberflächen von 600 mm² (Tablettendurchmesser rund 32 mm) gekommen, und man kann damit durch geeigneten Aufbau (zum Beispiel Scheibenzellen) Halbleiter-Bauelemente für Stromstärken von mehreren hundert Ampere herstellen [7, 8]. Die wirksamen Oberflächen von Hochfrequenz-Halbleiter-Bauelementen können dagegen zur Erreichung der nötigen Verstärkereigenschaften nur Bruchteile eines Quadratmillimeters groß gemacht werden. Dies bedeutet, daß im Vergleich zu Niederfrequenz-Halbleiter-Bauelementen das erreichbare, für die Wärmeabfuhr maßgebende Temperaturgefälle sehr klein ist und deshalb mit Einzelbauelementen nur sehr kleine Leistungen erreichbar sind.

Weil der Oberflächengröße von Hochfrequenz-Halbleiter-Bauelementen aus physikalischen Gründen sehr enge Grenzen gesetzt sind, befaßte man sich mit dem an sich naheliegenden Gedanken, eine Leistungssteigerung durch Parallelschalten von Einzelbauelementen herbeizuführen. Die herkömmliche Schaltungstechnik konnte wegen der dabei unvermeidbaren parasitären Kapazitäten und Induktivitäten nicht in Frage kommen, und eine Möglichkeit dazu bot sich erst mit der in letzter Zeit hochentwickelten Planartechnik an. Diese Technik ermöglicht ein gleichzeitiges Erzeugen von vielen hochwertigen Einzeltransistoren auf einem gemeinsamen Trä-

ger (Substrat) und ihre Zusammenfassung (Integration) zu einem Transistorsystem. Bild 2 zeigt die Fertigungsschritte eines in sogenannter integrierter Struktur (Overlaytechnik) hergestellten HF-Leistungstransistors.

Ausgangsmaterial ist ein Siliziumplättchen mit einer hochhohmigen Epitaxialschicht, in die zunächst eine sogenannte Basisleitschicht (im Bild 2a horizontal schraffiert) und die quadratisch geformten Basisschichten (im Bild 2a weiß) eindiffundiert werden. In die Basisschichten diffundiert man dann die ebenfalls quadra-

von 175 MHz eine Ausgangsleistung von 5 W, der Typ BFY 99 bei der gleichen Frequenz noch 2,8 W. Bild 3 zeigt das kontaktierte System dieser Transistoren.

Der mit der Overlaytechnik zur Herstellung von HF-Leistungstransistoren beschrittene Weg ist nach den bisher vorliegenden Ergebnissen erfolgversprechend, und man darf erwarten, daß man damit und mit der Diffusionstechnik schon sehr bald Transistoren mit Leistungen von einigen Watt für Frequenzen im Gigahertzbereich herstellen kann.

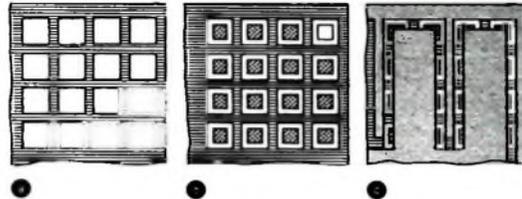


Bild 2. Herstellung der Systeme von Hochfrequenz-Leistungstransistoren; a) Basisleitschicht (horizontal schraffiert) und Basisschichten (weiß) eindiffundiert, b) Emitterschichten (schräg schraffiert) in die Basisschichten eindiffundiert, c) verbindende Basis- und Emittierelektroden (unter grauem Ton) aufgedampft

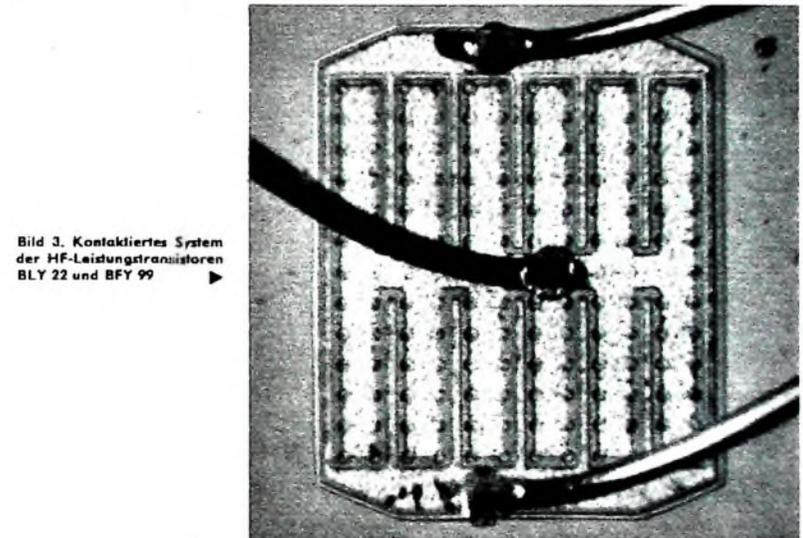


Bild 3. Kontaktiertes System der HF-Leistungstransistoren BLY 22 und BFY 99

tischen Emitterschichten ein (im Bild 2b schräg schraffiert), die eine Seitenlänge von nur einigen Mikrometern haben. Auf der ganzen Oberfläche wird dann eine isolierende Oxidschicht erzeugt. In dieserätzt man über der Basisleitschicht und den Emitterschichten Löcher frei und dampft anschließend Aluminiumbahnen mit der im Bild 2c unter grauem Ton liegenden Struktur auf, die alle Emittier- und über die Basisleitschicht (deren Bedeutung damit erklärt ist) alle Basisschichten zuverlässig miteinander verbindet. Aus einer Vielzahl von Einzeltransistoren mit gemeinsamer Collectorschicht (hochhohmige Epitaxialschicht) und zunächst noch voneinander getrennten Basis- und Emitterschichten entsteht so ein leistungsstarkes Einzelsystem [5].

Beispiele für nach dieser Technik hergestellte HF-Leistungstransistoren sind die Transistoren BLY 22 und BFY 99, deren Emittier sich aus 156 Miniaturemittlern mit einer Seitenlänge von jeweils nur 13 µm zusammensetzen [9]. Beide Transistoren haben eine Grenzfrequenz von 500 MHz; der Typ BLY 22 liefert bei einer Frequenz

Schrifttum

- [1] Herold, E. W.: The future of the electron tube. IEEE Spectrum Bd. 2 (1965) S. 50-55
- [2] Paschke, F.: Zukünftige Entwicklung der Elektronenröhre. Siemens-Z. Bd. 23 (1965) S. 1161-1167
- [3] Metschl, E. C.: Ohne Röhren geht es nicht. Siemens-Bauteile-Informationen Bd. 4 (1966) Nr. 1, S. 22-34
- [4] Feldmann, N. E.: Communication satellite output devices. The Rand Corporation RM-4294-NASA, September 1964, S. 1-38
- [5] Brunet, M.: Le transistor haut fréquence de puissance et leur evolution. Onde électrique Bd. 45 (1965) S. 267-270
- [6] Metschl, E. C.: Die Stromleitung in Festkörpern: Halbleiterdiode und Transistor. Elektro Medizin Bd. 10 (1965) S. 203 bis 212, u. Bd. 11 (1966) S. 24-33
- [7] Herlet, A., u. Hoffmann, A.: Flächengrößen und Strombelastbarkeit von Thyristoren. Siemens-Z. Bd. 38 (1965) S. 253
- [8] Spenke, E.: Versuchsausführung eines Thyristors für 700 A. Siemens-Z. Bd. 38 (1965) S. 253
- [9] Hargasser, R., u. Hennings, W.: Hochfrequenz-Leistungstransistoren BLY 22 und BFY 99: Transistoren mit integrierter Strukturen. Siemens-Z. Bd. 40 (1966) Nr. 4, S. 320-331

Elektronisch abstimmbare UHF-Verstärker auf der Basis von doppelseitig mit leitender Folie beschichtetem Dielektrikum

DK 621 397.62 029 63

Bei transistorisierten UHF-Tunern herkömmlicher Bauweise stehen der Platzbedarf und die Größe der aktiven und passiven Bauelemente im Vergleich zu den verwendeten Topfkreisen und Drehkondensatoren in einem ungünstigen Verhältnis. Besonders auffällig ist dies, wenn der verhältnismäßig große Drehkondensator durch eine sehr viele kleinere Kapazitätsdiode ersetzt wird. Eine vorteilhafte Lösung zur weiteren Verkleinerung und Integration aller Bauelemente mit Leitungskreisen bietet sich durch Verwendung der Streifenleitung (Stripeline) als Resonanzleitung an.

1. Leitungskreise auf der Basis von doppelseitig kaschiertem Dielektrikum

Die Technik der Streifenleitung hat im Höchstfrequenzgebiet 1...10 GHz für Geräte im Flugzeug- und Raketenbau besondere Bedeutung erlangt [1, 2]. Es lag daher nahe, diese Technik mit ihren besonderen Vorteilen auch im UHF-Gebiet einzusetzen. Allerdings müssen für dieses Frequenzgebiet andere Dimensionierungsbedingungen erfüllt werden, so daß aus der Höchstfrequenztechnik praktisch nur prinzipielle Grundelemente übernommen werden können.

Im Bild 1 ist das Grundprinzip eines elektronisch abstimmbaren Leitungskreises in 1/4-Technik dargestellt. Als Trägermaterial

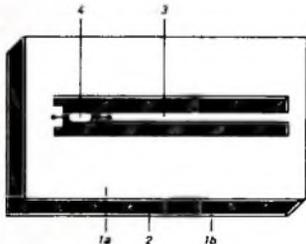


Bild 1. Prinzip eines elektronisch abstimmbaren Leitungskreises aus doppelseitig mit leitender Folie kaschiertem Dielektrikum

(2) dient ein verhältnismäßig dünnes Dielektrikum mit geringen dielektrischen Verlusten. Dieses Grundmaterial ist beidseitig zum Beispiel mit einer Kupferfolie (1a, 1b) geringer Dicke (etwa 35 μm) beschichtet. Durch einen einfachen Ätzvorgang entfernt man an bestimmten Stellen die Kupferfolie in der Form, daß ein Steg 3 gebildet wird, der an einem Ende direkt und am anderen über die Kapazitätsdiode 4 mit der übrigen Folie in Verbindung steht. Es entsteht somit ein flaches Resonanzgebilde, wobei 3 dem Innenleiter und 1a, 1b dem Außenleiter eines konventionellen Topfkreises entspricht. Die Kapazitätsdiode wirkt als variable Verkürzungskapazität dieses Leitungskreises. Die elektrischen Feldlinien verlaufen bei geeigneter Dimensionierung zum größten Teil innerhalb des Dielektrikums; die Streuung nach außen und damit die Ver-

stimmung des Kreises durch äußere Einflüsse ist daher gering. Voraussetzung hierfür ist jedoch, daß die Dicke des Dielektrikums in einem bestimmten Verhältnis zur relativen Dielektrizitätskonstante ϵ_r steht. Gleiches gilt auch für den Abstand zwischen Resonanzleiter 3 und oberer Massefolie 1a.

Der Wellenwiderstand Z_0 der Streifenleitung und damit der Durchstimmbereich mit Hilfe der Kapazitätsdiode wird durch folgende Größen bestimmt: Breite des Resonanzleiters (die Kapazität sowie die Induktivität je Längeneinheit sind davon abhängig), Abstand des Resonanzleiters von der unteren Massefolie (Dicke des Dielektrikums), relative Dielektrizitätskonstante des Trägermaterials und seitlicher Abstand des Resonanzleiters von der oberen Massefolie.

Eine allgemeingültige Berechnung der beschriebenen Streifenleitung ist mit genügender Genauigkeit bis jetzt noch nicht möglich. Außerdem wird bei jeder Berechnung die Störung der Feldverteilung durch An- und Auskopplung unberücksichtigt bleiben müssen, da sie von Anwendungsfall zu Anwendungsfall variiert [1, 3]. Durch Messen einer Probe des verwendeten Streifenleitungstyps [4] gelangt man erheblich schneller zu einem Ergebnis.

In dem hier behandelten Frequenzgebiet (bei der Anwendung im FS-Bereich IV/V) wird ein möglichst hoher Wellenwiderstand Z_0 gefordert. Die Breite des Resonanzleiters kann jedoch ohne beträchtliche Einbuße an Resonanzgüte nicht beliebig verringert werden; man verwendet kaum Stegbreiten unter 1 mm. Da der Wellenwiderstand Z_0 auch von der relativen Dielektrizitätskonstante ϵ_r abhängt, sollte sie möglichst klein sein. Werte von $\epsilon_r < 4,5$ sind zweckmäßig und auch gut realisierbar.

Messungen an verschiedenen Leitungskreisen (ähnlich aufgebaut wie im Bild 1) ergaben, daß der Wert $Z_0 \approx 130 \text{ Ohm}$ kaum überschritten werden kann. Wie ein ausgeführtes Anwendungsbeispiel eines UHF-Verstärkers zeigt, kann mit einem Wellenwiderstand $Z_0 \approx 130 \text{ Ohm}$ und der Diode BAY 70 jedoch nicht das gesamte Frequenzgebiet von 470...790 MHz überstrichen werden. Daher ist eine Frequenzumschaltung erforderlich, wenn man die Bereiche IV und V mit demselben Verstärker erfassen will. Einfach und elegant ist eine elektronische Umschaltung mittels Schaltdiode [5].

2. Trägermaterialien für elektronisch abstimmbare Streifenleitungskreise

Als geeignetstes Material ist Teflon (Polytetrafluoräthylen) zu nennen. Es hat eine relative Dielektrizitätskonstante von $\epsilon_r \approx 2$ und einen Verlustwinkel $\tan \delta \approx 2 \cdot 10^{-4}$ bei $f = 600 \text{ MHz}$. Dieser Kunststoff kann im Temperaturbereich $-200 \dots +250 \text{ }^\circ\text{C}$ eingesetzt werden und ändert dabei seine spezifischen Konstanten nur geringfügig. Nachteilig ist lediglich der hohe Preis des

kupferkaschierten Teflons, der wohl auf Schwierigkeiten bei der Kupferbeschichtung zurückzuführen sein dürfte. Auf dem Trägermaterial hält die Folie gut, und es entstehen keine Zwischenschichten. Die Korrosionswirkung zwischen Kunststoff und Metall ist nur gering und ihr Einfluß auf die elektrischen Eigenschaften unbedeutend. Eine Trägerdicke von 1,5 mm ergab sich hier als zweckmäßigster Wert. Eine Streifenleitung aus 1,5 mm dickem Teflon als Trägermaterial mit 1 mm Resonanzleiterbreite und einem Wellenwiderstand von $Z_0 \approx 130 \text{ Ohm}$ hat bei $f = 600 \text{ MHz}$ eine Güte $Q \geq 280$.

Weiterhin eignet sich für Streifenleitungen ohne wesentliche Nachteile gegenüber dem hier verwendeten Teflon das doppelseitig kaschierte Trägermaterial „Cimclad“ mit Glasmatteneinlage der amerikanischen Firma Cimastra Division, Cincinnati (deutsche Vertretung Ruwel, Geldern). Dieses Material hat zwar eine größere Dielektrizitätskonstante ($\epsilon_r \approx 3,5$) als Teflon, jedoch können die dadurch bedingte Verringerung des Wellenwiderstandes Z_0 und die Einengung des Abstimmereichs noch vertreten werden. Auch teflonimprägniertes Epoxyd-Glaskartgewebe läßt sich verwenden. Es kann qualitätsmäßig zwischen dem reinen Teflon und „Cimclad“ eingeordnet werden. Die Dielektrizitätskonstante ist $\epsilon_r \approx 3$.

Die Dicke der leitenden Folie soll aus Gründen hoher Resonanzgüte $\geq 10 \mu\text{m}$ betragen. Sie wird jedoch durch das Ätzverfahren begrenzt. In der Praxis beschichtet man das Trägermaterial meistens mit 35 μm dicken Folien. Für die elektrischen Eigenschaften kann von Bedeutung sein, wie die Metallfolie aufgebracht wurde (geklebt oder aufgesintert). Klebstoffe ändern die dielektrischen Eigenschaften und führen oft zu starken Korrosionserscheinungen zwischen Trägermaterial und leitender Folie, die die Gesamtverluste der Leitung erhöhen. Im allgemeinen werden heute die Folien aufgesintert (Glaskartgewebe, Polypropylen).

3. Einstufiger UHF-Verstärker

Bild 2 zeigt die Schaltung eines einstufigen UHF-Verstärkers mit einem in Basisschaltung betriebenen Transistor AF 139. Das Eingangssignal gelangt über den Trennkondensator C₁ und einen T-Kreis, der aus L_T, C_T sowie der inneren und äußeren

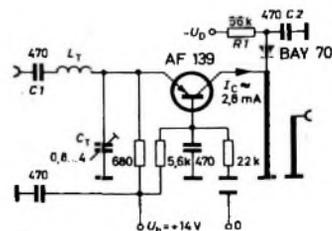


Bild 2. Schaltung eines einstufigen UHF-Verstärkers mit Diodenabstimmung

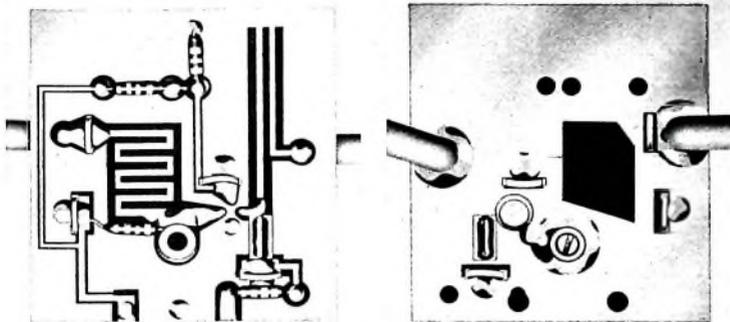


Bild 3 Draufsicht (links) und Rückansicht (rechts) eines einstufigen UHF-Verstärkers nach dem Streifenleitungsprinzip (natürliche Größe)

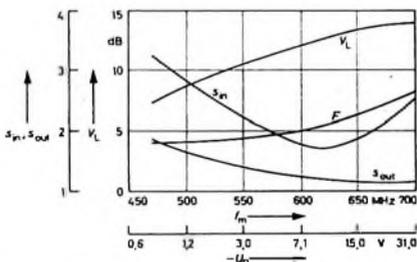
Emittierzuleitungsinduktivität besteht, zum Transistor. An den Collectort ist ein einseitig an Masse liegender $\lambda/4$ -Leitungskreis mit dem Wellenwiderstand $Z_0 \approx 130 \text{ Ohm}$ geschaltet, dessen Abstimmkapazität durch die Kapazitätsdiode BAY 70 gebildet wird. Die Diode ist einseitig galvanisch an den Kreishochpunkt angekopplert, während ihr anderer Anschluß über C 2 hochfrequenzmäßig an Masse liegt. Die Zuführung der zur Abstimmung des Leitungskreises notwendigen Gleichspannung (Diodensperrespannung) erfolgt über den hochohmigen Entkopplungswiderstand R 1. Die Abstimmspannung $-U_D$ variiert in dem untersuchten Frequenzbereich zwischen 0,6 und 31 V

Bild 3 zeigt die Draufsicht und die Rückansicht (die hellen Flächen stellen die metallisierten Stellen dar) der bestückten Platine eines Bild 2 entsprechenden vollständigen UHF-Verstärkers nach dem Streifenleitungsprinzip. Als Ausgangsmate-

rial diente 1,5 mm dickes, beidseitig mit 38 μm dicken Kupferfolien beschichtetes Teflon.

Bei der Herstellung der Grundplatte werden beide Folienseiten mit geeignetem Fotolack bestrichen und über Negativabzüge belichtet. Nach Entwicklung der Fotoschicht können die entsprechenden Aussparungen in die Kupferfolie geätzt und die notwendigen Löcher gebohrt und die Schlitzte eingearbeitet werden.

Zur Erklärung der HF-Leitungszüge und Funktionen der einzelnen Aussparungen wird im folgenden der Signalweg beschrieben. Das UHF-Signal gelangt über



quenzmäßige Masseverbindung der Diode erreicht man durch einen Scheibchenkondensator. Die Auskopplung des UHF-Signals erfolgt entsprechend der bisherigen Topfkreistechnik durch eine parallel zum Resonanzleiter verlaufende Schleife. Durch geeignete Wahl der Länge der Schleife und ihres Abstandes zum Resonanzleiter sowie der Breite des Leitungszuges kann die erforderliche Anpassung im gesamten Frequenzbereich erreicht werden. Alle übrigen Leitungszüge dienen zur Gleichspannungsversorgung des Transistors und der Kapazitätsdiode.

Die Widerstände wurden auf der Vorderseite eingelötet; zur Isolation gegen Masse sind auf der Rückseite entsprechende Aussparungen unterhalb der Lötstellen vorhanden. Um eine bessere Masseverbindung zu erreichen, werden an derjenigen Längskante, an der sich der Kurzschlußpunkt des Leitungskreises befindet, die obere und die untere Folie mit einer kleinen Kupferblechschiene verbunden und verlötet.

Im Bild 5 sind die Ergebnisse von Messungen an dem beschriebenen einstufigen UHF-Streifenleitungsverstärker zusam-

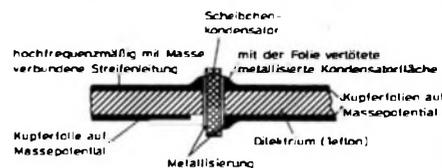


Bild 4 Schnitt durch einen in die Platine eingelöteten Scheibchenkondensator

Bild 5 Meßwerte des einstufigen UHF-Verstärkers nach Bild 2 (Leistungsverstärkung V_L , Rauschfaktor F und Stehwellenverhältnis $s = U_{max}/U_{min}$ in Abhängigkeit von der Bandmittelfrequenz f_m und von $-U_D$)

INTERNATIONALE ELEKTRONISCHE RUNDschau

brachte im Aprilheft unter anderem folgende Beiträge:

- Totale direkte Digitalregelung
- Leuchtschrifttafel mit speichernder Übertragung
- Zur Dimensionierung von Frequenzvervielfachern mit Varaktoren
- Temperaturstabilität der Verstärkung bei geregelten Fernsehuntern mit Transistorverstärkern
- Internationale Tagung „Energie-Direkt-Umwandlung“ in Essen
- Zehn Jahre magnetische Bildaufzeichnung
- Meßgeräte und Meßeinrichtungen auf der Pariser Bauelemente-Ausstellung
- Halbleiter auf der Pariser Bauelemente-Ausstellung
- Elektronik in aller Welt - Angewandte Elektronik - Aus Industrie und Wirtschaft - Persönliches - Neue Erzeugnisse - Industriedruckschriften - Kurznachrichten

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

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

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH
Berlin-Dorsgarden, Postfach 11 111

einen Trennkondensator zu dem mäanderförmigen Leitungszug. Dieses Leitungstück wirkt in dem betrachteten Frequenzbereich als Induktivität L_T . Um die wirksame Induktivität beziehungsweise den Wellenwiderstand zu erhöhen, wurde auf der Rückseite unterhalb der Leitung die Kupferfolie ausgeätzt. Alle verwendeten Trenn- und Abblockkondensatoren sind keramische Scheibchenkondensatoren, die senkrecht zur Oberfläche in entsprechend ausgestanzte Schlitzte eingesetzt und beidseitig verlötet werden (Bild 4). Man erreicht auf diese Weise bei Abblockkondensatoren gleichzeitig eine gute galvanische Verbindung zwischen den beiden Folienseiten.

Die halbrunde Aussparung direkt an der Emittierzuleitung dient zur Aufnahme des Trimmers C_T . Der Transistor AF 139 wird über kürzeste Verbindung von der Rückseite der Grundplatte in den Sternpunkt, an den die bereits erwähnte Emittierzuleitung, der Massepunkt beziehungsweise die Gleichspannungsversorgung des Basisanschlusses sowie die Leitung zum collectorseitigen Resonanzkreis führen, eingelötet. Der einseitig kurzgeschlossene $\lambda/4$ -Leitungskreis ist ähnlich wie im Bild 1 aufgebaut. Die Kapazitätsdiode wird in einen ausgestanzten Schlitz in Verlängerung des Resonanzleiters eingesetzt. Die hochfre-

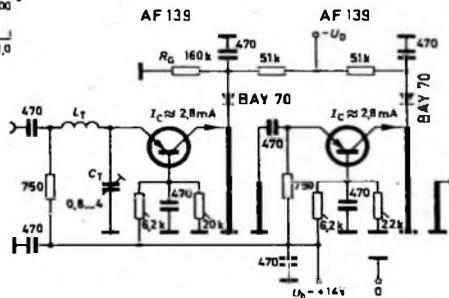


Bild 6 Schaltung eines zweistufigen UHF-Verstärkers mit Diodenabstimmung

mengestellt. Man erkennt, daß sich die Meßwerte nicht wesentlich von denen eines in herkömmlicher Technik aufgebauten Verstärkers [8] unterscheiden. Der etwas stärkere Verstärkungsabfall bei niedrigen Frequenzen ist eine Folge des Anstiegs des Diodenbahnwiderstandes bei niedrigen Sperrspannungen (0,6 V). Die Bandbreite beträgt bei $f_m = 470 \text{ MHz}$ etwa 24 MHz und bei $f_m = 700 \text{ MHz}$ rund 33 MHz.

4. Zweistufiger UHF-Verstärker

Bild 6 zeigt als weiteres Beispiel die Schaltung eines Antennenverstärkers mit $2 \times \text{AF 139}$, dessen Stufen Bild 2 entsprechen. Zu erwähnen ist, daß die Kapazitäts-

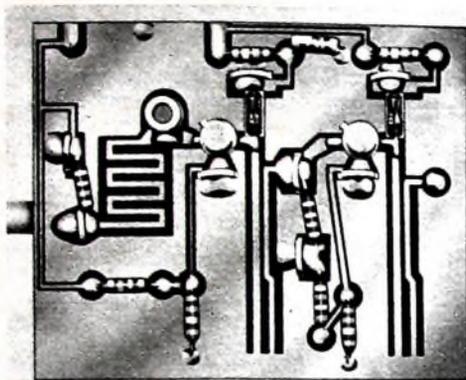
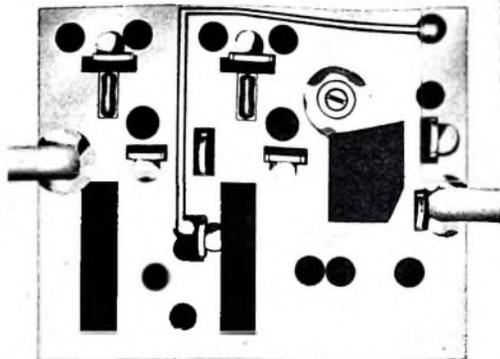


Bild 7. Draufsicht (links) und Rückansicht (rechts) des zweistufigen UHF-Verstärkers nach Bild 6 (natürliche Größe)



streuung der beiden Kapazitätsdioden BAY 70 nicht zu groß sein darf, weil sonst bei der Abstimmung kein Frequenzgleichlauf erreicht werden kann. Geringe Abweichungen lassen sich durch Änderung der Sperrspannung einer Diode (mit dem Teilerwiderstand R_G) ausgleichen. Man kann aber auch den Leitungskreis mit der Diode mit der größeren Kapazität durch Auflöten eines Kurzschlußbleches verkürzen. Einfacher ist jedoch der Einsatz paarweise ausgesuchter Dioden.

Im Bild 7 sind die Draufsicht und die Rückansicht des zweistufigen Verstärkers wiedergegeben. Als Ausgangsmaterial wurde wieder 1,5 mm dickes, doppelseitig kaschiertes Teflon verwendet. Man erkennt, daß die zweite Stufe praktisch ge-

nauso aufgebaut ist wie die erste. Eine geringfügige Abweichung ist bei den Koppelschleifen vorhanden. Zur besseren Anpassung im Durchstimmbereich wurde am hochfrequenten Handende die kapazitive Kopplung durch entsprechende Formgebung der Schleife erhöht. Ebenso sei auf Aussparungen an der Rückseite unterhalb der Leitungskreise hingewiesen, die eine geringfügige Erhöhung des Wellenwiderstandes Z_0 (um $15\frac{1}{4}\%$) erlauben. Bei Verwendung von Grundmaterial mit größerer Dielektrizitätskonstante könnte durch teilweises Abdecken der Aussparung unterhalb der Koppelschleife die Kopplung variiert werden; ebenso läßt sich ein Kreisabgleich durch Abdeckung mittels eines kleinen Blechstreifens unterhalb des Resonanzleiters erreichen. Bild 8 können die wichtigsten Meßwerte dieses für Bereich IV geeigneten Verstärkers entnommen werden (die Bandbreite liegt zwischen 19 und 22 MHz).

In diesem Verstärker, dessen Frequenzbereich noch über den des Bereichs IV (470...610 MHz) hinausgeht, wurden besonders ausgesuchte Exemplare der Kapazitätsdiode BAY 70, die höhere Sperrspannungen vertragen, verwendet. Damit der Verstärkungsabfall bei den niedrigen Frequenzen (infolge des ansteigenden Diodenbahnwiderstandes bei niedrigen

Sperrspannungen) nicht zu groß wird, beginnt $-U_D$ hier erst mit 3 V. Durch entsprechende Verkürzung der Leitungskreise erhält man bei sonst gleichem Aufbau einen Verstärker für Bereich V (600 bis 790 MHz). Bild 9 enthält die Meßwerte einer Laborausführung, deren Handbreite zwischen 27 und 25 MHz liegt.

Schrifttum

- [1] G. Geschwinde, H., u. Krank, W.: Streifenleitungen. Füssen 1960, Winter.
- [2] Arditi, M.: Characteristics and applications of microstrip microwave wiring. Trans. IRE Microwave Theory & Techn. Bd 3 (1955) Nr. 2, S. 13-20.
- [3] Assadourian, F., u. Rimai, E.: Simplified theory of microstrip transmission system. Proc. IRE Bd. 40 (1952) S. 1651 bis 1657.
- [4] Wested, J. H.: UHF characteristics of printed circuits. Trans. IEEE Component P. (1964) S. 11-19.
- [5] Bomhardt, K., u. Lackner, P.: Elektronisch abstimmbare Verstärker für das Frequenzgebiet 50...800 MHz. Frequenz Bd 19 (1965) Nr. 5, S. 148.
- [6] Bomhardt, K., Neuhauser, J., u. Hartumpf, R.: Abstimmung mit Reaktanzdioden im Bereich der Bänder I bis V, behandelt am Beispiel von fernabstimmbaren Antennenverstärkern. Telefunken Halbleitermittellungen für die Industrie 6406 111.

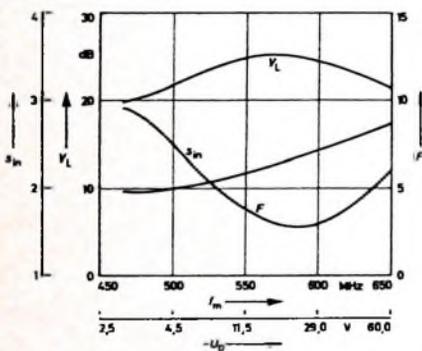


Bild 8. Leistungsverstärkung V_L , Reuschfaktor F und Stahwellenverhältnis S_{12} des zweistufigen Bereich-IV-UHF-Verstärkers in Abhängigkeit von f_m und $-U_D$

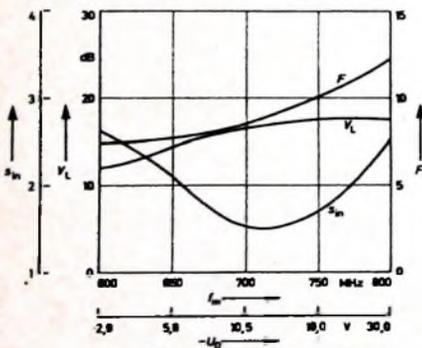


Bild 9. Meßwerte eines zweistufigen UHF-Verstärkers für den Bereich V in Streifenleiterbauweise (Leistungsverstärkung V_L , Reuschfaktor F und Stahwellenverhältnis S_{12} in Abhängigkeit von f_m und $-U_D$)

R. Schiffel

60 Jahre



Seit vielen Jahren ist der Name von Dipl.-Ing. Rudolf Schiffel mit dem Fachgebiet Röhren der Telefunken AG unlosbar verbunden. Am 6. Mai 1964 vollendete er das 60. Lebensjahr. Wer ihn seit vielen Jahren kennt, dem mag es scheinen, als ob der Kalender trüge, denn immer war R. Schiffel der qualifizierte Fachingenieur mit dem ewig jungen Herzen. Und das ist er bis auf den heutigen Tag geblieben.

Sein beruflicher Lebensweg begann nach der Diplom-Hauptprüfung bei Professor Barkhausen an der Technischen Hochschule

Dresden im Jahre 1930 und nach einer Tätigkeit als Tonfilm-Ingenieur bei der Ufa am 1. November 1934 bei Telefunken in Berlin. Dort war er in den Jahren 1935 bis 1946 Sachbearbeiter und Abteilungsleiter, und 1941 folgte seine Ernennung zum Oberingenieur. Nach vorübergehender Tätigkeit bei anderen Firmen während der ersten Nachkriegsjahre kehrte er am 1. November 1950 zu Telefunken zurück, um in Ulm die Leitung des Technischen Kundendienstes im Rahmen des Röhrenvertriebs zu übernehmen. Seit Jahresbeginn 1964 liegt die Leitung des Fachgebietes Röhren für den Warensektor in seinen Händen.

Als fachkundiger Berater und Experte hat R. Schiffel sich im In- und Ausland hohen Ruf und Ansehen erworben. Wenn manchmal auch die irrige Meinung zu hören ist, im Zeitalter der Halbleiter-Bauelemente sei die Röhre von untergeordneter Bedeutung, so wird gerade das kommende Farbfernsehen zeigen, daß dem keineswegs so ist. Auch in Zukunft wird R. Schiffel mit seinen reichen praktischen Erfahrungen und fundierten Kenntnissen wiederum wesentlich mit dazu beitragen, die auftretenden Probleme aus dem Bereich der Röhre zu lösen. Dazu mögen ihm beste Gesundheit und Schaffenskraft wichtige Helfer in den kommenden Jahren sein. -th

UKW-Teil mit Silizium-Planartransistoren

DK 621.396.62.029.62

Technische Daten

Frequenzbereich:	87...104 MHz
Leistungsverstärkung:	34 dB
Gesamtrauschzahl:	2,8 kT ₀
Anteil der Mischstufe an der Gesamtrauschzahl:	0,3 kT ₀
Spiegelwellenselektion:	≥ 60 dB
ZF-Durchschlagfestigkeit:	≥ 80 dB

Seit 1959 sind transistorbestückte UKW-Teile bekannt, die auf Grund ihrer Schaltungskonzeption und des elektrischen Aufwandes hauptsächlich in Koffer- und Autoempfängern Verwendung finden. Die Standardschaltung besteht im wesentlichen

b) Die an Gemeinschaftsantennen und in Gebieten hoher Feldstärke auftretenden Eingangsspannungen müssen ohne störende Nebeneffekte verarbeitet werden können. Die Forderung a) läßt sich durch Verwendung geeigneter Bauelemente und, wie im vorliegenden Fall, durch den Einsatz von Siliziumtransistoren erfüllen.

Die unter b) genannten Forderungen machen dagegen beim derzeitigen Stand der Technik die Anwendung einer fremdgesteuerten Mischstufe (getrennter Oszillator) obligatorisch. Die bei diesen Betriebsbedingungen auftretenden Nebeneffekte wie Neben- und Mehrempfängsstellen sind in erster Näherung eine Funktion der Verstärkung und Selektion vor der Mischstufe.

Im folgenden werden der mechanische Aufbau und die Schaltung des im Schaub-Lorenz-Rundfunkgerät „Fjord S Stereo“ verwendeten UKW-Teils beschrieben.

2. Mechanischer Aufbau

Bild 1 zeigt den kompletten UKW-Teil. Alle Bauelemente einschließlich des Dreifachvariometers sind auf der Hartpapierplatte mit der gedruckten Schaltung montiert. Durch Verwendung von Miniaturteilen gelang es, die mechanischen Abmessungen kleinzuhalten. Die Abschirmhaube ermöglicht die Einhaltung der Störstrahlungsbestimmungen der Deutschen Bundespost mit großem Sicherheitsabstand.

BF 138 (Bild 2). Um die Regeleigenschaften dieses Transistors (Aufwärtsregelung) im Bedarfsfall ausnutzen zu können, ist die Zuführung der Basisgleichspannung getrennt herausgeführt. Die Vierpolparameter des BF 138 im Arbeitspunkt 7,5 V, 2 mA bei 100 MHz haben folgende Werte:

$$\begin{aligned}
 Y_{11e} &= 6,8 + j 8,8 \text{ mS,} \\
 Y_{12e} &= -0,04 - j 0,6 \text{ mS,} \\
 Y_{21e} &= -37,2 + j 37,2 \text{ mS,} \\
 Y_{22e} &= -0,23 - j 1,5 \text{ mS.}
 \end{aligned}$$

Hieraus ergibt sich eine maximal erreichbare Leistungsverstärkung im Falle vollständiger Neutralisation von 26 dB. Zusammen mit dem HF-Bandfilter zwischen Vor- und Mischstufe erhält man bis zum Eingang der Mischstufe eine Leistungsverstärkung von etwa 17 dB.

Im Bild 3 ist die Durchlaßkurve des HF-Bandfilters, gemessen vom Antenneneingang bis zum Eingang der Mischstufe, dargestellt. Die Ankopplung der Antenne (60 Ohm unsymmetrisch) erfolgt über den fest auf Bandmitte abgestimmten Eingangskreis C 201, C 202, L 201. Bild 4 zeigt den Transformationsweg von der Basis des Transistors T 201 bis zum Antenneneingang sowie den Eingangswiderstand an den Antennenklemmen als Funktion der Frequenz.

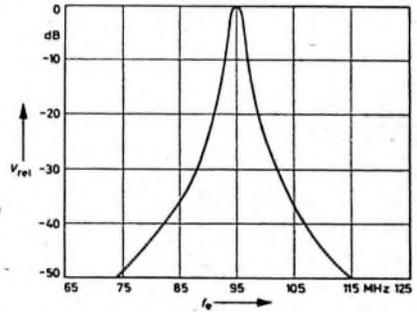


Bild 3. Durchlaßkurve des HF-Bandfilters

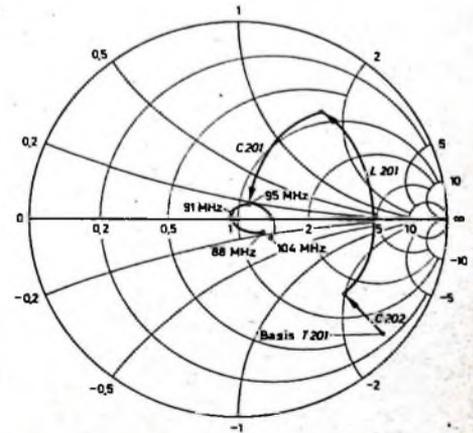


Bild 4. Transformationsweg von der Basis des Vorstufentransistors bis zum Antenneneingang und Eingangswiderstand an den Antennenklemmen als Funktion der Frequenz

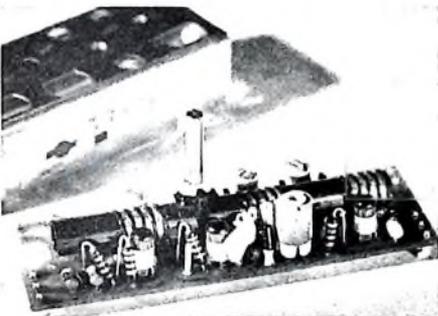


Bild 1. UKW-Teil des „Fjord S Stereo“

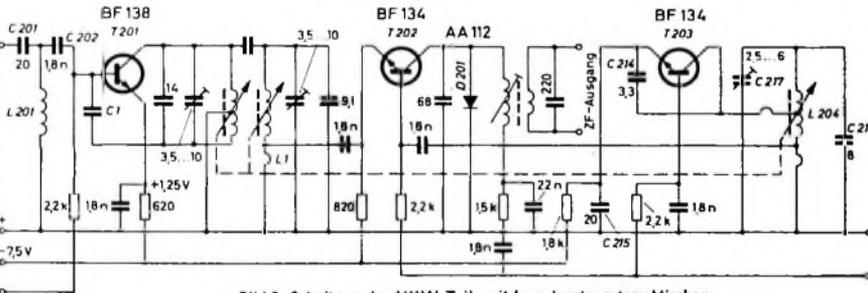


Bild 2. Schaltung des UKW-Teils mit fremdgesteuertem Mischer

aus einer Vorstufe, meistens in nichtneutralisierter Basisschaltung, und einem abgestimmten Zwischenkreis mit nachfolgender selbstschwingender Mischstufe. Mit dem Eindringen des Transistors in die bisher noch überwiegend der Röhrenbestückung vorbehaltenen Heimempfängertechnik wurde jedoch eine Erhöhung des Aufwandes im UKW-Eingangsteil notwendig, denn hier werden grundsätzlich erheblich höhere Anforderungen gestellt.

1. Anforderungen an den UKW-Teil

a) Der Aufbau und die Schaltung des UKW-Teils müssen auch eine Verwendung in gemischtbestückten (Röhren und Transistoren) Heimempfängern ermöglichen, die eine größere Eigenerwärmung als voll transistorisierte Empfänger haben. Der Einfluß der Umgebungstemperatur auf die elektrischen Daten (besonders auf die Oszillatorfrequenz) darf ein vorgeschriebenes Maß nicht überschreiten.

Der UKW-Teil ist mit Silizium-*npn*-Planartransistoren bestückt. Als Abstimmorgan dient ein Dreifachvariometer. Die linke und die mittlere Spule sind Teil eines HF-Bandfilters zwischen Vor- und Mischstufe, die rechte ist die Oszillatorspule. Der Abgleich der Variometerkerne erfolgt von einer der beiden Stirnseiten. Die Kerne haben einen Innensechskant und Außengewinde. Mit einem stabförmigen Abgleichwerkzeug (der Sechskant ist nur an der Spitze eines sich dahinter verjüngenden Stäbchens angespritzt) aus flexiblem Kunststoff läßt sich jeder Abgleichkern in die erforderliche Lage im Kernschieber bringen. Die Abgleichtrimmer und die ZF-Spule sind von der Antriebs- oder Unterseite aus abgleichbar.

3. Schaltung

3.1. HF-Vorstufe

Die Vorstufe arbeitet in neutralisierter Emitterschaltung mit dem Transistor

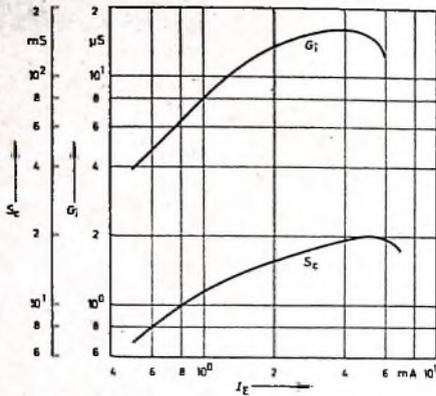


Bild 5 Ausgangsleitwert G_1 und Mischteilheit S_c des Mischtransistors in Abhängigkeit vom Emitterstrom bei $U_{\text{Baz}} = 100 \text{ mV}$, $f_e = 100 \text{ MHz}$

C 1 und die kleine Spule L 1 von der Anzapfung des Sekundärkreises des HF-Bandfilters nach Masse sind gedruckt ausgeführt.

3.2 Fremdgesteuerte Mischstufe

Die Mischstufe mit dem Transistor BF 134 arbeitet in Quasi-Basisschaltung. Die Empfangsfrequenz wird am Emitter von T 202 eingespeist; die Zuführung der Oszillatorspannung erfolgt an der Basis. Ausgangsleitwert und Mischverstärkung sind stark vom schaltungsbedingtem Blindwiderstand zwischen Basis und Masse abhängig (Oszillatoreinspeisung). Ausgangsleitwert G_1 und Mischteilheit S_c des Mischtransistors sind in Bild 5 als Funktion des Emitterstroms dargestellt. Im vorliegenden Fall erhält man bei leistungsoptimalem Abschluß des ZF-Ausgangs eine Leistungsverstärkung der Mischstufe von rund 17 dB.

Die in Sperrichtung vorgespannte Diode D 201 am Collector der Mischstufe verhindert bei großen Eingangspegeln das Auftreten einer unzulässig hohen ZF-Wechselspannung. Überschreitet nämlich die Amplitude der ZF-Wechselspannung die Collectorgleichspannung, dann wird der Mischvorgang gestört, und es können Verzerrungen auftreten.

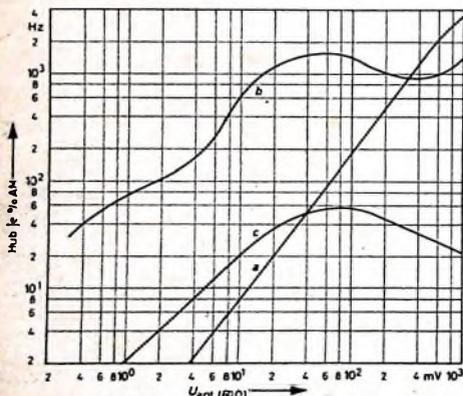


Bild 6. Störhub der Oszillatorfrequenz in Abhängigkeit von der Eingangsspannung für einen röhrenbestückten UKW-Teil mit der ECC 85 (a), einen transistorbestückten UKW-Teil mit selbstschwingendem Mischer (b) und für einen transistorbestückten UKW-Teil mit fremdgesteuertem Mischer (c)

3.3 Oszillatorstufe

Der Oszillator T 203 arbeitet in Basisschaltung. Die Oszillatorfrequenz liegt um die ZF von 10,7 MHz oberhalb der Empfangsfrequenz. Eingangs- und Ausgangsspannung eines Transistors in Basisschaltung sind bei tiefen Frequenzen in Phase, so daß im Rückkopplungsweig kein phasendrehendes Glied erforderlich ist. In dem hier betrachteten Frequenzgebiet hat der Transistor BF 134 jedoch bereits eine Steilheitsphase von etwa -40° . Der Collectorwechselstrom i_1 eilt der zwischen Emitter und Basis liegenden Steuerspannung u_1 um etwa 40° nach und erzeugt am abgestimmten Oszillatorkreis L 204, C 217, C 218 eine gleichphasige Wechselspannung u_2 . Der gesamte zwischen Emitter und Basis auftretende Widerstand ist annähernd reell und sein Betrag klein gegen den kapazitiven Widerstand des Rückkopplungskondensators C 214. Die am Oszillatorkreis entstehende Wechselspannung treibt durch die Serienschaltung C 214, C 215 und den Eingangswiderstand von T 203 (parallel zu C 215) einen Strom i_2 , der der Spannung u_2 um etwa 40° voreilt und am Eingangs-

widerstand von T 203 eine mit u_1 gleichphasige Rückkopplungsspannung erzeugt. Der Collector von T 203 liegt an einer Anzapfung der Oszillatorkreis L 204, um den Einfluß der betriebsspannungsabhängigen Collectorkapazität auf die Oszillatorfrequenz zu verringern. Durch geeignete Wahl der Temperaturkoeffizienten von C 217 und C 218 werden Änderungen der Oszillatorfrequenz infolge Änderungen der Umgebungstemperatur verhindert. Ein Maß für die Stabilität des Oszillators bei hohen Eingangsspannungen ist der durch eine amplitudenmodulierte Eingangsfrequenz hervorgerufene Störhub der Oszillatorfrequenz. Im Bild 6 ist der Störhub in Hz je % AM als Funktion der Eingangsspannung für einen röhrenbestückten UKW-Teil mit der ECC 85 (a), einen transistorbestückten UKW-Teil mit selbstschwingendem Mischer (b) und für einen transistorbestückten UKW-Teil mit fremdgesteuertem Mischer (c) dargestellt. Wie die Kurven zeigen, ist der UKW-Teil mit fremdgesteuerter Mischstufe dem Röhren-UKW-Teil gleichwertig, bei höheren Eingangspegeln sogar überlegen.

Von Sendern und Programmen

Im Herbst Stereo-Sendungen auch beim Bayerischen Rundfunk

Der Bayerische Rundfunk will im Herbst dieses Jahres mit stereophonen Rundfunksendungen beginnen, und zwar zunächst über die beiden UKW-Sender Wendelstein (Kanal 8^a; 89,5 MHz) und Dillberg (Kanal 18^a; 92,3 MHz). Mit gelegentlichen technischen Versuchssendungen ist bereits im Sommer zu rechnen.

In dieser ersten Ausbaustufe werden Stereo-Sendungen, die zunächst lediglich einige Stunden im Wochenprogramm umfassen, in den Gebieten von Oberbayern (einschließlich München) und Teilen Mittelranks (einschließlich Nürnberg) und der Oberpfalz zu empfangen sein. Die beiden Sender dürften etwa ein Drittel der Einwohnerschaft Bayerns erreichen.

Raistings Riesenantenne auf festem Fundament

Über die nachrichtentechnischen Einrichtungen der Raistinger Bodenstation für Satellitenfunk ist schon des öfteren berichtet worden. Die bauliche Gestaltung der Antennen- und Zusatzgebäude konnte dabei zumeist nur angedeutet werden, obwohl sie eine besondere Leistung neuzeitlicher Baukunst darstellt. Nicht nur das kugelförmige Äußere des Antennengebäudes ist eine nicht alltägliche ingenieurmäßige Lösung. Die baulichen Maßnahmen wichen bereits bei Erstellung des Fundaments von den bei normalen Bauvorhaben üblichen wesentlich ab. Nachdem die Gegend um Raisting als günstigster Standort für den störungsfreien Funkverkehr über Satelliten ausgewählt wurde — ausschlaggebend waren kleine Elevationswinkel der umgebenden Hügelkette, keine Flugschneisen oder Radarstationen — stellte man fest, daß die Bodenbeschaffenheit den Forderungen nicht entsprach. Anstatt aus gewachsenem Fels, der höchste Standfestigkeit der Anlage garantieren würde, besteht der Untergrund dort aus einer etwa 30 m dicken Kiesschicht, daran anschließend aus Fels. Ein Massivfundament bis auf den Fels zu errichten, kam in Raisting aus wirtschaftlichen Erwägungen nicht in Betracht.

Man ging deshalb einen anderen Weg, nämlich die Festigkeit des Untergrundes durch geeignete Mittel selbst zu erhöhen. Dazu wurden an 120 eng beieinanderliegenden Punkten der ausgewählten Stelle Vibrationsrüttler 18 m tief in den Kies abgesenkt und langsam wieder an die Oberfläche gezogen. Diese Aktion unterstützten nach sogenannte Spülzylinder, die mit abgesenkt wurden und durch ständige Wasser- und Sandzufuhr zu einer weiteren Verbesserung der Lagerungsdichte des Kieses beitrugen.

Daß diese Art der Bodenfestigung ausreichend war, erwies sich bei einer Nachmessung des Antennfundamentes im Februar 1965 (bereits im Oktober 1964 nahm die Deutsche Bundespost den probeweisen Betrieb auf). Das im wesentlichen aus Stahlbeton B 300 bestehende Fundament hatte sich zu diesem Zeitpunkt um nur 0,2 mm einseitig gesenkt; erlaubt ist das Zehn-

fache dieses Betrages, denn selbst bei 2 mm Abweichung aus der Waagerechten ist das exakte Nachführen der Antenne zu den umlaufenden Satelliten nach gewährleistet.

Schon allein dieses einzige Beispiel zeigt, mit welchen speziellen Mitteln bei diesem bis jetzt in Deutschland einmaligen Projekt gearbeitet wurde. Das Haus Siemens, das in Raisting für die Bauleitung verantwortlich zeichnete, konnte dabei eine Menge wertvoller Erfahrungen sammeln, die bei weiteren Vorhaben dieser Art von großem Vorteil sein werden.

Sendezentrum Grünten

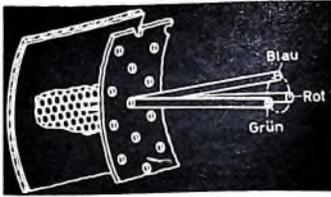
Das von den deutschen Rundfunk- und Fernsehanstalten errichtete Sendezentrum auf dem 1739 m hohen Grünten im Allgäu wird weiter ausgebaut. Die von dort ausgestrahlten Sendungen können auch im schweizerischen und österreichischen Bodenseegebiet empfangen werden. Nach Abschluß der Arbeiten werden auf dem Grünten insgesamt sieben verschiedene Sender in Betrieb sein: drei für den Hörlink, vier für das Fernsehen. Zur Zeit verstärkt der Südwestfunk seinen Sender für das erste Deutsche Fernsehprogramm von 100 auf 500 kW. Der Bayerische Rundfunk verbessert die technischen Anlagen für seine Ausstrahlungen. Daneben wird ein Sender durch die Bundespost für das Studienprogramm des Bayerischen Fernsehens neu gebaut. Die Arbeiten sollen am 15. Mai beendet sein. Der 92 m hohe Sendemast wird auch das erste und zweite Programm des Bayerischen Rundfunks sowie das Gastarbeiterprogramm auf Ultrakurzwellen ausstrahlen.

ZDF baut endgültiges Sendezentrum

Das Zweite Deutsche Fernsehen hat auf einem 100 ha großen Gelände 8 km südwestlich von Mainz mit dem ersten Bauabschnitt für das künftige Sendezentrum begonnen. Zunächst werden die Gebäude für den Kraftfahrzeug- und Übertragungswagen-Betrieb errichtet. Ein Gebäudeteil wird vorübergehend auch für Einrichtungen zur Wiedergabe von digitalisierter Farbfernsehungen verwendet werden.

Kurzwellensender München

Der Kurzwellensender München (seit 1948 in Betrieb) steht in München-Ismaning und überträgt das 1. Programm des Bayerischen Rundfunks auf 49,3 m (6085 kHz) mit 10 kW Leistung. Die Raumwelle des Senders kann am Tage innerhalb Europas, bei Nacht innerhalb Europas sowie je nach Uhr- und Jahreszeit in bis zu 20000 km Entfernung empfangen werden. 94% aller Hörerzuschriften kommen im Durchschnitt aus Europa, 6% aus den USA und Australien. Aufteilung der Hörerzuschriften aus Europa: 50% Deutschland, 15% Schweden, 11% Österreich, 9% Finnland, 5% Großbritannien, 4% Dänemark, 3% Schweiz, 1% Norwegen, 2% Sonstige.



Einführung in die Farbfernsehtechnik*)

Fortsetzung von FUNK-TECHNIK Bd. 21, Nr. 8, S. F 8

1492 Addition von Farbvalenzen

Für eine Addition gibt man sich zweckmäßigerweise die Farbvalenzen durch ihre Farbortkoordinaten (Normspektralwertanteile) x, y und ihre der Leuchtdichte proportionalen Normfarbwerte Y vor. Die Koordinaten der Mischung zweier Farbvalenzen

$$F_1: x_1, y_1, Y_1 \quad \text{und} \quad F_2: x_2, y_2, Y_2$$

lassen sich dann durch folgende Beziehungen ausdrücken:

$$x_{1+2} = \frac{x_1 \frac{Y_1}{y_1} + x_2 \frac{Y_2}{y_2}}{\frac{Y_1}{y_1} + \frac{Y_2}{y_2}}$$

$$y_{1+2} = \frac{Y_1 + Y_2}{\frac{Y_1}{y_1} + \frac{Y_2}{y_2}}$$

Die resultierende Leuchtdichte ist der Summe

$$Y_{1+2} = Y_1 + Y_2$$

proportional.

Die neue Farbvalenz F_{1+2} liegt auf der Verbindungsgeraden $F_1 F_2$ (Bild 18). Ihre Lage läßt sich auch in einfacher Weise grafisch ermitteln. Im Farbort F_1 wird auf der Verbindung $F_1 F_2$ die Strecke Y_2/y_2 errichtet und im Farbort F_2 in entgegengesetzter Richtung die Strecke Y_1/y_1 . Die Verbindung der Endpunkte der Senkrechten schneidet die Strecke $F_1 F_2$ im Ort der Farbmischung

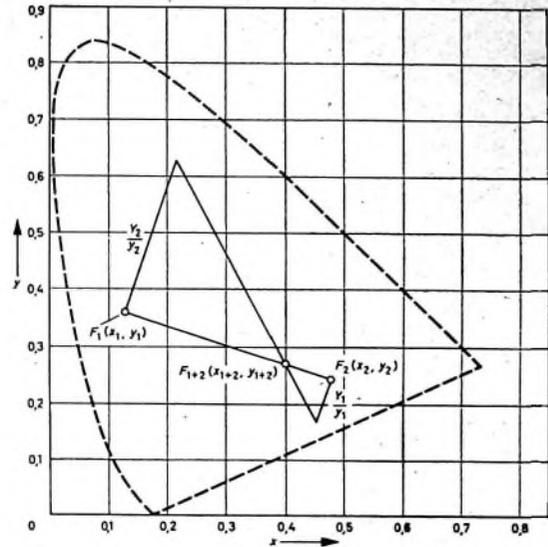


Bild 18. Addition von Farbvalenzen im x-y-Diagramm

2. Die Farbfernseh-Aufnahmeeinrichtungen

G. MÖLL, A. KAUFMANN

G. HÖGEL und G. HOLOCH

2.1. Grundforderungen an Farbfernseh-Aufnahmeeinrichtungen

2.1.1. Prinzip der Farbfernsehübertragung

Die fundamentale Erkenntnis der Farbenlehre, daß sich die meisten in der Natur vorkommenden Farben durch entsprechende additive Mischung von drei Primärvalenzen dem Auge empfindungsgleich nachbilden lassen, hat der farbfernsehtechnischen Übertragung die Grundlage gegeben. Würde dieser Sachverhalt nicht bestehen, müßte also für jeden Wellenlängenabschnitt ein Maß für die jeweils vorliegende Strahlungsintensität übermittelt werden, so wäre bei den derzeit gegebenen technischen Mitteln das Farbfernsehen überhaupt nicht realisierbar.

den drei Signale abgeleitet, die die zu übertragende Strahlungsverteilung hinreichend charakterisieren. Nach einer für die Übertragung zweckmäßigen Verschlüsselung (Codierung), auf die noch genauer eingegangen wird, gelangen diese drei Signale zur Wiedergabeeinrichtung, um dort die Leuchtdichten der Primärvalenzen entsprechend der aufnahmeseitig gegebenen Strahlungsverteilung anzulegen.

2.1.2. Farbmetrische Forderungen an die Aufnahmeeinrichtung

2.1.2.1. Wahl der Empfänger-Primärvalenzen

Der durch das Farbfernsehen wiederzugebende Farbortbereich wird praktisch allein durch die Wahl der Primärvalenzen der Wiedergabeeinrichtung bestimmt. Für die additive Farbmischung enthält das im Farbdigramm durch die Farborte der Primärvalenzen gebildete Dreieck die reproduzierbaren Farben. Je größer nun dieses Farbdreieck ist, um so größer ist auch der wiederzugebende Farbortbereich. Hiernach scheint es vorteilhaft, Primärvalenzen möglichst hoher Farbsättigung auszuwählen. Zum Beispiel könnte man an die international festgelegten spektralen

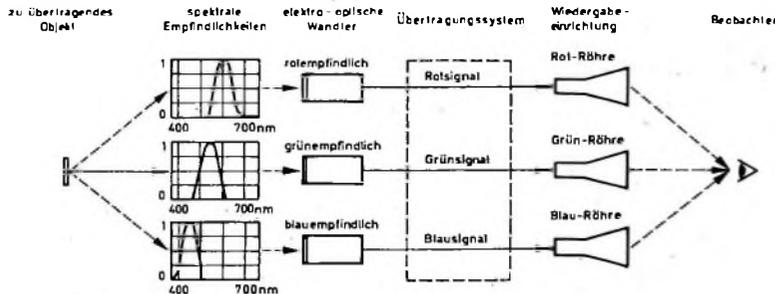


Bild 19. Grundlegende Anordnung einer Farbfernsehübertragung

Unter Ausnutzung dieser augenphysiologischen Gegebenheit ergibt sich die im Bild 19 dargestellte grundlegende Anordnung für eine Farbfernsehübertragung. Durch Zuordnung geeigneter spektraler Empfindlichkeiten zu den drei AufnahmeKanälen wer-

Primärvalenzen 700,0 nm, 546,1 nm und 435,8 nm denken, wie sie im Abschnitt 1.4.1. angeführt wurden. Da sich solche spektralen Farbzeiger aber grundsätzlich nicht mit der für eine praktische Farbbildwiedergabe erforderlichen Strahlungsstärke herstellen lassen, muß man zu Farbzeigern mit vergrößertem Strahlungsreich übergehen. Ein sinnvoller Kompromiß zwischen möglichst hoher Strahlungsintensität und möglichst naher Lage am Kurvenzug der Spektralfarben bestimmt die Wahl der Primärvalenzen.

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

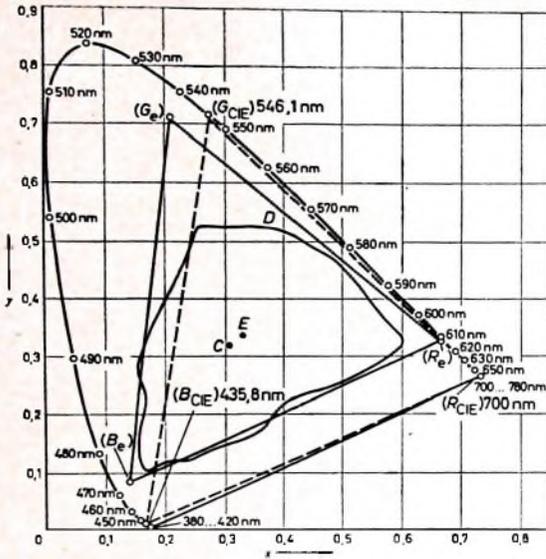


Bild 20. Vom Farbfernsehen wiederzugebende Farbtöne im Vergleich zum Farbartbereich, der mit anderen Reproduktionsmitteln darzustellen ist: (R_e), (G_e), (B_e) Farbtöne der FCC-Empfänger-Primärvalenzen, (R_{CIS}), (G_{CIS}), (B_{CIS}) Farbtöne der spektralen Primärvalenzen, D Farbtönenbereich von Farbfilm, Druck, Malerei usw.

In Amerika wurden von der Federal Communications Commission (FCC) folgende Farbtöne für die Primärvalenzen der Wiedergabeeinrichtung festgelegt (Bild 20):

$$(R_e): x = 0,67, y = 0,33$$

$$(G_e): x = 0,21, y = 0,71$$

$$(B_e): x = 0,14, y = 0,08$$

Gleichzeitig wurde als Unbuntpunkt der Wiedergabeeinrichtung – das ist der Farbtone, der sich bei Zuführung von drei gleichen Signalen auf dem Bildschirm ergibt – die Normlichtart C (s. Abschnitt 1.1.2.) standardisiert. Eine entsprechende Regelung wird man auch in der Bundesrepublik Deutschland treffen.

Die naheliegende Schlussfolgerung, daß eine farbfernsehtechnische Übertragung recht unvollkommen sein muß, da der vom Farbfernsehen erfaßte Farbartbereich nicht alle vom Kurvenzug der Spektralfarben eingeschlossenen Farben zu übertragen gestattet, erweist sich bei genauerer Betrachtung als unbegründet. Im Bild 20 ist der Bereich D eingetragen, der sich mit anderen Reproduktionsmitteln (Farbfilm, Druck, Malerei usw.) maximal erfassen läßt. Der Vergleich zeigt, daß der mit den Primärvalenzen des Farbfernsehens zu übertragende Farbartbereich keineswegs kleiner, sondern sogar etwas größer ist als der anderer Reproduktionsverfahren. Daß generell ein begrenzter Farbartbereich für eine naturgetreue Farbwiedergabe völlig ausreicht, liegt darin begründet, daß Farben mit hoher Sättigung in der Praxis nur sehr selten vorkommen.

2.1.2.2. Die Spektralcharakteristiken der drei Aufnahmekanäle. Die Festlegung der Farbtöne der Primärvalenzen für die Wiedergabeeinrichtung führt zu Transformationsgleichungen, die den Zusammenhang zwischen den Farbwerten der nichtphysikalischen Primärvalenzen (X), (Y), (Z) und denen der Empfänger-Primärvalenzen (R_e), (G_e), (B_e) angeben. Sie bilden die grundlegenden Beziehungen für alle farbmetrischen Berechnungen im Farbfernsehen und lauten zahlenmäßig:

$$R_e = 1,910 \cdot X - 0,532 \cdot Y - 0,288 \cdot Z,$$

$$G_e = -0,982 \cdot X + 2,000 \cdot Y - 0,0283 \cdot Z,$$

$$B_e = 0,0585 \cdot X - 0,119 \cdot Y + 0,900 \cdot Z$$

beziehungsweise

$$X = 0,608 \cdot R_e + 0,174 \cdot G_e + 0,200 \cdot B_e,$$

$$Y = 0,289 \cdot R_e + 0,587 \cdot G_e + 0,114 \cdot B_e,$$

$$Z = 0,000 \cdot R_e + 0,0662 \cdot G_e + 1,112 \cdot B_e.$$

Entsprechend der Festlegung der nichtphysikalischen Primärvalenzen, daß allein der Normfarbwert Y die übertragene Leuchtdichte repräsentiert (s. Abschnitt 1.4.5.), lassen sich aus der

Relation für Y unmittelbar die relativen Leuchtdichtebeiwerte des Empfänger-Primärvalenztripels angeben:

$$l_{re} = 0,289, l_{ge} = 0,587, l_{be} = 0,114$$

Durch Anwendung des obigen Gleichungssystems auf die im Abschnitt 1.4.5. angeführten Normspektralwertkurven erhält man schließlich die Spektralwertkurven der Empfänger-Primärvalenzen (Bild 21)

$$\bar{r}_e = 1,910 \cdot \bar{x} - 0,532 \cdot \bar{y} - 0,288 \cdot \bar{z},$$

$$\bar{g}_e = -0,982 \cdot \bar{x} + 2,000 \cdot \bar{y} - 0,0283 \cdot \bar{z},$$

$$\bar{b}_e = 0,0585 \cdot \bar{x} - 0,119 \cdot \bar{y} + 0,900 \cdot \bar{z}.$$

Jede Aufnahmeeinrichtung hat grundsätzlich die Aufgabe, drei Signale bereitzustellen, die den Farbwerten des zu übertragenden Farbreizes proportional sind. Entsprechend Abschnitt 1.4.2. lassen sich diese Farbwerte für eine gegebene Farbreizfunktion $\varphi(\lambda)$ in folgender Weise bestimmen (k ist ein Proportionalitätsfaktor):

$$R_e = k \int_{380 \text{ nm}}^{780 \text{ nm}} \varphi(\lambda) \bar{r}_e d\lambda, \quad G_e = k \int_{380 \text{ nm}}^{780 \text{ nm}} \varphi(\lambda) \bar{g}_e d\lambda, \quad B_e = k \int_{380 \text{ nm}}^{780 \text{ nm}} \varphi(\lambda) \bar{b}_e d\lambda.$$

Ordnet man nun den drei Kanälen der Aufnahmeeinrichtung die spektralen Empfindlichkeiten \bar{r}_e , \bar{g}_e , \bar{b}_e zu, so erfolgt genau nach obiger Vorschrift die spektrale Bewertung der gegebenen Strahlung $\varphi(\lambda)$. Da außerdem durch die photoempfindlichen Schichten der optisch-elektrischen Wandler die erforderliche Summierung (Integration) über die Wellenlänge automatisch erfolgt, ergeben sich am Ausgang der Aufnahmeeinrichtung den Farbwerten R_e , G_e und B_e proportionale Signale, die sogenannten Farbwertsignale (primary signals).

Unter der Voraussetzung eines linearen Übertragungssystems sind also die für jede Aufnahmeeinrichtung vorzusehenden spektralen Empfindlichkeiten (taking characteristics) unmittelbar den Spektralwertkurven \bar{r}_e , \bar{g}_e und \bar{b}_e der Empfänger-Primärvalenzen proportional. Die Form dieser Kurven ist hierbei ausschließlich durch die Koordinaten der Primärvalenzen gegeben. Ihre relativen Amplituden zueinander werden durch

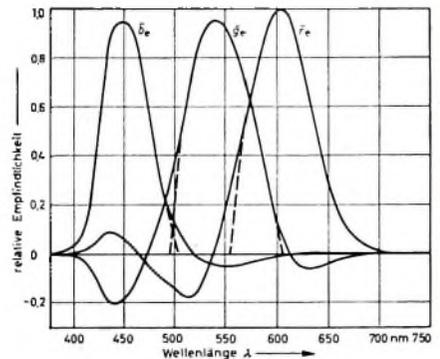


Bild 21. Spektrale Empfindlichkeiten der Farbkkanäle der Aufnahmeeinrichtung (Spektralwertkurven der Empfänger-Primärvalenzen).

den Unbuntpunkt der Wiedergabeeinrichtung bestimmt. So sind in Bild 21 die relativen Amplituden so gewählt, daß sich für jede Strahlungsverteilung, die der Normlichtart C entspricht, gleiche Farbwerte und damit gleiche Farbwertsignale ergeben.

2.1.2.3. Auswirkung unvollkommener Spektralcharakteristiken

Bei Übereinstimmung der spektralen Empfindlichkeiten der Aufnahmeeinrichtung mit den Spektralwertkurven der Empfänger-Primärvalenzen läßt sich eine exakte Darstellung aller Farbtöne erreichen, die innerhalb des Dreiecks der Primärvalenzen liegen. Wie Bild 21 zeigt, weisen diese Spektralwertkurven in gewissen Bereichen negatives Vorzeichen auf. Obwohl es prinzipiell möglich ist, den Aufnahmekanälen indirekt Empfindlichkeitscharakteristiken mit negativen Teilbereichen zuzuordnen, führt dies in der Praxis zu recht komplizierten Ausführungen. Daher verzichtet man im allgemeinen auf die Nachbildung der negativen Kurventeile und der positiven Nebenmaxima. Man kompensiert sogar teilweise das Fehlen dieser Kurvenbereiche durch entsprechende Veränderungen der positiven Kurvenflanken, wie dies im Bild 21 gestrichelt angedeutet ist. Eine solche Korrektur ist im Mittel am günstigsten, wenn die Flächen unter den abgeänderten Kur-

ven den vorzeichenbewerteten Flächenbereichen unter den Sollkurven gleich sind.

Welche Auswirkungen haben nun solche unvollkommenen Empfindlichkeitscharakteristiken auf die Farbtreue der Wiedergabe? Auf diese Frage gibt es keine einfache Antwort. Die auftretenden Farbfehler können nämlich für jede Abweichung von den Sollkurven und für jede zu übertragende Strahlungsverteilung unterschiedlich sein. Man muß demnach für jeden bestimmten Fall die entstehenden Farbortkoordinaten berechnen und sie mit den Werten der Idealübertragung vergleichen. Die Eintragung solcher Farbortverschiebungen in das x - y -Diagramm gibt allerdings nur mittelbar Aufschluß über die vom Auge empfundenen Farbveränderungen, da in dieser Darstellung gleiche Farbortverschiebungen in unterschiedlichen Bereichen unterschiedlich empfunden werden. Für den gesamten Farbbereich hat man deshalb experimentell Linien ermittelt, die vom Auge gleich empfundene Farbveränderungen vom zugehörigen Farbort beschreiben (Bild 22). Durch Größe und Ausrichtung der gefundenen „Ellipsen“ kann nun für die verschiedenen Farborte eine Aussage über die Größe des Farbfehlers gemacht werden. So zeigt die Darstellung, daß das Auge Farbortverschiebungen im Blaubereich verhältnismäßig stark empfindet, während im Rotbereich Farbortverschiebungen in Richtung Grün stärker empfunden werden als zum Blau hin.

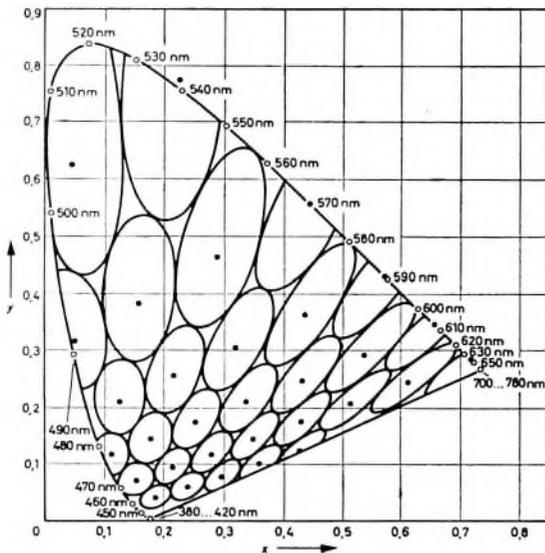


Bild 22. Linien gleich empfundener Farbveränderungen für verschiedene Farborte im x - y -Diagramm

Ganz allgemein läßt sich feststellen, daß bei möglichst guter Annäherung der Empfindlichkeitscharakteristiken an die positiven Hauptäste der Spektralwertkurven die Farbfehler der Wiedergabe recht gering sind. Sie machen sich erst mit wachsender Farbsättigung bemerkbar und äußern sich dann in einer leicht verminderten Farbsättigung und/oder in geringfügig verändertem Farbton. Wenn man darüber hinaus für die praktische Farbfernsehübertragung berücksichtigt, daß der Zuschauer vor dem Bildschirm die Farben des Originals im allgemeinen nicht kennt, so sind die möglicherweise auftretenden geringen Farbortveränderungen ohne Bedeutung.

2.1.3. Voraussetzungen für die Übertragungscharakteristik

Bei zahlreichen Betrachtungen über die Bedingungen einer farbgetreuen Wiedergabe wurde in den vorangegangenen Abschnitten Proportionalität zwischen den Leuchtdichten der Aufnahme- und Wiedergabeseite vorausgesetzt. Wie weit ein solcher linearer Zusammenhang zwischen Eingang und Ausgang besteht, wird durch die Übertragungscharakteristik (transfer characteristic) des gesamten Übertragungssystems bestimmt, die sich aus den Charakteristiken der einzelnen Übertragungsglieder zusammensetzt.

Beim Schwarz-Weiß-Fernsehen ergibt ein nichtlineares Übertragungsverhalten im Signalweg eine gestörte Wiedergabe der Leuchtdichtestufen, die der Fernsehzuschauer noch verhältnis-

mäßig weitgehend toleriert. Das Farbfernsehen hat dagegen drei Farbwertsignale gleichzeitig zu übertragen, die durch ihr Amplitudenverhältnis einen Farbreiz charakterisieren. Wegen die drei dafür erforderlichen Übertragungswege gleiche, aber nichtlineare Charakteristiken auf, so tritt neben einer nicht korrekten Leuchtdichte infolge Beeinflussung des Amplitudenverhältnisses der Farbwertsignale auch eine verätschte Farbortwiedergabe auf, für die der Zuschauer im allgemeinen weit empfindlicher ist.

Der Zusammenhang zwischen Steuerspannung U und Leuchtdichte B der Wiedergaberöhre erfordert für den verbleibenden Übertragungsweg eine bestimmte Übertragungscharakteristik, wenn sich die Leuchtdichten von Aufnahme- und Wiedergabeseite entsprechen sollen. Nun läßt sich der Kennlinienverlauf der drei

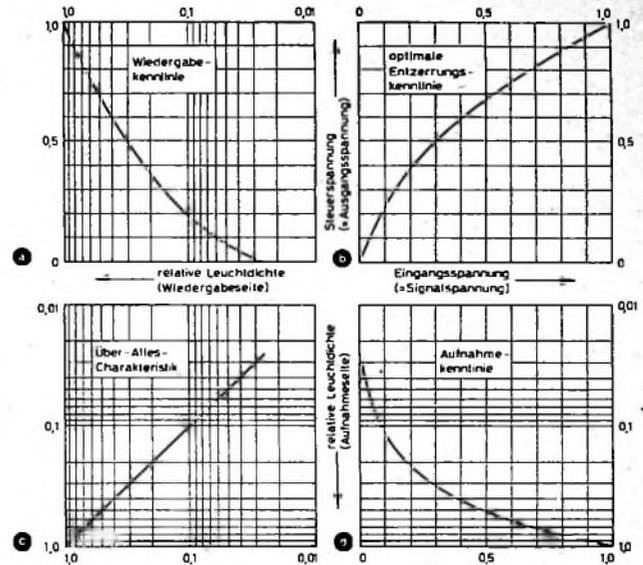


Bild 23. Bestimmung der Kennlinie für eine optimale Gradationsentzerrung

Strahlensysteme einer Farbbildröhre hinreichend genau durch die gleiche Potenzfunktion $B = U^{\gamma}$ beschreiben; für den Kennlinienexponenten γ sind hierbei Werte zwischen 2 und 3 anzusetzen (in Amerika ist von der FCC $\gamma = 2,2$ festgelegt). Es ist jedoch unerlässlich, den stets vorhandenen Einflüssen von Streulicht und Raumlicht Rechnung zu tragen und den übertragbaren Kontrastbereich einer Potenzfunktion dargestellt (Bild 23a). Gilt für die entsprechend wird die Wiedergabekennlinie nur durch einen Teilbereich einer Potenzfunktion dargestellt (Bild 23a). Gilt für die Aufnahmeeinrichtung im gleichen Kontrastbereich ein linearer Zusammenhang zwischen Beleuchtung und Signalspannung (Bild 23d), so ist an geeigneter Stelle des Übertragungssystems eine Signalvorentzerrung vorzusehen (Bild 23b), um eine korrekte Farbübertragung, das heißt eine lineare Über-Alles-Charakteristik (Bild 23c), sicherzustellen. Um den Empfänger nicht unnötig zu komplizieren und zu verteuern, erfolgt diese Gradationsentzerrung (gamma correction) auf der Bildgebeseite. Damit ist weitgehend sichergestellt, daß mit einem korrekt eingestellten Empfänger unter vernünftigen Raumbedingungen eine gute Farbbildwiedergabe möglich ist.

Bei der Übertragung von Filmen und Diaspositiven kann es vereinzelt vorkommen, daß der Kontrastumfang des Bildes so groß ist, daß er von der Wiedergaberöhre nicht verarbeitet werden kann; in Schattenpartien geht dann ein Teil des Bildinhalts verloren. Beim Schwarz-Weiß-Fernsehen kann die hierbei erforderliche Kontrastanpassung durch entsprechende Änderung der vorhandenen Grundentzerrung erfolgen. Für eine zusätzliche Gradationsentzerrung im Farbfernsehen muß dagegen sichergestellt sein, daß allein die Leuchtdichte des Farbbildes beeinflusst wird, ohne daß gleichzeitig Farbortänderungen hervorgerufen werden. Dies ist jedoch durch einfaches Einfügen von nichtlinearen Verstärkungen in die drei Signalwege nicht möglich. Daher wurden spezielle Gradationsentzerrerschaltungen entwickelt, die durch Multiplikation der drei Farbwertsignale mit einem von der Leuchtdichte abhängigen Wert nur die Leuchtdichte des Farbbildes beeinflussen.

2.2. Farbfernsehkameras

2.2.1. Prinzipieller Aufbau

Eine Farbfernsehkamera hat die Aufgabe, entsprechend den festgelegten Empfänger-Primärvalenzen drei Signale aus der zu übertragenden Szene abzuleiten. Bild 24 zeigt die wichtigsten Baugruppen einer solchen Kamera. Mit Hilfe eines sogenannten Farbteilers wird die vom Aufnahmeobjektiv erfaßte Szene in den drei Farbausügen auf den photoempfindlichen Schichten der drei Kameraröhren abgebildet. Bei der nachfolgenden Signalableitung durch die drei Aufnahmeröhren ist nun sicherzustellen, daß die drei entstehenden Signalwerte zu jedem Zeitpunkt ein

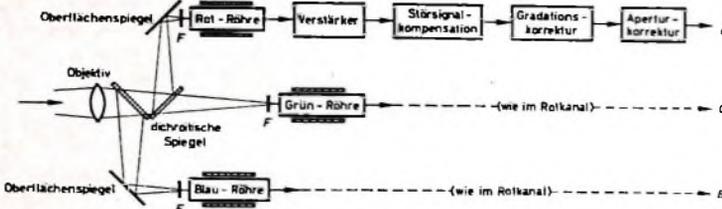


Bild 24. Prinzipieller Aufbau einer Farbfernsehkamera (F KorrekturfILTER)

und demselben Bildpunkt der Szene zugeordnet werden können. Dies erfordert für die drei Aufnahmeröhren eine möglichst deckungsgleiche Abtastung ihrer Ladungsbilder.

In den anschließenden Stufen werden die drei Farbsignale in geeigneter Weise für die weitere Übertragung aufbereitet. Neben einer generellen Signalverstärkung ist eine der Empfängerkenlinie entgegengesetzte Signalvorentzerrung (Gradationskorrektur) erforderlich. Weiterhin benötigt man zum Ausgleich gewisser Fehler bei der Signalumwandlung Stufen zur Kompensation der Störsignale und zur Verbesserung des Schärfeeindrucks (Aperiturskorrektur). Diese Baugruppen werden in den folgenden Abschnitten genauer behandelt.

2.2.2. Aufbau und Funktionseinzelheiten

2.2.2.1. Methoden der Farbteilung

Um die Lichtverluste möglichst gering zu halten, verwenden fast alle Farbteilersysteme die im Abschnitt 1.1.3 erwähnten dichroitischen (farbselektiven) Spiegelschichten. Hiermit wird eine zunächst grobe spektrale Lichtaufspaltung erreicht. Zusätzlich müssen jedoch noch KorrekturfILTER F angewendet werden, um die erforderlichen spektralen Empfindlichkeiten der drei Aufnahmekanäle sicherzustellen (s. Abschnitt 2.1.2.). Bei allen Ausführungsarten ist es nötig, einen Kompromiß zwischen Farbfehlern, Farbabschattierungen, Lichtdurchlässigkeit, Weitwinkligkeit, Aufwand und Kameragröße zu schließen.

Den einfachsten Aufbau erhält man mit der im Bild 24 gezeigten Spiegelanordnung zwischen dem Aufnahmeobjektiv und den drei Kameraröhren. Diese erfordert jedoch Objektive mit großen „Schnittweiten“, um zwischen Objektiv und Photoschichten genügend Platz für den Farbteiler zu erhalten. Aber selbst mit besonders für diese Anordnung dimensionierten Spezialobjektiven lassen sich ausreichend große Aufnahmewinkel nicht erreichen. Erst durch den Einsatz von Vidikons und Plumbikons in Farbkameras ist es in jüngster Zeit gelungen, dieses Prinzip in die Praxis umzusetzen (Bild 25). An Stelle der Spiegel werden jedoch verkittete Glasprismen verwendet. Die dichroitischen Schichten befinden sich hierbei auf den Prismenflächen. Der Vorteil eines Glasblocks zwischen Objektiv und Aufnahmeröhre besteht vor allem darin, daß das Strahlenbündel hinter dem Objektiv in Glas weniger stark konvergiert als in Luft, wodurch die Schnittweite vergrößert wird. Die notwendigen zusätzlichen KorrekturfILTER F sind unmittelbar auf die Prismen gekittet. Zur Ausspiegelung von Blau und Rot wird dabei die Totalreflexion an den Frontflächen der Prismen ausgenutzt. Diese Prismenanordnung hat aber leider den Nachteil, daß die Kameraröhren nicht parallel liegen. Dies führt zu einer ausgedehnten Konstruktion, die man nur in Verbindung mit kleinen Kameraröhren anwenden kann.

Bei Anwendung großer Kameraröhren (Super-Orthikons) läßt sich die zunächst augenscheinliche Unvereinbarkeit der Forderungen nach großer Schnittweite und kleiner Brennweite (Weitwinkelobjektiv) durch Zuhilfenahme eines zweiten Abbildungssystems, einer sogenannten Relaisoptik, umgehen (Bild 26). Das Kameraobjektiv entwirft in seiner Abbildungsebene ein reelles Bild der aufgenommenen Szene und ein weiteres Objektiv überträgt diese Zwischenabbildung in gleicher Größe auf die Photo-

schichten der Kameraröhren. In dieses Relaisystem läßt sich der Farbteiler verhältnismäßig leicht einbauen. Die Feldlinse in der Abbildungsebene des Aufnahmeobjektivs leitet die Lichtstrahlen in das Relaisobjektiv und verbessert dadurch die relativ geringe Lichtdurchlässigkeit des Gesamtsystems. Da das von der Szene kommende Licht unter unterschiedlichen Winkeln auf die dichroitischen Schichten trifft, können bei dieser Anordnung bemerkbare, stetig verlaufende Farbänderungen auf dem Empfängerbildschirm entstehen. Nur bei sehr steil gestellten farbselektiven Schichten (zum Beispiel Prismenteiler nach Bild 25) bleiben diese Farbänderungen gering. Durch Anwendung eines „telezentri-

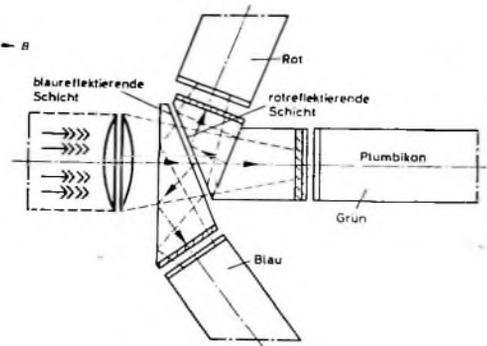


Bild 25. Prismen-Farbteiler der Philips-Plumbikon-Kamera

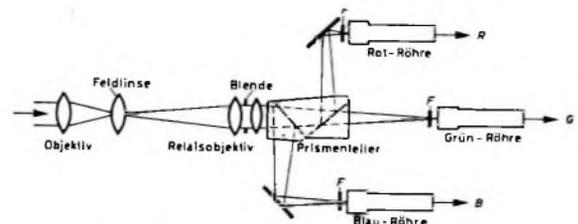


Bild 26. Farbteilersystem mit Relaisoptik (F KorrekturfILTER)

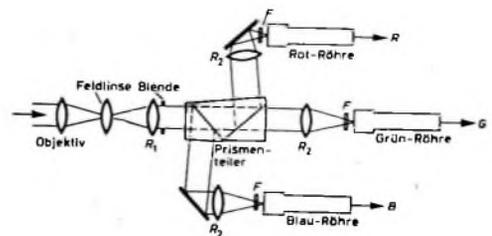


Bild 27. Farbteilersystem mit aufgeteilter Relaisoptik und parallelem Strahlengang im Prismenteiler (F KorrekturfILTER, R_1 , R_2 Relaisoptik)

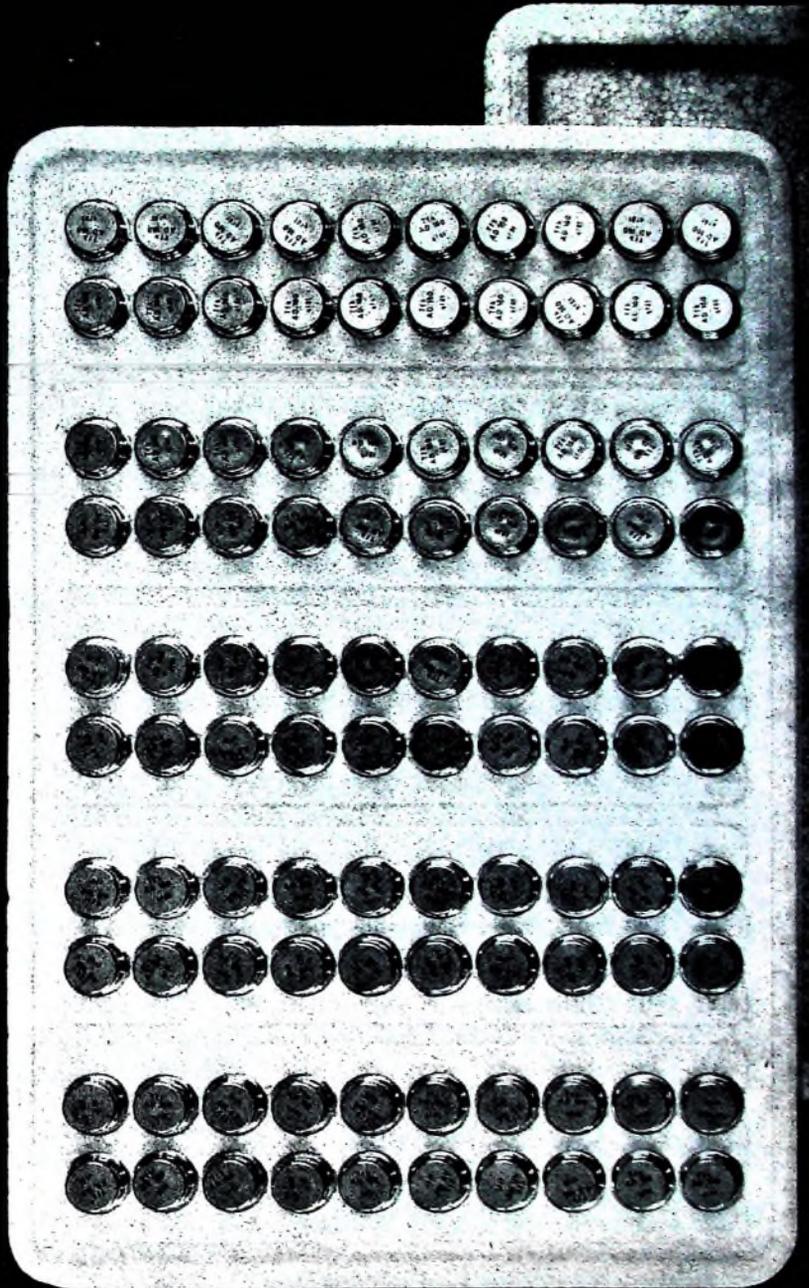
schon“ Strahlenganges kann dieser Effekt jedoch vollkommen ausgeschaltet werden. Hierzu teilt man im System nach Bild 26 die Relaisoptik räumlich auf, setzt den Farbteiler zwischen die Teilloptiken und erhält so eine Anordnung nach Bild 27.

Vielmehr bildet man das Aufnahmeobjektiv als Variobjektiv aus und hat dann neben der Möglichkeit kontinuierlicher Brennweitenänderungen den Vorteil gleichbleibender spektraler Durchlässigkeit, wenn die Brennweite geändert wird. Einzelobjektive im Objektivrevolver haben außerdem noch den Nachteil, daß auch die Feldlinse mit gewechselt werden muß. (Fortsetzung folgt)

100:2

Diese Relation spricht für STYROPOR!

Bitte zählen Sie nach:
100 Kleinteile,
nicht nur rüttelsicher,
sondern auch übersichtlich,
in zwei aus STYROPOR gefertigten
Schaumstoff-Halbschalen verpackt.
Schaumstoffverpackungen
aus STYROPOR
bieten aber noch eine Reihe
weiterer Vorteile:
Niedrige Frachtkosten durch
geringes Verpackungsgewicht.
Zeitgewinn
durch schnelles Verpacken,
Entleeren und Wiederverpacken.
Raumersparnis durch Stapelfähigkeit
und geringen Platzbedarf
der Verpackung.
Leichte Übersichtlichkeit.
Haben Sie für Ihre Erzeugnisse
schon die richtige
Schaumstoffverpackung
aus STYROPOR?
Ausführliche Unterlagen
lassen wir Ihnen
gerne zukommen. Bitte schreiben
Sie uns. —



Styropor **BASF**

Badische Anilin- & Soda-Fabrik AG
Verkauf/Werbeabteilung
6700 Ludwigshafen am Rhein

Bitte senden Sie mir weiteres Informationsmaterial über
Verpackungen aus STYROPOR und Herstelleranschriften

Name A 197-VP 2 4502

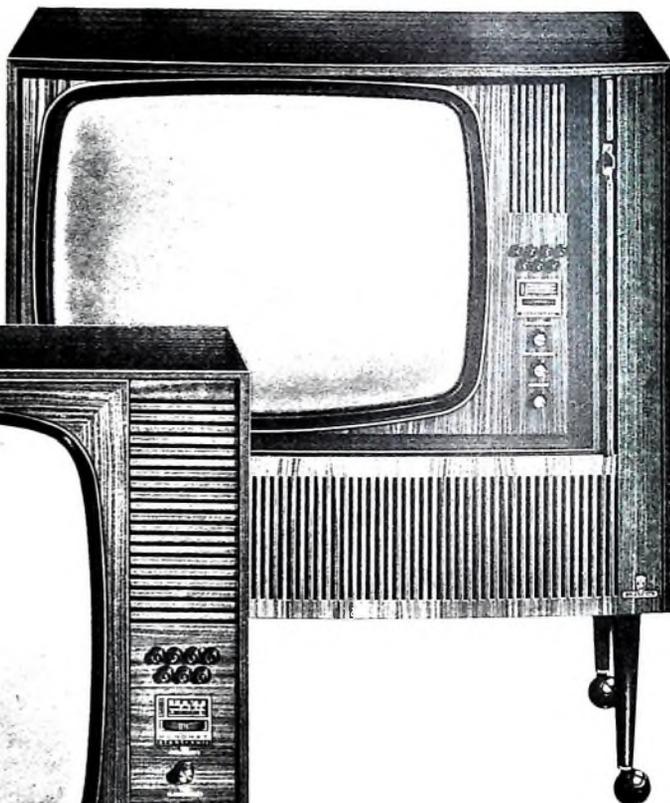
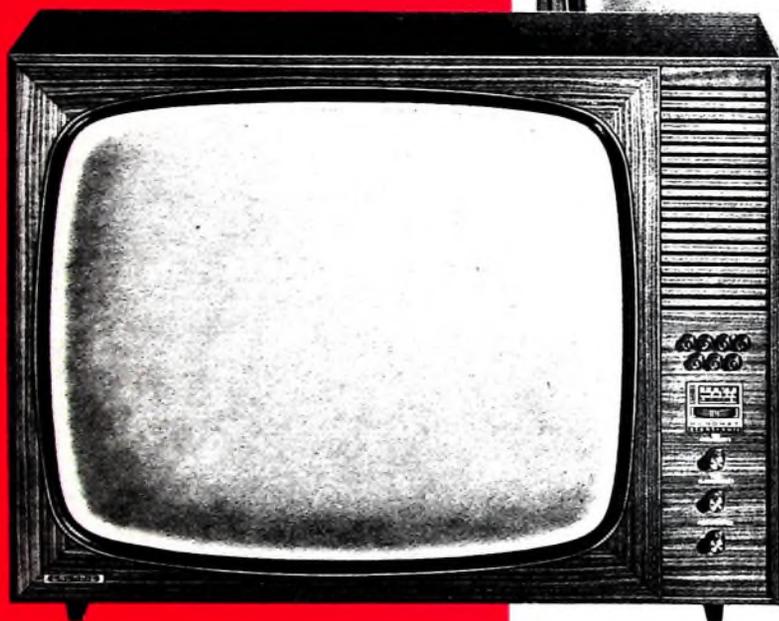
Beruf

Anschrift

MONOMAT electronic

NEU

Neue Fernsehgeräte
der GRUNDIG Europaklasse:
Tischgerät T 708
Standgerät S 700



**Mach Dir's leicht -
verkaufe GRUNDIG !**

GRUNDIG

Eine neue Sensation aus dem Entwicklungszentrum für Fernseh-Technik in Fürth: der „MONOMAT electronic“. Er verwirklicht erstmals die vollelektronische Senderabstimmung durch Kapazitätsdioden. Seine unschätzbaren Vorzüge:

- 7fach-Programmwahl durch leichtesten Tastendruck
- Volltransistorisierte Tuner mit elektronischer Abstimmung
- Höchste Wiederkehrgenauigkeit
- Sperrtaste gegen unbeabsichtigtes Verstellen

Am besten bestellen Sie sofort ein Gerät der neuen GRUNDIG Europaklasse 700 mit MONOMAT electronic. Die genaue Kenntnis dieser sensationellen GRUNDIG Entwicklung ist unbedingt notwendig für Ihre weiteren Einkaufsdispositionen.

Die Aufzeichnungstechnik des „System DC-International“

DK 481.84.083.1

Die Aufzeichnungstechnik des „System DC-International“ wird im wesentlichen durch drei Bausteine bestimmt: Kassette, Tonband und Tonkopf. Aus dem Zusammenwirken dieser drei Bausteine ergibt sich das Funktionsprinzip des Systems. Im folgenden werden die grundlegenden Funktionsmerkmale im einzelnen erläutert. Auf Besonderheiten im Vergleich zu der bei Heimtonbandgeräten üblichen konventionellen Aufzeichnungstechnik wird hingewiesen und die Anwendbarkeit des Systems auf die von der konventionellen Magnettontechnik her bekannten Gerätegruppen (Batterie- und Netzgeräte, Mono- und Stereo-Geräte usw.) an charakteristischen Beispielen gezeigt.

1. Aufbau der Kassette

Das Kernstück des „DC“-Systems bildet die Kassette. Neben dem Hauptzweck, das Band gegen Verschmutzung zu schützen, berücksichtigt ihre Konzeption bewußt die Ausbaufähigkeit zu einem System, und zwar besonders durch ihre Handlichkeit, Größe, Spieldauer, Anwendbarkeit und Qualität.

Die Doppelkassette (Bild 1) hat die Form eines kleinen Taschenbuches mit den Außenabmessungen 120 mm × 77 mm ×



Bild 1. Doppelkassette für Geräte des „System DC-International“

12 mm. Das stabile und verwindungssteife Plastikgehäuse besteht aus drei Einzelteilen, die ineinandergeschachtelt sind und durch drei Schrauben zusammengehalten werden. Die zwei Hauptgehäuseteile sind formmäßig gleich und zur Unterscheidung mit den Zahlen 1 und 2 versehen. Das dritte Teil ist wie ein Buchrücken ausgeführt, der Einkerbungen trägt, die zur Auslösung bestimmter Steuerungsvorgänge dienen. Die Bezeichnungen „DC 90“ und „DC 120“ geben einen Hinweis auf die Spieldauer, die natürlich von dem in der Kassette magazinierten Tonband abhängt.

Das im Inneren der Kassette untergebrachte Tonband ist mit seinen beiden Enden an zwei flanschen Wickelkernen befestigt. Zwischen Bandwickel und Gehäuse liegen oberhalb und unterhalb des Bandwickels besonders glatte und geschmeidige Kunststoffollen, die die Funktion der Flansche übernehmen. In der Mitte der Hauptgehäuseteile ist jeweils ein Sichtfenster angebracht, durch das der Bandstand festgestellt werden kann. An den Frontseiten hat die Kassette Öffnun-

gen zum Einfahren der Tonköpfe (Löschkopf und kombinierter Aufnahme-Wiedergabekopf) und der Andruckrolle. Zwei weitere etwas kleinere Öffnungen der Frontseite sind verschließbar und ermöglichen eine mechanische Sicherung gegen unbeabsichtigtes Löschen.

Die Kassette wird durch zwei vertikale Öffnungen mit den Wickelkernen auf Mitnehmer gesetzt, die im Betriebszustand das von der Tonwelle transportierte Tonband aufwickeln. Von hier kommt auch der Name Doppelloch- oder Doppelwickelkassette. Vier kleinere vertikale Öffnungen dienen zur Aufnahme der Tonwelle und zur Arretierung auf dem Chassis. Das Tonband läuft von links nach rechts, wobei die Magnetschicht nach außen zeigt. Es wird jeweils die untere Bandhälfte zur Aufzeichnung benutzt, die gesamte Bandbreite also in zwei Durchläufen durch Umlegen der Kassette. Dieser Vorgang entspricht beispielsweise dem Umlegen der Schallplatte beim Plattenspieler. Erster und zweiter Durchlauf können an den Zahlen 1 und 2 auf dem Gehäuse erkannt werden. Zur Regulierung des Bandlaufs enthält die Kassette schließlich noch zwei Höhenführungsgabeln, vier Umlenkbolzen und eine Tonkopf-Andruckfeder mit Filz. Zur besseren Höhenführung des Bandes ist neben den zwei Führungsgabeln der Kassette noch am Löschkopf und Kombikopf jeweils eine Führungsgabel angebracht.

Nach erfolgter Auslösung des Betriebszustandes bei einem nach dem „DC“-System arbeitenden Gerät, etwa durch Betätigung der Starttaste, werden der Löschkopf, der Aufnahme-Wiedergabekopf und die Andruckrolle, die auf einer Kopfträgerplatte montiert sind, in die Öffnungen der Kassetten-Frontseite eingefahren. Damit wird einerseits das Tonband durch die Andruckrolle gegen die Tonwelle gedrückt und so der Bandtransport bewirkt und andererseits der mechanische und magnetische Kontakt zwischen dem Band und den Tonköpfen hergestellt. Zur Sicherstellung eines gleichmäßigen Band-Kopfkontaktes am Aufnahme-Wiedergabekopf ist neben dem aus der Bandumschlingung sich ergebenden Andruck noch ein zusätzlicher Filzandruck vorhanden. Die schematische Darstellung des Bandlaufs im Betriebszustand zeigt Bild 2.

Die funktionsmäßigen Abweichungen dieser technischen Lösung von der bei konventionellen Tonbandgeräten lassen sich folgendermaßen zusammenfassen:

Die Bandführung erfolgt ausschließlich durch Kassette und Tonköpfe.

Tonköpfe und Andruckrolle sind auf einer verschiebbaren Kopfträgerplatte montiert. Das Band-Kopfandruckmittel (Feder und Filz) ist Teil der Kassette.

2. Beschaffenheit der Tonbänder

Während die Bandbreite der mit Flanschspulen arbeitenden konventionellen Tonbandgeräte 6,25 mm (0,25") beträgt, ist die „DC“-Kassette mit Spezialbändern von 3,78 mm (0,15") Breite bestückt. Da die Bandbreitentoleranz auf ± 0,03 mm ein-

geengt wurde, haben die Bandführungen besonders der maximal möglichen Breite von 3,81 mm Rechnung zu tragen. Erst die verwendeten Spezialbänder ermöglichen durch ihre geringen Abmessungen die optimale Auslegung des Systems. Von den sonstigen mechanischen Eigenschaften sei als erste die Schmiegsamkeit genannt. Sie kommt vor allem dem Band-Kopfkontakt zugute und läßt eine Verringerung des Bandzugs zu Dropouts treten bei den verwendeten Spezialbändern praktisch nicht auf.

Die Spezialbänder des „DC“-Systems haben die Banddicke 0,018 mm (Dreifachspielband) oder 0,012 mm (Vierfachspielband). Je nach der verwendeten Banddicke heißt die Kassette „DC 90“ (90 min Spieldauer) oder „DC 120“ (120 min Spieldauer). Ein Vergleich der Spieldauer mit der einer Langspielplatte fällt zugunsten des „DC“-Systems aus. Selbstverständlich schließt das „DC“-System in Sonderfällen die Verwendung von Bändern abweichender Dicke oder abweichender elektromagnetischer Eigenschaften nicht aus.

Nicht weniger wichtig als die mechanischen sind die elektromagnetischen Eigenschaften der Spezialbänder. Hier wurden vor allem die jahrelangen Erfahrungen mit Tonaufzeichnungen hoher Informationsdichte sinnvoll angewendet. Die Verwendung von Dünnschichtbändern ergibt bei der verhältnismäßig niedrigen Bandgeschwindigkeit von 5,08 cm/s (2"/s) besonders günstige elektroakustische Übertragungseigenschaften. Bezüglich der Magnetisierungsdichte entspricht das „DC“-System dem zur Zeit optimalen Stand der Technik. Maß für die Magnetisierungsdichte ist die aufgezeichnete

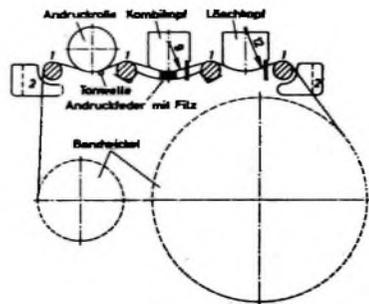


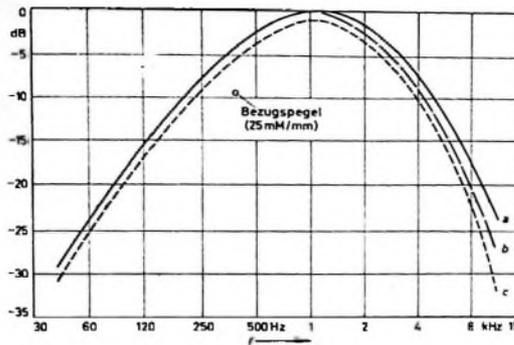
Bild 2. Schematische Darstellung des Bandlaufs beim „DC“-System (1 Umlenkbolzen, 2 Führungsgabeln)

Wellenlänge λ , insbesondere die Grenzwellenlänge λ_g . Für die Aufzeichnung einer harmonischen Schwingung gilt

$$\lambda = \frac{v}{f}$$

(v Bandgeschwindigkeit, λ aufgezeichnete Wellenlänge, f Frequenz). Auf Grund der günstigen Voraussetzungen des „DC“-Systems kann mit normalem Aufwand für die Entzerrung eine Grenzfrequenz von 10 kHz erreicht werden. Bei 5,08 cm/s

Bild 3. Vergleich der elektroakustischen Eigenschaften verschiedener Bänder beim „System DC-International“ ($v = 5,08 \text{ cm/s}$, $f_{NF} = 333 \text{ Hz}$, $I_{NF} = 1,4 \text{ mA}$, $I_{NF} = 0,14 \text{ mA}$); a Spezialband für das „DC“-System, b Dreifachspielband, c Leerteil des Bezugsbandes nach DIN 45513



Bandgeschwindigkeit ergibt sich wegen

$$\lambda_G = \frac{v}{f_G}$$

eine Grenzwellenlänge von $5,08 \mu\text{m}$.

Die elektroakustischen Eigenschaften der verwendeten Spezialbänder zeigt Bild 3. Zum Vergleich wurden der Leerteil des Bezugsbandes nach DIN 45513 (Langspielband) und das handelsübliche Dreifachspielband herangezogen. Die Aussteuerung erfolgte in allen Fällen mit Vollpegel ($k_1 = 5 \%$, $f_{NF} = 333 \text{ Hz}$). Tonköpfe, Bandgeschwindigkeit und die üblichen Betriebsparameter entsprechen dem „System DC-International“.

3. Spurlagen des „DC“-Systems

Die Spurlagen des „DC“-Systems ergeben sich aus der Bandbreite und der Dimen-

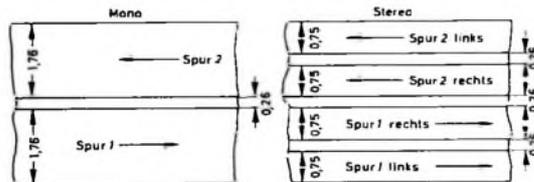


Bild 4. Spurlagen des „System DC-International“

sionierung der Tonköpfe. Um gute Dynamik zu erreichen, wurde eine optimale Spurbreite angestrebt. Ein weiterer Gesichtspunkt bei der Festlegung der Spurlagen war die Verwendbarkeit von bespielten Mono-Bändern auf Stereo-Geräten und von bespielten Stereo-Bändern auf Mono-Geräten. Die sich aus diesen Forderungen ergebenden Spurlagen sind im Bild 4 dargestellt. Die zusammengehörigen Stereo-Spuren liegen unmittelbar nebeneinander auf einer Bandhälfte. Der Spurbandabstand beträgt in allen Fällen $0,26 \text{ mm}$. Die Pfeile im Bild geben die Bewegungsrichtung des Bandes an, wobei die Magnetschicht dem Betrachter zugewandt ist.

Wie aus Bild 4 ersichtlich, wird bei Mono-Betrieb Halbspurtechnik und bei Stereo-Betrieb Viertelspurtechnik angewendet. Die Spieldauer ist daher analog zur Schallplatte bei Mono-Betrieb und bei Stereo-Betrieb gleich lang. Mono-Betrieb in Viertelspurtechnik (wie bei den konventionellen Viertelspur-Heimtonbandgeräten) ist nicht vorgesehen. Daher konnten die zusammengehörigen Stereo-Spuren so nahe nebeneinandergelegt werden, denn die notwendige Übersprechdämpfung von wenigstens 20 dB läßt sich auch bei so geringem Spurbandabstand leicht einhalten.

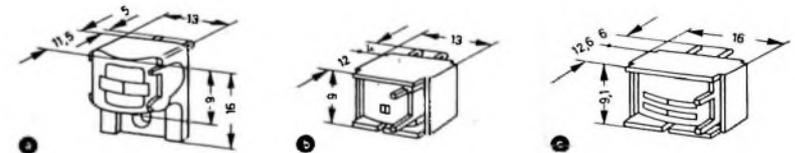


Bild 5. Abmessungen der Tonköpfe; a) Löschkopf, b) Mono-Kombikopf, c) Stereo-Kombikopf

In Ausnahmefällen kann die Kassette auch mit anderen Spurlagen verwendet werden. Einen derartigen Sonderfall bilden beispielsweise Sprachlehrgeräte, bei denen zwei übereinanderliegende Spuren gleichzeitig oder wechselweise benutzt werden müssen. In diesem Fall ist die für Mono-Betrieb übliche Übersprechdämpfung von 60 dB erforderlich, die sich nur mit einem größeren Spurbandabstand als $0,26 \text{ mm}$ erreichen läßt. Hier wird man zweckmäßiger-

weise mit Halbspur-Stereo-Köpfen bei ausreichendem Spurbandabstand arbeiten.

4. Tonkopfdaten und Kennwerte

Für die systemgerechte Verwendung der Doppellochkassette sind folgende Tonköpfe erforderlich:

bei Mono-Betrieb ein Halbspur-Löschkopf und ein kombinierter Halbspur-Aufnahme-Wiedergabekopf,

bei Stereo-Betrieb ein Halbspur-Löschkopf und ein kombinierter Viertelspur-Stereo-Kopf für Aufnahme und Wiedergabe. Die Impedanz der Kombiköpfe ist an die der Transistor-Eingangsstufen angepaßt. Das konstruktive Hauptproblem bilden in allen Fällen die durch die Kassette vorgegebenen sehr geringen Abmessungen (Bild 5). Die Systemkerne der Kombiköpfe sind lamelliert, wobei eine Speziallegierung mit extrem weichmagnetischen Eigenschaften verwendet wird. Der geringe Kreisumfang der Systemkerne ergibt einen sehr guten Wirkungsgrad, der insbesondere der Dynamik der Aufzeichnung zugeute kommt. Der Kern des Löschkopfes

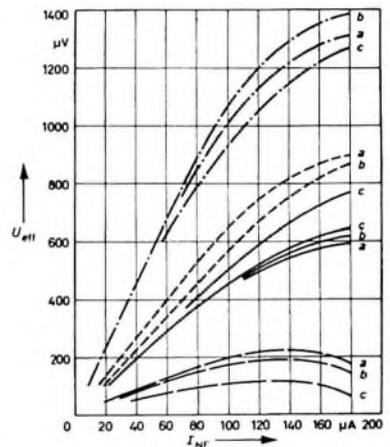


Bild 6. Dynamische Kennlinien des Halbspur-Kombikopfes bei 333 Hz (—), 1 kHz (---), 4 kHz (---) und 8 kHz (---); a $U_{NF} = 9,5 \text{ V}$, b $U_{NF} = 11 \text{ V}$, c $U_{NF} = 12,5 \text{ V}$ ($v = 5,08 \text{ cm/s}$, $f_{NF} = 55 \text{ kHz}$; Band: DC-Bezugscharge)

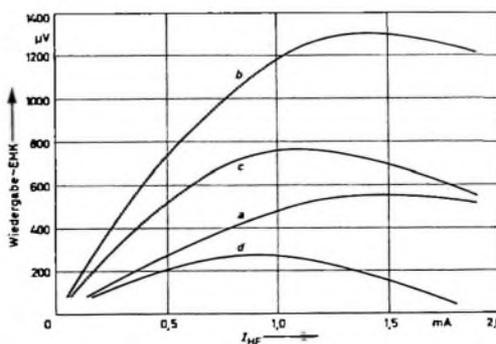


Bild 7. Empfindlichkeitskurven des Halbspur-Kombikopfes für 333 Hz (a), 1 kHz (b), 4 kHz (c) und 8 kHz (d) bei $v = 5,08 \text{ cm/s}$, $f_{NF} = 55 \text{ kHz}$ und $I_{NF} = 0,14 \text{ mA}$ (Tonband: DC-Bezugscharge)

besteht aus Ferrit. Hierbei handelt es sich um ein besonders feinporiges, dichtesinteres und daher bandschonendes Spezialferrit.

Die elektromagnetischen Kennwerte seien am Beispiel des Halbspur-Kombikopfes und des Löschkopfes dargestellt. Die Betriebsparameter ergeben sich aus den Eigenschaften der verwendeten Spezialbänder. Bild 6 zeigt die dynamischen Kennlinien der Signalfrequenzen 333 Hz ,

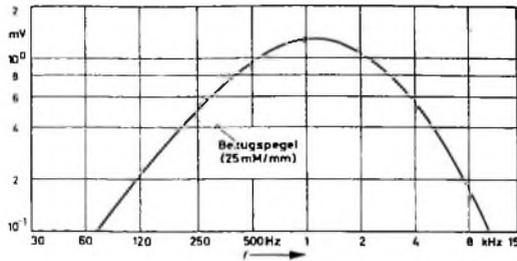
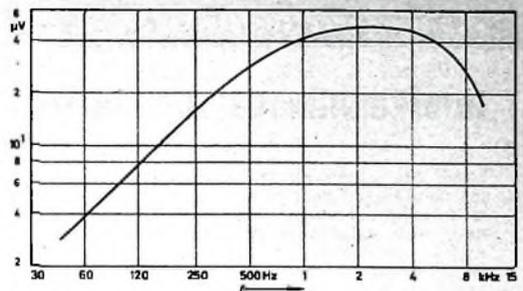


Bild 8. Frequenzkurve des Halbspur-Kombikopfes ($v = 5,08$ cm/s, $I_{MP} = 1,4$ mA, $I_{NP} = 0,14$ mA; Tonband: DC-Bezugscharge)

Bild 9. Frequenzkurve des Halbspur-Kombikopfes beim Abspielen des Frequenzgangs des Bezugsbandes 4,75 (Ausgabe 1963) mit 5,08 cm/s Bandgeschwindigkeit



1 kHz, 4 kHz und 8 kHz bei 5,08 cm/s Bandgeschwindigkeit sowie 55 kHz Vormagnetisierungsfrequenz und Bild 7 die Abhängigkeit der Wiedergabe-FMK dieser Signalfrequenzen vom Vormagnetisierungsstrom. Aus den Kurvenscharen in diesen Bildern läßt sich ein derartiges Beispiel entnehmen. Der hier gewählte Vormagnetisierungsstrom erfordert eine Gesamtverzerrung (Aufnahme und Wiedergabe) von 21 dB für 10 kHz Grenzfrequenz. Zum Aussteuerungsvergleich ist der Bezugspegel nach DIN 45 513 bei 333 Hz ebenfalls eingetragen. Für die im Wiedergabekopf induzierte Spannung gilt das Induktionsgesetz

$$U_i = -w \frac{d\phi}{dt}$$

(w Windungszahl, ϕ magnetischer Fluß). Verläuft der äußere magnetische Bandfluß nach einer Sinusfunktion

$$\phi = \phi_0 \cdot \sin \omega t,$$

was man bei Tonaufzeichnungen voraussetzen kann, so wird

$$U_i = -w \cdot \omega \cdot \phi_0 \cdot \cos \omega t.$$

Nach dem Induktionsgesetz müßte die Frequenzkurve um 6 dB je Oktave ansteigen. Wie Bild 8 zeigt, gilt das aber nur für das erste Drittel der Frequenzkurve. Der andersartige Verlauf, besonders der starke Abfall am oberen Frequenzende, ist auf die Dämpfungsfaktoren (Bandflußdämpfung, Band-Kopfhalsdämpfung, Spaltbreitendämpfung, Spaltwinkeldämpfung) zurückzuführen. Da die rechnerische Ermittlung dieser Faktoren umständlich ist, wird die Frequenzkurve in der Praxis meßtechnisch ermittelt.

Eine weitere Frequenzkurve ist im Bild 9 dargestellt. Sie ergibt sich beim Abspielen des Frequenzgangs eines Bezugsbandes 4,75 (Ausgabe 1963) nach DIN 45 513 mit 5,08 cm/s Bandgeschwindigkeit. Der 333-Hz-Pegel entspricht einem Bandfluß, der 26 dB unter dem Bezugspegel von 25 mV/mm liegt. Der Pegelabfall dieser Frequenzkurve muß geräteseitig durch die Wiedergabeverzerrung linearisiert werden. Im vorliegenden Fall ist bei 10 kHz Grenzfrequenz eine Wiedergabeanhebung von 9 dB, bezogen auf den Gipfelpunkt der EMK-Frequenzkurve, erforderlich. Bild 10 zeigt die für den Löschkopf charakteristische Löschdämpfungskennlinie für die Löschung einer 1-kHz-Aufzeichnung. Aus diesem günstigen Verlauf der Dämpfungskurve ist zu ersehen, daß eine Löschdämpfung von mehr als 60 dB sichergestellt werden kann.

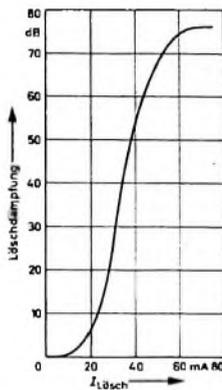


Bild 10. Löschdämpfungskennlinie für die Löschung einer 1-kHz-Aufzeichnung ($v = 5,08$ cm/s, $f_{MP} = 55$ kHz; Tonband: DC-Bezugscharge)

nächst der Buchrücken mit einer Schrägneigung nach hinten geschoben und anschließend die Kassette um den Buchrücken als Drehachse in das Becken eingeschwenkt und eingerastet. Das Auswerfen der Kassette erfolgt durch Betätigung einer Taste.

Bei den Geräten mit Kassettenschlitz (beispielsweise den Autotonbandgeräten Grundig „AC 50“ und „AC 60“ sowie Blaupunkt „AT 1“ und „AT 2“) schiebt man die Kassette in einen Schlitz an der Frontseite des Gerätes so ein, daß der Buchrücken nach außen zeigt (Bild 12). Durch Tastendruck wird dann die An-

Bild 11. Im Kassettenträger eingearastete Kassette

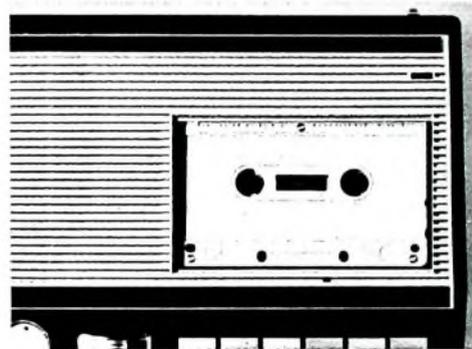
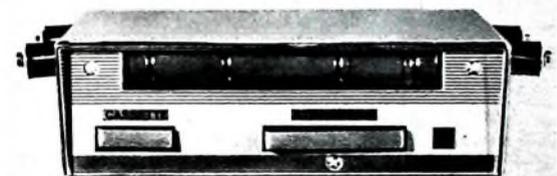


Bild 12. Autotonbandgerät mit Kassettenschlitz



5. Gerätegruppen

Das „System DC-International“ läßt sich grundsätzlich auf alle Gerätegruppen anwenden, die bisher in der Magnettontechnik praktische Bedeutung erlangt haben (zum Beispiel) Batteriegeräte, Netzgeräte, Mono-Geräte, Stereo-Geräte, Einbauchassis, Einbaugeräte usw.). Eine charakteristische Unterteilung der Geräte ist nach der Art des Einlegens der Kassette möglich, und zwar unterscheidet man dabei Geräte mit einem Kassettenträger und solche mit einem Kassettenschlitz.

Geräte mit Kassettenträger sind beispielsweise das Grundig „C 100“ und das Telefunken „M 401“. Im Bild 11 ist die in dem Kassettenträger eingerastete Kassette dargestellt. Beim Einlegen wird zu-

triebsmechanisch in die vertikalen Öffnungen der Kassette eingefahren. Wie das Beispiel der Autotonbandgeräte zeigt, ergeben sich besonders durch die bespielte Kassette gegenüber der konventionellen Magnettontechnik noch zusätzliche Anwendungsgebiete und damit Gerätegruppen.

Schrifttum

Brauns, H.: Cassettensystem „DC-International“ und Cassetten-Tonbandgerät „C 100“. Funk-Techn. Bd. 20 (1965) Nr. 17, S. 664-667

Plepow, H.-W.: „System DC-International“. Ein neues Kapitel in der Geschichte der Musik-Tonbandgeräte. Grundig Techn. Inf. Bd. 12 (1965) S. 913-923

Winckel, F.: Technik der Magnetspeicher. Berlin/Göttingen/Heidelberg 1960, Springer

Interkanalmodulation in kommerziellen transistorisierten FM-Empfängern

Unter den technischen Daten kommerzieller Empfänger findet man die Interkanalmodulationsdämpfung, auch IKM-Festigkeit oder IKM-Abstand genannt. Die Angabe erfolgt in dB und bezieht sich meistens auf eine bestimmte Empfindlichkeit E (in μV). Um die Bedeutung dieser Angabe verständlich zu machen, sei zunächst die Natur der IKM-Störungen erklärt.

Ein Überlagerungsempfänger hat von der Antennenbuchse bis zum Demodulator eine Durchlaßbandbreite B , die in dem hier betrachteten Beispiel allein von der ZF-Bandbreite abhängen soll. Die HF-Vorstufe mit der Durchlaßbandbreite B_{HF} sei also verhältnismäßig breitbandig und erfasse mehrere Empfangskanäle der Bandbreite B (Bild 1). Zum Mischer gelangen dann alle Frequenzen des Frequenzbandes B_{HF} und werden dort mit der Oszillatortfrequenz $f_{0_{OZ}}$ gemischt. Als Empfangs-

Verantwortlich für den IKM-Effekt ist das kubische Glied der Aussteuerungskennlinien, das das Mischprodukt f_x liefert. Für f_x gilt

$$f_x = 2f_3 - f_1 \quad (1)$$

Darin ist

$$f_1 = f_0 \pm x \quad (2)$$

und

$$f_3 = f_0 \pm 2x \quad (3)$$

Setzt man Gl. (2) und Gl. (3) in Gl. (1) ein, so ergibt sich

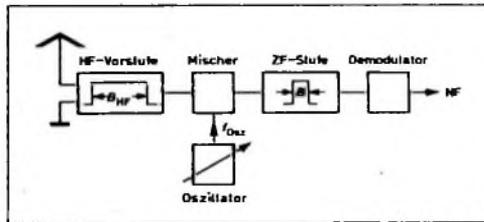
$$f_x = 2f_0 \pm 2x - f_0 \mp 2x = f_0$$

und dieses Mischprodukt läßt sich durch kein Filter aussieben.

Der Vollständigkeit wegen sei auch noch das bei diesem Mischvorgang entstehende Produkt

$$f_y = 2f_0 - f_1 = f_0 \pm 3x \quad (4)$$

Bild 1. Blockschaltbild der ersten Stufen eines Überlagerungsempfängers: B_{HF} = Durchlaßbandbreite der Vorstufen, B = Durchlaßbandbreite von der Antenne bis zum Demodulator



frequenz ergibt sich die Frequenz f_0 , die zusammen mit $f_{0_{OZ}}$ die Zwischenfrequenz f_{ZF} liefert. Alle anderen Mischprodukte außerhalb der Bandbreite B können wegen der hohen ZF-Selektion kein NF-Signal im Demodulator erzeugen.

Bei einem Empfänger mit der Empfindlichkeit E (in μV) und einer ZF-Selektion außerhalb des Empfangskanals von a (in dB) würden theoretisch Störfrequenzen außerhalb der Kanalbreite erst dann niederfrequente Störignale hervorrufen, wenn ihr Pegel um a dB über E liegt. Praktisch können jedoch Frequenzen außerhalb von B schon mit bedeutend kleineren Amplituden stören. Hat beispielsweise ein Störträger f_1 den Abstand x (Hz) und eine andere Frequenz f_2 den Abstand $2x$ (Hz) von der eingestellten Emp-

angeben. f_y hat nur geringe Bedeutung, kann sich aber unter Umständen infolge Mischung mit einem dritten Störsender $f_3 = f_0 \pm 3x$ bemerkbar machen.

IKM-Empfangsstörungen können im kommerziellen Funksprechverkehr auftreten, bei dem die Frequenzbänder in gleich breite Kanäle unterteilt sind (Bild 3). Die

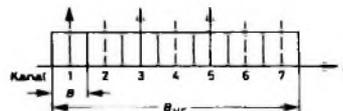


Bild 3. Frequenzband mit gleich breiten Kanälen

Mittelfrequenzen dieser Kanäle bezeichnet man als Kanalrasterfrequenzen. Ist der Empfänger beispielsweise auf die Rasterfrequenz des Kanals 5 eingestellt, so werden infolge des IKM-Effektes auch die auf den Kanälen 1 und 3 sendenden Stationen zu hören sein, wenn sie mit ausreichender Feldstärke am Empfangsort eintreffen. Sind die Sender frequenzmoduliert, so stört der Träger auf Kanal 1 mit einfachem und der Träger auf Kanal 3 mit doppeltem Hub, gemäß der Beziehung $f_x = 2f_3 - f_1$.

Diese Tatsache kommt in der Forderung der Deutschen Bundespost in bezug auf die IKM-Festigkeit von kommerziellen FM-Empfängern zur Geltung: „Zwei gleich stark einfallende Träger im einfachen und im doppelten Kanalabstand - von denen nur der erste moduliert ist - dürfen keine stärkere Einwirkung im Nutzkanal hervorrufen (Signal-Rausch-Verhältnis am NF-Ausgang von n [in dB]) als ein um l

(in dB) schwächerer Nutzträger mit gleicher Modulation.“ l ist hierbei der IKM-Abstand, während n mit der Definition der Empfindlichkeit zusammenhängt.

Legt man an den Empfängereingang ein mit dem Nennhub modulierte Empfangssignal der Spannung E (in μV), so entsteht am Empfängerausgang ein NF-Signal. Bei gleich starkem, jedoch unmoduliertem Träger wird ein um n (in dB) niedrigerer Rauschpegel gemessen. Da n allgemein mit 20 oder 12 dB festgelegt ist, definiert man als Empfängerempfindlichkeit diejenige Spannung E , die am Empfängerausgang ein Signal-Rausch-Verhältnis von 20 beziehungsweise 12 dB hervorruft.

Beim Vergleich von IKM-Angaben verschiedener Empfänger muß darauf geachtet werden, auf welchen n -Wert die Empfindlichkeit bezogen ist, da man, wie noch gezeigt wird, für kleinere n -Werte größere IKM-Abstände erhält.

Zur Messung der Interkanalmodulation eines Empfängers werden nach Bild 4 zwei Meßsender über eine Eichleitung an den Empfängereingang geschaltet. Die Eichleitung wird zunächst auf einen Dämp-

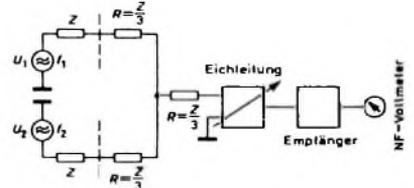


Bild 4. Schaltung zur Messung der Interkanalmodulation

fungswerte e (in dB) eingestellt, der etwas über dem zu erwartenden IKM-Dämpfungswert liegen soll. Den modulierten Meßsender U_1 regelt man bei $f_1 = f_0$ auf einen Spannungspegel, der am NF-Ausgang das Signal-Rausch-Verhältnis von n (in dB) erzeugt. U_2 bleibt unmoduliert und wird auf die gleiche Spannung wie U_1 gebracht.

Danach versetzt man die modulierte Frequenz f_1 um einen Kanalabstand B gegenüber f_0 und die unmodulierte Frequenz f_2 um den Betrag $2B$. Die Dämpfung der Eichleitung wird anschließend auf z (in dB) verringert, so daß am Empfängerausgang wieder ein NF-Signal-Rausch-Abstand von n auftritt. Der HF-Pegel am Empfängereingang wurde hierbei also um

$$I = e - z$$

erhöht. Definitionsgemäß hat damit der IKM-Abstand den Wert l (in dB).

Wie bereits erwähnt, entsteht die Interkanalmodulation durch das Glied dritter Potenz der Transistorkennlinie. Eine nur leicht gekrümmte Kennlinie kann man durch die ersten Glieder einer Taylorreihe annähern [1]

$$y = f(x_0) + \frac{f'(x_0)}{1!} x + \frac{f''(x_0)}{2!} x^2 + \frac{f'''(x_0)}{3!} x^3 + \dots \quad (6)$$

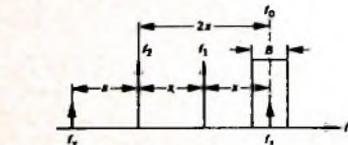


Bild 2. Entstehung der Mischfrequenz f_x bei Mischung der beiden Störträger f_1 und f_2

fangfrequenz f_0 (Bild 2), so entsteht bei der Mischung der beiden Störträger f_1 und f_2 die Mischfrequenz f_x , die in den Empfangskanal fällt und gleich f_0 ist. Die Mischung erfolgt hierbei an der nicht-linearen Kennlinie von Vorstufentransistoren und Mischer.

Empfängerstörungen dieser Art bezeichnet man als Interkanalmodulationsstörungen.

”UMWERFEND”



HAT ER GESAGT

Der erste Kunde, der unsere x-color-Antennen in die Hände bekam. Er ist ein Händler und heißt Auchmüller. Von „neuer Mode“ und „öfter mal was neues“ hatte er etwas gemurmelt und „was soll das denn“ – da haben wir ihn an ein Meßgerät gesetzt und selber messen lassen und dann hat es ihn – siehe oben

ÜBERZEUGEN SIE SICH VON

früher **x** **color**

In Gl. (5) ist $y = i_c$ der Collectorstrom, $x_0 = U_B$ die Basis-Emitter-Gleichspannung, $f(x_0) = I_C$ der Collectorstrom im Arbeitspunkt, $f'(x_0) = \frac{d i_c}{d U_B} = S$ die Steilheit im

Arbeitspunkt, $f''(x_0) = \frac{d^2 i_c}{d U_B^2} = K$ die Krümmung der Arbeitskennlinie und $f'''(x_0) = \frac{d^3 i_c}{d U_B^3} = T$ die Änderung der Krümmung.

Bei der Messung des IKM-Abstandes werden zwei Frequenzen gleicher Spannung auf den Empfängereingang gegeben, und zwar

$$x_1 = U \cdot \cos a \quad (6)$$

und

$$x_2 = U \cdot \cos b \quad (7)$$

mit $a = 2\pi \cdot f_1 \cdot t$ und $b = 2\pi \cdot f_2 \cdot t$. Als Steuersignal wirkt also

$$x = U (\cos a + \cos b). \quad (8)$$

Mit Gl. (8) erhält man

$$x^2 = U^2 \left[1 + \frac{1}{2} \cos 2a + \frac{1}{2} \cos 2b + \cos(a-b) + \cos(a+b) \right] \quad (9)$$

sowie

$$x^3 = U^3 \left[\frac{9}{4} \cos a + \frac{9}{4} \cos b + \frac{1}{4} \cos 3a + \frac{1}{4} \cos 3b + \frac{3}{4} \cos(2a+b) + \frac{3}{4} \cos(2b+a) + \frac{3}{4} \cos(2b-a) + \frac{3}{4} \cos(2a-b) \right]. \quad (10)$$

Das letzte Glied von Gl. (10) ist das gesuchte IKM-Produkt mit der Frequenz $f_x = 2f_1 - f_2$. Wie man aus den Gleichungen erkennt, würde bei rein quadratischer Kennlinie keine Interkanalmodulation auftreten.

Mit Gl. (5) und Gl. (10) ergibt sich der IKM-Strom zu

$$i_1 = \frac{1}{3!} \frac{d^3 i_c}{d U^3} \cdot \frac{3}{4} \cdot U^3 \cdot \cos 2\pi(2f_1 - f_2)t; \quad (11)$$

seine Amplitude hat den Wert

$$I_1 = \frac{1}{8} \cdot \frac{d^3 i_c}{d U^3} \cdot U^3. \quad (12)$$

Der IKM-Störstrom steigt also kubisch mit der Störspannung U an. Der Wert $\frac{d^3 i_c}{d U^3}$ kann aus der Gleichung der Halbleiterkennlinie abgeleitet werden.

Der Basisstrom eines Transistors verläuft nach der gesicherten e -Funktion [1]

$$I_B = I_s \cdot e^{\frac{U_B - I_B \cdot R_b}{U_T}} \quad (13)$$

Darin bedeutet $U_T = k \cdot T$ die Temperaturspannung (bei 300°K ist $U_T = 26$ mV), I_s den Sperrsättigungsstrom der Basisdiode, R_b den Basisbahnwiderstand und U_B die Basis-Emitter-Spannung. Mit der Stromverstärkung β , die in der Umgebung des Arbeitspunktes als konstant angenommen werden kann, wird der Collectorstrom

$$I_C = \beta \cdot I_B = \beta \cdot I_s \cdot e^{\frac{U_B - I_B \cdot R_b}{U_T}} \quad (14)$$

Gl. (14) beschreibt den Collectorstrom eines Transistors in Emitterschaltung bei kurzgeschlossenem Collector, also bei $R_a = 0$. Differenziert man Gl. (14) nach U_B , so erhält man die Kurzschlußsteilheit im Arbeitspunkt

$$S = \frac{d I_C}{d U_B} = \frac{1}{\frac{U_T}{I_C} + \frac{R_b}{\beta}} \quad (15)$$

Die zweite Ableitung von Gl. (14) liefert die Krümmung der Kennlinie

$$K = \frac{d S}{d U_B} = \frac{d^2 I_C}{d U_B^2} = \frac{U_T}{I_C^2} \cdot \frac{1}{\left(\frac{U_T}{I_C} + \frac{R_b}{\beta} \right)^3} \quad (16)$$

Daraus ergibt sich die Änderung der Krümmung zu

$$T = \frac{d K}{d S} = \frac{d^3 I_C}{d U_B^3} = \frac{I_C}{U_T^3} \cdot \frac{1 - 2 \frac{I_C \cdot R_b}{\beta \cdot U_T}}{\left(1 + \frac{I_C \cdot R_b}{\beta \cdot U_T} \right)^5} \quad (17)$$

Mit Gl. (12) und Gl. (17) erhält man für den IKM-Strom

$$I_1 = \left[\frac{1}{8} \cdot \frac{I_C}{U_T^3} \cdot \frac{1 - 2 \frac{I_C \cdot R_b}{\beta \cdot U_T}}{\left(1 + \frac{I_C \cdot R_b}{\beta \cdot U_T} \right)^5} \right] \cdot U^3 \quad (18)$$

R_b setzt sich in der Praxis aus dem Basisbahnwiderstand und dem Quellwiderstand des Steuergenerators zusammen. Wie man aus Gl. (18) erkennt, wird bei einem bestimmten Collectorstrom der IKM-Strom Null. Bei

$$I_C = \frac{1}{2} \cdot \frac{\beta \cdot U_T}{R_b} \quad (19)$$

ist also ein Maximum des IKM-Abstandes zu erwarten. Daher kann man durch Wahl des Arbeitspunktes das IKM-Verhalten eines Transistors beeinflussen. Obwohl die mathematischen Betrachtungen relativ genau nur bei niedrigen Frequenzen gelten, ist die Stromabhängigkeit der Interkanalmodulation auch noch bei hohen Frequenzen vorhanden.

Der IKM-Abstand kann mit Gl. (15) und Gl. (18) gewonnen werden. Nach Gl. (15) fließt im Collectorstrom eines Transistors ($R_a \ll R_b$) bei einem Nutzsignal U_N der Nutzstrom

$$I_N = S \cdot U_N = \frac{1}{\frac{U_T}{I_C} + \frac{R_b}{\beta}} \cdot U_N. \quad (20)$$

Wird nun von zwei Störsignalen ein gleich großer IKM-Strom erzeugt, so liegen die Amplituden der dazugehörigen Spannungen um den IKM-Abstand über U_N .

Mit Gl. (18) und Gl. (20) erhält man für $I_N = I_1$

$$\frac{U}{U_N} = \frac{1}{U^2} \left[\frac{8 U_T^3 \left(1 + \frac{I_C \cdot R_b}{\beta \cdot U_T} \right)^5}{1 - 2 \frac{I_C \cdot R_b}{\beta \cdot U_T}} \right] \quad (21)$$

Zur Vereinfachung bezeichnet man das konstante Glied in Gl. (21) mit A .

$$\frac{U}{U_N} = \frac{A}{U^2} \quad (22)$$

Der IKM-Abstand ist also eine Funktion von U^2 . Formt man Gl. (22) um, so erhält man den IKM-Abstand in Abhängigkeit von der Nutzspannung

$$\frac{U}{U_N} = \sqrt[3]{\frac{A}{U_N^2}} \quad (23)$$

oder in dB ausgedrückt

$$I = 20 \lg \frac{U}{U_N} = \frac{20}{3} (\lg A - 2 \lg U_N). \quad (24)$$

Wie man aus Gl. (24) erkennt, sinkt der IKM-Abstand mit wachsendem Nutzsignal. Ein Empfänger habe beispielsweise eine Empfindlichkeit von $E_1 = 0,5 \mu V$ bei einem Signal-Rausch-Verhältnis von $n = 20$ dB; der IKM-Abstand werde dabei mit 60 dB gemessen. Bezieht man die Empfindlichkeit desselben Empfängers auf $n = 12$ dB, so wird die Eingangsspannung um 8 dB niedriger, also $E_2 = 0,2 \mu V$. Der auf diese Spannung bezogene IKM-Abstand ergibt sich mit Gl. (24) zu

$$I_2 = I_1 + \frac{40}{3} (\lg E_1 - \lg E_2) = 60 + 5,3 = 65,3 \text{ dB}$$

Aus der Spannungsabhängigkeit des IKM-Abstandes folgt, daß bei einem aus gleichen Stufen bestehenden Linearverstärker die IKM-Produkte hauptsächlich von der letzten Stufe verursacht werden. Daher wird man bei einem FM-Empfänger die HF-Verstärkung der Vorstufe möglichst kleinhalten. Um dies verwirklichen zu können, muß die Empfindlichkeit am Mischereingang bereits so groß sein, daß nur noch eine kleine Anhebung des HF-Pegels durch die Vorstufe notwendig ist. Die vorstehenden mathematischen Untersuchungen haben gezeigt, daß das IKM-Verhalten eines Transistors von mehreren Faktoren abhängt. Bei einem Transistor mit verhältnismäßig großem Außenwiderstand, mit Rückwirkungs- und Eingangskapazität sind bei hohen Frequenzen die genauen Zusammenhänge jedoch nur schwierig zu erfassen. Den günstigsten Arbeitspunkt kann man hier durch überschlägliche Berechnung und experimentelles Verändern der Parameter Collectorstrom und Ansteuerungswiderstand finden.

Schrifttum

- [1] Untersuchung des Kreuzmodulationsverhaltens von HF-Transistoren. Telefunken Röhren- und Halbleitermittlung Nr. 590 551

Zwei Bausätze für Allwellenempfänger

Nicht jeder KW-Amateur hat eine Sende-
lizenz; mancher begnügt sich - sei es oft
auch nur im Anfang seiner KW-Tätig-
keit - mit dem Abhören von Sendungen.
Allerdings möchte er dabei gewöhnlich mit
seinem Empfänger außer den Amateur-
Funkbereichen auch KW-Rundfunksen-
dungen und Stationen der Spezialbänder
(beispielsweise der internationalen Luft-
und Seefahrtnavigation) empfangen kön-
nen und ferner die Möglichkeit zum weit-
weiten Empfang von Rundfunkstationen in
anderen Frequenzbereichen haben. Ge-
räte für diesen Zweck sind im Prinzip
Kurzwellensuper mit zusätzlichem Mittel-
wellenband und empfangen im günsti-
gsten Falle das Gebiet von 30 MHz bis
180 kHz. Neben Rundfunkempfang wird
vielfach auch die Aufnahme von Telegrafie
geboten.

Im Rahmen der Exportprogramme der In-
dustrie werden solche Empfänger in den
führenden Ländern der Welt gefertigt.
Daneben gibt es ein Angebot für den
Selbstbau, aus dem zwei Vertreter vor-
gestellt seien. In den meisten Fällen wird
UKW- und Langwellenempfang weniger
gewünscht, denn die UKW-Reichweite ist
häufig auf Sicht begrenzt, und der Welt-
empfang auf Langwellen scheidet meistens
wegen der starken Störanfälligkeit dieses
Bereiches aus.

Preisgünstiger 6-Kreis-Super

Mit einem Bausatz „Pilot AM II“ von Ra-
dio-Rim, München, kann man mit einem
6-Kreis-4-Röhrensper den durchgehen-
den und in fünf Bänder aufgeteilten Be-
reich von 20 MHz ... 520 kHz empfangen.
Dieses Gerät hat eine ZF von 467 kHz,
3-W-Endstufe mit Klangregler und ist mit
den Röhren ECH 81, EF 89, ECL 86 und
EM 84 bestückt. Hinzu kommen die Diode
OA 150 für die Demodulation und der
Netzgleichrichter BY 103. Zum kompletten
Bausatz gehören Gehäuse und Skala mit
geeichem Skalenblatt (Bild 1).

In der nach Bild 2 erweiterten Ausführung
ist noch ein abschaltbarer Telegrafie-Os-
zillator mit dem Transistor AF 137 vor-
handen. Die Rückkopplung erfolgt kapazi-

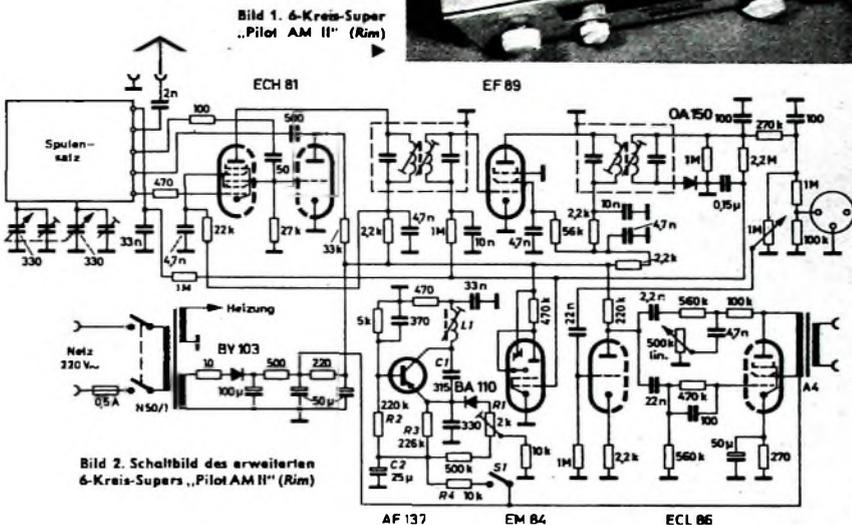


Bild 2. Schaltbild des erweiterten
6-Kreis-Supers „Pilot AM II“ (Rim)

tiv mit C 1. Die Oszillatorfrequenz von
etwa 467 kHz kann mit dem Spulenkern
von L 1 grob abgeglichen werden. Kleinere
Frequenzänderungen zur Wahl der Ton-
höhe sind mit dem Regler R 1 möglich.
Wenn man so die Spannung an der Diode
BA 110 verändert, ändert sich auch die
Diodenkapazität, und der Schwingkreis
wird verstimmt. Die Spule L 1 besteht
aus 230 Wdg (CuL 0,3 mm) auf einem
Vogt-Spulenkörper „B 8/33“ mit dem zu-
gehörigen Vogt-Kern „GW 8/17 x 1,25“. Um
den Transistor an die hohe Betriebsspan-
nung von 250 V anschließen zu können,
sind die Versorgungswiderstände nach Plus
mit 220 kOhm (R 2) und 228 kOhm (R 3)
bemessen. R 4, C 2 sieben die Betriebs-
spannung, damit der BFO einen reinen
Überlagerungston liefert. Mit Schalter S 1
läßt sich der BFO ein- und ausschalten.

Wer über ausreichende Erfahrungen im
Empfängerbau verfügt, kann dieses ein-
fache Gerät zu einem Doppelsuper aus-
bauen. Dazu werden ein zusätzlicher Oszil-

lator mit Mischstufe (ECH 81) und zwei
100-kHz-ZF-Filter benötigt. Durch das
Doppelsuperprinzip nimmt die Trenn-
schärfe des Empfängers wesentlich zu. Die
Klangqualität kann nur mittleren Anfor-
derungen entsprechen. Einen Ausweg bie-
tet die Dimensionierung des zweiten ZF-
Bandfilters für umschaltbare Bandbreite.
Es stehen dann wahlweise die Bandbreiten
 $\pm 1,8$ kHz oder $\pm 3,6$ kHz zur Verfügung.

Spitzenuper mit Sondereigenschaften

Je komplizierter die Schaltung ausgelegt
ist, um so schwieriger werden Aufbau,
Abgleich und etwaige Fehlersuche. Wenn
man gedruckte Schaltungsplatten verwen-
den kann, wie beispielsweise beim Spitzen-
super „GR-54 E“ von Heathkit, ist der
Selbstbau an Hand des 85 Seiten (Groß-
format) umfassenden Handbuchs verhält-
nismäßig einfach. Dieser moderne und
leistungsfähige Allwellenempfänger (Bild 3)
hat drei gespreizte KW-Bänder (2 ... 5 MHz,
5 ... 12,5 MHz, 12,5 ... 30 MHz), Mittelwellen

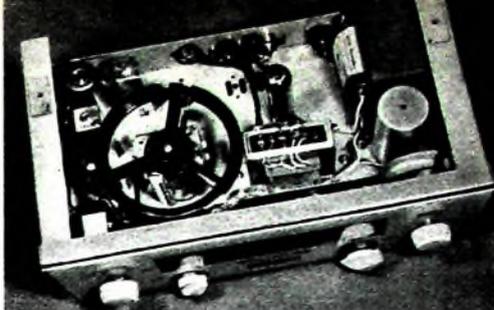
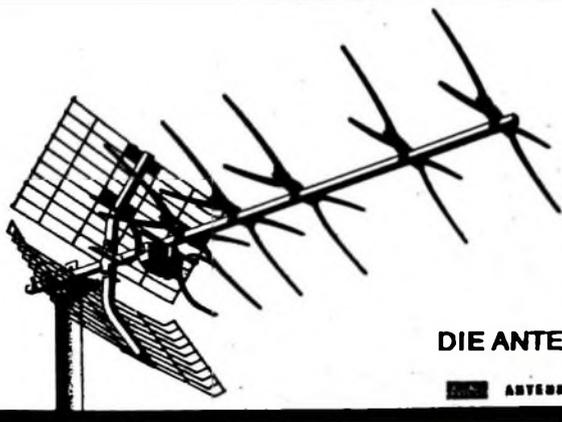


Bild 1. 6-Kreis-Super
„Pilot AM II“ (Rim)



Ein neues Antennen-System mit
überzeugenden Vorzügen.

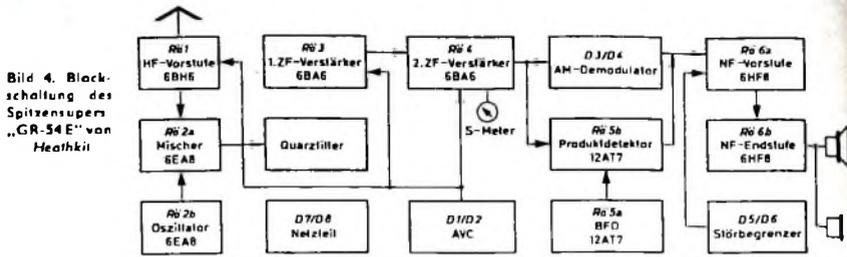
Bessere Schwarz-Weiß-Bilder als
bisher. Sicherer Empfang bei Um-
stellung auf Farbfernsehen. Ge-
steigerter Gewinn - unveränderte
Preise. Fordern Sie Informationsmaterial.

DIE ANTENNEN FÜR HEUTE UND MORGEN

ANTENNENWERKE HANS KOLBE & CO - 3000 BAD SALZFUHR

(550 ... 1550 kHz) sowie das internationale Luft- und Seefahrt-Navigationsband (180 bis 420 kHz). Die Trennschärfe ist etwa 3 kHz bei -6 dB oder 8 kHz bei -20 dB. Der Empfänger hat acht Kreise, sechs Röhren, sechs Dioden und zwei Siliziumgleichrichter, eingebaute Lautsprecher, Anschlußbuchsen für Zusatzlautsprecher, Kopfhörer und Morsetaste.

Bemerkenswert sind die Sondereigenschaften dieses vielseitigen Spitzenempfängers, wie halbes Kreuzgliedfilter für maximale Trennschärfe, Produktdetektor für SSB- und CW-Empfang, Umschalter für das obere und untere Seitenband, eingebautes S-Meter, eingebautes Morse-Übungsgerät,



trimmers angepaßt; damit können Verstimmungen des Vorkreises durch unterschiedliche Antennen ausgeglichen werden. Der Vorkreis ist kapazitiv an das Steuergitter von Rö 1 gekoppelt. Der Anodenkreis von Rö 1 ist abstimmbaar. Das verstärkte HF-Signal gelangt ebenfalls kapazitiv an das Steuergitter von Rö 2a. Am Steuergitter der Mischröhre Rö 2a liegt über einem Kondensator auch das Oszillatorsignal. Eine Bandspreizung erfolgt mit Hilfe eines parallel zum Oszillatordrehkondensator geschalteten Drehkondensators kleiner Kapazität. Durch Mischen des Ein- und Ausgangssignales entsteht an der Anode von Rö 2a das ZF-Signal.

Am Eingang des zweistufigen ZF-Teiles ist ein Half-Lattice-Filter (halbes Kreuzgliedfilter, Bandfilter mit zwei Quarzen) angeordnet. Das Filter begrenzt die ZF-Bandbreite auf 3 kHz bei 6 dB beziehungsweise auf 7,5 kHz bei 20 dB.

Zwischen den ZF-Röhren Rö 3 und Rö 4 ist die Kopplung gleichfalls kapazitiv. Im Anodenkreis jeder ZF-Röhre liegt je ein einkreisiges Bandfilter. Von der Anode der letzten ZF-Röhre gelangt das Signal zu den beiden Demodulordioden D 3, D 4.

Bei ausgeschaltetem AVC-Schalter liegt die von den Dioden D 1, D 2 erzeugte Regelspannung an den Steuergittern der Röhren Rö 1, Rö 3 und Rö 4. Dadurch ist ein weitgehend ausgeglichenes NF-Signal möglich. Beim Einlegen eines Schalters S 5 (Bild 5) wird der Störbegrenzer wirksam. Die jetzt an den NF-Kreis geschalteten Dioden D 5, D 6 kappen Störspitzen über dem NF-Signal ab.

Zum Empfang von Einseitenband- und Telegrafiesignalen ist ein Produktdetektor eingebaut (Bild 5). Über C 4 wird ein Teil des ZF-Signales an das Gitter der Röhre 12A17 (Rö 5b) gekoppelt. Das BFO-Signal gelangt an die Kathode. Durch Mischen der

Signale entsteht an der Anode die NF. Die BFO-Frequenz für das obere Seitenband und für Telegrafie ist durch L 4 und C 10, C 11 bestimmt. Für das untere Seitenband werden mit S 3 die Kondensatoren C 12, C 13 zugeschaltet. Der BFO arbeitet dann auf einer niedrigeren Frequenz.

Das Signal des AM-Demodulators oder des Produktdetektors gelangt über den Lautstärkereglern P 2 und über Kondensator C 14 zum Gitter des NF-Vorverstärkers 6HF8 (Rö 6a). Nach weiterer Verstärkung in der Endröhre (Rö 6b) wird das Signal über Tr 2 an den eingebaute Lautsprecher oder den angeschlossenen Kopfhörer (Ru 2) gegeben. An Ru 3 kann eine Morsetaste für Übungszwecke angeschlossen werden. Bei Empfang muß Ru 3 kurzgeschlossen sein. Im Netzteil wird die Anodenspannung durch Zweiweggleichrichtung mit zwei Siliziumdioden (D 7, D 8) gewonnen und in den sich anschließenden Siebgliedern geglättet. Die Röhren der einzelnen Stufen sind aus Gründen besserer Einkopplung an verschiedene Punkte der Siebkatode geschaltet.

Wie die durchgeführten Empfangstests zeigten, ist der Allwellensuper „GR-54 E“ für den Weltfunkhörer ein vielseitig verwendbares Gerät. Die Abstimmung auf den Kurzwellenhändern wird durch die Bandspreizung mit zusätzlicher Vertikalskala sehr erleichtert, insbesondere wenn in Amateurfunkbereichen SSB-Stationen genau abgestimmt werden sollen. Antennenabstimmung und ein im Katodenkreis der HF-Röhre angeordneter Empfindlichkeitsregler sind ebenso wie S-Meter, AVC-Schalter, Störbegrenzer und Sende-Empfangsschalter nützliche Einrichtungen. Die Anordnung der Bedienungsknopfe, die Großsichtskala und die Formgestaltung entsprechen weitgehend dem heutigen Geschmack. Bild 6 zeigt noch einen Blick auf das Chassis des Empfängers.

Werner W. Diefenbach

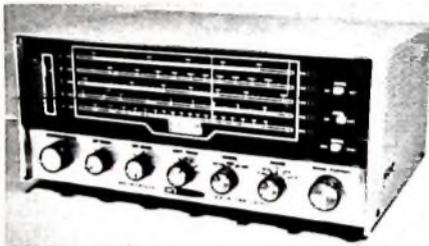


Bild 3. Außenansicht des Spitzen-supers „GR-54 E“ (Heathkit)

kontinuierliche Bandspreizung, automatische Störbegrenzung, Antennentrimmer. Wie die Blockschaltung Bild 4 zeigt, folgt auf die HF-Vorstufe mit der Röhre 6BH6 (Rö 1) die Mischröhre 6EA8 (Rö 2a). Das Mischprodukt aus Eingangs- und Oszillatorsignal (ZF 1682 kHz) wird in dem anschließenden zweistufigen ZF-Teil mit zwei Röhren 6BA6 (Rö 3, Rö 4) verstärkt. Der AM-Demodulator ist mit zwei Halbleiterdioden bestückt (D 3, D 4), während der Produktdetektor für SSB- und CW-Empfang mit der Röhre 12A17 (Rö 5b) arbeitet.

Der zweistufige NF-Teil mit der Röhre 6HF8 (Rö 6a, Rö 6b) ist mit einem Störbegrenzer ausgestattet (D 5, D 6). Ferner sind für SSB- und Telegrafieempfang der Oszillator mit der Röhre 12A17 (Rö 5a), für den Schwundausgleich die Dioden D 1, D 2 und im Netzteil die Siliziumgleichrichter D 7, D 8 angeordnet.

Der Eingangskreis des HF-Verstärkers ist abgestimmt. Die Antenne wird induktiv gekoppelt und mit Hilfe eines Antennen-

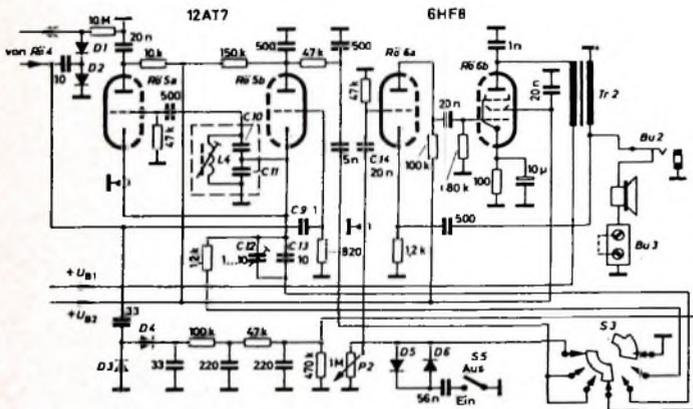
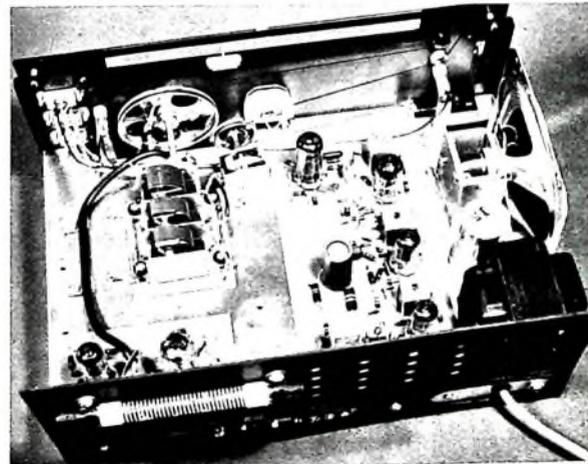


Bild 5. Teilschaltbild des „GR-54 E“ mit Produktdetektor, Demodulator und NF-Teil

Bild 6. Chassisansicht des „GR-54 E“ von oben



TELEFUNKEN



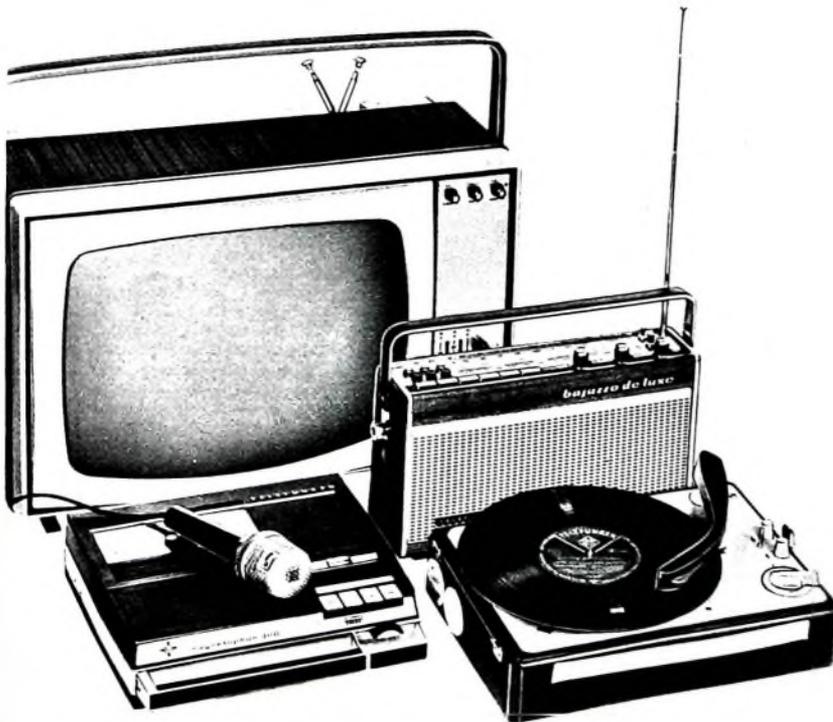
Sommerzeit! Gute Laune „griffbereit“! Was heißt das für Sie?

Unter diesem Motto hat TELEFUNKEN eine zugkräftige Sommer-Aktion vorbereitet: Anzeigen in Illustrierten, Anzeigen in Sonntagszeitungen, Prospekte in allen Lesezirkelmappen – und viele Werbemittel für Ihr Geschäft.

Jetzt – in der Portable-Zeit – zeigt sich die Stärke des TELEFUNKEN-Sortiments: was Ihre Kunden auch von Ihnen verlangen – in jedem Fall können Sie „TELEFUNKEN“ bieten.

Werben Sie mit diesem „all-round“-Angebot! Zeigen Sie die TELEFUNKEN-Portables immer als komplette Gruppe: bajazzo, magnetophon 300, Musikus 105 BN und FE 105 P. – Jedes einzelne Gerät ein Bestseller! „Alle zusammen“ – Ihre große Verkaufschance in dieser Portable-Saison.

Alles spricht für TELEFUNKEN



**Sommerzeit –
gute Laune
„griffbereit“!**

**Fordern Sie jetzt an:
Sonderprospekt
Mobile · Aufsteller
Fensterstreifen**

Hochfrequenzoszillatoren mit Schwingkreisen

Im folgenden Beitrag für den jungen Techniker sollen Oszillatorschaltungen behandelt werden, die mit einem Schwingkreis als frequenzbestimmendem Organ ausgestattet sind. Oszillatoren, bei denen die Frequenz durch RC-Glieder (RC-Oszillatoren) oder durch Quarze (Quarzoszillatoren) bestimmt wird, bleiben hier unberücksichtigt. Ebenso werden nur Schaltungen beschrieben, die vorwiegend zum Erzeugen von Hochfrequenzschwingungen dienen, also beispielsweise keine Schwebungssumme zum Erzeugen von niederfrequenten Schwingungen. Die Darstellung ist bewußt einfach gehalten; mathematische Ableitungen wurden vermieden. Nach Möglichkeit wurde jeder Röhrenschialtung eine analoge Transistorschaltung gegenübergestellt.

1. Schwingungserzeugung durch Rückkopplung

Wird ein Teil einer verstärkten Wechselspannung wieder auf den Eingang des verstärkenden Organs (zum Beispiel Röhre, Transistor) zurückgeführt, so addiert sich diese bei richtiger Phasenlage zu der ursprünglich dort vorhandenen Spannung. Das bewirkt aber wieder eine Vergrößerung der Ausgangsspannung der Röhre oder des Transistors, wodurch sich die auf den Eingang zurückgeführte Spannung ebenfalls erhöht und sich zu der dort schon vorhandenen Spannung addiert. Auf diese Weise kommt eine Aufschaukelung der Wechselspannung zustande, die sich theoretisch bis ins Unendliche steigern würde, praktisch jedoch durch die stets vorhandenen Verluste und die Nichtlinearitäten der Verstärkerkennlinien begrenzt wird.

Den beschriebenen Vorgang nennt man Rückkopplung, weil ein Teil der verstärkten Ausgangsspannung wieder auf den Eingang des Verstärkerelementes zurückgebracht (rückgekoppelt) wird. Liegen im Eingangs- oder Ausgangskreis des Verstärkers schwingfähige Schaltungen, zum Beispiel Schwingkreise, so kann Selbstregung auftreten. Das bedeutet, daß die Zuführung einer Wechselspannung von außen nicht mehr erforderlich ist, wenn der Ausgangskreis so stark auf den Eingangskreis koppelt, daß die zur Aufschaukelung und Aufrechterhaltung einer Schwingung erforderliche Energie zum Eingang übertragen wird. Die Schaltung im Bild 1 kann beispielsweise infolge dieses Rückkopplungsvorganges ungedämpfte Schwingungen erzeugen, deren Frequenz der Eigenfrequenz des Schwingkreises L, C entspricht.

Die Verstärkung der Röhre darf dabei um so kleiner sein, je größer der Rückkopplungsfaktor ist, das heißt, je mehr Energie vom Anodenkreis zum Gitterkreis zurückgeführt wird. In einer Gleichung ausgedrückt, gilt für die Schwingungserzeugung

$$K = \frac{u_g}{u_a} = \frac{1}{V} \quad (1)$$

Darin ist K der Rückkopplungsfaktor, u_g die Gitterwechselspannung und u_a die Anodenwechselspannung. Die Verstärkung V der Röhre muß also dem reziproken Wert des Rückkopplungsfaktors K entsprechen, damit Schwingungen entste-

hen können. Dabei ist zu beachten, daß die Rückkopplung phasenrichtig erfolgt, das heißt, die zurückgeführte Spannung muß dieselbe Phasenlage wie die Spannung am Eingang haben, damit sie sich zu dieser addiert. Diese phasenrichtige Rückkopplung nennt man auch Mitkopplung. Das Gegenteil davon ist die Gegenkopplung. Hierbei wird die rückgekoppelte Spannung mit entgegengesetzter Phase dem Eingang zugeführt, so daß sich die Eingangsspannung verkleinert. Reide Arten der Spannungsrückführung bezeichnet man jedoch als Rückkopplung. Durch richtige Polung entweder der Schwingkreisspule L oder der Koppelspule L_K erreicht man die gewünschte Mitkopplung. Die im Bild 1 eingetragenen Punkte geben die Stellen an, an denen gleiche Polarität der Spannungen herrschen muß, damit eine phasenrichtige Rückkopplung entsteht.

2. Einteilung der Schwingungserzeuger

Auf dem Prinzip der Rückkopplung (oder richtiger: der Mitkopplung) beruhen die meisten Schwingungserzeuger oder Generatoren. Generatoren für große Leistungen

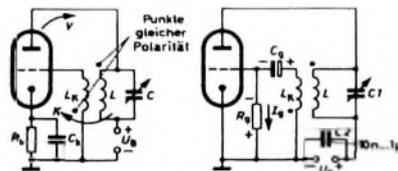


Bild 1 (links) Selbstregler Oszillator zum Erzeugen von Hochfrequenzschwingungen. Bild 2 (rechts) Grundschialtung des Meißner-Oszillators mit automatischer Gittervorspannung (Reihenspeisung)

werden als Sender bezeichnet, bei kleinen Leistungen spricht man von Oszillatoren. Ein Sender besteht meistens aus einem Oszillator und einer oder mehreren nachgeschalteten Verstärkerstufen. Den Oszillator selbst bezeichnet man dann oft als selbstregelte Steuerstufe, die die Verstärkerstufen steuert. Die allgemeine Bezeichnung für einen Schwingungserzeuger ist Generator.

Eine Einteilung der Schwingungserzeuger oder Generatoren erfolgt häufig nach der Frequenz der erzeugten Schwingungen. Es wird dann zwischen Niederfrequenz-, Hochfrequenz- und Höchstfrequenzgeneratoren unterschieden. Ferner kann man die Schwingungserzeuger nach der Kurvenform ihrer Schwingungen unterteilen.

Man unterscheidet dann zwischen Sinusgeneratoren und Generatoren, die nichtsinusförmige Spannungen oder Ströme erzeugen. Zur letzten Gruppe gehören zum Beispiel Rechteckgeneratoren, Sägezahngeneratoren, Impulsgeneratoren usw. Außerdem kann man eine Unterscheidung der Generatoren danach treffen, mit welchen Mitteln die Schwingungen erzeugt werden und wodurch die Frequenz bestimmt wird. So unterscheidet man zwischen Oszillatoren beziehungsweise Generatoren mit Schwingkreisen, RC-Generatoren und Quarzgeneratoren. Bei den Oszillatoren mit Schwingkreisen verwendet man Spulen und Kondensatoren,

während RC-Generatoren Kombinationen aus Widerständen und Kondensatoren (RC-Glieder) als frequenzbestimmende Elemente enthalten. Bei den Quarzgeneratoren wird die erzeugte Frequenz durch einen Quarzkristall bestimmt, der ähnlich wie ein Schwingkreis wirkt. Diese Generatoren sind sehr frequenzkonstant.

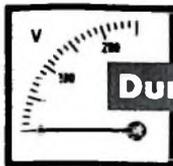
Wie bereits gesagt, werden in diesem Beitrag nur Oszillatoren beschrieben, die mit Schwingkreisen ausgerüstet sind und sinusförmige Hochfrequenzschwingungen erzeugen. Dabei ist es im allgemeinen zum Verständnis der Wirkungsweise gleichgültig, ob die Oszillatoren mit Röhren oder Transistoren als verstärkenden Organen ausgestattet sind.

3. Die Meißner-Schaltung

3.1 Meißner-Schaltung mit Röhren

Die im Bild 2 dargestellte Meißner-Schaltung ist die älteste praktisch angewendete Schaltung zum Erzeugen von Hochfrequenzschwingungen. Man erkennt wieder den bereits vom Bild 1 her bekannten Anodenschwingkreis und die Koppelspule im Gitterkreis. Der Schwingkreis kann jedoch auch in der Gitterleitung und die Koppelspule in der Anodenleitung der Röhre liegen. An Stelle des Katodenwiderstandes R_K zum Erzeugen der negativen Gittervorspannung wird hier das RC-Glied R_G, C_G verwendet. Beginnt nämlich die Schaltung zu schwingen, so kann die in L_K induzierte Spannung so hoch werden, daß ein Gitterstrom I_g auftritt. Dieser ruft am Gitterableitwiderstand R_G einen Spannungsabfall hervor, der den Gitterkondensator C_G mit der eingetragenen Polarität auflädt und damit als Gittervorspannung für die Röhre wirkt. Diese Vorspannung stellt sich automatisch auf den richtigen Wert ein, da zu einer großen Wechselspannungsamplitude auch eine hohe mittlere Gleichspannung gehört (und umgekehrt). Auf diese Weise kann die Röhre niemals übersteuert werden, und die Ausgangsspannung wird weitgehend stabilisiert. Die Ausgangsspannung läßt sich über eine zusätzliche Auskoppelspule (im Bild 2 nicht eingezeichnet) entnehmen.

Die Frequenzkonstanz des Meißner-Oszillators ist nicht besonders hoch. Die Ein- und Ausgangskapazitäten der Röhre (oder bei Transistorschaltungen des Transistors) liegen bei dieser Schaltung parallel zum Schwingkreis. Diese Kapazitäten ändern sich jedoch infolge von Schwankungen der Betriebsspannung oder der Temperatur. Dadurch wird die Eigenfrequenz des Schwingkreises stark beeinflusst, und darunter leidet natürlich die Frequenzkonstanz des Oszillators. Der Gitterstrom, der bei jeder positiven Halbwellen der Schwingung einsetzt und zur automatischen Gittervorspannungserzeugung dient, belastet den Rückkopplungsübertrager (der aus Schwingkreisspule L und Koppelspule L_K besteht) unterschiedlich. Dies verschlechtert außerdem die Frequenzkonstanz des Meißner-Oszillators beträchtlich. Als weitere Nachteile dieser Schaltung kann der große Materialaufwand angesehen werden, der für die beiden getrennten Spulen (Rückkopplungs- und Schwingkreisspule) erforderlich ist. Wegen der hohen Anodengleichspannung müssen diese Spulen auch gut voneinander isoliert sein. Diese Nachteile tragen dazu bei, daß die Meißner-Schaltung als hochwertiger Oszillator gegenüber anderen Schaltungen häufig zurücktritt [1]. (Fortsetzung folgt)



Durch Messen zum Wissen

Fortsetzung von FUNK-TECHNIK Bd. 21 (1966) Nr. 9, S. 350

Mit dem beschriebenen Sender erhalten wir eine Hochfrequenz-Spannungsquelle, deren Frequenz in weiten Grenzen veränderbar ist und deren Spannung sich regeln läßt. Sehr niedrige Spannungen kann man damit allerdings, wie schon gesagt, nicht einstellen. Auch wird sich die HF-Spannung in Abhängigkeit von der Frequenz etwas ändern. Die Frequenzzeichnung des Senders erfolgt zweckmäßigerweise unter Zuhilfenahme eines Rundfunkempfängers, wobei man folgendermaßen vorgeht: Man beschafft sich eine Sendertabelle der im Mittelwellenbereich arbeitenden Sender, schließt an den Empfänger eine Antenne an und verbindet den Ausgang des Gerätes über einen kleinen Kondensator von etwa 1 pF ebenfalls mit dem Antennenanschluß. Dabei soll die Hochfrequenzspannung an R 4 so weit heruntergeregelt sein, daß man beim Abstimmen des Empfängers auf einen Sender gerade noch einen ganz schwachen Pfeifton hört, wenn man die Frequenz des Generators in Übereinstimmung mit der Frequenz des empfangenen Senders gebracht hat. Das Auftreten des Pfeiftons deutet in bekannter Weise darauf hin, daß beide Frequenzen übereinstimmen, und wenn die Frequenz des empfangenen Senders festliegt, hat man bereits einen Eichpunkt gefunden. Etwa zehn Eichpunkte über die Mittelwellenskala hinweg genügen für eine Grobeichung des Gerätes. Man muß dabei natürlich gründlich vorgehen und vor allem jeweils den empfangenen Sender richtig identifizieren, um sicherzugehen, daß dessen Frequenz auch wirklich mit dem in der Tabelle angegebenen Wert übereinstimmt.

Die Genauigkeit eines solchen Hochfrequenzgenerators wird vor allem durch die Güte des Schwingkreises bestimmt. Der Dreh-

kondensator C 1 sollte unbedingt ein luftisolierter Typ mit möglichst stabilem Aufbau sein. Der hier empfohlene Aufbau der Spulen ist zwar sehr einfach, hat aber eine gewisse Temperaturabhängigkeit der Spuleninduktivität zur Folge. Wir nehmen das bewußt in Kauf, da es uns nicht auf extrem hohe Genauigkeit ankommt. Man kann die Abweichungen dadurch feststellen, daß man denselben Eichpunkt des Generators mit Hilfe des Rundfunkempfängers einmal kurz nach dem Einschalten und anschließend nach einer längeren Anwärmszeit aufnimmt. Man wird sehen, daß sich eine gewisse Abweichung ergibt, die jedoch über $\pm 5\%$ kaum hinausgeht. Es ist daher zweckmäßig, den Generator dann zu eichen, wenn er seine Betriebswärme erreicht hat, was ungefähr nach einer halben Stunde der Fall ist. Man muß dann aber den Sender bereits eine halbe Stunde vor jeder Benutzung in Betrieb nehmen, damit sich wieder die gleichen Verhältnisse einstellen. Erwähnt sei noch, daß das Gehäuse, in das man den Sender einbaut, so „dicht“ wie möglich sein soll.

Ebenso unentbehrlich wie eine Hochfrequenzspannungsquelle ist in der Hochfrequenzmeßtechnik ein möglichst verlustfreies Röhrenvoltmeter. Wir kommen darauf im folgenden Abschnitt noch näher zu sprechen. Andere kleine Meßgeräte und Meßschaltungen, die man im Hochfrequenzbereich braucht, können teilweise leicht selbst gebaut werden. Auch davon wird an den betreffenden Stellen die Rede sein.

4.1 Spannungsmessungen im Hochfrequenzgebiet

Für Hochfrequenz-Spannungsmessungen gibt es zahlreiche „klassische“ Meßgeräte, zu denen zum Beispiel die elektrostatischen Spannungsmesser, für höhere Spannungen die Funkenstrecken-Spannungsmesser sowie die Thermoinstrumente gehören, etwa die Hitzdrahtvoltmeter, die Thermovoltmeter und die Haardrahtvoltmeter. Alle diese Einrichtungen sind aus der radiotechnischen und elektronischen, aber auch mehr oder weniger aus der allgemeinen elektrotechnischen Praxis verschwunden. Im Vordergrund stehen heute die Röhrenvoltmeter und neuerdings die Transistorvoltmeter, gegebenenfalls auch noch Gleichrichter in Verbindung mit Drehspulinstrumenten, falls die Gleichrichter eine genügend hohe obere Grenzfrequenz haben. Dann allerdings ergeben sich besonders einfache Instrumente. Wir können zum

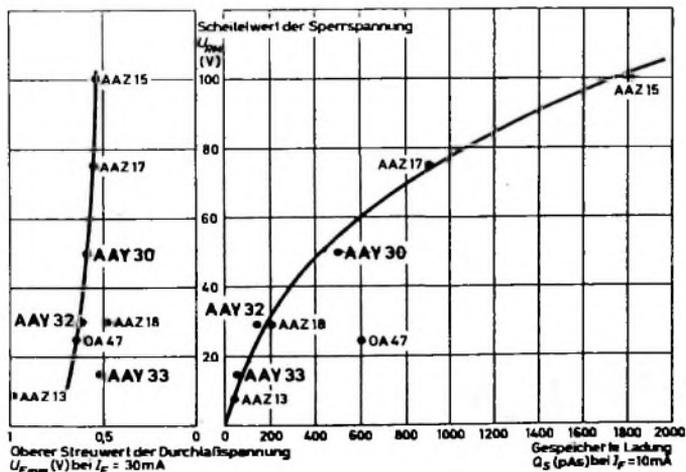
VALVO

BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

VALVO GMBH HAMBURG

Q 1265 / 677

Germanium-Golddraht-Dioden



Unser Programm an Germanium-Golddraht-Dioden in Miniaturlausführung ist jetzt den sehr differenzierten Erfordernissen des Marktes noch besser angepaßt.

Die überaus große Nachfrage hat uns veranlaßt, die Serie unserer Golddrahtdioden zu erweitern. Das Programm reicht von Dioden für industrielle Schaltanwendungen mit hohen Spannungen und geringen Geschwindigkeiten bis zu Dioden für Logikanwendungen mit niedrigen Spannungen und hohen Geschwindigkeiten.

Die neuspezifizierten Typen AAY 30, AAY 32 und AAY 33 sind eine sinnvolle Ergänzung des bisher gebotenen Programms wie nebenstehende Kurven zeigen. Darüber hinaus wurden bei den bisherigen Typen die Sperrspannungen und andere Daten verbessert.

Beispiel leicht die Schaltungen nach den Bildern 48 und 49 verwirklichen.

Bei Bild 48 handelt es sich um eine Anordnung, die aus einer Hochfrequenzspannung U_h eine Gleichspannung macht, wobei man zur Gleichrichtung eine Hochfrequenzdiode, beispielsweise den Typ OA 95, verwenden kann. Die zu messende Spannung gelangt über C zur Diode D, der der Widerstand R parallel liegt, und ruft nun in R einen pulsierenden Strom hervor, der einen Spannungsabfall mit der im Bild 48 eingetragenen Polarität erzeugt. Die auftretende Gleichspannung kann mit einem Drehspulvoltmeter gemessen werden. Dafür eignet sich zum Beispiel sehr gut der 50- μ A-Bereich unserer Vielfachinstrumente. Man erhält auf diese Weise einen Hochfrequenz-Spannungsmesser leidlicher Empfindlichkeit, der auch genügend unabhängig von der Frequenz ist. Die Wechselspannungsbereiche der Vielfachinstrumente reichen keinesfalls aus; sie sind höchstens bis etwa 10 kHz brauchbar.

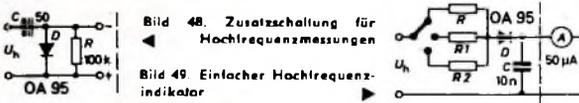


Bild 48. Zusatzschaltung für Hochfrequenzmessungen

Bild 49. Einfacher Hochfrequenzindikator

Bild 49 können wir anwenden, wenn die Hochfrequenzspannungsquelle für den Meßstrom, der durch das Anzeigementriem fließt, durchlässig ist. Angedeutet sind drei umschaltbare Vorwiderstände R, R 1 und R 2, die vor der Gleichrichterdiode OA 95 liegen. Zur Überbrückung des Anzeigementriemes (50- μ A-Bereich) dient der Kondensator C. In dieser Form läßt sich die Schaltung ohne weiteres mit Niederfrequenz, gegebenenfalls sogar mit Netzfrequenz eichen, wenn nur der Kondensator C groß genug ist. Die Eichung wird ebenso durchgeführt, wie das schon bei der Niederfrequenz-Spannungsmessung beschrieben wurde. Durch Wahl entsprechender Werte für die Vorwiderstände können wir drei sich überlappende Meßbereiche, zum Beispiel von 1 V bis 100 V, herstellen. Die richtige Bemessung der Widerstände erfolgt unmittelbar während der Eichung. Wir erhalten auf diese Weise ein zwar nicht besonders empfindliches, aber doch brauchbares Anzeigementriem für hochfrequente Spannungen. Ist der Kondensator C sehr groß und wird er durch das Meßinstrument nicht belastet, so läßt er sich auf den Spitzenwert der Wechselspannung auf; man spricht dann von einem Spitzenspannungsmesser. Die Genauigkeit einer Schaltung nach Bild 49 hängt von der Genauigkeit ab, mit der die Vorwiderstände abgeglichen wurden, von der durch die Diode bedingten Streuungen sowie von der Genauigkeit des Anzeigementriemes selbst. Eicht man die Schaltung, so wird man das mehrmals machen und Mittelwerte bilden, um ein möglichst genaues Ergebnis zu erhalten.

101

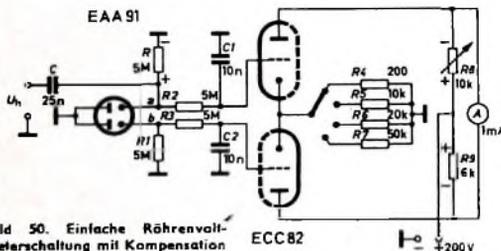


Bild 50. Einfache Röhrenvoltmeterschaltung mit Kompensation

Die beschriebenen Schaltungen sind nur ein Notbehelf. Empfehlenswert ist auf alle Fälle ein richtiges Röhrenvoltmeter, das sich auch selbst bauen läßt. Auf Selbstbaubeschreibungen in dieser Zeitschrift haben wir bereits früher hingewiesen. Der Aufwand ist allerdings mitunter beträchtlich. Eine verhältnismäßig einfache Schaltung, die jedoch gut arbeitet, ist im Bild 50 dargestellt. Sie besteht aus zwei Teilen, dem Meßteil und dem Anzeige-

102

teil. Der Meßteil umfaßt die Diode EAA 91 und die zugehörigen Kondensatoren und Widerstände. Die beiden Diodenhälften sind völlig symmetrisch geschaltet; in den Katodenkreisen liegen die Widerstände R und R 1.

Wird die Diode geheizt, so treten in beiden Systemen annähernd gleiche Anlaufströme auf, die gleich hohe Spannungsabfälle an R und R 1 bewirken. Deshalb herrscht zwischen den Punkten a und b bei absoluter Symmetrie keine Spannung. Diese Symmetrie ist bei den handelsüblichen Röhrendioden und bei Verwendung gleich großer Widerstände gut erfüllt. Über zwei Widerstände R 2 und R 3 werden nun die Anschlüsse a und b mit den Steuertigtern der zwei Systeme einer ECC 82 verbunden. Da beide Gitter das gleiche Potential erhalten, werden auch die Anodenströme annähernd gleich sein. Der Anodenstrom des oberen Systems fließt durch R 8, der des unteren durch R 9. Die gemeinsame Anodenspannung von 200 V (unser Netzgerät genügt für diesen Zweck) wird an den Verbindungspunkt der beiden Widerstände gelegt. Es bilden sich infolge der Anodenströme Spannungsabfälle mit der eingetragenen Polarität aus. Sind die beiden Anodenströme und die beiden Widerstände gleich groß, so heben sich die Spannungsabfälle auf, und zwischen den Anoden der beiden Röhren herrscht keine Spannung. Ein zwischen die beiden Anoden geschaltetes Instrument A wird also keinen Ausschlag zeigen. In der Praxis ist die Symmetrie nie ganz vollständig, so daß man zweckmäßigerweise den Widerstand R 8 regelbar macht. Vergrößert oder verkleinert man ihn innerhalb enger Grenzen gegenüber R 9, so kann man gleich große Spannungsabfälle erreichen, so daß sich der Zeiger des Instrumentes auf den Nullpunkt einstellt.

Legen wir nun die zu messende Wechselspannung U_h über den Koppelkondensator C an die Katode des oberen Systems der EAA 91, dann wird die Spannung von diesem System gleichgerichtet. Außer dem Anlaufstrom fließt jetzt noch ein zusätzlicher Katodenstrom in diesem System, der einen Spannungsabfall mit der eingetragenen Polarität an R hervorruft. Dieser Spannungsabfall gelangt über R 2 zum Gitter des oberen Systems der ECC 82, und die Folge ist eine gestörte Symmetrie. Jetzt ist der Anodenstrom des oberen Systems höher als der des unteren, denn das untere System erhält ja keine gleichgerichtete Hochfrequenzspannung. Daher sind dann die Spannungsabfälle an R 8 und R 9 nicht mehr gleich, es tritt eine Spannungsdifferenz zwischen den beiden Anoden auf, und das Instrument schlägt aus. Bei annähernd linearen Kennlinien der Röhre ECC 82 wächst dieser Ausschlag nahezu linear mit der angelegten Hochfrequenzspannung, wobei allerdings die Krümmung der Gleichrichter-kennlinie einen gewissen Einfluß hat. Wegen der hohen Außenwiderstände wird ihre Wirkung jedoch stark vermindert. Durch Einschalten verschiedener großer Katodenwiderstände R 4, R 2 kann man verschiedene Meßbereiche wählen; je größer die Katodenwiderstände sind, um so größer ist die Gegenkopplung und um so größer der Meßbereich, weil dann die Verstärkung der ECC 82 entsprechend zurückgeht. Im kleinsten Meßbereich erhält man bei etwa 1 V Vollauschlag des Instrumentes, der größte Meßbereich liegt bei 100 V.

Mit dem hier zur Anwendung kommenden Kompensationsprinzip erreicht man verhältnismäßig hohe Stabilität und gute Anzeigegenauigkeit. Zum Beispiel wirkt sich eine Schwankung der Heizspannung kaum aus, weil dann die Katodenströme sämtlicher Röhren zurückgehen, was nach außen infolge der Symmetrie nicht zum Ausdruck kommt; die Änderungen kompensieren sich gegenseitig. Der Eingangswiderstand eines solchen Röhrenvoltmeters ist wegen der großen Katodenwiderstände der Meßdiode verhältnismäßig groß, und bis zu Frequenzen von mehreren Megahertz treten praktisch keine durch die Frequenz bedingten Meßfehler auf, vorausgesetzt, daß man die Anschlußleitung über den Kondensator C so kurz wie möglich macht und daß der Meßwiderstand R sehr kapazitätsarm aufgebaut ist. Man kann daher den eigentlichen Meßteil (die EAA 91, den Kondensator C und die Widerstände R, R 1, R 2, R 3) in ein kleines Zusatzkästchen bauen und dadurch erreichen, daß man die Meßdiode möglichst nahe an das zu messende Objekt heranbringen kann. (Fortsetzung folgt)

auch für
ganz
Bequeme:
Ersatzteile durch Heninger

Lieferung nur an Fernsehwerkstätten (Privat-Besteller bitten umbelegen)

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



Für unser Prüffeld für die von uns hergestellten Maschinen und Anlagen für die

DATENVERARBEITUNG

möchten wir gern einen

jungen Ingenieur oder Techniker

aus den Bereichen

Elektrotechnik oder Nachrichtentechnik

einstellen.

Wir werden Gelegenheit bieten, sich in die bei uns anstehenden sehr interessanten Probleme einzuarbeiten und die schon vorhandenen beruflichen Kenntnisse soweit zu vervollkommen, daß später die Voraussetzungen für eine Beförderung zum Gruppenführer gegeben sind.

Interessierte Herren bitten wir um Kurzbewerbung, welche der Vorbereitung eines persönlichen Gespräches dienen soll.

SIEMAG FEINMECHANISCHE WERKE GMBH

5904 Eiserfeld/Sieg

Wir suchen:

für unsere Entwicklung -
Fotosetzgeräte - Jüngere

Elektro- Ingenieure oder -Techniker

mit Kenntnissen auf dem Fachgebiet
Elektronik.

Wir bieten:

Einarbeitung auf dem Gebiete der
digitalen Schaltungstechnik und später
Einsatz in der Fertigung (Vorbereitung,
Aufbau und Überwachung der
Elektronik - Baugruppen - Montage)
oder Übernahme in den Kundendienst



H. Berthold AG.

Berlin 61
Mehringdamm 43

Persönliche Vorstellung erbeten
montags bis freitags von 8 bis
16 Uhr, sonst nach telefonischer Ver-
einbarung 66 57 71

Wir suchen für interessante Arbeitsgebiete:

Van-de-Graaff-Teilchenbeschleuniger;
Weltraumforschung;
elektronische Datenverarbeitungsanlagen
und die Elektronik-Werkstatt

qualifizierte Rundfunkmechaniker

für Entwicklung und Wartung kernphysika-
lischer und elektronischer Meßgeräte.

Wir bieten: Aufstiegsmöglichkeiten und gute Gelegen-
heiten zur weiteren Ausbildung.

Die Bezahlung erfolgt in Anlehnung an den
BAT mit zusätzlicher Altersversorgung.

Richten Sie bitte Ihre Bewerbung (Zeugnis-
abschriften, tabellarischer Lebenslauf u. Licht-
bild) an das Personalbüro des Max-Planck-
Instituts für Kernphysik, 69 Heidelberg, Post-
fach 1248



Rundfunk- Transformatoren

für Empfänger, Verstärker
Meßgeräte und Kleinsender

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

Gesucht

Fernseh- techniker

versiert in allen vorkommenden
Service-Arbeiten als Werkstatt-
chef Abschlusselfähiger Posten.
Spitzengeld für einsatzbereiten
Mann im Raum Badensee.

Offerten erbeten unter AE 8094
an Anzeigen-Fackler,
8 München 1, Weinstr. 4

Kaufgesuche

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

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

Unterricht

Theoretische Fachkenntnisse in Radio-
und Fernsehtechnik durch Christiani-Fern-
kurse Radiotechnik und Automation. Je
25 Lehrbriefe mit Aufgabenkorrektur
und Abschlusszeugnis 800 Seiten DIN A4,
2300 Bilder, 350 Formeln und Tabellen.
Studienmappe 8 Tage zur Probe mit
Rückgaberecht. (Gewünschten Lehrmann
bitte angeben.) Technisches Lehrinstitut
Dr.-Ing. Christiani, Konstanz, Postf. 1957



10020

E.-Thälmann-Str. 56

Eine so gut wie die andere

Mit der Einführung der neuen Kennfarben hat VARTA seinen Trockenbatterien ein neues Gesicht gegeben.

Wenn Ihnen jetzt noch Batterien in der alten Aufmachung angeboten werden, so handelt es sich dabei keineswegs um „Ladenhüter“.

Die Umstellung unserer Produktion auf die neuen Etiketten wird einige Zeit beanspruchen — denn VARTA baut ja eine große Anzahl verschiedener Trockenbatterie-Typen, für jeden Zweck die richtige.

Die „alten“ sind deshalb keineswegs „alterschwach“. Eine VARTA Batterie ist so wie die andere. VARTA hat nur das Äußere verändert. In ihrer Qualität sind beide — die alte und die neue VARTA Trockenbatterie — gleich gut.

VARTA Batterien haben eine lange Lagerfähigkeit. Jede VARTA Trockenbatterie ist mehrfach geprüft, ehe sie das Werk verläßt. Daher können Sie sicher sein, mit VARTA Trockenbatterien verkaufen Sie geprüfte Qualität.

Immer wieder
VARTA wählen

