

BERLIN

FUNK- TECHNIK

A 3109 D

15 1966 +

1. AUGUSTHEFT

Fachliteratur von hoher Qualität

FACHBÜCHER



Handbuch für Hochfrequenz- und Elektro-Techniker

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

Oszillografen-Meßtechnik

Grundlagen und Anwendungen moderner Elektronenstrahl-Oszillografen
 von J. CZECH
 684 Seiten · 636 Bilder · 17 Tabellen Ganzleinen 38,— DM

Fundamente der Elektronik

Einzelteile · Bausteine · Schaltungen
 von Baurat Dipl.-Ing. GEORG ROSE
 223 Seiten · 431 Bilder · 10 Tabellen Ganzleinen 19,50 DM

Schaltungen und Elemente der digitalen Technik

Eigenschaften und Dimensionierungsregeln zum praktischen Gebrauch
 von KONRAD BARTELS und BORIS OKLOBDZIJA
 156 Seiten · 103 Bilder Ganzleinen 21,— DM

Transistoren bei höchsten Frequenzen

Theorie und Schaltungspraxis von Diffusionstristoren
 im VHF- und UHF-Bereich
 von ULRICH L. ROHDE
 163 Seiten · 97 Bilder · 4 Tabellen Ganzleinen 24,— DM

Mikrowellen

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

Elektrische Nachrichtentechnik

von Dozent Dr.-Ing. HEINRICH SCHRÖDER
I. Band: Grundlagen, Theorie und Berechnung passiver Übertragungsnetzwerke
 650 Seiten · 392 Bilder · 7 Tabellen Ganzleinen 36,— DM
II. Band: Röhren und Transistoren mit ihren Anwendungen bei der Verstärkung, Gleichrichtung und Erzeugung von Sinusschwingungen
 603 Seiten · 411 Bilder · 14 Tabellen Ganzleinen 36,— DM

Transistor-Schaltungstechnik

von HERBERT LENNARTZ und WERNER TAEGER
 254 Seiten · 284 Bilder · 4 Tabellen Ganzleinen 27,— DM

Prüfen · Messen · Abgleichen Fernsehempfänger-Service

von WINFRIED KNOBLOCH
 108 Seiten · 39 Bilder · 4 Tabellen Ganzleinen 11,50 DM

Elektronik für den Fortschritt

von Dipl.-Ing. WERNER SPARBIER
 292 Seiten im Großformat
 439 Bilder, davon 176 farbig Kunststoffeinfband 32,50 DM

Praxis der Rundfunk-Stereofonie

von WERNER W. DIEFENBACH
 145 Seiten · 117 Bilder · 11 Tabellen Ganzleinen 19,50 DM

Elektrotechnische Experimentier-Praxis

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

Praxis des Stereo-Decoder-Service

von U. PRESTIN
 70 Seiten · 62 Bilder Broschiert 7,80 DM



Kompendium der Photographie

- von Dr. EDWIN MUTTER
I. Band: Die Grundlagen der Photographie
 Zweite, verbesserte und erweiterte Auflage
 358 Seiten · 157 Bilder Ganzleinen 27,50 DM
II. Band: Die Negativ-, Diapositiv- und Umkehrverfahren
 334 Seiten · 51 Bilder Ganzleinen 27,50 DM
III. Band: Die Positivverfahren, ihre Technik und Anwendung
 304 Seiten · 40 Bilder · 27 Tabellen Ganzleinen 27,50 DM

Wörterbuch der Photo-, Film- und Kinotechnik

mit Randgebielen Englisch · Deutsch · Französisch
 von Dipl.-Ing. WOLFGANG GRAU
 663 Seiten Ganzleinen 39,50 DM

Praxis der Schmalfilmvertonung

demonstriert an Siemens-Geräten
 von PETER STÜBER
 52 Seiten · 12 Bilder Broschiert 6,— DM

FACHZEITSCHRIFTEN

FUNK-TECHNIK

Rundfunk · Fernsehen · Phono · Magnetton · Hi-Fi-Technik · Amateurfunk
 Meßtechnik · Elektronik Monatlich zwei Hefte

INTERNATIONALE ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU

Hochfrequenz · Fernsehen · Elektroakustik / Messen · Steuern · Regeln
 Monatlich ein Heft

RUNDFUNK-FERNSEH-GROSSHANDEL

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

LICHTTECHNIK

Beleuchtung · Elektrogerät · Installation
 Organ der Lichttechnischen Gesellschaft e.V. Monatlich ein Heft

PHOTO-TECHNIK UND -WIRTSCHAFT

Organ des Verbandes der Deutschen Photographischen Industrie e.V.
 Monatlich ein Heft

KINO-TECHNIK

Film · Fernsehen
 Organ der Deutschen Kinotechnischen Gesellschaft für Film und Fernsehen
 Monatlich ein Heft

MEDIZINAL-MARKT / ACTA MEDICOTECHNICA

Zentralorgan für die medizinisch angewandte Technik
 mit DER ARZT AN DER KAMERA Monatlich ein Heft

KAUTSCHUK UND GUMMI · KUNSTSTOFFE

Internationale Zeitschrift für hochpolymere Werkstoffe
 Wissenschaft · Technik · Wirtschaft
 Organ der Deutschen Kautschuk-Gesellschaft e.V. Monatlich ein Heft

Zu beziehen durch jede Buchhandlung

im Inland und Ausland sowie durch den Verlag

Spezialprospekte und Probehefte auf Anforderung

AUS DEM INHALT

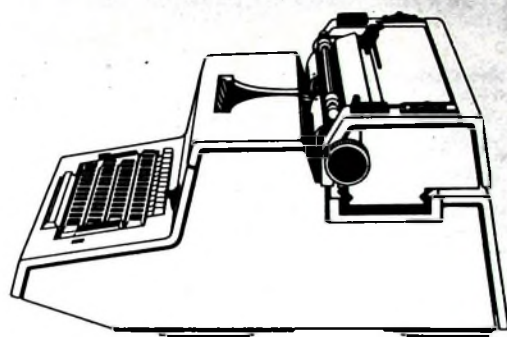
1. AUGUSTHEFT 1966

gelesen · gehört · gesehen	540
FT meldet	542
Entwicklungstrends im Mikrofonbau	545
Rundfunk	
Die Schaltung des Zweitlautsprechers bei Transistorgeräten	546
Übersteuerungsfeste selbstschwingende Mischstufe mit zwei Transistoren	548
Neuzezeitliche Schreibweise physikalischer und technischer Gleichungen	549
Farbfernsehen	
Einführung in die Farbfernsehtechnik	F 29
Meßtechnik	
„Universal-TV-Tester“ · Tragbares Universal-Prüf- und -Testgerät für UKW-VHF-UHF	553
FT-Bastel-Ecke	
Transistor-Blinkgerät	554
Für den KW-Amateur	
Die Kurzwellenausbreitung in der Ionosphäre und ihre Vorhersage	555
Bodenseetreffen der Funkamateure	558
KW-Kurznachrichten	559
Für den jungen Techniker	
Hochfrequenzoszillatoren mit Schwingkreisen	560
Etwas über Mikrofone	562
Durch Messen zum Wissen	563

Unser Titelbild: Über 30 km Draht aus Invar, einer Nickel-Eisen-Legierung (36% Nickel) mit niedriger Wärmeausdehnung, wurden zu Maschengewebe für die Strahlerflächen einer zusammenklappbaren Antenne der NASA-Weltraumfahrzeuge verarbeitet. Der Draht ist 0,08 mm dick, die komplette Antenne wiegt nur 10,5 kg.

Aufnahme: International Nickel

Aufnahmen: Verfasser, Werkaufnahmen, Zeichnungen vom FT-Atelier nach Angaben der Verfasser. Seiten 538, 543, 544, 566—568 ohne redaktionellen Teil



olivetti TEKNE 3

Die elektrische
Schreibmaschine:
Ihre nächste
Schreibmaschine.

DEUTSCHE OLIVETTI AG

Telecom-Sprechfunkgerät

ACHTUNG! für Fahrzeuge im 27 MHz-Band



ganz neu!

zugleich a. als Traggerät verwendbar · mit FTZ-Nr. postgepr. · zugelassen · FTZ-Serienprüf-Nr. K-563/65

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

Preis DM 980,— (1 Kan. Quarzt) mit Einbauszubehör

Verkaufsangebote · Prospekte · Beratung · Kundendienst · Vertrieb durch
Werksvertretungen:

Hessen, Rheinland-Pfalz: Elektro-Versand KG — Telecom AG, W. Basemann
6 Frankfurt/Main-50, Am Eisernen Schlag 22
Tel. 06 11/51 51 01 oder 636 Friedberg/Hessen
Hanauer Straße 51 · Tel. 0 60 31/72 26

Saar: Saar-Sprechfunkanlagen-GmbH, 66 Saarbrücken 1,
Gersweilerstraße 33—35, Tel. (0681) 4 64 56

Bayern: Hummelt Handelsgesellschaft mbH, 8 München 23
Belgradstraße 68, Tel. 33 95 75

Nordrhein-Westfalen: Funk-Technik GmbH, 5 Köln, Rolandstr. 74,
Tel. 3 63 91

Baden-Württemberg: Horst Neugebauer KG, 763 Lahr im Schwarzwald,
Hauptstraße 59, Telefon 0 78 21/26 80

Berlin: Reinhold Lange, 1 Berlin 30, Schöneberger
Ufer 87, Tel. 03 11/13 14 07

Niedersachsen, Schleswig-Holstein: TELECOM KG, Wenzl Hruby, 2 Hamburg 50, Theodor-
straße 41y, Tel. 88 22 88

Schweiz: Naviton AG, In Böden 22, Postf., 8056 Zürich,
Tel. (061) 57 12 47



Briefverteilanlage in Bochum in Betrieb

Eine von Telefunken gelieferte automatische Briefverteilanlage ist am 8. 7. 1966 im Hauptpostamt Bochum offiziell in Betrieb genommen worden. Die Anlage kann stündlich etwa 40 000 Briefe maschinell nach Bestimmungsorten oder Zustellrevieren verteilen. Sie besteht aus 12 Codierplätzen, 1 Vorverteilsystem sowie 2 großen elektronisch gesteuerten automatischen Verteilmaschinen mit je 100 Verteilfächern. Ferner umfaßt die Anlage Abschrittsförderer, Endstapler, Zwischenstapler, Bedienpulte, einen elektronischen Codier- und einen Verteilzuordner sowie automatische Verbindungseinrichtungen zwischen den Maschinen.

M 17-11, eine neue Elektronenstrahlröhre

Unter der Typenbezeichnung M 17-11 bringt Telefunken eine neue magnetisch abgelenkte Elektronenstrahlröhre mit rechteckigem Schirm von 17 cm Diagonale heraus. Die ausnutzbare Schirmfläche ist 95 mm × 125 mm. Gegenüber älteren Röhren dieser Art zeichnet sich

die M 17-11 durch einen verkleinerten Halsdurchmesser (maximal 21 mm) aus. Damit benötigt die M 17-11 eine geringere Heizleistung. Auch die Heizleistung der Röhre gegenüber älteren Typen ist verringert. Die M 17-11 hat bei einer Heizspannung von 11 V einen Heizstrom von nur 55 mA. Die Verringerung der Heizleistung sowie der Ablenkleistung machen die Röhre besonders geeignet zur Verwendung in batteriegespeisten Sichtgeräten.

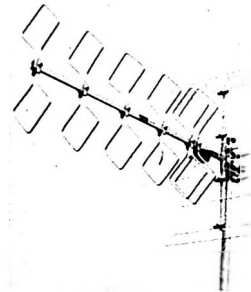
Für eine Benutzung als Monitorröhre wird die M 17-11 mit weißem Fernseh-Bildschirm (M 17-11 W) und zur Beobachtung langsam verlaufender Vorgänge mit langnachleuchtenden Schirmen (M 17-11 GM und M 17-11 LF) angeboten. Die Röhre kann ohne zusätzliche Schutzscheibe verwendet werden.

Ela-Anlagen von Philips für Forschungsschiff

Das neue und modernste Forschungsschiff der Welt, die im Auftrag der Bundesregierung gebaute „Planet“, erhält umfangreiche Philips-Ela-Anlagen.

Cubical-Antennen für UHF

UHF - Fernsehempfangsantennen mit quadratförmigen Elementen (Cubicals) hat die Firma Kompass-Antennen, Kassel, herausgebracht. Jedes Cubical-Paar hat etwa die Funktion von vier $\lambda/2$ -Dipolen. Die Antennen gibt es in drei Grund-



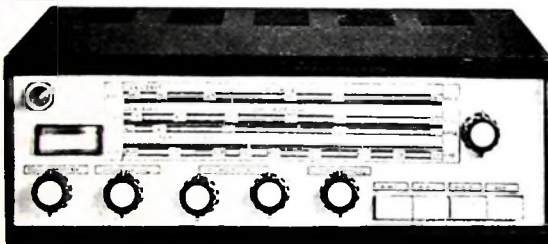
typen „KCC-17“, „KCC-25“ und „KCC-37“ mit 4, 6 oder 9 Cubical-Paaren und jeweils einer Gitter-Reflektierwand. Daten der drei Typen: Gewinn 12 dB, 14 dB, 15 dB; Öffnungswinkel 37°, 33°, 30°; Vor-Rück-Verhältnis 35; Baulängen 0,66 m, 1 m, 1,5 m; hervorgehoben wird Nebenzipfelarmut.

EMI liefert für BBC Farbfernseher-Umschaltsystem

Im Anschluß an einen Auftrag auf Farbfernsehkameras „2001“ für die britische Rundfunkgesellschaft BBC hat die EMI Electronics Ltd. einen Auftrag zur Lieferung eines Umschaltsystems für Farbfernseher erhalten, das sich sowohl für NTSC als auch für PAL eignet.

Doppeldiode MSD 6100 von Motorola

Die Herstellung der preisgünstigen neuen Doppeldiode MSD 6100 von Motorola erfolgt in einem Arbeitsgang auf einem Siliziumplättchen, so daß hoher Gleichlauf der elektrischen Eigenschaften gewährleistet ist. Durch Herausführung einer gemeinsamen Kathode wird die Montage vereinfacht. Die Doppeldiode ist in einem speziell entwickelten Plastikgehäuse untergebracht. Dieses Gehäuse wird unter hohem Druck in einem Stück hergestellt, so daß keine Hohlräume entstehen und große Dichtigkeit erreicht wird. Das massive Gehäuse schützt die inneren Verbindungen und gewährleistet gleichzeitig gute



RIM-„Transamateur“

Kompl. Bausatz DM 279,—. Betriebsfertiges Gerät DM 359,—. Ausf. RIM Baumappe DM 4,80

3 KW-Bereiche: 20—40—80 m—Amateurbänder. Mittelwelle: 0,51—1,6 MHz. Kreise: HF-Vorstufe, Mischstufe, Oszillator, BFO/Q-Multiplier. 1. u. 2. ZF-Stufe, Regelspannungsverstärker. NF-Vorverstärker. NF-Treiber. Gegentaktendstufe. Stabilisiertes Netzteil. Elektron. Bandspreizung. AVC. Feldstärkeanzeige durch Profilinstrument. Eingeb. Stabantenne. Außenantennenanschluß. 12 Transistoren. Eisenloser 1 W-NF-Verstärker. Eingeb. abschaltbarer Lautsprecher. Zweitlautsprecheranschluß für 4 Ω oder Kopfhörer. Stromversorgung: 220 V mit eingeb. Netzteil. 9-V-Batteriebetrieb mit autom. Netz/Batterie-Umschaltung u. a. mehr.

RIM-Bastelbuch '66 — 388 Seiten — Die Fundgrube für Radio- und Elektronikbastler. Nachnahme Inland DM 4,90. Vorkasse Ausland DM 4,60 (Postscheckkonto München 13753).

RADIO-RIM

8 München 15,
Abt. F 2,
Bayerstraße 25
Tel. (0811) 5572 21

RIM

Volltransistorisierter KW/MW Empfänger in Bausteintechnik

Ideale, betriebsfertige und vorabgegliche BAUSTEINE

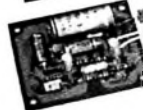
Diese Bausteine werden auch einzeln geliefert.



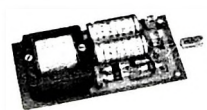
HF-Druck-
tasten
Baustein
„HF 1000“
DM 59,50



ZF-
Verstärker
BFO-Baustein
„ZF 1000“
DM 56,—



1-Watt-
NF-
Verstärker-
Baustein
„NF 1000“
DM 29,50



Stabilisiertes
Netzteil
„St N 1000“
DM 34,—
ohne Träto

Weitere Einzelheiten auch in der RIM-Bausteinbibel DM 3,50 Nachnahme DM 5,20 Vorkasse DM 4,20



ICE-Vielfach-Meßinstrument „680 C“

Einschl. Batt., Transporttasche mit 2 Prüfschneidern, jetzt nur DM 99,— statt DM 115,—. Hochspannungs-Tastkopf 18 DM 36,—. Meßwandler 616 DM 38,—. Drehschaltinstrument mit Doppelmehrgleichrichter, Nullpunkt-Korrektur, Elektron. Überlastungsschutz. Anzeigegegenauigkeit: Bei $\pm 2\%$, bei $\pm 2,5\%$. Innerer Widerstand:

20 000 Ω /V bei Gleichstrom
4 000 Ω /V bei Wechselstrom

45 Meßbereiche: 7 Gleichsp.-Ber., 6 Gleichstr.-Ber., 4 Kapazitäts-Meßber., 1 Blindwiderst.-Ber., 5 dB-Ber., 6 Wechselsp.-Ber., 6 Widerstandsber., 3 Frequenz-Meßber., 6 NF-Spannungsber. — Maße: 126 x 85 x 28 mm. Gew.: 300 g. Flachgehäuse aus Kunststoff mit Volllicht-Instr.

Wärmeableitung. Das „D“-förmige Gehäuse liegt flach auf und eignet sich deshalb besonders gut zum Einsatz in gedruckten Schaltungen.

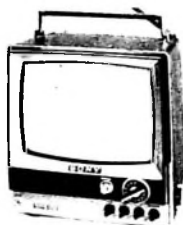
Jede der beiden Dioden hat eine Durchbruchspannung von 100 V_{min} und eine Kapazität von 1,5 pF_{max}. Die Erholzeit in Sperrichtung ist für jede Diode maximal 4 Nanosekunden bei 10 mA.

NPN-Transistor BD 111 für Bildablenkstufen

Der neue NPN-Silizium-Planartransistor BD 111 von SGS Fairchild eignet sich für Bildablenk-Ausgangsstufen (58-cm-Bildröhren, 110°). Er hat eine hohe Transitfrequenz $f_T = 100$ MHz, hohen Kollektorstrom $I_C = 0,5$ A, hohe Belastbarkeit (15 W) und geringe Sättigungsspannung $U_{CE sat} = 650$ mV (bei $I_C = 10$ A und $I_B = 1$ A). Die Spannungsfestigkeit ist $U_{BR C E O} = 60$ V. Für die Stromverstärkung (gute Linearität) wird als typischer Wert 110 genannt (bei 500 mA und 10 V). Die Wärmebeständigkeit des BD 111 erübrigt Kompensationsschaltungen.

Tragbarer Fernsehempfänger „TV 9/51 UET“ von Sony

Der jetzt auch auf dem deutschen Markt erhältliche tragbare Fernsehempfänger „TV 9/51 UET“ von Sony enthält eine 23-cm-Bildröhre. Er ist für VHF und UHF ausgelegt

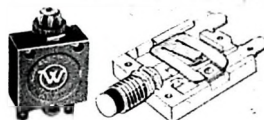


und kann sowohl am Netz als auch aus Batterien (Auto- oder Bootsbatterie) betrieben werden. Der Anschluß eines Ohrhörers ist möglich.

Kleine Bimetall-Überstromschutzschalter

Nur etwa 40 g schwere, preisgünstige Überstromschutzschalter für Nennströme zwischen 1 und 20 A bei Betriebsspannungen bis zu 250 V_~ und 32 V_~ bietet Souriau Electric, Düsseldorf, jetzt aus dem Fa-

brikationsprogramm der amerikanischen Firma Wood Electric Corp. an. Die Überstromschutzschalter arbeiten nach einem Bimetall-Kontaktprinzip. Bei Erwärmung hebt sich die Bimetallzunge (sie öffnet dabei zugleich ihre Kontakte) und läßt den mittels Feder vorgespannten Druckknopf herausschnellen. Ein mit dem Knopf eine Einheit bildendes Kontaktmesser wird dadurch gezogen und unterbricht den Stromkreis. Solange die Überlastung besteht, ist eine manuelle Rückstellung nicht möglich. Es gibt in den Baureihen „374“ und „375“ (Werte für



„375“ in Klammern) insgesamt neun Typen mit den Nennströmen 1, 2, 3, 4 A (5, 7, 10, 15, 20 A), einer mittleren Auslösezeit bei der doppelten Nennlast von 15 ... 40 s (18 ... 20 s) und einer Trennleistung bis zum etwa 20fachen der Nennlast.

Silbentrennungsprogramm für die holländische Sprache

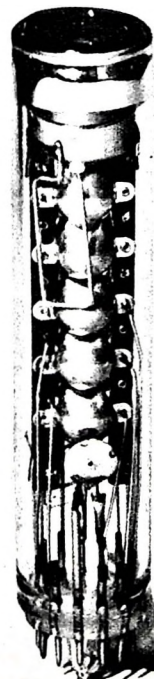
Die Gelderlander Pers N.V. Nijmegen hat für Herbst 1966 die Inbetriebnahme eines Siemens-Hell-Satzrechners vorgesehen. Mit Hilfe eines durch die holländische Siemens-Vertretung entwickelten Silbentrennungsprogramms für die holländische Sprache ist es diesem Satzrechner möglich, Worttrennungen exakt und selbstständig durchzuführen.

Park-Informations-System

Eine Lösung des Parkplatz-Problems hat die britische Stadt Stevenage durch das sogenannte Park-Informations-System gefunden, daß in Zusammenarbeit mit der Elliott-Automation entwickelt wurde. Nähern sich Autofahrer dieser Stadt, so können sie über große Leuchttafeln erfahren, wo freie Parkplätze zu finden sind. Sogar die Anzahl der freien Plätze kann man aus den Tafeln entnehmen. Fahrzeuge, die in die sieben Parkplätze der Stadt einfahren oder sie verlassen, werden automatisch erfaßt und in einer zentralen Rechenanlage registriert, die die Leuchttafeln steuert.

VALVO

BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK



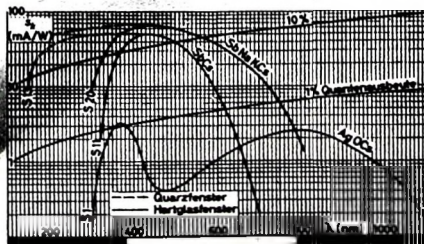
Miniatur-Fotovervielfacher

mit spezieller Dynodenform für hohe Empfindlichkeiten

Typ	Fotokatoden-Typ	Anzahl der Dynoden	Anodenempfindlichkeit
XP 1110	S 11	10	250 A/lm
XP 1111	S 11	10	250 A/lm
XP 1115	S 11	10	250 A/lm
XP 1116	S 1	10	20 A/lm
XP 1117	S 20	9	100 A/lm
XP 1118	S 13	10	250 A/lm

(mit Anschlußdrähten)
(stoß- und vibrationsfest,
mit Anschlußdrähten)

Anstiegszeit 3 ns
Laufzeit 30 ns



VALVO GMBH HAMBURG

*Zum Saisonbeginn
erscheint das*



HANDBUCH DES RUNDUNK- UND FERNSEH- GROSSHANDELS

1966/67

Herausgegeben
vom Verband Deutscher Rundfunk- und Fernseh-
Fachgroßhändler (VDRG) e. V.

Bearbeitet
von der Redaktion der FUNK-TECHNIK

Der Katalog enthält auf annähernd 500 Seiten
technische Daten, Abbildungen und, soweit kar-
tellrechtlich zugelassen, auch Preisangaben
für Geräte nachstehend aufgeführter Gruppen:

Fernseh-Empfänger	Wechsel- gleichrichter
Fernseh-Kombinationen	Phonogeräte
Rundfunk-Tischempfänger	Tonabnehmer
Kombinierte Rundfunk-Empfänger	Phonomöbel
Stereo-Steuergeräte	Tonbandgeräte
Hi-Fi-Tuner	Tonbänder
Hi-Fi-Verstärker	Antennen
Hi-Fi-Lautsprecher	Batterien
Koffer-Empfänger	Röhren
Taschen-Empfänger	Halbleiterdioden
Auto-Empfänger	Transistoren
Omnibus-Empfänger	Halbleiter- gleichrichter
Zerhacker	
Wechselrichter	Änderungen vorbehalten

Preis 9,50 DM je Exemplar zuzüglich 1,75 DM Versand-
spesen bei Voreinsendung des Betrages auf das
Postcheckkonto VERLAG FÜR RADIO-FOTO-
KINOTECHNIK GMBH BERLIN WEST 7664

Sonderpreis bei Großabnahme

Das Handbuch 1966/67 ist ausschließlich für den per-
sönlichen Gebrauch der Angehörigen der Rundfunk-
und Fernsehwirtschaft bestimmt

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

FT meldet... **FT** meldet... **FT** meldet... **FT**

Stereo-Hörspiel im SFB

Am 2. August 1966 sendet der SFB in seinem Hauptprogramm um 20.30 Uhr das stereophonische Hörspiel „Nein“ von H. J. Hohberg.

VDI-Haus im Rohbau fertiggestellt

Das neue VDI-Haus des Vereins Deutscher Ingenieure in Düsseldorf, das als technisch-wissenschaftliches Zentrum errichtet wird, ist im Rohbau fertiggestellt und soll auf dem Deutschen Ingenieurtag 1967 eingeweiht werden. In dem neuen Haus werden nicht nur die technisch-wissenschaftlichen Einrichtungen des VDI, sondern auch einige Geschäftsstellen von dem VDI nahestehenden Organisationen untergebracht werden.

Genormte Steckvorrichtungen zum Anschluß von Zweitlautsprechern

Um Zweitlautsprecher oder Stereo-Zusatzlautsprecher mit selbständigen Kabeln an Rundfunkgeräte anschließen zu können, wurde in die jetzt veröffentlichte Ergänzung und Neufassung der Norm DIN 41 529 eine Kupplung mit dem Buchsenbild der Geräteeinbaubuchse aufgenommen, die mit einem Kabel verbunden werden kann, das am anderen Ende einen Lautsprecherstecker trägt. Als Gegenstück hierzu wurde eine Einbausteckvorrichtung aufgenommen, die fest in den Lautsprecher einzubauen ist und die Steckerstifte des Lautsprechersteckers in einer zurückgesetzten runden Öffnung enthält. Als Träger für diesen Einbaustecker wurde der mit Flanschen versehene Napf der Buchse nach DIN 41 524 gewählt.

Organisation nationaler Herstellerverbände passiver Bauelemente

Unter dem Namen CEPEC (Committee of European Associations of Manufacturers of Passive Electronic Components) wurde im Jahre 1965 eine Organisation nationaler Herstellerverbände pas-

siver Bauelemente geschaffen, die technische Schwierigkeiten, die der Entwicklung eines Warenaustausches in Europa entgegenstehen, beobachten und in gemeinsamer Arbeit beseitigen soll. Mitglieder dieses Ausschusses sind Vertreter der nationalen Verbände in Belgien, Frankreich, Italien, den Niederlanden, Großbritannien und der Bundesrepublik Deutschland. Nachdem bisher Probleme technischer Standards behandelt wurden, befaßt sich die CEPEC jetzt auf Ersuchen Großbritanniens mit dem Burghard-Bericht, der von britischer Seite aufgestellte Vorschläge für allgemein gültige Normen elektronischer Bauelemente enthält, die die Grundlage für ein europäisches Normenwerk bilden könnten. Entsprechend den Verfahrensrichtlinien, wurde Herr Plümke (Siemens & Halske AG, München), der dem Ausschuß als Vertreter des Fachverbandes Schwachstromtechnische Bauelemente im ZVEI angehört, zum Präsidenten für die erste Amtszeit gewählt.

Notruf über den Rundfunk

Nach einem Beschluß der Europäischen Rundfunkunion (UER) werden von den Rundfunkorganisationen in 25 Ländern Touristen-Notrufe ausgestrahlt. Einwohner der Bundesrepublik Deutschland, die in dringenden Fällen Angehörige, die sich im Ausland befinden, über den Rundfunk des betreffenden Landes suchen lassen möchten, wenden sich an ihre zuständige Polizeidienststelle, von der die Durchsage an die jeweilige deutsche Rundfunkanstalt weitergegeben wird. Von dort wird derjenige Sender um Durchsage gebeten, in dessen Land sich der Gesuchte aufhält.

Tonregietisch mit Video-Recorder für Pädagogische Hochschule

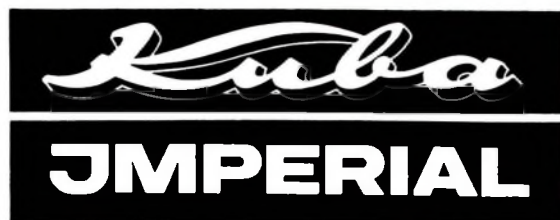
Für die Pädagogische Hochschule Rheinland, Bonn, liefert Philips einen Tonregietisch mit Video-Recorder für Ton- und Bildaufnahmen.

Kein einheitliches Farbfernsehsystem in Europa

Die Studiengruppe XI (Fernsehen) des „Internationalen beratenden Ausschusses für den Funkdienst“ (C. C. I. R.) gab der in Oslo vom 22. 6.—22. 7. 1966 tagenden Vollversammlung dieses Gremiums keine Empfehlung für die Einführung eines einheitlichen europäischen Farbfernsehsystems. Sie beschränkte sich darauf, in dem Report ihrer Abschlusssitzung, der an die Vollversammlung weitergeleitet wurde, nochmals die technischen Merkmale der in den Beratungen diskutierten Systeme zusammenzufassen: des deutschen PAL-Verfahrens, des französischen SECAM III, des in den USA und Japan bereits praktizierten amerikanischen NTSC-Systems und der in der Sowjetunion auf der Grundlage des französischen Verfahrens entwickelten Variante SECAM IV (russisch auch NIIR genannt).

Der Ausgang der Verhandlungen in Oslo bedeutet, daß es den Ländern, hier in erster Linie denen Europas, nunmehr überlassen bleibt, das ihnen am besten geeignete erscheinende Farbfernsehsystem zu übernehmen. Europa wird also kein einheitliches Farbfernsehsystem bekommen. Die Mehrheit der westeuropäischen Länder — Dänemark, Finnland, Großbritannien, Irland, Island, Italien, Liechtenstein, die Niederlande, Norwegen, Schweden, die Schweiz und die Bundesrepublik Deutschland — haben an ihrer bereits früher abgegebenen Meinungsäußerung für PAL festgehalten. Die Länder, die das PAL-System befürworten, repräsentieren 41 Millionen Fernsehteilnehmer.

Für die sechste Variante von SECAM — SECAM III opt. (optimalisé) — haben sich in Westeuropa nur die drei Länder Frankreich, Griechenland und Monaco mit rund sechs Millionen Fernsehteilnehmern ausgesprochen. Auch die osteuropäischen Länder Albanien, Bulgarien, Bessarabien, Jugoslawien, Polen, Rumänien, die Tschechoslowakei, die UdSSR, die Ukraine und Ungarn wollen dieses System einführen. Damit vertreten die SECAM-Länder in Europa insgesamt 25 Millionen Fernsehteilnehmer.



erweitert sein Programm um den Bereich

TONBAND- und DIKTIERGERÄTE

und sucht einen befähigten und qualifizierten

ENTWICKLUNGSLEITER

sowie mehrere

ENTWICKLUNGS-INGENIEURE

(möglichst Team)

KONSTRUKTEURE TECHNIKER

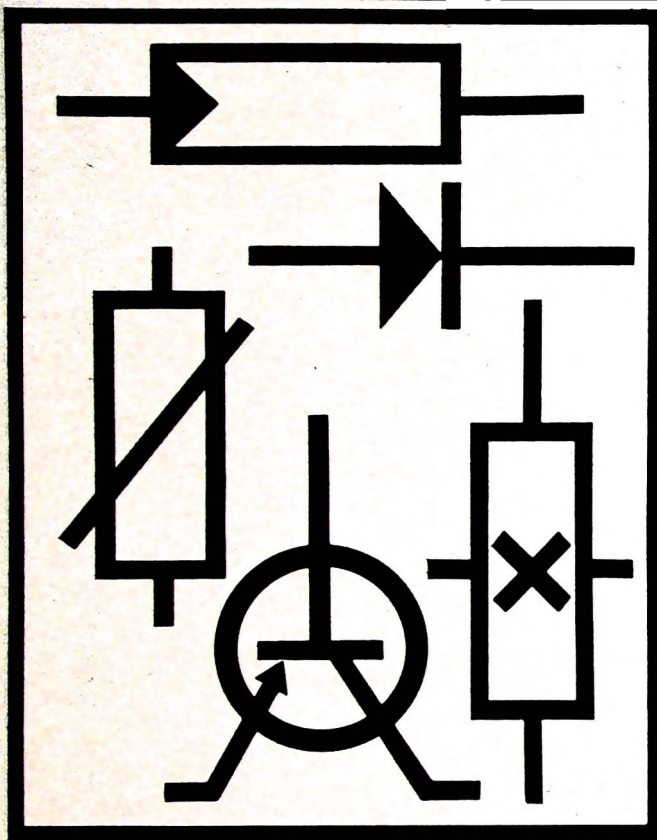
mit entsprechender Fach Erfahrung

Wir bieten:

- Weit über dem Durchschnitt liegende Bezahlung
- Angenehmes Arbeitsklima
- Weitgehend selbständige Tätigkeit
- Umzug und Wohnraumbeschaffung werden übernommen.

Bitte, senden Sie Ihre Bewerbung, die wir selbstverständlich vertraulich behandeln, an

KUBA IMPERIAL, 334 Wolfenbüttel, Kuba-Haus
persönlich z. Hd. von Gerhard Kubetschek



Alle Halbleiter

Germanium-HF-Transistoren	Germanium-Photodioden
Germanium-NF-Transistoren	Silizium-Photoelemente
Germanium-NF-Leistungstransistoren	Kompensations- und Meßheißleiter
Silizium-NF-Transistoren	Anlaßheißleiter
Silizium-HF-Transistoren	Regelheißleiter
Silizium-HF-Leistungstransistoren	Fremdgeheizte Heißleiter
Germanium-Dioden	Kaltleiter
Germanium-Tunneldioden	Hallgeneratoren
Germanium-Backward-Dioden	Feldsonden
Silizium-Kleinflächendioden	Ferrit-Hallgeneratoren
Silizium-Miniaturdioden	Hallmultiplikatoren
Silizium-Planardioden	Feldplatten
Silizium-Zenerdioden	

Weit über 200 verschiedene Typen umfaßt unser Lieferprogramm;
die von Ihnen gesuchten sind bestimmt dabei.

Deshalb Siemens-Halbleiter

SIEMENS & HALSKE AKTIENGESellschaft

Wernerwerk für Bauelemente · München

Chefredakteur: WILHELM ROTH

Chefkorrespondent: WERNER W. DIEFENBACH

Entwicklungstrends im Mikrofonbau

Die zunächst auf den kommerziellen Bereich der Industrie — des Rundfunks, des Tonfilms und der Übertragungsanlagen — beschränkte Mikrofontechnik ist in den letzten Jahren vor allem durch die Schallaufnahme mit dem Tonbandgerät in weiten Kreisen populär geworden. Von modernen Mikrofonen verlangt man heute hohe, der Übertragungsaufgabe entsprechende Wiedergabequalität, erstklassige elektrische Eigenschaften, große Betriebssicherheit und ein zweckentsprechendes formschönes Aussehen. Preiswürdigkeit ist bei den für das Publikum bestimmten Ausführungen gleichfalls erwünscht. Diese Bedingungen konnten nur ganz bestimmte Mikrofontypen erfüllen. So gehört beispielsweise das Kohlekörnermikrofon (sieht man von seiner fast ausschließlichen Verwendung in Fernsprengeräten ab) längst der Vergangenheit an. Auch die Bedeutung des eine Zeitlang sehr beliebten Kristallmikrofons ist stark zurückgegangen.

Im Industrieangebot dominieren Kondensatormikrofone, dynamische Bändchentypen, dynamische Tauchspulauflösungen, magnetische Bauformen sowie Kristallmikrofone. Bei den Kondensatormikrofonen bildet die Membran zusammen mit einer feststehenden Platte einen Kondensator; breites Frequenzband und geringer Klirrfaktor sichern hohe Übertragungsgüte. Die Bändchenmikrofone — zwischen den langgestreckten Polen eines Permanentmagneten schwingt ein dünnes, geriffeltes Aluminiumbändchen — zählen gleichfalls zu den besten Mikrofonen des Marktes; sie eignen sich vorwiegend für Innenaufnahmen, beispielsweise in Studios. Dynamische Tauchspulmikrofone sind zuverlässig, haben außerordentliche Übertragungsgüte und sind robust. Magnetische Mikrofone neuester Bauart (zum Beispiel nach dem Controlled-Magnetic-System) vereinigen die Vorteile von Kohlemikrofonen und dynamischen Mikrofonen ohne ihre Nachteile; hoher Ausgangspegel und widerstandsfähige Bauart machen sie besonders geeignet für Rufanlagen, Sprachlabors und mobile Funkanlagen. Die normalen Kristallmikrofone liefern gute Qualität bei günstigem Preis, können jedoch bei klimatisch extremen Bedingungen nicht immer verwendet werden. Zu den Kristallmikrofonen rechnet man jedoch auch die keramischen Mikrofone mit selbst bei starken Temperaturschwankungen und hoher Feuchtigkeit konstanten Übertragungseigenschaften.

Viele Mikrofone haben eine nierenförmige Richtcharakteristik. Der Schall wird hauptsächlich an der Mikrofon-Vorderseite aufgenommen, während man den von rückwärts kommenden Schall etwa um mindestens 70% unterdrückt. Typisch ist der weite räumliche Aufnahmebereich; im Gebiet von 120...240° wird der Schall nahezu ganz unterdrückt. Diese Richtcharakteristik bietet generelle Abhilfe bei Rückkopplungsproblemen. Bei der kugelförmigen Charakteristik nehmen die Mikrofone den Schall mehr oder weniger gleichmäßig aus allen Richtungen auf. Sie eignen sich für allgemeine Anwendungen, wenn Rückkopplung oder Umgebungsgeräusche zu vernachlässigen sind.

Mikrofone mit achterförmiger Richtcharakteristik reagieren vor allem auf Schall aus zwei gegenüberliegenden Richtungen. Dadurch sind einwandfreie Aufnahmen gegenüberliegender Schallquellen möglich, und auch schwierige Rückkopplungsprobleme können gelöst werden.

Die mit einem Mikrofon zu erreichende Aufnahmegüte beruht auf drei Faktoren des Frequenzverlaufes. Je größer der Aufnahmebereich ist, um so natürlicher wird auch die Wiedergabegüte sein. Ein anderer Gesichtspunkt ist die Gleichmäßigkeit der Frequenzkurve. Der Frequenzgang eines guten Mikrofons darf im gesamten Bereich keine scharfen und abrupten Spitzen oder Einbrüche haben. Ferner soll der Frequenzgang geradlinig sein, das Mikrofon also nahezu gleichmäßigen Ausgangspegel über den gesamten Übertragungsbereich aufweisen. Allerdings ist das Mikrofon mit dem größten Übertragungsbereich sowie mit gleichmäßigem und linearem Frequenzgang nicht unbedingt für jede Anwendung die beste Lösung. Beispielsweise bevorzugt man oft einen besonders zugeschnittenen Frequenzgang mit etwaiger Anhebung eines bestimmten

Teilbereichs für die erforderliche Präsenz in Anlagen zur Sprachübertragung.

Stereo-Mikrofone bestehen gewöhnlich aus zwei handelsüblichen Mikrofonen, die entweder neben- oder übereinander auf einem gemeinsamen Stativ schwenkbar angeordnet sind.

Kondensatormikrofone sind immer mit einem Verstärker in einem „Stub“ zusammengebaut; sie sind seit Jahrzehnten beim Rundfunk und in anderen Aufnahmestudios beliebt. Die neuesten Entwicklungen sind Kleinmikrofone unter Einsatz der Halbleitertechnik für den Verstärker. Gewöhnlich werden Silizium-Planartransistoren verwendet, man kann heute aber die Verstärkerschaltung auch durch Einsatz von Feldeffekttransistoren vereinfachen. Im übrigen hat die Anwendung der Hochfrequenzschaltung (Frequenzmodulation mit sofortiger Demodulation) an Stelle der früher üblichen Niederfrequenzschaltung zu Kondensatormikrofonen geführt, die ebenso unempfindlich gegen äußere Einflüsse und ebenso betriebssicher wie dynamische Mikrofone sind. Der Frequenzbereich eines modernen Transistor-Kondensator-Kleinmikrofons ist 40...16000 Hz. Es gibt besonders interessante Modelle mit umschaltbaren Richtcharakteristiken (Kugel, Niere, Acht) und auch spezielle Punkt-Richtmikrofone für Fernsehstudios.

Bändchenmikrofone werden vor allem von Herstellern gebaut, deren Kunden Rundfunk- und Fernsehstudios sind. Dementsprechend hat man die Eigenschaften dem Studiobetrieb weitgehend angepaßt. Die Einsatzmöglichkeiten sind vielseitig. Bemerkenswert ist die starke Dämpfung des seitlich auftretenden Schalles (15...20 dB) durch eine sorgfältig ausgefeilte Achterrichtcharakteristik, ferner ein Sprache-Musik-Schalter im Baßbereich und ein Schallsieb zum Dämpfen von Atmungsgeräuschen. Mit einem Impedanzschalter kann man den Innenwiderstand auf 30...50 Ohm, 150...250 Ohm und 3500 Ohm anpassen.

Die dynamischen Tauchspulmikrofone erleben in den letzten Jahrzehnten einen ungeahnten Aufschwung, seit es gelang, den Frequenzgang der Kondensatormikrofone (breiter Frequenzbereich verbunden mit einer gleichmäßigen Richtcharakteristik) zu erreichen, und zwar auch — wie üblich — mit einem einzigen System. Bei den Studiomodellen strebt man in der Spitzenklasse besonders schlanke Bauformen an. Es gelang zum Beispiel, zu Modellen mit nur 19 mm Durchmesser zu kommen, die kugelförmige Richtcharakteristik und einen Übertragungsbereich von etwa 40...20000 Hz haben. Eine andere Entwicklungsrichtung in der Klasse der Studiomikrofone sind dynamische Typen mit in Technik, Form und Material wegweisenden Neuerungen. Bekannt ist zum Beispiel ein Druckgradientenempfänger nach dem Zweiwegsystem mit getrennten Wandlern für den hohen und tiefen Frequenzbereich und einem linear von 30...15000 Hz verlaufenden Frequenzgang.

Für den Tonbandamateurl sind die modernen dynamischen Mikrofone von großer Bedeutung, denn sie kommen in verschiedensten Ausführungen für angemessene hohe Wiedergabegüte in guter Ausstattung auf den Markt. Die Tonbandgerätehersteller beziehen oft von den Mikrofonfabrikanten hochwertige Systeme und bauen sie in selbstentwickelte Gehäuse und Ständer ein. Diese Modelle sind preisgünstig und passen genau zu dem jeweiligen Tonbandgerät, so daß es keine Anschlußprobleme gibt. Bei diesem Verfahren sind Sonderbauformen für bestimmte Tonbandgeräte leicht zu verwirklichen. Ein dynamisches Reportermikrofon für ein bekanntes Transistor-Tonbandgerät hat beispielsweise Aussteuerinstrument, Aussteuerungsregler und Windschutz eingebaut.

Das Typenangebot an Sonderbauformen dynamischer Mikrofone ist so vielfältig, daß man für jeden Verwendungszweck das passende Modell findet, sei es nun eine spritzwasserdichte Ausführung für das Motorboot oder ein Amateurfunk-Mikrofon für Einseitenbandtelefonie. Gefragt ist sogar ein Echemikrofon mit Halleffekt für Tanzkapellen und Combos; die Nachhallzeit läßt sich von 0...2,5 Sekunden regeln.

Werner W. Diefenbach

Die Schaltung des Zweitlautsprechers bei Transistorgeräten

DK 421.396.62

Rundfunk-Heimgeräte von der Mittelklasse an aufwärts haben fast immer einen Anschluß für einen Zweitlautsprecher. Dieser Lautsprecher kann zum Beispiel zur Übertragung des Programms in andere Räume dienen; dann bleibt der im Gerät eingebaute Lautsprecher im allgemeinen eingeschaltet. Will man dagegen eine Lautsprecheranlage höherer Qualität im selben Raum zuschalten, dann sollte der eingebaute Lautsprecher abzuschalten sein. Im folgenden werden die wesentlichen bei Röhren-Endstufen aus Notwendigkeit oder Gewohnheit entstandenen Anforderungen für die Anschaltung des Zweitlautsprechers zusammengefaßt und auf Transistorgeräte übertragen.

1. Anforderungen für die Anschaltung des Zweitlautsprechers bei Röhren-Endstufen

1.1. Gefährdung der Endstufe

Bei Röhrengeräten wird die Endstufe durch eine zu hohe Lastimpedanz gefährdet, weil es dabei zur Überlastung des Schirmgitters und zu Überschlüssen im Ausgangstransformator kommt. Schaltet man den Zweitlautsprecher dem eingebauten Lautsprecher parallel, so bildet dieser die obere Grenze der möglichen Impedanz, und eine Gefährdung kann nicht eintreten. Bei abschaltbarem Eigenlautsprecher gilt dies aber nur, wenn ein Ersatzwiderstand zugeschaltet wird.

1.2. Lautstärkekonstanz bei Zuschaltung des Zweitlautsprechers

Die Gegenkopplung reicht bei üblichen Niederfrequenzverstärkern aus, um die Verstärkung bei Zuschaltung eines Zweitlautsprechers gleicher Impedanz nahezu konstantzuhalten, so daß die Lautstärkeänderung unter der Wahrnehmbarkeitsgrenze bleibt.

1.3. Niedriger Ausgangswiderstand des Verstärkers

Der durch die Gegenkopplung erzeugte niedrige Ausgangswiderstand des Verstärkers ist wegen der Parallelschaltung für beide Lautsprecher wirksam. Ob dies zur Dämpfung unerwünschter Ein- und Ausschwingvorgänge notwendig ist, wird später noch kurz erläutert.

1.4. Maximale Ausgangsleistung

Die Übersetzung des Ausgangsübertragers wird im allgemeinen so gewählt, daß der eingebaute Lautsprecher optimal angepaßt ist. Deshalb tritt bei Parallelschaltung des Zweitlautsprechers infolge Fehlanpassung ein Rückgang der maximal entnehmbaren Leistung des Verstärkers ein. Da sich diese Leistung außerdem auf zwei Lautsprecher verteilt, sinkt die Maximalleistung für den einzelnen Lautsprecher grob geschätzt auf etwa ein Viertel.

1.5. Klirrverhalten

Bezogen auf konstante Lautstärke, das heißt gleiche Ausgangsleistung am eingebauten Lautsprecher, wächst der Klirrgrad bei Zuschaltung des Zweitlautsprechers durch drei Einflüsse an:

- a) Die Arbeitskennlinie wird durch die Fehlanpassung aus ihrer optimalen Lage in weniger lineare Gebiete verschoben.
- b) Die Stromaussteuerung verdoppelt sich, da bei halber Impedanz die Spannungsaussteuerung erhalten bleiben soll.
- c) Die Spannungsverstärkung der Gegenkopplungsschleife sinkt infolge der Halbierung des Arbeitswiderstandes. Insgesamt ist also ein erheblicher Verzerrungsanstieg zu erwarten.

2. Transistorgeräte

Auch bei Transistorgeräten steht selbstverständlich die Forderung nach Sicherheit gegen Zerstörung der Endstufe an erster Stelle. Im Gegensatz zu Röhrenverstärkern, bei denen durch den Gitterstrom einseits eine Begrenzung des Maximalstroms gegeben ist und die größte Gefährdung bei überhöhter Ausgangsspannung auftritt, liegt die Gefahr bei Transistorgeräten in einer unzulässigen Erhöhung des Spitzestroms. Bei Gegenakt-B-Verstärkern ist damit gleichzeitig ein Anwachsen des mittleren Kollektorgleichstroms und damit der Kollektorverlustleistung verbunden. Bei der Zuschaltung des Zweitlautsprechers darf deshalb der zulässige Mindestwert der Gesamtlastimpedanz nicht unterschritten werden.

Grundsätzlich besteht die Möglichkeit, den Kollektorspitzenstrom der Endstufe durch eine Begrenzung des Treiberstroms in den erforderlichen Grenzen zu halten. Das erfordert wegen der Streuung der Stromverstärkung der Endstufentransistoren jedoch eine individuelle Einstellung. Außerdem führt das Anwachsen des Klirrgrades im Treiber schon vor dem Einsetzen der Begrenzung zu einem unerwünschten Anstieg der Gesamtverzerrungen. Es gibt verschiedene Vorschläge für Schutzschaltungen in Endstufen, die aber alle einen erheblichen zusätzlichen Aufwand erfordern. Deshalb werden im folgenden einfacheren Schaltungsmöglichkeiten für den zweiten Lautsprecher auf ihr Verhalten gegenüber der Sicherheitsforderung 1.1. untersucht, wobei auch die Abschaltung des eingebauten Lautsprechers berücksichtigt ist. In diese Betrachtung sind auch solche Schaltungen einbezogen, die nicht über den vollen Bereich $Z_2 = 0 \dots \infty$ ohne Gefährdung der Endstufe arbeiten, wenn bei den Forderungen 1.2. ... 1.5. oder beim zusätzlichen Schaltungsaufwand für den Zweitlautsprecher Vorteile zu erwarten sind.

Tab. I, in der die Schaltungen zusammengefaßt sind, enthält außerdem noch die Eigenschaften der üblichen Röhrenschaltung. Beim Vergleich des Klirrgrades der einzelnen Schaltungen wurde zur Vereinfachung vorausgesetzt, daß die Verzerrungen sowohl proportional der Spannungsaussteuerung als auch der Stromaussteuerung steigen, also der Ausgangsleistung proportional sind. Außerdem wurde für alle Schaltungen bei Belastung mit Nennlast eine vergleichbare Gegenkopplung angenommen, deren Schleifenverstärkung groß gegen 1 ist.

Bei der Betrachtung der einzelnen Schaltungen in Tab. I erkennt man, daß die

Schaltung b der bisher üblichen Röhrenschaltung am nächsten kommt. Das Klirrverhalten ist etwas besser, jedoch wird der zugeschaltete Zweitlautsprecher aus einer Quelle mit hohem Widerstand betrieben. Beide Schaltungen sind bei Kurzschluß und Abschaltung des eingebauten Lautsprechers nicht für sämtliche Impedanzen sicher, es sei denn, man verwendet einen Ersatzwiderstand für Z_1 . Als Mehraufwand kommt für die Schaltung b eine Schaltbuchse hinzu.

Bei der Schaltung a nimmt man die Gegenkopplungsspannung unmittelbar am Verstärkerausgang ab. Das kann bei eisenlosen Endstufen vorteilhaft sein, wenn die Gegenkopplung gleichzeitig zur Stabilisierung der Gleichspannung dient. Dabei stellt jeweils der eine Lautsprecher etwa den Ausgangswiderstand für den anderen dar. Das Klirrverhalten wird etwas verbessert, die Lautstärke jedoch bei Zuschaltung des Zweitlautsprechers erheblich verringert.

Die Schaltungen c und d unterscheiden sich ebenfalls durch den unterschiedlichen Abnahmepunkt der Gegenkopplungsspannung und damit durch den Ausgangswiderstand des Verstärkers. Beide benötigen einen hochbelastbaren Ersatzwiderstand, können an den eingebauten Lautsprecher allein nicht die volle Verstärkerleistung abgeben und sind nicht sicher gegen Kurzschluß des Zweitlautsprechers.

Bei den bisher betrachteten Schaltungen wurden die beiden Lautsprecher in Serie geschaltet. Die folgenden Vorschläge enthalten eine Parallelschaltung ähnlich der Röhrenschaltung.

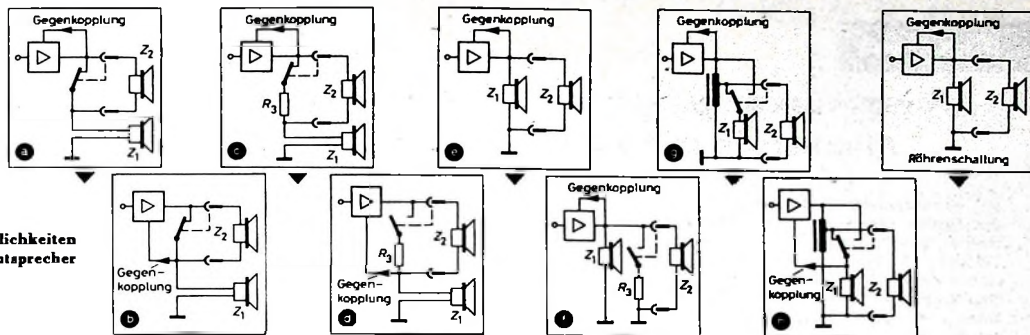
Schaltung e entspricht der Röhrenschaltung, jedoch entspricht die Anpassung der halben Impedanz des eingebauten Lautsprechers. Die maximale Ausgangsleistung an Z_1 allein kann daher nicht größer als die halbe Verstärker-Nennleistung werden. Der niedrige Klirrgrad resultiert dabei aus der Annahme, daß alle verglichenen Verstärker bei Nennbelastung (in diesem Fall $Z_1/2$) gleich stark gegengekoppelt sind. Diese Schaltung ist nicht sicher gegen Kurzschluß des Zweitlautsprechers.

Schaltung f weist gegenüber e nur Nachteile auf; sie wird deshalb nicht beschrieben.

Die Schaltungen g und h, bei denen zur Anpassung ein Übertrager angewendet wird, unterscheiden sich nur durch die Art der Gegenkopplung. Mit der Schaltung h erreicht man zwar ein besseres Leistungsverhalten als bei den Schaltungen b und e, aber auch sie ist nicht sicher gegen Kurzschluß des zweiten Lautsprechers und wegen des aufwendigen Übertragers für eisenlose Endstufen wenig geeignet. Bei herkömmlichen Gegenakt-B-Endstufen beschränkt sich der Mehraufwand auf eine Anzapfung an der Sekundärwicklung des Ausgangsübertragers (bei Autoempfängern üblich).

In der Schaltung g ist das Klirrverhalten geringfügig besser, aber die Lautstärke wird von Z_2 beeinflusst.

Nach dieser Betrachtung erweist sich die Schaltung b als die für eisenlose Endstufen günstigste Lösung. Darauf folgen die Schaltungen a (Nachteil: Lautstärkebeeinflussung) und e (Nachteil: keine Nennleistung an Z_1 möglich). Alle übrigen Schaltungen haben schlechtere Eigenschaften oder sind aufwendiger. Der wesentliche Unterschied der empfohlenen Schaltung b gegenüber der Röhrenschaltung liegt im Betrieb des Zweitlautsprechers



Tab. I. Schaltmöglichkeiten für den Zweitlautsprecher

Schaltung	a	b	c	d	e	f	g	h	Röhrenschaltung
Sicherheit im Bereich bei Abschaltung und Kurzschluß von Z_1	$Z_1 = 0 \dots \infty$ $Z_2 = Z_1 \dots \infty$	$Z_1 = 0 \dots \infty$ $Z_2 = Z_1 \dots \infty$	$Z_1 = R_3 \dots \infty$ $Z_2 = Z_1 \dots \infty$	$Z_1 = R_3 \dots \infty$ $Z_2 = Z_1 \dots \infty$	$Z_1 = Z_1 \dots \infty$ $Z_2 = \frac{1}{2} Z_1 \dots \infty$	$Z_1 = R_3 \dots \infty$ $Z_2 = \frac{1}{2} Z_1 \dots \infty$	$Z_1 = Z_1 \dots \infty$ $Z_2 = Z_1 \dots \infty$	$Z_1 = Z_1 \dots \infty$ $Z_2 = Z_1 \dots \infty$	$Z_1 = 0 \dots \infty$ $Z_2 = 0 \dots \infty$
Lautstärke an Z_1 bei Zuschaltung von Z_2 ($Z_1 = Z_2$)	sinkt ($\frac{1}{4}$ Leistung)	konstant	konstant	konstant	konstant	konstant	sinkt ($\frac{1}{2}$ Leistung)	konstant	konstant
Ausgangswiderstand für Z_1 allein bei $Z_1 + Z_2$ für Z_1 für Z_2	$< Z_1$ $\approx Z_1$ $\approx Z_1$	$< Z_1$ $< Z_1$ $> Z_2$	$\approx R_3$ $\approx Z_2$ $\approx Z_1$	$< Z_1$ $< Z_1$ $> Z_2$	$< Z_1$ $< Z_1$ $< Z_2$	$< Z_1$ $< Z_1$ $< Z_2$	$< Z_1$ $< Z_1$ $< Z_2$	$< Z_1$ $< Z_1$ $< Z_2$	$< Z_1$ $< Z_1$ $< Z_2$
optimale Anpassung für P_{opt} bei Leistung an Z_1 allein Leistung an Z_1 und Z_2 jeweils an Z_1 und Z_2 ($Z_1 = Z_2 = R_3$)	Z_1 $P_{opt} \approx \frac{1}{2} P_{opt}$ $\approx \frac{1}{4} P_{opt}$	Z_1 $P_{opt} \approx \frac{1}{2} P_{opt}$ $\approx \frac{1}{4} P_{opt}$	$Z_1 + R_3$ $\frac{1}{2} P_{opt}$ P_{opt} $\frac{1}{2} P_{opt}$	$Z_1 + R_3$ $\frac{1}{2} P_{opt}$ P_{opt} $\frac{1}{2} P_{opt}$	$\frac{1}{2} Z_1$ $\frac{1}{2} P_{opt}$ P_{opt} $\frac{1}{2} P_{opt}$	$\frac{1}{2} Z_1$ $\frac{1}{2} P_{opt}$ P_{opt} $\frac{1}{2} P_{opt}$	Z_1 P_{opt} P_{opt} $\frac{1}{2} P_{opt}$	Z_1 P_{opt} P_{opt} $\frac{1}{2} P_{opt}$	Z_1 $P_{opt} \approx \frac{1}{2} P_{opt}$ $\approx \frac{1}{4} P_{opt}$
Klirrgrad bezogen auf konstante Leistung an Z_1 allein $Z_1 + Z_2$ weil Aussteuerung	$k_{opt} \approx k_{opt}$ Spannung doppelt	k_{opt} $2 k_{opt}$ Spannung doppelt	$2 k_{opt}$ $2 k_{opt}$ konstant	$2 k_{opt}$ $2 k_{opt}$ konstant	$\approx \frac{1}{2} k_{opt}$ $2 k_{opt}$ Strom doppelt	$2 k_{opt}$ $2 k_{opt}$ konstant	k_{opt} $2 k_{opt}$ Spannung u. Strom je 1,4fach konstant	k_{opt} $2,8 k_{opt}$ Spannung u. Strom je 1,4fach 0,7	$k_{opt} \approx 4 k_{opt}$ Strom doppelt
und Schleifenverstärkung	Spannung doppelt	$\approx$ konstant	konstant	konstant	halbiert				halbiert
Aufwand ¹⁾	SBu	SBu	SBu, R	SBu, R		SBu, R	SBu, U	SBu, U	

¹⁾ Zur Vereinfachung wurden linearer Anstieg des Klirrgrades mit der Leistung sowie gleiche Gegenkopplung aller Schaltungen bei Nennlast angenommen.

²⁾ SBu = Schaltbuchse, R = Widerstand ($\frac{1}{2} P_{opt}$), U = Übertrager

aus einer hohen Ausgangsimpedanz des Verstärkers. Sie entsteht durch die Abnahme der Gegenkopplungsspannung zwischen den beiden Lautsprechern, wobei vom unteren Lautsprecher die Spannung, vom oberen jedoch der Strom (über den Spannungsfall an Z_1) zur Gegenkopplung herangezogen wird. Aus dem Unterschied zwischen Strom- und Spannungsgegenkopplung erklären sich auch die unterschiedlichen wirksamen Ausgangsimpedanzen. Klirrgrad (elektrisch) und Verstärkung (bei $Z_1 = Z_2$) sind selbstverständlich für beide Lautsprecher gleich.

Nach allgemein verbreiteter Meinung wirkt sich eine hohe Ausgangsimpedanz nachteilig für die Dämpfung von Ein- und Ausschwingvorgängen von Lautsprechern aus; sie verschlechtert also die Wiedergabe. Die Richtigkeit dieser Behauptung soll hier nicht diskutiert werden. Man kann jedoch zumindest in Anbetracht der niedrigen Wirkungsgrade bei der Umwandlung von elektrischer in akustische (mechanische) Leistung Zweifel an der Wirksamkeit dieser Dämpfung haben. Hier soll lediglich über einige Versuche mit der Schaltung b berichtet werden, bei denen zwei Lautsprecher des gleichen Typs Verwendung fanden. Davon war einer im Abhörraum und der andere an einem akustisch getrennten Platz untergebracht. Wie Bild 1 zeigt, konnte der Abhörlautsprecher Lsp 2 wahlweise an Stelle von Z_1 oder Z_2

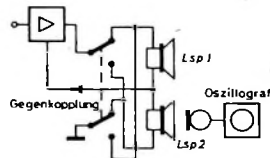


Bild 1. Mit dieser Schaltung läßt sich der Einfluß des Ausgangswiderstandes auf die Wiedergabegüte prüfen. In der gezeichneten Schalterstellung wird Lsp 1 aus 20 Ohm, Lsp 2 aus 0,9 Ohm gespeist

eingeschaltet werden. Ein Widerstand als Ersatz für den akustisch getrennten Lautsprecher Lsp 1 verändert bei der Umschaltung wegen des unterschiedlichen Frequenzverhaltens der Impedanzen die Klangfarbe.

Mit dieser Anordnung wurden mit mehreren Personen und mit unterschiedlichen Musikprogrammen Hörversuche durchgeführt. Dabei gelang es keiner der Versuchspersonen, die beiden Schaltungsmöglichkeiten des Abhörlautsprechers einwandfrei zu unterscheiden; von den meisten wurde überhaupt kein Unterschied wahrgenommen. Ein weiterer Versuch mit einem hochwertigen Mikrofon im Direkt-schallfeld des Abhörlautsprechers Lsp 2 und oszilloskopischer Aufzeichnung ergab bei Ansteuerung des Verstärkers mit Sinus- und Rechteckschwingungen zwar stark veränderte Kurvenformen, aber in

keinem Fall einen Unterschied dieser Kurvenformen bei Umschaltung des Lautsprechers. Daher dürften gegen den Betrieb des Zweitlautsprechers mit hohem Ausgangswiderstand keine Bedenken bestehen.

Ergänzend sei noch erwähnt, daß bei allen Schaltungen, bei denen die Gegenkopplungsspannung unmittelbar am Lautsprecher abgenommen und eine längere Lautsprecherleitung verwendet wird, hochfrequente Störungen, zum Beispiel durch den örtlichen Rundfunksender oder durch Schaltimpulse aus dem Lichtnetz, über die Gegenkopplungsleitung zum Eingang des Verstärkers gelangen können. Dort werden sie wegen der Nichtlinearität der Eingangsstufe demoduliert, so daß sie im Lautsprecher als Rundfunkprogramm oder Knackstörung hörbar sind. Abhilfe bringt die Einschaltung eines Tiefpasses in den hochfrequenten Weg, also in die Lautsprecherleitung unmittelbar am Verstärker-ausgang (bei Abnahme der Gegenkopplungsspannung am Verstärker-ausgang) oder in den Gegenkopplungsweg, falls die notwendige Schwingungssicherheit dies zuläßt. Zusammenfassend läßt sich feststellen, daß auch Transistor-Gegentakt-B-Endstufen, bei denen eine Gefährdung bei zu hohen Strömen (Lastwiderstand zu klein) auftritt, mit von den Röhren-Endstufen bekannten Eigenschaften aufgebaut werden können.

Übersteuerungsfeste selbstschwingende Mischstufe mit zwei Transistoren

E. KINNE

DK 621.396.62

Emitter und Kollektor von T1 auf den ZF-Kreis L1, C3.

R1 und R2 stellen eine Gegenkopplung dar. Hierdurch werden Modulationsverzerrungen bei großen Eingangsspannungen vermieden.

Mit der beschriebenen Schaltung lassen sich Sendungen verzerrungsfrei empfangen, bei denen die Antennenspannung sogar mehr als 1,5 V beträgt. Der Regelumfang nur des Mischteiles ist etwa 74 dB. Zusätzlich wird noch der erste ZF-Transistor durch eine positive Regelspannung geregelt. Der Regelumfang dieser Stufe ist etwa 6 dB.

Für die Regelung wird eine negative und eine positive Regelspannung benötigt. Diese Regelspannungen entstehen hinter der Diode D1 (Bild 2), die gleichzeitig als Tondemodulator arbeitet. Die Ton-NF wird an R5 abgenommen und von dort dem Lautstärkerregler zugeführt. Die Abgriffe der negativen und positiven Regelspannung sind im Bild 2 eingezeichnet.

Bei Röhreneingangsschaltungen gibt es in der Praxis fast keine Übersteuerungsprobleme. Anders ist es bei Verwendung von Transistoren im Eingangsteil von Autoempfängern. Der Bereich von der niedrigsten Antennenspannung ab, bei der noch einwandfreie Tonwiedergabe gewährleistet werden kann, bis zu der größten Antennenspannung, die in der Praxis auftritt, ist außerordentlich groß, so daß er mit einem Transistor in herkömmlicher Schaltung nur schwer bewältigt werden kann. Diese Tatsache zwang bisher zu der Kompromißbereitschaft, entweder die Eingangsschaltung so zu dimensionieren, daß sie bei Großsignalen einwandfrei arbeitet, oder die Schaltung so auszugestalten, daß das Signal-Rausch-Verhältnis optimal ist. Im erstgenannten Fall läßt sich kein optimales Rausch-Signal-Verhältnis erreichen, im letztgenannten Fall keine Großsignal-Sicherheit.

Beide Forderungen sind durch die Mischstufenschaltung mit Stromverteilungsregelung nach Rinderle und Kretschmar¹⁾ optimal lösbar. Diese Mischschaltung wird in abgewandelter Form in dem neuen Blaupunkt-Autosuper „Hildesheim“ angewendet. Das Grundprinzip der Schaltung, die im Bild 1 dargestellt ist, ist folgendes: Im selbstschwingenden Mischteil werden zwei Transistoren benutzt, deren Eingangskreise hochfrequenzmäßig parallel geschaltet sind. Der eine Transistorkreis ist so dimensioniert, daß er Großsignale einwandfrei verarbeitet. Der andere Transistorkreis ist so ausgelegt, daß das Signal-Rausch-Verhältnis am günstigsten ist. Bei großen und bei kleinen Antennenspannungen ist jeweils nur einer von beiden Transistoren in Betrieb, und zwar derjenige, mit dem die günstigsten Ergebnisse erreicht werden. Bei mittleren Antennenspannungen („Übernahmegerbiet“) arbeiten beide Transistoren.

Schaltungsbeschreibung

Die beiden selbstschwingenden Mischtransistoren T1 und T2 sind so an den HF-Eingangskreis angeschlossen, daß die Basis-Emitter-Strecken hochfrequenzmäßig parallel geschaltet sind. Um eine gute Spiegelwellenselektion zu erhalten, ist der Eingangskreis in II-Schaltung ausgelegt. Ein zusätzlicher ZF-Sperrkreis in der Antennenleitung gewährleistet gute ZF-Sicherheit.

Bei kleinen Antenneneingangsspannungen arbeitet nur T1, während T2 gesperrt ist. Die Basisvorspannung von T1 ist dabei -1,35 V. Hierbei stellt sich an den Widerständen R3 und R2 eine Emitterspannung von -1,25 V ein. Die gleiche Emittorvorspannung erhält T2 über den Widerstand R1. Da die Basisvorspannung des letztgenannten Transistors jedoch nur -1 bis -1,15 V beträgt, ist T2 gesperrt, und T1 arbeitet allein als selbstschwingende Mischstufe.

Wird die Antennenspannung größer – übersteigt sie einige Millivolt –, dann

wird die Basisvorspannung von T1 (Regelspannung) positiver und die Basisvorspannung von T2 negativer gegenüber der am Emitter liegenden Spannung, und zwar so lange, bis T2 geöffnet und T1 gesperrt ist. Während des Übergangs zwischen Sperrung und Öffnung der beiden Transistoren (also dann, wenn die Antenneneingangsspannung einen mittleren Wert hat) arbeiten beide Transistoren gleichzeitig. Mit zunehmender Antennenspannung wird der durch T2 fließende Strom größer und der durch T1 fließende Strom geringer. Der Gesamtstrom durch die gemeinsamen Emittorwiderstände bleibt etwa konstant.

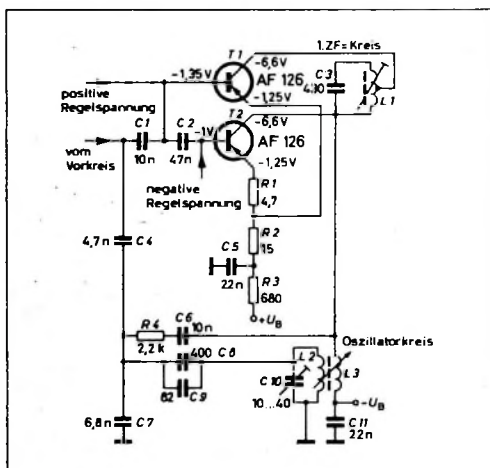


Bild 1. Schaltung der selbstschwingenden Mischstufe (zwei Transistoren mit Stromverteilungsregelung) im AM-Autosuper „Hildesheim“ von Blaupunkt

Der Oszillatorteil beider Transistoren ist, wie bereits erwähnt, parallel geschaltet. Dadurch ändert sich auch im Übergangsstadium weder die Oszillatoramplitude noch die Frequenz. Es ändert sich lediglich die Mischstufenverstärkung von T1; bei zunehmendem Eingangssignal wird sie geringer, da der ZF-Kreis L1, C3 nur von dem Ausgangsstrom des Transistors T1 durchflossen wird und dieser Strom abnimmt.

Dadurch, daß die beiden Basis-Emitter-Strecken der Transistoren T1 und T2 hochfrequenzmäßig parallel geschaltet sind, ändert sich der Eingangswiderstand der gesamten Mischstufe nur unwesentlich, und somit bleibt auch die Bandbreite des Eingangskreises konstant.

Der Oszillatorteil der Mischstufe ist konventionell geschaltet. Der Oszillatorkreis L2, C10 schwingt durch Rückkopplung; der Kollektor ist induktiv und die Basis kapazitiv an den Oszillatorkreis gekoppelt. Die Oszillatorschwingung wird über den gesamten Empfangsbereich durch die Gegenkopplung über R4, C6 ausreichend konstantgehalten.

Solange T1 arbeitet, fließt die Mischfrequenz vom Kollektor über den ZF-Kreis L1, C3. Ist T1 gesperrt und arbeitet T2, dann fällt das Mischprodukt an dem Widerstand R2 ab und gelangt über den

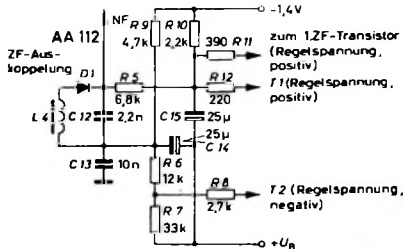


Bild 2 (unten). Gewinnung der negativen und positiven Regelspannungen für die Umsteuerung der Mischstufentransistoren in Abhängigkeit vom Eingangssignal

Der übrige Teil der Schaltung ist konventionell. Der NF-Teil besteht aus der Vorverstärkerstufe, der Treiberstufe und der Gegendarm-Endstufe.

Für den Servicetechniker mag es zuerst überraschend sein, daß der Empfänger auch dann noch arbeitet, wenn man entweder T1 oder T2 auslötet. Es ist selbstverständlich, daß mit nur einem Mischtransistor jedoch nicht in dem großen Bereich von Eingangsspannungen zwischen einigen μ V und 1,5 V verzerrungsfrei empfangen werden kann. Bei Reparaturarbeiten ist es daher notwendig, eine Funktionsprüfung sowohl bei einer Antenneneingangsspannung von etwa 50 μ V als auch bei einer Antenneneingangsspannung, die größer als 10 mV ist, durchzuführen.

¹⁾ Rinderle, H. u. Kretschmar, H.: Mittelwellen-Transistormischstufe mit Stromverteilungsregelung. Funk-Techn. Bd. 21 (1966) Nr. 6, S. 275-280

Neuzeitliche Schreibweise physikalischer und technischer Gleichungen

In der Elektronik ist es besonders auffallend, wie schnell die Weiterentwicklung von Technik und Physik voranschreitet. Vieles, was vor einigen Jahrzehnten gültig war, ist längst überholt und durch neue Erkenntnisse und Praktiken ersetzt. Diese Entwicklung hat auch vor der Art, wie man physikalische und technische Zusammenhänge darstellt, nicht Halt gemacht. Auch hierbei entspricht manches, was früher gelehrt und gelernt wurde, nicht mehr dem heutigen Stand. Unter Verzicht auf alles nicht unbedingt notwendige Beiwerk behandelt der nachstehende Beitrag die heutigen Anschauungen in Bezug auf die Schreibweise von Gleichungen in einer kurzen, knappen Fassung, die auf die praktischen Belange des Elektronik-Fachmannes abgestimmt ist.

1. Was sind physikalische Größen?

Größen sind meßbare Eigenschaften physikalischer Objekte, Vorgänge oder Zustände, zum Beispiel: Spannung U , Stromstärke I , Feldstärke E , Leistung P , Zeit t , Frequenz f , Länge l .

In Fachbüchern, Fachzeitschriften und technischen Druckschriften erkennt man Größen sofort daran, daß ihre Formelzeichen kursiv (schräg) gedruckt sind.

Was sind Grundgrößen und Größensysteme?

Alle in der Elektrotechnik benötigten Größen kann man, wie nachstehend gezeigt wird, aus folgenden vier Grundgrößen ableiten:

1. Länge l , 2. Masse m , 3. Zeit t , 4. Ladung Q .

Die vier Grundgrößen bilden ein Größensystem (elektromagnetisches Vierersystem). Andere Größen lassen sich aus den bekannten Größen in Form von Produkten oder Quotienten ableiten, entweder als willkürliche (aber wohlüberlegte) Definition oder als Aussage eines Naturgesetzes.

Beispiele für abgeleitete Größen

$$\text{Geschwindigkeit} = \frac{\text{Weg}}{\text{Zeit}} \quad v = \frac{l}{t} \quad (\text{bzw. } v = \frac{dl}{dt})$$

$$\text{Beschleunigung} = \frac{\text{Geschwindigkeit}}{\text{Zeit}} \quad a = \frac{v}{t} = \frac{l}{t^2}$$

$$\text{Kraft} = \text{Masse} \times \text{Beschleunigung} \quad F = m a = \frac{m l}{t^2}$$

$$\text{Arbeit} = \text{Kraft} \times \text{Weg} \quad A = F l = \frac{m l^2}{t^2}$$

$$\text{Leistung} = \frac{\text{Arbeit}}{\text{Zeit}} \quad P = \frac{A}{t} = \frac{F l}{t} = \frac{m l^2}{t^3}$$

$$\text{Stromstärke} = \frac{\text{Ladung}}{\text{Zeit}} \quad I = \frac{Q}{t}$$

$$\text{Spannung} = \frac{\text{Leistung}}{\text{Stromstärke}} \quad U = \frac{P}{I} = \frac{m l^2}{t^3 Q}$$

$$\text{Widerstand} = \frac{\text{Spannung}}{\text{Stromstärke}} \quad R = \frac{U}{I} = \frac{m l^2}{t^3 Q^2}$$

2. Was sind Einheiten?

Einheiten (zuweilen auch Maßeinheiten genannt) sind Größen mit einem definierten Wert, die zum Messen benutzt werden.

Das Kilogramm ist definiert durch die Masse des Metallzylinders, der in Sèvres bei Paris als Urkilogramm aufbewahrt wird (internationaler Kilogramm-Prototyp).

Das Meter ist das 1 650 763,73fache der Wellenlänge der orangefarbenen Strahlung von Krypton 86 (Übergang von Zustand 5d5 zum Zustand 2p10, Ausbreitung im Vakuum). Früher war das Meter definiert als Länge des in Sèvres aufbewahrten Urmeters beziehungsweise als Teil des Erdumfangs.

Die Sekunde ist der 31 556 925,9747te Teil des tropischen Jahres für 1900, Januar, 0, 12 Uhr Ephemeridenzeit (das entspricht 31.12.1899, 12.00 Weltzeit). Früher war eine Sekunde als Teil des mittleren Sonnentages definiert.

Das Ampere ist definiert durch den Strom, der beim Fließen durch zwei Leiter, die im Abstand von einem Meter parallel zueinander

angeordnet sind, zwischen diesen Leitern eine Kraft von $2 \cdot 10^{-7}$ Newton je Meter Länge hervorruft (Messung im Vakuum mit konstantem Gleichstrom; geradlinige, unendlich lange Leiter von vernachlässigbarem Querschnitt). Früher war das Ampere durch eine bestimmte Silberabscheidung aus einer Silbernitratlösung definiert.

Aus diesen vier Grundeinheiten lassen sich alle in der Elektrotechnik benötigten Einheiten ableiten (in Form von Produkten und Quotienten, die den Definitionen der abgeleiteten Größen entsprechen).

Beispiele für abgeleitete Einheiten

Größen		übliche Einheiten
Geschwindigkeit	$v = \frac{l}{t}$	$\frac{m}{s}$ (oder $\frac{cm}{s}$, $\frac{km}{h}$ o.ä.)

Beschleunigung	$a = \frac{v}{t} = \frac{l}{t^2}$	$\frac{m}{s^2}$
----------------	-----------------------------------	-----------------

Leistung	$P = \frac{A}{t} = \frac{m l^2}{t^3}$	$\frac{kg m^2}{s^3} = V A = W$
----------	---------------------------------------	--------------------------------

Kraft	$F = m a = \frac{m l}{t^2}$	$\frac{kg m}{s^2} = N$ (Newton)
-------	-----------------------------	---------------------------------

Arbeit (Energie)	$A = F l = \frac{m l^2}{t^2}$	$\frac{kg m^2}{s^2} = N m = V A s$ $= W s = J$ (Joule)
------------------	-------------------------------	---

Elektrizitätsmenge (Ladung)	$Q = I t$	$A s = C$ (Coulomb)
-----------------------------	-----------	---------------------

Spannung	$U = \frac{P}{I} = \frac{m l^2}{t^3 I}$	$\frac{kg m^2}{s^3 A} = V$
----------	---	----------------------------

Elektrische Feldstärke	$E = \frac{U}{l}$	$\frac{V}{m}$
------------------------	-------------------	---------------

Elektrische Verschiebung	$D = \frac{Q}{l^2}$	$\frac{A s}{m^2} = \frac{C}{m^2}$
--------------------------	---------------------	-----------------------------------

Widerstand	$R = \frac{U}{I}$	$\frac{V}{A} = \Omega$
------------	-------------------	------------------------

Kapazität	$C = \frac{Q}{U}$	$\frac{A s}{V} = \frac{C}{V} = F$
-----------	-------------------	-----------------------------------

Induktivität	$L = \frac{U t}{I}$	$\frac{V s}{A} = \frac{W b}{A} = H$
--------------	---------------------	-------------------------------------

Magnetische Feldstärke	$H = \frac{I}{l}$	$\frac{A}{m}$
------------------------	-------------------	---------------

Magnetischer Fluß	$\Phi = U t$	$V s = W b$ (Weber)
-------------------	--------------	---------------------

Magnetische Flußdichte	$B = \frac{\Phi}{A}$	$\frac{V s}{m^2} = \frac{W b}{m^2} = T$ (Tesla)
------------------------	----------------------	---

Absolute Permeabilität	$\mu = \frac{B}{H}$	$\frac{V s}{A m} = \frac{W b}{A m} = \frac{H}{m}$
------------------------	---------------------	---

Absolute Dielektrizitätskonstante

$$\epsilon = \frac{D}{E} = \frac{A s}{V m} = \frac{C}{V m} = \frac{F}{m}$$

Kurzzeichen von Einheiten werden weder in runde noch in eckige Klammern gesetzt (DIN 1313). In eckige Klammern setzt man Größen, wenn man ihre Einheit allgemein ausdrücken will, ohne sich auf eine bestimmte festzulegen, zum Beispiel bedeutet $[F]$ „Einheit der Kraft“ (das kann sein: p, kp, Mp, N, mN oder ähnliches).

*) Obering. Heinz Sarkowski ist Mitarbeiter der Standard Elektrik Lorenz AG, Stuttgart

Kraft- und Masseneinheiten

Einheiten der Kraft sind das Newton N und das Pond p, Einheit der Masse ist das Gramm g. (Früher unterschied man statt dessen zwischen Massen-Gramm und Kraft-Gramm.)

Mechanische Arbeit, Druck, Last, Festigkeit, Zugspannung und ähnliche Größen sind mit Hilfe der Größe Kraft definiert; in ihren Einheiten tritt demnach Pond oder Newton auf, nicht das Gramm.

Unter dem Begriff „Gewicht“ versteht man in Physik und Technik eine Kraft (Gewichtskraft), definiert durch das Produkt „Masse $\times$ Fallbeschleunigung“. Dementsprechend gibt man das Gewicht in Pond oder Newton an.

In Handel und Wirtschaft versteht man unter „Gewicht“ die Masse (Menge) einer Ware und gibt das Gewicht somit in Gramm an.

Einheitensysteme

Die vier Einheiten m, kg, s, A, aus denen sich alle anderen in der Elektrotechnik benötigten Einheiten ableiten lassen, bilden die Grundeinheiten des MKSA-Systems (Giorgi-Systems). Mit Grad Kelvin und Candela ergeben sie das Internationale Einheitensystem (SI-Einheiten, nach System International).

Die vielen anderen, früher zum Teil sehr heiß diskutierten Einheitensysteme („Maßsysteme“) haben ihre Bedeutung verloren, zumal man alle Einheiten exakt ineinander umrechnen kann und bei dem jetzt allgemein üblichen Rechnen mit Größengleichungen keine Bindung an ein bestimmtes Einheitensystem notwendig ist.

Einheiten, bei deren Ableitung aus den Grundeinheiten keine Zahlenfaktoren außer 1 entstehen, werden kohärente Einheiten genannt. Sie werden wegen des einfachen und übersichtlichen Rechnens gegenüber nichtkohärenten Einheiten bevorzugt.

Einige nichtkohärente, aber zuweilen verwendete Einheiten und ihre Umrechnung:

1 kp	= 9,80665 N	1 PS	= 735,5 W
1 N	= 0,1019716 kp		= 75 kpm/s
1 Nm/s	= 1 W	1 eV ¹⁾	= $1,602 \cdot 10^{-19}$ J (Ws)
1 kpm/s	= 9,80665 W	1 bar	= 10^{-3} N/cm ²
1 dyn	= 10^{-5} N		= 1,019716 kp/cm ²
	= 0,1019716 $\cdot 10^{-5}$ kp		= 1,019716 at ²⁾
1 G (Gauß)	= 10^{-4} T (Tesla)		= 0,986923 atm ³⁾
1 M (Maxwell)	= 10^{-8} Wb (Weber)		= 750,062 Torr
1 Oe (Oersted)	= 79,577 A/m		= 750,062 mm Hg
1 erg	= 10^{-7} J (Ws)		= 10197,45 mm Ws
1 cal	= 4,1868 J (Ws)		
	= $1,163 \cdot 10^{-3}$ Wh		

¹⁾ eV = Elektronenvolt, ²⁾ at = technische Atmosphäre,

³⁾ atm = physikalische Atmosphäre

Vorsätze für Einheiten

da Dekka	= 10^1	d Dezi	= 10^{-1}
h Hekto	= 10^2	c Zenti	= 10^{-2}
k Kilo	= 10^3	m Milli	= 10^{-3}
M Mega	= 10^6	μ Mikro	= 10^{-6}
G Giga	= 10^9	n Nano	= 10^{-9}
T Tera	= 10^{12}	p Piko	= 10^{-12}
		f Femto	= 10^{-15}
		a Atto	= 10^{-18}

Die Vorsätze sind keine selbständigen Abkürzungen für Zehnerpotenzen, sondern jeder Vorsatz bildet mit dem dahinterstehenden Einheitenzeichen ein Ganzes. Das gilt auch für das μ , das früher in der Werkstattpraxis als Einheit für 10^{-6} m benutzt wurde (richtig μ m). Mit dem in alter Literatur zu findenden Wort Millimü ($m\mu$) ist die Einheit Nanometer (nm) gemeint.

Für manche Vielfache von Einheiten gibt es auch besondere Namen, zum Beispiel:

$$10^4 \text{ g} = 10^4 \text{ kg} = 1 \text{ t} \quad \text{oder} \quad 3600 \text{ s} = 60 \text{ min} = 1 \text{ h}.$$

Verwechslungen des Vorsatzes m (Milli) mit der Einheit m (Meter) lassen sich vermeiden, wenn man die Einheit m möglichst weit rechts schreibt (kp m und N m und dergleichen).

Vorsätze und Einheiten werden mit senkrecht stehenden Buchstaben gedruckt. Sie lassen sich dadurch deutlich von den kursiv gedruckten Formelzeichen der Größen unterscheiden.

Sondereinheiten

Es hat sich als zweckmäßig erwiesen, die Einheiten einiger Größen mit besonderen Namen zu versehen (Sondereinheiten):

Größe	Einheit	Sondereinheit
Frequenz f	$\frac{1}{s}$	Hertz Hz
Schrittgeschwindigkeit v	$\frac{1}{s}$	Baud Bd
Anzahl von Zweierschritten	1	Bit bit
Winkel α	1	Radian ¹⁾ rad
$10 \lg \frac{P_1}{P_2}, 20 \lg \frac{X_1}{X_2}$		Dezibel ²⁾ dB
$\ln \frac{U_1}{U_2}$		Neper ²⁾ Np

¹⁾ Ein Radian ist die Einheit des Winkels, bei dem das Längenverhältnis „Kreisbogen zu Kreisradius“ = 1 ist:

$$1 \text{ rad} = (180/\pi)^\circ = 57,3^\circ; \quad 1^\circ = (\pi/180) \text{ rad} = 0,0175 \text{ rad}.$$

²⁾ Dezibel und Neper sind Hinweiswörter (Kennwörter), die angeben, daß es sich um den dekadischen bzw. den natürlichen Logarithmus handelt. Bei Pegelangaben wird zuweilen durch Zusatzbuchstaben auf die Art des Pegels hingewiesen. Beispiele:

dBr	Relativer Pegel
dBm	Absoluter Leistungspegel, bezogen auf 1 mW
dBm0	Absoluter Leistungspegel, bezogen auf eine Stelle des relativen Pegels Null
dBm0p	Paophometrisch bewerteter Leistungspegel, bezogen auf eine Stelle des relativen Pegels Null

3. Größen (Ergänzung zum Abschnitt 1.)

Es gilt folgende grundlegende Beziehung:

$$\boxed{\text{Größe} = \text{Zahlenwert} \times \text{Einheit}} \quad \text{Beispiel: } U = 220 \text{ V}$$

Größenarten, Grundgrößenarten

Größen gleicher Art sind solche Größen, von denen sich physikalisch sinnvoll Summen oder Differenzen bilden lassen.

Verhältnisgrößen

Verhältnisgrößen sind der Quotient aus zwei gleichartigen Größen; zum Beispiel:

$$\frac{P_1}{P_2} = \frac{8 \text{ W}}{10 \text{ W}} = 0,8 \quad \frac{1}{1} = 0,8 \cdot 1 = 0,8$$

Die Einheit einer Verhältnisgröße ist also 1. Früher wurden Verhältnisgrößen zuweilen als „dimensionslose Zahlen“ oder „reine Zahlen“ bezeichnet.

Führt man für P_1/P_2 das Formelzeichen η ein, so bleibt $\eta = 0,8$ nach wie vor eine Verhältnisgröße mit der Einheit 1.

Andere häufig vorkommende Verhältnisgrößen sind $\epsilon_r = \epsilon/\epsilon_0$ sowie die Argumente von Funktionen wie ωt in $\sin \omega t$ oder U_1/U_2 in $\exp U_1/U_2$.

Zählgrößen

Größen können nicht nur durch analoges, sondern auch durch digitales Messen (Zählen) bestimmt werden. Solche Zählgrößen haben ebenfalls die Einheit 1; zum Beispiel: Anzahl $n = 500 \cdot 1 = 500$.

Konstanten

Physikalische Konstanten sind ebenfalls Größen (meßbare Eigenschaften von Objekten, Vorgängen oder Zuständen). Beispiele:

Lichtgeschwindigkeit c_0	= $2,9979 \cdot 10^8$ m/s
Boltzmann-Konstante k	= $1,3805 \cdot 10^{-23}$ J/ $^\circ$ K
Magnetische Feldkonstante μ_0	= $1,25664 \cdot 10^{-6}$ H/m
Elektrische Feldkonstante ϵ_0	= $8,8542 \cdot 10^{-12}$ F/m

Tab. 1. Genormte Formelzeichen von Größen (die an erster Stelle stehenden Formelzeichen sollen bevorzugt werden)

Größe	Formelzeichen	Größe	Formelzeichen	Größe	Formelzeichen
Abklingkonstante	δ	(Induktionsfluß) magnetischer Fluß	Φ, Ψ	Scheinleistung	S
Absolute Temperatur	T, Θ, Y	Induktivität	L	Scheinleitwert	Y
Anpassungsfaktor	m	Kapazität, elektrische	C	Scheinwiderstand	Z
Äquivalent-Leitfähigkeit	A	Klirrfaktor	k	Spannung, elektrische	U
Arbeit	A, W	Komplexe Größen (z.B. Widerstand)	$3, Z, Z^L$	Spannung, magnetische	V
Beleuchtungsstärke	E	z. B. $3, Z, Z^L = R + j X = Z \cdot e^{j\varphi}$, $Y, Y^L = G + j B = Y \cdot e^{j\varphi}$		Steilheit	S
Betrag eines Zeigers oder einer komplexen Größe (z. B. Widerstand)	$ 3 , Z , Z^L , Z$	Konjugiert komplexe Größen (z. B. Widerstand)	$3^*, Z^*, Z^*$	Strahlungsdichte, elektromagnetische	S
Blindleistung	Q, P_q	Kraft	F, K	Stromdichte, elektrische	S
Blindleitwert	B	Kraft, elektromotorische	E, U	Stromstärke, elektrische	I
Blindwiderstand	X	Kreisfrequenz ($2\pi f$)	ω	Suszeptibilität, magnetische	χ
Boltzmann-Konstante	k	Länge	l, L	Temperatur (Celsius)	t, θ, y
Breite	b, B	Laufzeit	τ	Temperatur, absolute	T, Θ, Y
Dämpfungskonstante	α	Lautstärke	L	Übertragungskonstante	y, y^L
Dämpfungsmaß	a	Leistung (Wirkleistung)	P, P_p	Übertragungsmaß	$0, g, g^L$
Dehnung ($\Delta l/l$)	ϵ	Leistung, komplexe	$3, S, S^L$	Umlauffrequenz	n
Dichte	ρ, d	z. B. $3, S, S^L = P + j Q$ oder $3, P, P^L = P_p + j P_q$, aber nicht $3 = P + j Q$	$3, P, P^L$	Vektor (z. B. Feldstärke)	$\vec{E}, E$
Dielektrizitätskonstante, abs.	ϵ	Leitfähigkeit, elektrische ($1/\rho$)	χ	Vektorpotential	A
Drehzahl	n	Leitungswellenwiderstand	Z_L	Verlustfaktor	$\tan \delta$
Druck	p	Leitwert (Wirkleitwert), elektrischer	G	Verlustwinkel	δ
Durchflutung	Θ	Leitwert, magnetischer	A	Verschiebung (Verschiebungsdichte), elektrische	D
Durchmesser	d, D	Leuchtdichte	B	Viskosität, dynamische	η
Elastizitätsmodul	E	Lichtgeschwindigkeit	c	Viskosität, kinematische	ν
Elektrische Feldkonstante	ϵ_0	Lichtstärke	I	Volumen	V
Elektrizitätsmenge, Ladung	Q, q	Lichtstrom	Φ	Voreilwinkel, Phasenverschiebungswinkel	φ
Elektromotorische Kraft	E, U	Magnetische Feldkonstante	μ_0	Wanddicke	s
Elementarladung	e	Magnetischer Fluß	Φ, Ψ	Wärme, spezifische	c
Energie	W, E	Magnetische Flußdichte	B	Wärmeleitfähigkeit	λ
Energiedichte	w	Masse	m	Wärmemenge	Q, W
Entropie	S	Pegel	p, n	Weglänge, Kurvenlänge	s
Feldstärke, elektrische	E	Periodendauer	T	Wellengeschwindigkeit	c
Feldstärke, magnetische	H	Permeabilität, absolute	μ	Wellenlänge	λ
Feldwellenwiderstand des leeren Raumes	Z_0	Phasenkonstante	β	Wellenwiderstand	Z, Γ
Fläche	A, S	Phasenlaufzeit	τ_p	Welligkeitfaktor	s
Flächenladungsdichte	σ	Phasenverschiebungswinkel	φ	Wichte	γ
Fortpflanzungskonstante	γ, γ^L	Phasenmaß	b	Widerstand (Wirkwiderstand), elektrischer	R
Fortpflanzungsmaß	g, g, g^L	Potential, elektrisches	φ, V	Widerstand, magnetischer	R, P
Frequenz	f, ν	Querschnitt	A, S	Widerstand, spezifischer elektrischer	ρ
Gaskonstante	R	Radius	r, R	Windungszahl	N, w
Gegeninduktivität	M, L	Rauminhalt	V, τ	Winkel	α, β, γ
Geschwindigkeit	v, u, w	Raumladungsdichte	ρ, η	Winkelgeschwindigkeit	ω, Ω
Gewicht	G	Raumwinkel	ω, Ω	Wirkungsgrad	η
Gruppenlaufzeit	τ_g	Reflexionsfaktor	r	Wuchskonstante	σ
Gütefaktor, Resonanzschärfe	Q, Q	Schalldruck	p	Zeiger (z. B. Feldstärke)	$\vec{E}, E, E^L$
Halbmesser	r, R	Schalldruckpegel, abs.	L	Zeiger und Vektor (z. B. Feldstärke)	$\vec{E}, \vec{E}^L, E, E^L$
Höhe	h, H			Zeit (Zeitpunkt, Zeitspanne)	t, τ
Impulsdauer	τ			Zeitkonstante	τ, T
(Induktion) magnetische Flußdichte	B				

Generell kann man alles als Größe betrachten, was sich durch Nebeneinanderschreiben von Zahlenwert und Einheit darstellen läßt. (Weitere Bedingung: Wählt man eine n -mal so große Einheit, so muß sich der Zahlenwert auf den n -ten Teil verkleinern.)

Unterscheidung gleichartiger Größen

Gleichartige Größen unterscheiden man durch Indizes:

$$U_1, U_2, U_E, U_A, U_0, U_{BE}, U_{BC}, U_{CE}, U_{eff}, U_{max}, U_{ss}.$$

Beispiele: $U_{eff} = 220 \text{ V}$ $U_{max} = 312 \text{ V}$ $U_{ss} = 624 \text{ V}$

Falsch: $U = 220 \text{ V}_{eff}$ $U = 312 \text{ V}_{max}$ $U = 624 \text{ V}_{ss}$
 $l = 200 \text{ km}_{eff}$ $\Delta f = 10 \text{ kHz}_{eff}$
 (gemeint sind l_{eff} und Δf_{eff}).

Indizes an Einheiten sind nur dann sinnvoll, wenn gleichartige Einheiten zu unterscheiden sind; zum Beispiel: internationales Volt V_{int} und absolutes Volt V_{abs} .

Falsche Fachausdrücke (Jargon)

Neue Größen können, wie bereits erwähnt, nur als Produkt oder Quotient bekannter Größen definiert werden. Physikalisch und mathematisch falsch sind demnach alle Mischbegriffe, die

aus Größe und Einheit zusammengesetzt werden; zum Beispiel:

a) Geschwindigkeit = $\frac{\text{Weg}}{\text{Zeiteinheit}}$, denn das wäre $v = \frac{l}{s}$, $v = \frac{l}{\text{min}}$

oder ähnliches;

bekanntlich ist aber $v = \frac{l}{t}$, also Geschwindigkeit = $\frac{\text{Weg}}{\text{Zeit}}$.

(Man sagt beim Ohmschen Gesetz ja auch nicht „Stromstärke = Spannung durch Widerstandseinheit“.)

b) Druck = $\frac{\text{Kraft}}{\text{Flächeneinheit}}$. Richtig ist $p = \frac{F}{A}$,

also Druck = $\frac{\text{Kraft}}{\text{Fläche}}$; Einheit zum Beispiel $\frac{\text{kp}}{\text{cm}^2}$.

c) Kapazität/Volumeneinheit. Gemeint ist Kapazität/Volumen, also C/V ; Einheit zum Beispiel $\mu\text{F}/\text{cm}^3$.

d) Kilometrische Dämpfung (α oder α/km). Richtig ist bezogene Dämpfung α/l , beispielsweise in dB/km oder Np/km .

4. Was sind Dimensionen?

Eine Dimension ist das aus Grundgrößen gebildete Potenzprodukt der betreffenden Größe unter Fortlassung aller Zahlenfaktoren. Die Dimension wird mit den senkrechtstehenden Großbuchstaben der betreffenden Grundgröße geschrieben. Beispiele:

Die Dimension der Geschwindigkeit $v = \frac{l}{t}$ ist $\dim v = L T^{-1}$.

Die Dimension der Fallbeschleunigung $g = 9,81 \text{ m/s}^2$ ist $\dim g = L T^{-2}$.

Die Dimension der Spannung $U = \frac{m l^2}{t^2 Q}$ ist $\dim U = M L^2 T^{-2} Q^{-1}$.

In der Elektrotechnik werden die Dimensionen auch auf Spannung und Stromstärke bezogen:

Die Dimension des Widerstandes $R = \frac{U}{I}$ ist $\dim R = U I^{-1}$.

Aus Unkenntnis werden zuweilen die Begriffe Dimension und Einheit verwechselt.

5. Einheitengleichungen

Einheitengleichungen stellen die Beziehungen zwischen Einheiten dar; zum Beispiel:

$$\begin{aligned} 1 \text{ kg} &= 1000 \text{ g} & 1 \text{ kp} &= 9,807 \text{ N} \\ 1 \text{ V} \cdot 1 \text{ A} &= 1 \text{ W} & 1 \text{ F} \cdot 1 \Omega &= 1 \text{ s} \end{aligned}$$

6. Größengleichungen

Größengleichungen stellen die Beziehungen zwischen physikalischen Größen dar. Sie sind unabhängig von der Wahl der Einheiten.

Beispiele:

$$v = \frac{l}{t} \quad U = I R \quad \Phi = \int U dt.$$

In Größengleichungen kommen außer Zahlenfaktoren (z. B. π) und mathematischen Zeichen nur Formelzeichen von Größen vor.

Beim Rechnen wird für jedes Formelzeichen einer Größe das Produkt aus Zahlenwert und Einheit eingesetzt; zum Beispiel:

$$U = I R = 2 \text{ A} \cdot 100 \Omega = 200 \text{ V}$$

Die Einheit des Ergebnisses ergibt sich aus den eingesetzten Einheiten; nötigenfalls ist die Tabelle der abgeleiteten Einheiten (Abschnitt 2.) zu Hilfe zu nehmen.

Ein weiteres Beispiel hierzu: Die Größengleichung für die elektrische Arbeit $A = P t$ liefert das richtige Ergebnis, unabhängig davon, in welcher Einheit man Leistung und Zeit einsetzt:

$$A = P t = 10 \text{ kW} \cdot 2 \text{ h} = 20 \text{ kWh}$$

oder

$$A = P t = 10^4 \text{ W} \cdot 7200 \text{ s} = 7,2 \cdot 10^7 \text{ Ws} = 20 \text{ kWh}.$$

Größengleichungen haben folgende Vorteile und werden deshalb bei technischen Berechnungen bevorzugt verwendet:

1. Größengleichungen zeigen deutlich die physikalischen Zusammenhänge und gestatten leicht die Feststellung neuer Zusammenhänge.
2. Größengleichungen gelten für alle in Frage kommenden Einheiten; die früher so oft in den Vordergrund gestellte Unterscheidung der verschiedenen Einheitensysteme („Maßsysteme“) hat dadurch ihre Bedeutung verloren.

3. Größengleichungen bieten eine einfache Kontrollmöglichkeit: Wenn das Ergebnis die erwartete Einheit aufweist, darf man annehmen, daß zumindest der Rechnungsgang richtig ist.

Wichtig: Beim Rechnen sind für jedes Formelzeichen stets Zahlenwert und Einheit einzusetzen.

Mathematisch und physikalisch falsch wäre beispielsweise:

$$\text{Stromdichte } S = \frac{I}{A} = \frac{6}{3} = 2 \text{ A/cm}^2.$$

(Ein Produkt oder Quotient aus zwei Zahlen kann nie eine Größe ergeben; außerdem ist $6/3 = 2$ und niemals 2 A/cm^2 .)

Richtig ist:
$$S = \frac{I}{A} = \frac{6 \text{ A}}{3 \text{ cm}^2} = 2 \text{ A/cm}^2.$$

7. Zugesechnittene Größengleichungen

Zugesechnittene Größengleichungen sind Größengleichungen, die so umgerechnet sind, daß sich bei Verwendung der vorhandenen Einheiten sofort die gewünschte Einheit ergibt. Diese Gleichungen sind also auf bestimmte Einheiten zugesechnitten.

Die beiden Seiten der Größengleichung werden dabei durch die beiden Seiten der zugehörigen Einheitengleichung dividiert.

Beispiel:

$$\text{Größengleichung: } U = I R$$

$$\text{Einheitengleichung: } V = A \Omega$$

Einheitengleichung mit den gewünschten Einheiten mA, M Ω und kV:

$$\begin{aligned} \text{kV} \cdot 10^{-3} &= \text{mA} \cdot 10^3 \cdot \text{M}\Omega \cdot 10^{-6} \\ \text{kV} &= \text{mA} \cdot \text{M}\Omega. \end{aligned}$$

Durch Division ergibt sich die zugesechnittene Größengleichung

$$\frac{U}{\text{kV}} = \frac{I}{\text{mA}} \cdot \frac{R}{\text{M}\Omega} \quad \text{oder} \quad U = \frac{I}{\text{mA}} \cdot \frac{R}{\text{M}\Omega} \text{ kV}.$$

Lesart: U durch kV gleich I durch mA mal R durch M Ω . (Nicht U in kV ...)

Eine zugesechnittene Größengleichung stellt man auf, wenn mehrere gleichartige Berechnungen unter Verwendung der gleichen Einheiten auszuführen sind, zum Beispiel beim Aufstellen einer Tabelle oder beim Zeichnen einer Kurve. Man braucht die Umrechnung dann nur einmal vorzunehmen (beim Aufstellen der zugesechnittenen Größengleichung) und nicht bei jedem Rechnungsgang. Die Ergebnisse lassen sich meistens mit einer einzigen Rechenschiebereinstellung ablesen. Besonders zweckmäßig sind zugesechnittene Größengleichungen, wenn in der allgemeinen Größengleichung Konstanten (zum Beispiel g , c , μ_0 , ϵ_0) oder Zahlenfaktoren (zum Beispiel π) vorkommen.

Beispiel:

Aus der Größengleichung der Thomson-Formel

$$f = \frac{1}{2 \pi \sqrt{L C}}$$

ergeben sich folgende zugesechnittene Größengleichungen:

$$f = \frac{159}{\sqrt{\frac{L}{\text{mH}} \cdot \frac{C}{\text{nF}}}} \text{ kHz} = \frac{159}{\sqrt{\frac{L}{\mu\text{H}} \cdot \frac{C}{\text{pF}}}} \text{ MHz} = \frac{5,03}{\sqrt{\frac{L}{\text{mH}} \cdot \frac{C}{\text{pF}}}} \text{ MHz}.$$

8. Zahlenwertgleichungen

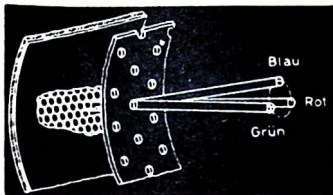
Zahlenwertgleichungen sind die in elementaren Büchern zu findenden Formeln, neben denen in Text- oder Tabellenform angegeben ist, daß sie nur für bestimmte Einheiten gelten.

Beispiel	Rechenbeispiel
$f = \frac{159}{\sqrt{L C}}$ L in μH C in pF f in MHz	$f = \frac{159}{\sqrt{2 \cdot 50}} = \frac{159}{10} = 15,9$

In den Zahlenwertgleichungen bedeuten die Formelzeichen nicht Größen (Zahlenwert $\times$ Einheit), sondern nur Zahlenwerte. Die Buchstaben-Erläuterung des Beispiels wäre also zu lesen: L ist der Zahlenwert der in μH gemessenen Induktivität (nicht: L ist die Induktivität, gemessen in μH), C ist der Zahlenwert der in pF gemessenen Kapazität, f ist der Zahlenwert der sich in MHz ergebenden Frequenz.

Wenn die Voraussetzung, unter der die Zahlenwertgleichung gilt, bei jeder Wiederholung erneut angegeben wird, ist gegen diese Art von Gleichungen nichts einzuwenden. Erfahrungsgemäß findet man die Erläuterung aber nur beim ersten Auftreten der Formel, und später kommen nicht erkennbare Rechenfehler vor, weil man keinen Hinweis mehr findet, daß die Formel nur für bestimmte Einheiten gültig ist. Deshalb zieht man in der Technik das Rechnen mit Größengleichungen oder zugesechnittenen Größengleichungen vor.

(Schluß auf S. 565)



Einführung in die Farbfernsehtechnik*)

Fortsetzung von FUNK-TECHNIK Bd. 21 (1966) Nr. 14, S. F 28

3.3.2. PAL-Verfahren

Neben der Kompensation von differentiellen Phasenfehlern weist PAL gegenüber NTSC noch einen weiteren Vorteil auf. Im Gegensatz zum NTSC-Verfahren bewirken bei PAL die Quadraturkomponenten, die bei der Übertragung nur einer Seitenbandfrequenz der Trägerschwingung auftreten, auch ohne besondere Maßnahmen kein Übersprechen zwischen den beiden Farbinformationen. Wie Bild 80 zeigt, weist das I-Signal durch das Abtrennen des einen Seitenbandes I eine Quadraturkomponente — Q_1 auf. In der darauffolgenden Zeile erscheint der Zeiger Z um 180° gedreht, so daß in dieser Zeile eine gleich große, aber entgegengesetzt gerichtete Komponente Q_1 auftritt. Die beiden Komponenten mitteln sich demnach über zwei Zeilen aus. Die gleichen Beziehungen gelten auch für die Quadraturkomponenten des Q-Signals, wie sich analog zeigen läßt.

Aus diesem Grund ist es bei PAL möglich, die beiden Farbdifferenzsignale als Einseitenbandsignale mit gleicher Bandbreite

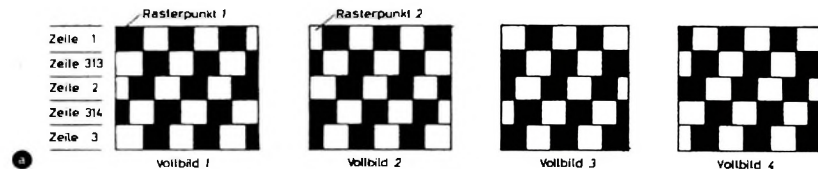
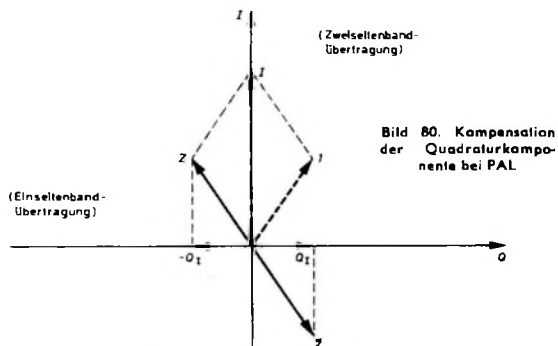


Bild 81 (oben und unten). Störstruktur bei PAL

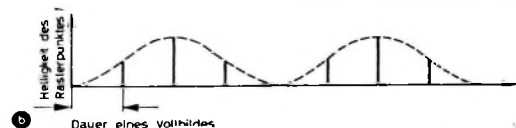
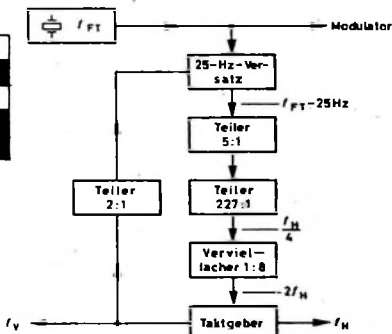


Bild 82. Prinzip der Verkopplung von Farbträgergenerator und Taktgeber



(1,3 MHz) zu übermitteln. Damit entfällt aber die Notwendigkeit einer Transformation der beiden Differenzsignale ($E_R' - E_Y'$) und ($E_B' - E_Y'$) in die Signale E_I' und E_Q' , wie sie im Abschnitt 3.1.3. beschrieben wurde.

Will man nun die Störwirkung des Farbträgers im kompatiblen Bild bei der Verwendung des PAL-Verfahrens näher betrachten, dann muß man zunächst zwischen den Farbsignalen mit vorwiegend (R-Y)- oder (B-Y)-Anteil unterscheiden. Für Farbarten, die vorwiegend vom (B-Y)-Modulator übertragen werden, bestehen die gleichen Beziehungen zwischen Farbträgerfrequenz und entstehendem Störmuster wie bei NTSC. Die modulierten Farbsignale mit (R-Y)-Anteil ändern dagegen von Zeile zu Zeile ihre Phase um 180° . Diese Änderung wirkt aber bei dem NTSC-Verfahren beschriebenen Kompensation des Störmusters entgegen, denn für diese Signale erscheint die Phase nicht mehr von Zeile zu Zeile umgepolt. Die Rasterpunkte wür-

den dann senkrecht untereinander stehen und wären in Form einer vertikalen Rasterstruktur verstärkt sichtbar.

Um diesen unerwünschten Effekt zu vermeiden, wendet man beim PAL-Verfahren eine etwas andere Verkopplung zwischen Farbträger- und Horizontalablenkfrequenz an. Damit die Rasterpunkte nicht übereinander stehen, wird die Farbträgerfrequenz so gewählt, daß diese in zwei aufeinanderfolgenden Zeilen nicht mehr um 180° sondern um 90° gegeneinander verschoben sind. Auf diese Weise entsteht an Stelle eines senkrechten ein visuell weniger störendes diagonales Streifenmuster (Bild 81a). Diese Störwirkung kann noch durch eine zusätzliche Bewegung in vertikaler Richtung, die mit der halben Vertikal-frequenz des Bildes synchronisiert sein muß, weiter vermindert werden. Allerdings beträgt die Wiederholfrequenz der Rasterstruktur (Bild 81b) dann nur noch 6,25 Hz, denn wegen der 90° -Verschiebung der Phase von Zeile zu Zeile sind vier verschiedene Störaster zu erwarten, die dann während weiterer vier Halbbilder kompensiert werden, so daß sich der ganze Zyklus über vier Vollbilder erstreckt. Bild 81a zeigt diese vier nacheinander geschriebenen Vollbilder, in denen sich das diagonale Streifenmuster schrittweise nach unten rechts bewegt.

Die folgende Gleichung gibt den genauen Zusammenhang zwischen Farbträgerfrequenz und Horizontalablenkfrequenz wieder:

$$f_H = \frac{f_{FT} - 25\text{ Hz}}{284 - \frac{1}{4}}$$

$$f_H = 4,43361875\text{ MHz} \pm 1\text{ Hz.}$$

Bild 82 zeigt das Blockbild eines Verkopplers, der die Farbträgerfrequenz und die Horizontalfrequenz des Taktgebers in die angegebene Beziehung zueinander bringt. Die Farbträgerfrequenz f_{FT} wird zuerst um 25 Hz versetzt. Das erreicht man durch eine spezielle Modulatorschaltung, bei der die Frequenz

f_{FT} mit 25 Hz so amplitudenmoduliert wird, daß nur das untere Seitenband $f_{FT} - 25\text{ Hz}$ entsteht. Die Modulationsfrequenz von 25 Hz gewinnt man mittels einer Frequenzteilerschaltung aus der Vertikalablenkfrequenz f_V des Taktgebers. Die Frequenz $f_{FT} - 25\text{ Hz}$ steht im Verhältnis 283,75 : 1 zur Horizontalablenkfrequenz f_H des Taktgebers. Die praktische Ausführung dieser Teilerzahl von 283,75 ist jedoch nicht direkt möglich, denn es lassen sich nur Frequenzteilerschaltungen mit ganzzahligen Teilerfaktoren realisieren.

Das kleinstmögliche ganzzahlige Verhältnis der beiden Zahlen 1 und 283,75 ist 4 : 1135, wobei sich die Zahl 1135 in die beiden Primzahlen 5 und 227 zerlegen läßt. Durch zwei Frequenzteilerschaltungen mit Teilungsfaktoren von 5 und 227 kann man demnach aus der Frequenz $f_{FT} - 25\text{ Hz}$ die Frequenz $f_H/4$ ableiten. Die Mutterfrequenz des Taktgebers, aus der die Frequenzen f_H und f_V wieder mittels Frequenzteilerschaltungen gewonnen werden, beträgt $2 \cdot f_H$, also 31250 Hz (kleinstes gemeinsames Vielfaches von 15625 Hz und 50 Hz). Durch vier Fre-

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

quenzverdopplerschaltungen erhält man schließlich aus der Frequenz $f_{g/4}$ die Frequenz $2 \cdot f_g$, die eine starke Verkopplung der Horizontal- und der Farbträgerfrequenz ermöglicht.

3.4. Praktische Ausführung eines PAL-Modulators

3.4.1. Modulator mit Trägerunterdrückung

Wie im Abschnitt 3.2.2. näher erläutert wurde, sind für die Realisierung einer Anordnung zur Quadraturmodulation zwei Modulatoren notwendig, deren Amplitude von den beiden Farbdifferenzsignalen $(E_R' - E_Y')$ und $(E_B' - E_Y')$ beeinflusst wird. An die Modulatoren wird die Forderung gestellt, daß an Stelle des gesamten Spektrums der modulierten Trägerschwingung nur die beiden Seitenbandfrequenzen $\Omega - \omega$ und $\Omega + \omega$ auftreten sollen. Besonders die Trägerfrequenzkomponente Ω , die unabhängig von der Größe der Modulationsinformation eine bestimmte Amplitude hat, soll im Hinblick auf geringe Störwirkung im kompatiblen Schwarz-Weiß-Bild möglichst gut unterdrückt werden. Da aber auch die Modulationsfrequenzen ω in dem zu übertragenden Bandbereich des Leuchtdichtesignals liegen, muß auch deren Unterdrückung gefordert werden.

Alle diese Bedingungen erfüllt der Ringmodulator. Bild 83a zeigt die prinzipielle Schaltung. Dabei übernimmt die Träger-

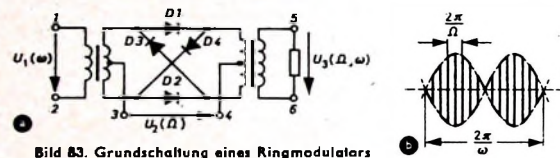


Bild 83. Grundschaltung eines Ringmodulators

frequenzschwingung U_2 die Funktion einer Schaltschwingung, die die Modulationsspannung $U_1(\omega)$ im Takt der Frequenz Ω zerhackt. Wegen der symmetrischen Einspeisung von U_1 und U_2 sind die Frequenzanteile dieser beiden Spannungen im Ausgangssignal U_3 nicht mehr vorhanden (Bild 83b). Ist außerdem die Trägerspannung U_2 groß gegenüber der Modulationsspannung U_1 , dann treten neben den beiden Seitenbandfrequenzen nur noch die ungeradzahigen Harmonischen der Trägerfrequenz auf.

In der im Bild 83a dargestellten üblichen Anordnung ist der Ringmodulator für die Übertragung von Farbsignalen jedoch nicht geeignet, denn für die Zuordnung der Amplitude 0 des modulierten Signals (U_3) zur Amplitude 0 des Modulatorsignals (U_1) ist ein gleichspannungsgekoppelter Eingang für dieses Si-

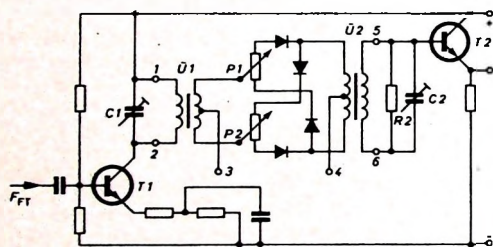


Bild 84. Modulator für Farbfernsehsignale

gnal notwendig. Deshalb werden für die fernsehtechnische Anwendung des Ringmodulators die beiden Spannungen U_1 und U_2 vertauscht. Bild 84 zeigt die in einem PAL-Coder ausgeführte Schaltung eines Modulators. Die Trägerspannung F_{FT} wird über die Transistorstufe T_1 an die Klemmen 1-2 gelegt. Dabei ist die Primärseite des Übertragers U_1 mit dem Kondensator C_1 auf die Trägerfrequenz abgestimmt. Die Sekundärseite des Übertragers U_2 ist mit C_2 auf die Bandmitte des Ausgangssignals abgeglichen, allerdings dämpft der Widerstand R_2 den Ausgang so stark, daß die modulierten Farbdifferenzsignale ohne Frequenzbandbegrenzung übertragen werden. Die beiden Überträger U_1 und U_2 müssen streng symmetrisch ausgeführt werden, damit die Trägerfrequenz im Ausgangssignal möglichst nicht mehr erscheint. Die beiden Potentiometer P_1 und P_2 gestatten den Ausgleich der durch Exemplarstreuungen bedingten unterschiedlichen Diodenunterdrückung. Mit dieser Schaltung läßt sich eine Trägerunterdrückung von mehr als 1:100 erreichen.

3.4.2. Modulatoransteuerung

Die beiden Farbdifferenzsignale weisen je nach der zu übertragenden Information positive oder negative Signalwerte auf, wenn man wie beim Schwarz-Weiß-Fernsehen den Spannungswert während der Austastung als Bezug wählt. Im Bild 85 ist als Beispiel das $(E_R' - E_Y')$ -Signal dargestellt, das bei der Abtastung von vertikalen Farbstreifen entsteht. Der Signalmittelwert S_m , der in diesem Bild gestrichelt eingezeichnet ist,

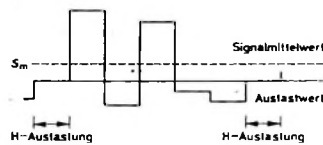


Bild 85. Signalmittelwert eines Farbdifferenzsignals

hängt vom Bildinhalt ab. Würde man nun ohne besondere Maßnahmen dieses Signal zum Beispiel über einen Kondensator an die Klemmen 3 und 4 des Modulators anschließen, dann entspräche der jeweilige Signalmittelwert der Nullpunktspannung des Modulators. Da aber gefordert ist, daß für unbunte Bildteile am Empfänger die Trägerspannung verschwindet, ist dafür eine besondere Schaltung notwendig. Diese als Schwarzwerthaltung oder Klemmschaltung bezeichnete Anordnung nutzt die Tatsache aus, daß während der Zeilenaustastung (H-Austastung) die Information „Unbunt“ übertragen wird, denn die drei Signalwerte einer Bildquelle nehmen während der Austastzeit den Spannungswert 0 ein. Deshalb ist es möglich,

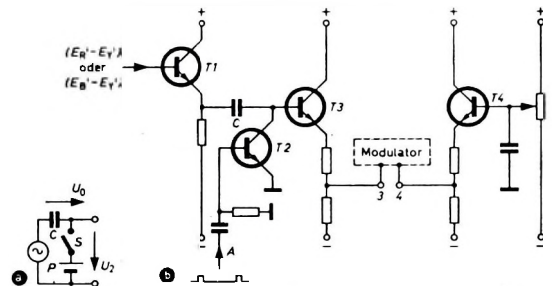


Bild 86. Prinzip und Schaltung einer Klemmschaltung

diesem Signalwert trotz der dazwischenliegenden RC-Verstärker ein bestimmtes Potential zuzuordnen.

Bild 86a erläutert das Prinzip dieser Klemmschaltung. Der Kondensator C wird während der Austastzeit über den dann geschlossenen Schalter S auf das Potential P aufgeladen. Während der übrigen Zeit ist dieser Schalter geöffnet, so daß während einer Zeilendauer die Gleichspannung U_0 am Kondensator C erhalten bleibt. Das Potential P wird so gewählt, daß diesem Spannungswert auch die Modulatornullspannung entspricht, das heißt, für den Spannungswert 0 des Signals wird $U_2 = P$ und damit die Ausgangsspannung am Modulator Null.

Im Bild 86b ist die Ausführung einer Ansteuerschaltung dargestellt. Der Schalter S wird hier durch die Transistorstufe T_2 ersetzt, wobei eine geeignete Impulsreihe A den Transistor in die beiden Schaltzustände „leitend“ oder „gesperrt“ bringt. Die Größe des Kondensators C ist durch die Entladezeitkonstante $C \cdot (R_1 + R_2)$ bestimmt, wobei R_1 der Eingangswiderstand des Transistors T_3 und R_2 der Sperrwiderstand von T_2 ist. Die Zeitkonstante wird so bemessen, daß sich die Ladespannung des Kondensators während einer Zeile um weniger als 1% der Signalspannung ändert.

Von einem Coder für das Farbfernsehen verlangt man, daß der Restträger für „Unbunt“ kleiner als 1% der Signalamplitude ist. Dieser Wert erfordert für den einzelnen Modulator neben guter Symmetrie auch eine gute Gleichspannungsstabilisierung der Ansteuerschaltung. Deshalb liegt in der Anordnung nach Bild 86b der Modulatoreingang zwischen den beiden Transistorstufen T_3 und T_4 . Während am Eingang der Stufe T_3 die Klemmschaltung liegt, steht an der Basis des Transistors T_4 das entsprechende Potential. Dadurch kompensieren sich die Einflüsse von Temperatur- und Speisespannungsänderungen weitgehend.

Die Nullpunkteinstellung für die einzelnen Modulatoren kann aber auch automatisch nachgeführt werden. Bild 87 zeigt das Blockbild einer solchen Anordnung. Mit Hilfe einer Austast-

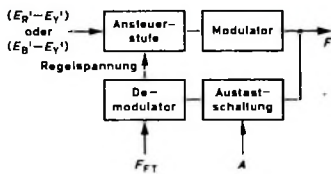


Bild 87. Blockbild einer automatischen Nullpunktkorrektur

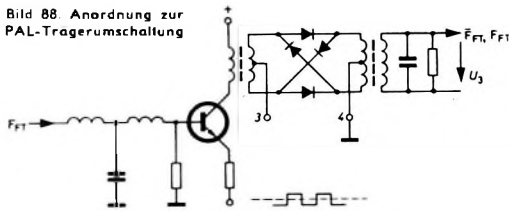
schaltung und eines Synchrondemodulators wird aus dem mit einem Restträger behafteten Ausgangssignal während der Austastzeit eine Regelspannung gewonnen. Das demodulierte Signal, dessen Amplitude bei exaktem Abgleich Null wird, kann direkt zur Nachsteuerung (zum Beispiel der Basisspannung von T4 im Bild 86b) verwendet werden. Diese Regelschaltung ermöglicht zusammen mit der heute gebräuchlichen Transistortechnik, praktisch wartungsfreie Coder zu bauen.

3.4.3. Farbträgeraufbereitung

Beim PAL-Verfahren erscheint das modulierte $(E_R' - E_Y')$ -Signal von Zeile zu Zeile um 180° gedreht. Diese Umpolung kann auf drei verschiedene Arten erreicht werden:

1. Das videofrequente $(E_R' - E_Y')$ -Signal wird an Stelle des trägerfrequenten Signals umgeschaltet.
2. Das trägerfrequente $(E_R' - E_Y')$ -Signal wird mit Hilfe eines elektronischen Schalters zeilenweise umgepolt.
3. Die Trägerschwingung des $(E_R' - E_Y')$ -Modulators ändert von Zeile zu Zeile ihre Polarität.

Bild 88. Anordnung zur PAL-Trägerumschaltung



Die letzte dieser drei Möglichkeiten ist die im Hinblick auf den benötigten Aufwand günstigste; außerdem ist hier die Gefahr einer Beeinflussung des Ausgangssignals durch den elektronischen Schalter am geringsten. Als Schalter verwendet man zweckmäßigerweise wieder eine Ringmodulatorschaltung (Bild 88), wobei man diesmal als Modulationssignal eine mäanderförmige zeilenfrequente Spannung an die Klemmen 3 und 4 legt. Am Ausgang dieser Anordnung erscheint dann eine trägerfrequente Schwingung mit konstanter Amplitude und wechselnder Phase, die an den Eingang der (R-Y)-Modulatorschaltung angeschlossen wird. Damit die Trägerspannungen der beiden (R-Y)- und (B-Y)-Modulatoren eine um 90° verschobene Phase gegeneinander aufweisen, ist am Eingang der Schaltung noch ein Phasendrehglied für die Farbträgerfrequenz vorhanden (s. Bild 69).

3.4.4. Addition der trägerfrequenten Signale, Bandbegrenzung

Die beiden in ihrer Amplitude modulierten Farbdifferenzsignale, die am Ausgang der beiden Modulatoren auftreten, werden nun zu einem gemeinsamen Signal, dem Farbartsignal, zusammengefaßt. Diese Addition erfolgt mit der bereits beim Matrixteil beschriebenen Addierstufe.

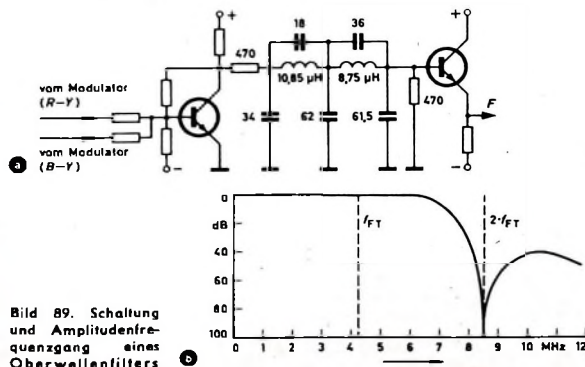


Bild 89. Schaltung und Amplitudenfrequenzgang eines Oberwellenfilters

Theoretisch treten am Ausgang eines Ringmodulators Oberwellen mit geradzahligem Vielfachen der Trägerfrequenz nicht auf. Infolge von Unsymmetrien im Aufbau des Modulators weist jedoch das Spektrum des Farbartsignals neben ungeradzahligem Harmonischen auch Komponenten speziell der doppelten Trägerfrequenz auf. Deshalb ist nach der Addierstufe ein Oberwellenfilter (Bild 89a) vorhanden. Dieses Filter ist so ausgelegt, daß die erste Nullstelle bei der doppelten Trägerfrequenz liegt und die Sperrdämpfung einen Wert von 40 dB für alle Frequenzen oberhalb der doppelten Trägerfrequenz aufweist (Bild 89b). Das Farbartsignal wird dabei noch als Zweiseitenbandsignal übertragen. Die Einseitenbandbegrenzung dieser Signale erfolgt im allgemeinen zusammen mit dem Leuchtdichtesignal am Eingang des Senders. Auf dieses Problem wird aber später im Kapitel über die Übertragung von Farbfernsehsignalen über Fernsehsender noch näher eingegangen.

3.5. Zusammensetzung des Farbbildsignalgemisches

3.5.1. Mischung von Leuchtdichte-, Farbart- und Synchronsignal

Nachdem in den Abschnitten 3.1. bis 3.4. die Wirkungsweise und die Funktion der einzelnen Baugruppen eines Farbcoders näher erläutert wurden, soll jetzt an Hand von Bild 90 die Zusammenfassung der einzelnen Signale dieser Gruppen zum Farbbildsignalgemisch betrachtet werden. Aus den drei Farbsignalen E_R' , E_G' und E_B' werden in der Matrix die beiden Farbdifferenzsignale $(E_R' - E_Y')$, $(E_B' - E_Y')$ und das Leuchtdichtesignal Y

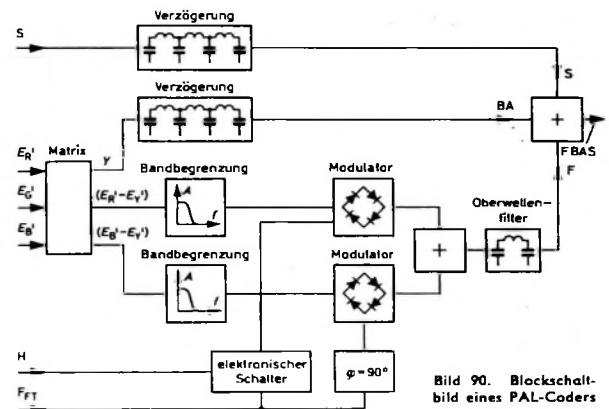


Bild 90. Blockschaltbild eines PAL-Coders

geformt. Die anschließende Bandbegrenzung von $(E_R' - E_Y')$ und $(E_B' - E_Y')$ bewirkt zwangsläufig eine Verzögerung dieser Signale, die man im Y-Kanal und im S-Leitungsweg (Synchronsignal) durch entsprechend bemessene Verzögerungsleitungen kompensiert. Der Farbträger F_{FT} gelangt zu den beiden Modulatoren, wobei die Phase des Trägersignals für den (R-Y)-Modulator von Zeile zu Zeile umgepolt wird. Die Ausgangssignale der beiden Modulatoren werden zum Farbartsignal zusammengefaßt. Die drei Komponenten Leuchtdichtesignal (BA), Synchronsignal (S) und Farbartsignal (F) – das letztere enthält auch die Hilfsträgerschwingung für die Synchrondemodulatoren im Empfänger – müssen im richtigen Verhältnis zueinander addiert werden; sie bilden dann das Farbbildsignalgemisch (FBAS), das dem Sender als Modulationssignal zugeführt wird.

Im Bild 91 sind die einzelnen Komponenten des Farbartsignals für die wichtigsten Farben (vertikale Farbbalkenfolge) dargestellt, wobei die drei Farbsignale E_R' , E_G' , E_B' jeweils mit der maximalen Amplitude 1 übertragen werden sollen. Das Leuchtdichtesignal Y errechnet sich nach der Beziehung

$$E_Y' = 0,3 E_R' + 0,59 E_G' + 0,11 E_B'.$$

Die beiden Farbdifferenzsignale ergeben sich aus den beiden Gleichungen

$$(E_R' - E_Y') = 0,7 E_R' - 0,59 E_G' - 0,11 E_B',$$

$$(E_B' - E_Y') = -0,3 E_R' - 0,59 E_G' + 0,89 E_B'.$$

Betrachtet man die Verhältnisse für die Farbart Gelb, dann gilt für die Amplitude der modulierten Farbträgerschwingung

$$F_{Gelb} = \sqrt{(E_R' - E_Y')^2_{Gelb} + (E_B' - E_Y')^2_{Gelb}} = \sqrt{0,11^2 + 0,89^2} = 0,90.$$

Das Summensignal für die Farbart Gelb, das sich aus dem Farbartsignal (0,90) und dem Leuchtdichtesignal (0,89) zusammensetzt, weist dann eine Amplitude von 1,79 auf. Dieser Wert ist aber im Hinblick auf eine verzerrungsfreie Übertragung durch den Sender zu groß. Es muß vielmehr gewährleistet sein, daß einerseits die maximale Gesamtamplitude des Farbbildsignalsgemisches einen Wert erreicht, der nicht wesentlich über dem Normwert 1 des Helligkeitssignals liegt. Andererseits darf aber das Leuchtdichtesignal nicht reduziert werden, denn das käme einer Qualitätsverschlechterung des kompatiblen Schwarz-Weiß-Bildes gleich.

Auf Grund der Tatsache, daß Farbarten mit der maximal möglichen Sättigung selten übertragen werden – der Bereich der in

3.5.2. Testgenerator, Vektorskop

Die im Bild 91 dargestellten Farbsignale E_R' , E_G' , E_B' entsprechen der Abtastung einer Vorlage, die vertikale Farbstreifen mit den Farben Gelb, Cyan, Grün, Purpur, Rot und Blau aufweist. Diese Signale können aber auch ohne den Umweg über die optische Abbildung direkt mit elektronischen Mitteln erzeugt werden. Sie ermöglichen dann eine einfache Überprüfung der verschiedenen Funktionsgruppen des Coders. Durch die Reihenfolge der Farben (sie sind nach abnehmender Leuchtdichte geordnet) ist zugleich eine Kontrolle der Linearität des Übertragungsweges möglich.

Das Blockschaltbild eines Farbbalkengenerators zeigt Bild 93. Ein Schwingkreiszustillator, der nach dem Start-Stop-Prinzip

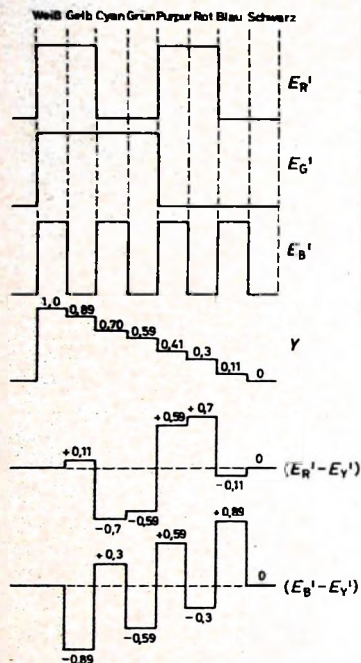


Bild 91. Farbbalkensignal; Leuchtdichte- und Farbdifferenzsignale (nicht reduziert)

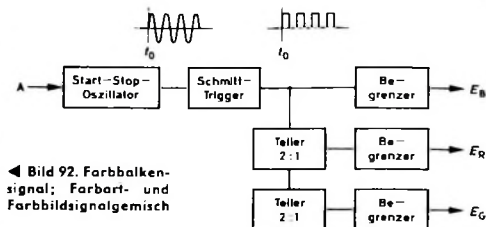
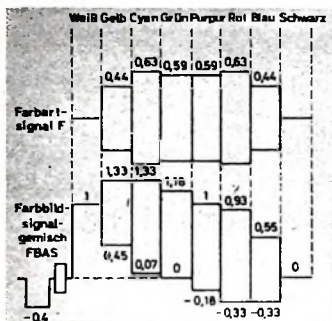
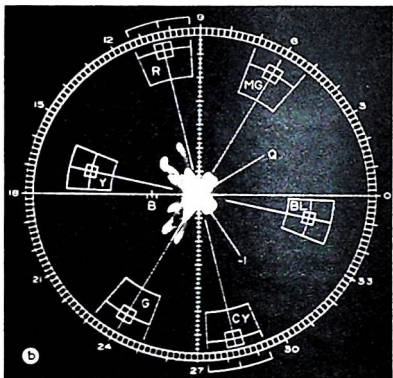
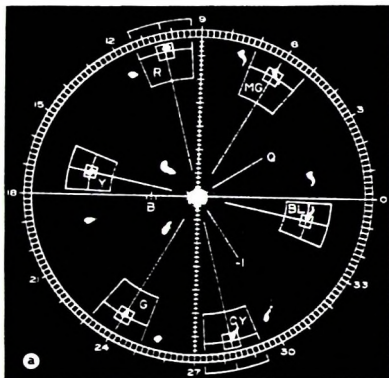


Bild 93. Blockschaltbild eines Farbbalkengenerators

Bild 94 (unten). Vektorskizzen: a) Farbbalkensignal, b) Farbbildsignalgemisch



der Natur am häufigsten auftretenden Farbsättigungswerte ist auch etwas geringer als derjenige, der auf Grund der gewählten Primärvalenzen bei der Fernsehübertragung möglich ist – reduziert man die Amplituden der beiden Farbdifferenzsignale derart, daß bei der Übertragung von Farbarten mit einem Sättigungswert von 75 % das Summensignal gerade den Spannungswert des Leuchtdichtesignals für Weiß erreicht. Die dafür notwendigen Reduktionsfaktoren sind:

$$0,877 \text{ für das } (E_R' - E_Y')\text{-Signal,}$$

$$0,493 \text{ für das } (E_B' - E_Y')\text{-Signal.}$$

Für den Fall, daß eine gesättigte Farbe übertragen wird, erreicht dann das Ausgangssignal einen maximalen Amplitudenwert von 1,33 (Gelb und Cyan).

Da die Reduktionsfaktoren für die beiden Signale unterschiedlich sind, muß die Reduktion vor oder in der Additionsstufe für die beiden modulierten Farbdifferenzsignale erfolgen. Das ist bereits in der Matrix möglich, wenn die beiden Gleichungen für $(E_R' - E_Y')$ und $(E_B' - E_Y')$ entsprechend geändert werden. Allerdings weisen dann die beiden Modulatoren unterschiedliche Maximalwerte für die Modulationsspannungen auf. Daher ist es sinnvoller, diese Reduktion in der Addierstufe (s. Bild 89) vorzunehmen. Mit diesen beiden neuen Farbdifferenzsignalen ergibt sich die Amplitude A_F des Farbartsignals F zu

$$A_F = \sqrt{[(E_R' - E_Y') \cdot 0,877]^2 + [(E_B' - E_Y') \cdot 0,493]^2}.$$

Im Bild 92 ist dieses Signal wieder für die wichtigsten Farben dargestellt; darunter sind die maximalen Spannungswerte für das Farbbildsignalgemisch FBAS aufgetragen.

arbeitet, wird durch die Austastimpulse A des Taktgebers angestoßen. Am Ausgang des Oszillators entsteht dann ein Schwingungszug, der mit Hilfe eines Schmitt-Triggers in ein Rechtecksignal umgeformt wird und über eine Begrenzerschaltung direkt an den Blau-Kanal der Matrix angeschlossen ist. Die beiden Signale für den Rot- und Grün-Kanal werden mittels Frequenzteiler aus dem Rechtecksignal gewonnen und über Begrenzerstufen an die entsprechenden Eingänge der Matrix geführt.

Ein weiteres wichtiges Gerät für die Überprüfung von Fernseh-Übertragungsanlagen ist das Vektorskop. Es besteht im Prinzip aus zwei Synchronmodulatoren und einem Oszillografen, bei dem das demodulierte $(E_R' - E_Y')$ -Signal an die vertikalen, das $(E_B' - E_Y')$ -Signal an die horizontalen Ablenkplatten angeschlossen wird. Dadurch schreibt der Strahl auf dem Schirm für ein bestimmtes Farbartsignal einen Punkt, dessen Abstand zum Koordinatennullpunkt und dessen Lage gegenüber den beiden Koordinaten ein Maß für die Sättigung und den Farbtönen ist. Die Darstellung, die diese Anordnung ermöglicht, deckt sich genau mit der besprochenen Zeigerdarstellung eines Farbsignals. Wenn man zudem die errechneten Werte für die Farbbalkensignale nach Bild 81 unter Berücksichtigung ihrer Phase auf den Oszillografenschirm oder auch auf eine durchsichtige Schablone überträgt, dann lassen sich die Einflüsse von Übertragungsfehlern bei der Übermittlung eines modulierten Farbbalkensignals als Abweichungen von der Sollage direkt als Farbton- oder Farbsättigungsänderungen feststellen. Diese Anordnung gestattet auch das Messen von Phasendifferenzen mit einer Genauigkeit von besser als 1° . Bild 94 zeigt die auf dem Schirm des Vektorskops erscheinenden Vektorskizzen eines PAL-Signals einer Farbbalkenfolge (a) und eines Farbdias (b). (Fortsetzung folgt.)

„Universal-TV-Tester“ • Tragbares Universal-Prüf- und Testgerät für UKW-VHF-UHF

Weit mehr als die Hälfte aller Fernsehempfängerreparaturen werden heute in der Wohnung des Kunden ausgeführt. Neben einem Fernsehservicekoffer kann hier ein tragbares Universal-Fernsehprüfgerät von Nutzen sein, wie es die Firma Caramant, Wiesbaden, unter der Bezeichnung „Universal-TV-Tester“ (Bilder 1 und 2) auf den Markt bringt.

keit von weniger als 0,1 % ermöglicht der Hochfrequenzgenerator. Damit läßt sich auch die Empfindlichkeit des Bild- und Tonkanals annähernd bestimmen.

Schließlich sind noch Meßeinheiten zum Prüfen der NF-Stufen vorhanden. Ferner eignet sich das Servicegerät auch zum Prüfen und Abgleichen von AM- und FM-Rundfunkempfängern.

den intern erzeugten Signalen amplitudenmodulieren: Bildmuster, 1-kHz-Signal sowie 4,5-, 5,5-, 6,5- oder 11,15-MHz-Inter-carriersignal, das selbst wieder amplituden- und frequenzmoduliert werden kann. Modulationstiefe und Ausgangsspannung sind kontinuierlich regelbar. Die Skala des HF-Generators läßt sich mit dem eingebauten 5-MHz-Quarzoszillator und der Mischeinheit prüfen und eichen. Eine besondere Einstellvorrichtung erleichtert die etwaige Korrektur der Skalanzeige. Die ersten beiden Bänder des HF-Generators liefern mit dem 5-MHz-Quarzoszillator eine Differenzfrequenz von 200 kHz bis 6 MHz zur Prüfung von Rundfunkempfängern. Dieser Frequenzbereich kann mit 1000 Hz amplitudenmoduliert werden.

Querbalken und mit dicht nebeneinander verlaufenden vertikalen Linien (8 ... 10 Stück) versehene Horizontalbalken liefert der Bildmuster-Video-generator. Die Bildmuster enthalten nach normgerechter Pegelzusammensetzung die Zeilen- und Bildsynchronisation und bei Einhaltung der Vor- und Nachschultern auch die Zeilen- und Bildaustastsignale. Auf diese Weise bilden sie ein vollständiges Videosignalgemisch. Bildsynchronisier- und Bildaustastsignal sind netzsynchronisiert. Die Abmessungen der Querbalken lassen sich in beiden Richtungen durch einen Regler vergrößern oder verringern. Dabei bleibt das linke obere Quadrat unverändert, so daß man nach einem Auswechseln der Ablenkspulen deren richtigen Anschluß prüfen kann. Die Modulation des HF-Generators mit dem Videosignal kann positiv oder negativ erfolgen. Es steht mit positiver und negativer Polarität auch an besonderen Buchsen zur Verfügung.

Mit dem 1-kHz-Sinussignal kann man den HF-Generator bis 80 % und den Inter-carriergenerator bis etwa 50 % amplitudenmodulieren. Das getrennt herausgeführte 1-kHz-Signal eignet sich ferner zum Prüfen der Tonfrequenzstufen. AM- oder FM-Signale (4,5 MHz, 5,5 MHz, 6,5 MHz oder 11,15 MHz) zum Testen der Ton-ZF-Stufen liefert der Inter-carriergenerator. Der Frequenzhub der abschaltbaren Frequenzmodulation ist 50 kHz. Die Signale der drei Generatoren (Bildmuster-Video-generator, 1-kHz-Oszillator, Inter-carriergenerator) gelangen über eine Trennstufe zum Modulator.

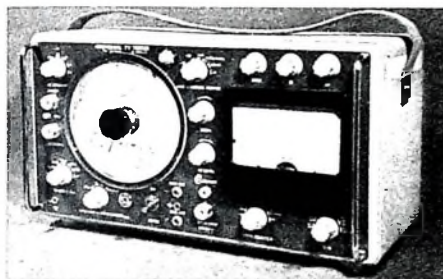


Bild 1. Außenansicht des „Universal-TV-Testers“ mit HF-Generatorskala (links) und Röhrenvoltmeter (rechts)

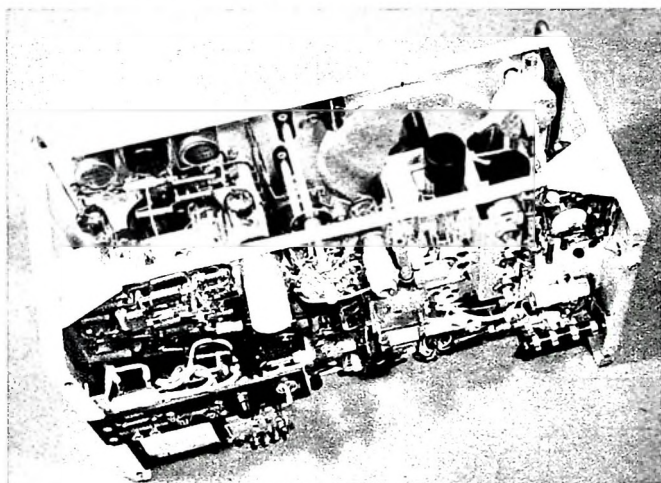


Bild 2. (unten) Der vertikale Aufbau der Hauptmontageplatte erleichtert etwaige Servicearbeiten

Anwendungsmöglichkeiten

Wie die Servicestatistik von Fernsehgeräten zeigt, treten 65 ... 70 % aller Schäden im Netzteil sowie in den Ablenk- und Synchronisierstufen auf. Das ist bei dem „Universal-TV-Tester“ besonders berücksichtigt. Mit dem eingebauten Röhrenvoltmeter können Gleich- und Wechselspannungen sowie Widerstandswerte gemessen werden.

Verschiedene Bildmuster einschließlich des vollständigen Synchronisier-Signalgemisches erzeugt der Bildmuster-Generator. Damit lassen sich die Ablenkung und die Synchronisierung testen, beispielsweise die richtige Arbeitsweise der Zeilen- und Bildsynchronisierstufen, die geometrischen Verzerrungen, die Qualität der horizontalen Bildauflösung, der richtige Anschluß der Ablenkspulen sowie die Linearität der Videostufe. Ferner ist es möglich, die Zeilen- und Bildlinearität zu prüfen.

Messungen an den HF- und ZF-Stufen des Fernsehempfängers mit einer Ungenauig-

Aufbau und Eigenschaften

Der grundsätzliche Aufbau des Fernsehprüfgerätes geht aus dem Blockschema Bild 3 hervor. Der Hochfrequenzgenerator zum Prüfen der HF- und ZF-Stufen erfaßt den Frequenzbereich 5,2 ... 230 MHz in sechs Bändern und läßt sich mit folgen-

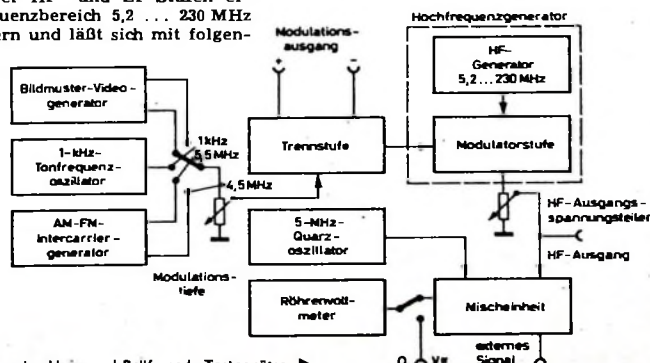


Bild 3. Blockschema des Universal-Prüf- und -Testgerätes

Die Mischeinheit (Bild 4) ermöglicht es, das HF-Signal mit dem Signal des eingebauten Quarzoszillators oder mit einem von außen zugeführten Signal zu mischen. Schwebungsnul zeigt dabei das eingebaute Röhrenvoltmeter an. Dadurch ist die Eichung des Interkarriergenerators und des HF-Generators mit Quarzgenauigkeit möglich. Ferner läßt sich auf diese Weise auch die Frequenz einer äußeren Signalquelle messen.

Röhrenvoltmeter und Widerstandsmesser eignen sich zum Messen von Gleich- und

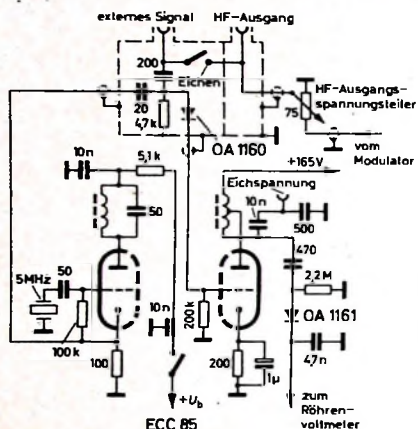


Bild 4. Schaltung des Quarzoszillators und des Mischstromkreises

Wechselspannungen sowie von ohmschen Widerständen. Das Röhrenvoltmeter läßt sich zum Messen der Modulationstiefe und des HF-Pegels sowie für Eichmessungen umschalten.

Beurteilung

Im „Universal-TV-Tester“ sind die beiden für den Service wichtigsten Meßgeräte, Fernseh-Signalgenerator und Röhrenvoltmeter, vereinigt. Er erlaubt Messungen mit hoher Genauigkeit in einem beliebigen CCIR- und OIRT-Kanal, in den Kanälen der amerikanischen und französischen Norm sowie der beiden belgischen Normen. Da der HF-Generator kontinuierlich durchgestimmt und mit Quarzgenauigkeit geeicht werden kann, eignet sich das Gerät für Messungen bei beliebigen Zwischenfrequenzen. Der Grundwellenbereich erfaßt alle VHF-Kanäle. Durch den mitgelieferten Adapter ist aber auch die Kontrolle von Fernsehempfängern im UHF-Bereich unter Ausnutzung von Oberwellen möglich. In diesem Falle liegen zwischen dem Ausgang des Fernsehprüfgerätes und dem UHF-Eingang des Fernsehempfängers der Adapter und ein Symmetriertransformator.

Ein anderer Vorteil ist die Verwendungsmöglichkeit als Frequenzmesser, zum Abgleich von Rundfunkempfängern und als Frequenzmarkengenerator. Bei der zuletzt genannten Einsatzart liefert das Fernsehprüfgerät Frequenzmarken für Wobbelgeneratoren.

Die Abmessungen von 380 mm × 230 mm × 205 mm und das Gewicht von etwa 8 kg erleichtern die transportable Verwendung, zumal das Gerät einen stabilen Leder-Tragriemen hat. Darüber hinaus eignet es sich aber ebenso gut auch für den stationären Einsatz in Servicewerkstätten.

Werner W. Diefenbach



BASTEL-ECKE

Transistor-Blinkgerät

Technische Daten

Maximale Schaltleistung: 30 W
Impulsdauer und Impulspause:
in weiten Grenzen variabel
Betriebsspannung: 6 V
Stromaufnahme:
während der Impulspause etwa 1,5 A
während der Impulsdauer etwa 5 A

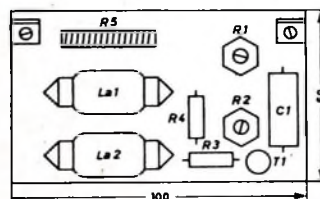
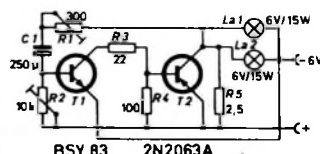
Dieses Blinkgerät hat durch den Verzicht auf sämtliche mechanische Kontakte eine sehr hohe Betriebssicherheit und eine lange Lebensdauer. Es eignet sich speziell zum Einbau in Kraftfahrzeuge mit 6-V-Batterieanlage zum Steuern der richtungsanzeigenden Blinklichter. Die gegenüber einer Anlage mit einem normalen Blinkrelais etwa fünfmal so hohen Materialkosten des Transistor-Blinkgerätes werden gerechtfertigt durch die große Betriebssicherheit, durch die Geräuschfreiheit und durch den Fortfall von Funkstörungen. Das ist ein wesentlicher Vorteil, wenn im Fahrzeug ein Autoradio eingebaut ist.

Schaltung

Das Gerät arbeitet als astabiler Multivibrator. Der Schalttransistor T2 wird in der Schwingerschaltung mitverwendet. Dadurch wird ein Transistor eingespart.

Schließt man die Betriebsspannung an das Gerät an (und setzt voraus, daß C1 entladen ist), dann lädt sich C1 auf. Dabei fließt über den Impulspausenregler R2 ein Ladestrom, und die positive Basisspannung am Siliziumtransistor T1 ist sehr klein; deshalb bleibt er gesperrt. In diesem Falle hat auch die Basis des Germaniumschalttransistors T2 keine negative Basisvorspannung, und T2 ist ebenfalls gesperrt.

Ist C1 nun aufgeladen, dann steigt die positive Spannung an der Basis von T1;



der Transistor wird durchgesteuert. Es gelangt daher eine negative Spannung an die Basis des Transistors T2, der stromführend wird und die Lampchen La1 und La2 aufleuchten läßt.

Durch den Schaltvorgang entlädt sich C1. Jetzt sind T1 und T2 gesperrt. Die Entladezeit von C1, also die Impulsdauer,

läßt sich mit R1 einstellen. Der parallel zur Kollektor-Emitter-Strecke von T2 liegende Widerstand R5 bewirkt die Vorheizung der Glühlampen, damit sie ihren Widerstand erhöhen. Wird T2 durchgesteuert und die Lampen wären kalt (das heißt, sie hätten ihren kleinsten Widerstand), dann könnte der Transistor infolge der hohen Einschaltstromspitze zerstört werden.

Mechanischer Aufbau

Das Gerät ist - bis auf T2 - auf einem 100 mm × 60 mm × 3 mm großen Resopalblech aufgebaut. Die Anschlüsse der Bauelemente sind durch entsprechende Bohrungen auf die Unterseite der Montageplatte geführt und unten in Art einer gedruckten Schaltung verdrahtet. Die Verdrehung ist kreuzungsfrei möglich.

Das Kühlblech aus 2 mm dickem Kupferblech wird mit zwei Metallwinkeln aus Stahlblech am Montageblech befestigt. Transistor T2 wird auf das Kühlblech isoliert aufgesetzt, indem man eine passende Glimmerscheibe zwischen Transistorboden und Kühlblech legt. Die Befestigungsschrauben setzt man mit handelsüblichen Isolierstücken auf den Transistor.

Inbetriebnahme und Abgleich

Zum Betrieb dieses Gerätes ist entweder ein Auto-Akkumulator oder ein elektronisch geregeltes Transistornetzgerät mit sehr kleinem Innenwiderstand erforderlich. Bevor man das Gerät erstmalig in Betrieb nimmt, kontrolliert man die Verdrehung auf etwaige Fehler und stellt

Einzelteilliste

Elektrolytkondensator, 6 V	(Wima)
Widerstände, 1 W (R3 und R4)	(Drulowid)
Einzelregler „1.4863“	(Preh)
Glühlampen, 6 V/15 W	(Philips)
Transistoren BSY 83, 2 N 2063 A	(Intermetall)

Bezug der angegebenen Bauelemente nur über den einschlägigen Fachhandel

Schaltung des Gerätes

Anordnung der Einzelteile auf der Montageplatte

Ansicht des betriebstauglichen Blinkschalters mit Montageplatte und Kühlblech



R1, R2 auf Mitte. Dann schließt man die Spannungsquelle an und schaltet das Gerät ein.

Will man den Blinkschalter im Auto verwenden, dann sollte die Blinkfrequenz so gewählt werden, daß die Lampchen eine halbe Sekunde aufleuchten und eine halbe Sekunde dunkel sind.

Die Kurzwellenausbreitung in der Ionosphäre und ihre Vorhersage

1. Einleitung

Funkamateure waren es, die zu Beginn der zwanziger Jahre als erste die Fernausbreitung der Kurzwellen entdeckten, die vorher niemand erwartet hatte [1]. Diese Entdeckung eröffnete ganz neue Möglichkeiten für die weltweite Nachrichtenübertragung. Da man vorher für die Überbrückung der weiten Ozeanstrecken ganz auf den Lang- und Längstwellenfunk angewiesen war, konnte man wegen der geringen verfügbaren Bandbreite und wegen des hohen Störpegels in diesem Frequenzbereich nur Telegrafieverkehr durchführen. Das änderte sich nun grundlegend durch die neue Entdeckung. Der breite Kurzwellenbereich umfaßte eine – zunächst – reichliche Anzahl von Nachrichtenkanälen, und der im Vergleich zu den niedrigen Frequenzen schwächere Störpegel bei verhältnismäßig geringen Ausbreitungsverlusten ermöglichte sogar interkontinentale Telefonieübertragung trotz wesentlich geringeren Sendeleistungen. Vorteilhaft war dabei auch die kleinere Wellenlänge der Kurzwellen, die den Bau besser angepaßter Antennen mit höherem Wirkungsgrad und mit zusätzlicher Richtwirkung erlaubte.

Die Ausbreitungseigenschaften der Kurzwellen werden durch die Ionosphäre ermöglicht. Sie umgibt in der hohen Atmo-

mäischen Veränderungen sind noch unregelmäßige Schwankungen (insbesondere Störungen) überlagert, deren Vorhersage, besonders für längere Zeit im voraus, noch Schwierigkeiten bereitet.

2. Entstehung und Aufbau der Ionosphäre

Zunächst sei die Frage gestellt: Was ist eigentlich die Ionosphäre und wie entsteht sie?

2.1. Die Strahlung der Sonne

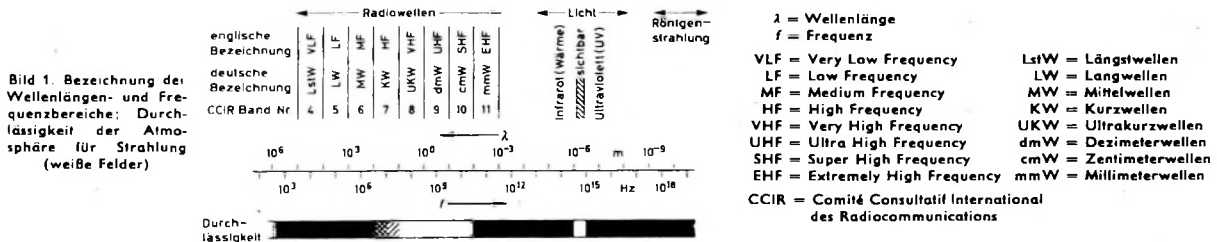
Es ist allgemein bekannt, daß die Sonne außer dem sichtbaren Licht auch unsichtbare Strahlung aussendet, die sich durch verschiedene physikalische oder chemische Vorgänge bemerkbar macht. Es ist dies entweder elektromagnetische Wellenstrahlung oder Korpuskelstrahlung, das heißt Strahlung aus (elektrisch geladenen oder ungeladenen) kleinsten Teilchen, zum Beispiel Elektronen, Protonen, Alpha-Teilchen usw.

Zu der zunächst interessierenden Wellenstrahlung gehören, nach steigender Frequenz geordnet, Radiowellen von den Längstwellen bis zu den Mikrowellen, Infrarotstrahlung (= Wärmestrahlung), die Farbskala des sichtbaren Lichtes vom Rot bis zum Violett, die ultraviolette Strahlung und Röntgenstrahlung sowie schließlich die von den Atomkernen ausgestrahlte

dem folgenden Abschnitt noch ergeben wird.

Die frei beweglichen Ionen und Elektronen verleihen der Luft eine elektrische Leitfähigkeit. Wenn ein elektrisches Feld auf sie einwirkt, setzen sie sich in Bewegung; es fließt ein elektrischer Strom. Dabei wird die Bewegung der Elektronen und Ionen auch vom Erdmagnetfeld beeinflusst; doch davon später im Abschnitt 3.

Die von der Sonnenstrahlung gebildeten Elektronen und positiven Ionen bleiben nicht für immer voneinander getrennt. Sie nehmen ja an der Wärmebewegung der sie umgebenden Luftmoleküle teil und stoßen daher ständig mit diesen zusammen. Wenn ein Elektron dabei einmal auf ein positives Ion trifft, kann es sich wieder mit diesem zu einem neutralen Molekül vereinigen (Rekombination). Auch Anlagerung von Elektronen an neutrale Moleküle unter Bildung von negativen Ionen ist möglich. Diese negativen Ionen können dann später ihrerseits bei einem Zusammenstoß mit positiven Ionen die elektrischen Ladungen (das heißt das vorher angelagerte überschüssige Elektron) austauschen, wobei wieder zwei neutrale Moleküle entstehen. Diese Vorgänge laufen um so schneller ab, je größer die Anzahl der Teilchen – also die Luftdichte – ist. Daher verschwinden die freien Elektronen in den



sphäre zwischen etwa 60 und 500 km Höhe die Erde in mehreren Schichten und kann vom Boden abgestrahlte Funkwellen in gewissen Frequenzbereichen wie ein Spiegel reflektieren. Selbstverständlich machten sich die Funkdienste in aller Welt sofort diese von der Natur gebotenen Möglichkeiten zunutze. Ebenso hatten die Wissenschaftler ein neues Forschungsobjekt gefunden, das mit wachsender Intensität experimentell und theoretisch untersucht wurde. Dabei fand man dann bald heraus, daß die Eigenschaften der Ionosphäre stark veränderlich sind, und lernte, den Frequenzeinsatz für die Funkübertragung den wechselnden Ausbreitungsbedingungen anzupassen.

Heute ist man in der Lage, die regelmäßigen Änderungen des Ionosphärenzustandes und ihre Auswirkung auf die Kurzwellenausbreitung mit guter Genauigkeit vorherzusagen und so eine vernünftige Frequenzplanung zu betreiben. Allerdings ist das in einem statistischen Sinn zu verstehen, nämlich als Vorhersage von mittleren Werten, die mit bestimmter prozentualer Häufigkeit unter- und überschritten werden. Denn den regel-

Gammastrahlung. Bild 1 zeigt über einer Frequenz- und einer Wellenlängenskala die Bezeichnungen der verschiedenen Frequenzbereiche und gibt außerdem an, für welche Bereiche die Atmosphäre (als Ganzes gesehen) durchlässig ist, in denen also von außen kommende Strahlung den Erdboden erreichen kann.

2.2. Bildung einer ionisierten Schicht

Im Wellenlängenbereich unterhalb etwa 130 nm ($1 \text{ nm} = 10^{-9} \text{ m}$; noch vielfach gebräuchliche Bezeichnung $\mu\mu$) wird die Strahlung bereits in der hohen Atmosphäre absorbiert. Dabei werden die Moleküle und Atome der Luft ionisiert, das heißt, es werden Elektronen aus der Elektronenhülle abgespalten, die sich dann als freie Elektronen in der (sehr dünnen) Luft bewegen können. Natürlich bleibt die Luft als Ganzes dabei elektrisch ungeladen, da jedem freien Elektron ja ein positiv geladener Atom- oder Molekülrest – ein Ion – entspricht. Von den Ionen hat man den Namen „Ionosphäre“ abgeleitet, obwohl die Elektronen für die Wellenausbreitung die größere Bedeutung haben, wie sich aus

tiefen Schichten schneller als in den höheren.

Die beiden Vorgänge der Erzeugung von freien Elektronen (und positiven Ionen) durch die Sonneneinstrahlung einerseits und ihr Verschwinden durch Rekombination und Anlagerung andererseits laufen in der Ionosphäre gleichzeitig ab. Wenn die Sonnenstrahlung über einige Zeit gleichmäßig einwirkt und wenn keine Luftbewegungen auftreten, die die Ionisation an andere Stellen verschieben, dann stellt sich nach einer gewissen Zeit ein Gleichgewicht zwischen Erzeugung und Verschwinden der Elektronen ein, das heißt, es werden in der Zeiteinheit ebenso viele Elektronen neu erzeugt wie verschwinden; die Elektronendichte bleibt zeitlich konstant.

Die Luftdichte nimmt in der Atmosphäre mit wachsender Höhe exponentiell ab, so daß in größeren Höhen immer weniger Moleküle für die Ionisation zur Verfügung stehen; entsprechend nimmt die Anzahl der freien Elektronen nach oben hin ab. Durch die Ionisation wird die von oben einfallende Sonnenstrahlung beim tieferen Eindringen allmählich verbraucht, so daß

unterhalb eines gewissen Höhenbereiches keine Ionisation mehr stattfindet. Auf diese Weise bildet sich eine ionisierte Schicht aus, bei der die Elektronendichte in einer gewissen Höhe einen Maximalwert erreicht und nach oben und nach unten hin abnimmt.

23. Struktur der Ionosphäre

In Wirklichkeit liegen die Verhältnisse noch komplizierter. Die Luft enthält verschiedene Bestandteile, in geringen Höhen vorwiegend Stickstoff- und Sauerstoffmoleküle (N_2 und O_2), in großen Höhen (über etwa 70 ... 100 km) auch atomaren Stickstoff (N) und Sauerstoff (O) und andere Bestandteile, wie zum Beispiel Stickstoffoxid (NO). In sehr großen Höhen (1000 km und mehr) überwiegen wahrscheinlich die leichteren Gase Helium und Wasserstoff. Jeder Bestandteil der Luft reagiert mit anderen Frequenz-(Wellenlängen-) Bereichen der einfallenden Sonnenstrahlung und kann auf diese Weise seine „eigene“ ionisierte Schicht bilden. Diese einzelnen Schichten werden sich natürlich mehr oder weniger überschneiden. Insgesamt unterscheidet man im wesentlichen die vier „normalen“ Schichten D, E, F1 und F2. Da die F1-Schicht nur zeitweise vorhanden ist (s. Abschnitt 4.3.),

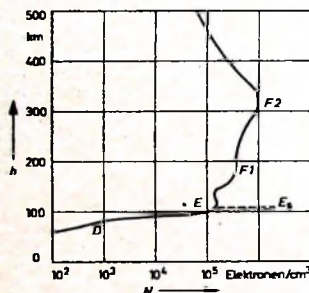


Bild 2. Struktur der Ionosphäre an einem Sommertag. Elektronenkonzentration N (Elektronen je cm^3) als Funktion der Höhe h . D, E, F1, F2 = normale Ionosphärenschichten; E_s = sporadische E-Schicht

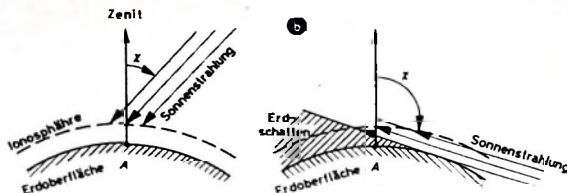
nennt man die F2-Schicht häufig auch einfach „F-Schicht“. Außerdem kennt man die sporadische E-Schicht (E_s), die auf andere Ionisationsursachen zurückgeht (Bild 2) [2].

Die Intensität der an einem bestimmten Punkt der Ionosphäre einfallenden Sonnenstrahlung schwankt ständig, und zwar einmal, weil die von der Sonne ausgehende Strahlung nicht konstant ist, und zweitens, weil sich der Einfallswinkel der Strahlung in die Erdatmosphäre im Rhythmus der Tages- und Jahreszeit ändert. Die letztgenannten Änderungen lassen sich leicht berechnen. Die größte Intensität wird dort erreicht, wo die Sonne senkrecht steht; sie nimmt um so mehr ab, je flacher die Strahlung einfällt; nachts fällt die Ionisation ganz weg. Man muß jedoch berücksichtigen, daß die Sonne auch von unten in die Ionosphäre hineinstrahlen kann, wenn sie an der Erdoberfläche schon untergegangen ist (Bild 3).

Ebenso wie die Sonneneinstrahlung und die durch sie bewirkte Ionisation sich an einem bestimmten Punkt der Erde zeitlich ändern, ergeben sich natürlich auch entsprechende Unterschiede zwischen Punkten verschiedener geografischer Länge und Breite.

Der etwa 11jährige Sonnenfleckenzyklus spielt ebenfalls eine Rolle. Wenn auch die

Bild 3. a) Definition des Zenitwinkels z der Sonne (Sonneneinstrahlungswinkel). b) Sonneneinstrahlung von unten ($z > 90^\circ$); A = Beobachtungsort



in der unteren Atmosphäre gemessene Intensität der Sonnenstrahlung im Bereich des sichtbaren Lichtes (und der unmittelbar angrenzenden Frequenzbereiche) praktisch konstant ist (auf die Verhältnisse außerhalb der Atmosphäre umgerechnet), so gibt es im Gegensatz dazu im Bereich der UV- und Röntgenstrahlung (und auch im Bereich der Radiostrahlung) ganz erhebliche Schwankungen im Verlauf des 11jährigen Sonnenzyklus, die sich in entsprechenden Schwankungen der Ionisation der hohen Atmosphäre widerspiegeln.

Auch durch Korpuskelstrahlung können die Luftmoleküle ionisiert werden. Dabei tritt eine ähnliche Schichtbildung wie bei der Wellenstrahlung ein.

Bevor zahlenmäßige Angaben über die geografische Verteilung der Ionisation und ihre Veränderungen gemacht werden, ist es jedoch zweckmäßig, die Beeinflussung der Wellenausbreitung durch die freien Elektronen und Ionen näher zu betrachten.

3. Einfluß der Ionosphäre auf die Wellenausbreitung

3.1. Brechung und Reflexion

3.1.1. Brechungsindex in der Ionosphäre

Eine in die Ionosphäre einfallende elektromagnetische Welle erzeugt dort ein im Takt der Hochfrequenz schwingendes elektrisches Wechselfeld. Dieses wirkt auf die Elektronen und Ionen ein und versetzt sie in Schwingungen. Dabei ist die Schwingungsamplitude der Elektronen mehrere tausendmal größer als die der Ionen, weil die Elektronen bei gleich großer elektrischer Ladung (abgesehen vom Vorzeichen) eine viel geringere Masse haben. Die Elektronen und Ionen nehmen also aus der einfallenden Welle, die die Schwingungen anregt, Energie auf; die Welle wird dementsprechend etwas geschwächt.

Schwingende elektrische Ladungen wirken aber als Sender, von denen wiederum elektromagnetische Wellen ausgestrahlt werden. So auch die freien Elektronen und Ionen der Ionosphäre. Diese Sekundärwellen überlagern sich der ursprünglichen, durch die Schwingungsanregung geschwächten Primärwelle und pflanzen sich mit dieser zusammen weiter fort. Dabei ist jedoch der Beitrag der Ionen wegen ihrer kleinen Schwingungsamplitude (oder Schwingungsgeschwindigkeit) so gering, daß er gegenüber dem Beitrag der Elektronen gar nicht ins Gewicht fällt. Daher wird nachstehend künftig nur noch von den Elektronen gesprochen.

Wichtig ist nun, daß die Bewegung der Elektronen und die von ihnen ausgestrahlte Welle eine Phasenverschiebung gegen die Primärwelle hat. Zwar wird die Energie, die der Primärwelle entzogen wurde, durch die Sekundärwelle wieder vollständig abgestrahlt, so daß kein Energieverlust eintritt, aber die durch Überlagerung von Primär- und Sekundärwelle gebildete Welle läuft mit einer etwas anderen Phasenlage weiter. Es ergibt sich also eine andere Wellenlänge und damit auch eine andere Ausbreitungsgeschwindigkeit gegenüber den Werten im Vakuum oder in nichtionisierter Luft (die Frequenz ist ja durch die anregende Welle vorgegeben und damit unveränderlich).

Auch bei der Ausbreitung des Lichtes hat man es mit verschiedenen Ausbreitungsgeschwindigkeiten in verschiedenen Medien (zum Beispiel Glas, Wasser usw.) zu tun. Die Benutzung des in der Optik gebräuchlichen Begriffs des Brechungsindex n , der das Verhältnis c/c_1 der Ausbreitungsgeschwindigkeit c im Vakuum zu der Ausbreitungsgeschwindigkeit c_1 im Medium ausdrückt, hat sich auch bei der Behandlung der ionosphärischen Wellenausbreitung gut bewährt. Wie aus der Optik bekannt, erfolgt beim Übergang eines Lichtstrahles in ein Medium mit anderem Brechungsindex mit der Änderung der Ausbreitungsgeschwindigkeit auch eine Änderung der Ausbreitungsrichtung, eine „Brechung“.

Bezeichnet man die örtliche Elektronenkonzentration an einer Stelle innerhalb der Ionosphäre mit N , dann ist der Brechungsindex n für eine Welle der Frequenz f gegeben durch

$$n = \sqrt{1 - K \cdot \frac{N}{f^2}} \quad (1)$$

(mit $K = 80,5 \text{ cm}^3/\text{s}^2$).

Dieser Zusammenhang ist im Bild 4 dargestellt. Wie man auch ohne genauere Überlegung erwarten würde, weicht der Brechungsindex um so stärker von dem im Vakuum gültigen Wert 1 ab, je größer die Elektronenkonzentration N ist. Man sieht aus Bild 4 aber auch, daß der Einfluß der Elektronen um so geringer ist, je höher die Frequenz der Welle ist. Berücksichtigt man die in der Ionosphäre vorkommenden Werte der Elektronenkonzentration, von denen Bild 2 eine Probe zeigt, dann ergibt sich, daß selbst bei hoher Sonnenaktivität Frequenzen über

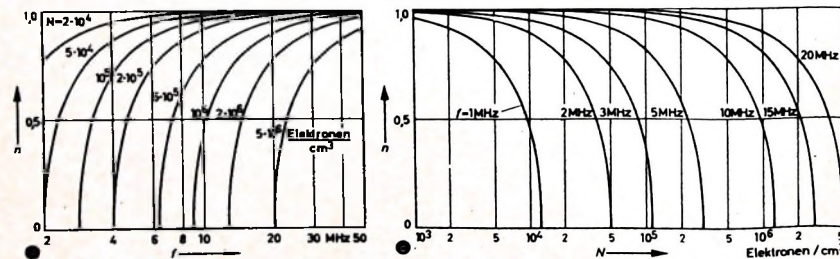


Bild 4. Brechungsindex n in der Ionosphäre als Funktion der Elektronenkonzentration N und der Frequenz f der Welle; a) für feste Werte von N , b) für feste Werte von f

etwa 40 ... 50 MHz nur noch wenig, Frequenzen um 100 MHz praktisch kaum noch beeinflusst werden.

Auf weitere Einzelheiten der theoretischen Berechnung soll an dieser Stelle nicht eingegangen werden, auch nicht auf den Unterschied zwischen Phasen- und Gruppengeschwindigkeit.

3.1.2. Brechung und Reflexion in einer Ionosphärenschicht

Bei der Ionosphäre hat man es mit einem „geschichteten“ Medium zu tun, das heißt, es gibt keine scharfen Grenzflächen zwischen Gebieten mit verschiedenen Brechungsindizes (wie in der Optik); die Elektronenkonzentration nimmt vielmehr mit wachsender Höhe von Null bis zum Maximum der Schicht stetig zu, um dann stetig wieder abzunehmen (Bild 2). Ebenso allmählich ändert sich der für eine bestimmte Betriebsfrequenz gültige Brechungsindex. Das führt dazu, daß die Funkstrahlen beim Eindringen in die Ionosphäre nicht plötzlich abgelenkt werden, wie zum Beispiel ein Lichtstrahl beim Übergang von Luft in Wasser, sondern einer gekrümmten Linie folgen. Wie stark die Krümmung ist, hängt davon ab, wie stark der Brechungsindex n von 1 abweicht. Die Brechung erfolgt immer in Richtung der Gebiete mit größerem Brechungsindex, also mit kleinerer Elektronenkonzentration (vgl. Gl. (1) und Bild 4). Unterhalb des Schichtmaximums wird der Strahl daher immer weiter nach unten abgelenkt und kehrt schließlich zum Erdboden zurück („Reflexion“).

Wenn man annimmt, daß der Strahlenweg in der Ionosphäre so kurz ist, daß man die Erdkrümmung längs dieses Weges vernachlässigen kann, dann gilt laut Bild 5 das Brechungsgesetz

$$n \cdot \sin \varphi = \text{const} = 1 \cdot \sin \varphi_0 = n_r \cdot 1. \quad (2)$$

Darin ist n der Brechungsindex an einer beliebigen Stelle längs des Strahlweges, φ der Winkel der Strahlrichtung gegen die Vertikale an derselben Stelle, φ_0 der Einfallswinkel des Strahles an der Untergrenze der Ionosphäre (dort ist $n = 1$), n_r der Brechungsindex an der Stelle, an der der Strahl horizontal verläuft, wo also $\varphi = 90^\circ$, $\sin \varphi = 1$ ist („Reflexions“-Niveau).

Durch den Einfallswinkel φ_0 eines bestimmten Strahles ist der Wert der Konstanten für diesen Strahl festgelegt ($\text{const} = \sin \varphi_0$); dann läßt sich aus dem ersten Teil von Gl. (2) für jede Stelle des Strahlweges, an der der Wert des Brechungsindex n bekannt ist, die Strahlrichtung bestimmen ($\sin \varphi = \text{const}/n$). Sucht man andererseits den Wert des Brechungsindex, bei dem Reflexion erfolgt, dann braucht

man nur $\varphi = 90^\circ$ zu setzen und erhält $n = n_r = \sin \varphi_0$ (letzter Teil von Gl. (2)).

Man kann Gl. (2) entnehmen, daß Strahlen, die flach in die Ionosphäre einfallen (φ_0 nur wenig kleiner als 90° , das heißt $\sin \varphi_0$ nur wenig kleiner als 1), schon bei Werten von n reflektiert werden, die nur wenig von 1 abweichen, also bei verhältnismäßig geringer Elektronenkonzentration N in der Nähe der Untergrenze der Ionosphäre. Für steilere Strahlen wird φ_0 kleiner, also auch n_r ; das heißt, diese Strahlen müssen tiefer in die Ionosphäre eindringen. Für einen Strahl, der senkrecht verläuft, ist $\varphi_0 = 0^\circ$ und damit auch $n_r = \sin \varphi_0 = 0$. Die Reflexion erfolgt also erst dort, wo der Brechungsindex für die betreffende Frequenz zu Null wird.

Diese Überlegungen gelten natürlich nur dann, wenn der Brechungsindex den Wert n_r wirklich irgendwo annimmt. Wenn die Schicht jedoch so schwach ionisiert ist oder wenn die Betriebsfrequenz f so hoch ist, daß auch im Schichtmaximum ($N = N_{\text{max}}$) der Brechungsindex $n > n_r$ bleibt, dann reicht die Ionisation nicht aus, um den Strahl in die Waagerechte $\varphi = 90^\circ$ umzulenken; der Strahl durchdringt die Schicht und kehrt nicht zum Erdboden zurück, wenn er nicht an einer höher gelegenen, stärker ionisierten Schicht doch noch reflektiert wird.

Diese Verhältnisse lassen sich an Hand von Bild 6 (gilt für eine feste Betriebsfrequenz) gut veranschaulichen. Es ist der Verlauf verschiedener von einem Sender ausgehender Funkstrahlen dargestellt. Der am flachsten verlaufende Strahl 1 dringt nur sehr wenig in die Ionosphäre ein; die steileren Strahlen 2 ... 9 dringen immer tiefer ein, bis sie das ihrem jeweiligen Einfallswinkel entsprechende Reflexionsniveau erreichen. Noch steilere Strahlen schließlich werden nicht mehr reflektiert und durchdringen die Schicht. Es ist jedoch nicht so, daß die überbrückte Entfernung vom Sender bis zum Empfangsort immer um so größer ist, je flacher der Strahl verläuft. Das gilt zwar für die „normalen“ Strahlen 1 ... 6, die im unteren Teil der Schicht reflektiert werden. Die Strahlen 7 ... 9, die bis in die Nähe des Schichtmaximums eindringen, können dort über eine längere Strecke geführt werden und große Entfernungen überbrücken. Das liegt daran, daß in der Nähe des Schichtmaximums die Änderung (der Gradient) des Brechungsindex mit der Höhe immer kleiner wird und der Strahl dementsprechend dort auch weniger stark gekrümmt verläuft. Ein solcher Strahl wird „high-angle ray“ oder „Pedersen-Strahl“ genannt. Im allgemeinen kommen also an einem Empfangsort immer zwei

Strahlen an, ein flacher und ein steiler verlaufender.

Man kann Bild 6 weiter entnehmen, daß zwischen dem Sender und dem Punkt, an dem Strahl 6 nach der Reflexion an der Ionosphäre wieder die Erdoberfläche erreicht, ein Gebiet liegt, in dem kein Raumwellenempfang möglich ist. Da die Bodenwelle im Kurzwellenband nur eine sehr geringe Reichweite hat, bezeichnet man dieses Gebiet, in dem der Sender überhaupt nicht empfangen werden kann, als „tote Zone“. Sie dehnt sich im allgemeinen mehr oder weniger kreisförmig um den Sender herum aus. Die Entfernung zwischen dem Sender und dem Rand der toten Zone (also bis zu dem Punkt, an dem im Bild 6 Strahl 6 empfangen werden kann) nennt man „Sprungentfernung“ (englisch „skip distance“).

Die Größe der toten Zone, die Sprungentfernung, hängt vom jeweiligen Zustand der Ionosphäre und von der Betriebsfrequenz ab. Sie wächst mit abnehmender Ionisation (Elektronenkonzentration) und mit zunehmender Frequenz. Nun ist aber die größte mit einer einzigen Ionosphärenreflexion überbrückbare Entfernung durch die Erdkrümmung (und die Höhe der reflektierenden Schicht) begrenzt. Der Strahl 1 wird vom Sender tangential zum Erdboden abgestrahlt und kommt daher weiter als die übrigen Strahlen (abgesehen von Ausnahmefällen, in denen ein Pedersen-Strahl, der noch etwas steiler verläuft als Strahl 9, noch größere Reichweiten erreicht). Diese maximale Entfernung liegt für Reflexion an der E-Schicht (etwa 100 ... 120 km Höhe) bei etwa 2000 km, für Reflexion an der F2-Schicht je nach Schichthöhe zwischen etwa 3000 und 4000 km. Wenn die Elektronenkonzentration so gering oder die Betriebsfrequenz so hoch ist, daß auch der tangential zum Erdboden verlaufende Strahl nicht mehr reflektiert werden kann, dann ist überhaupt kein Raumwellenempfang mehr möglich.

Mit zunehmender Elektronenkonzentration oder abnehmbarer Betriebsfrequenz können immer steilere Strahlen noch reflektiert werden, so daß die tote Zone immer mehr zusammenschrumpft. Wenn die Elektronenkonzentration (im Schichtmaximum) ausreicht, um die Betriebsfrequenz auch noch bei senkrechtem Einfall in die Ionosphäre zu reflektieren, verschwindet die tote Zone ganz.

Bild 6 gilt für einen mittleren Fall, bei dem auch im Schichtmaximum $n > 0$ ist, also etwa (vgl. Bild 4) für nachstehende Beispiele:

- $f = 7 \text{ MHz}$, $N_{\text{max}} = 1,5 \cdot 10^6 \text{ Elektronen/cm}^3$ (E-Schicht mittags im Sommer),
- $f = 5 \text{ MHz}$, $N_{\text{max}} = 1,0 \cdot 10^6 \text{ Elektronen/cm}^3$ (F2-Schicht nachts im Winter),
- $f = 30 \text{ MHz}$, $N_{\text{max}} = 2,5 \cdot 10^6 \text{ Elektronen/cm}^3$ (F2-Schicht mittags im Winter, Sonnenfleckenmaximum),
- $f = 10 \text{ MHz}$, $N_{\text{max}} = 3,0 \cdot 10^5 \text{ Elektronen/cm}^3$ (F2-Schicht mittags im Sommer, Sonnenfleckenminimum). (Fortsetzung folgt)

Schrifttum

- [1] • Koerner, F. W., DL1 CU: Geschichte des Amateurfunks. Gerlingen, Württ., Verlag Koerner
- [2] • Davies, K.: Ionospheric Radio Propagation. Washington 1965, Monograph 80 des National Bureau of Standards
- [3] • Franz, K., u. Lassen, H.: Lehrbuch der drahtlosen Nachrichtentechnik, Bd. 2. Berlin/Göttingen/Heidelberg 1956, Springer

Bild 5. Abhängigkeit der Ausbreitungsrichtung vom Brechungsindex; φ = Winkel zwischen Ausbreitungsrichtung und Vertikale, φ_0 = Einfallswinkel an der Schichtuntergrenze, n = Brechungsindex als Funktion der Höhe, n_r = Brechungsindex im Reflexionsniveau

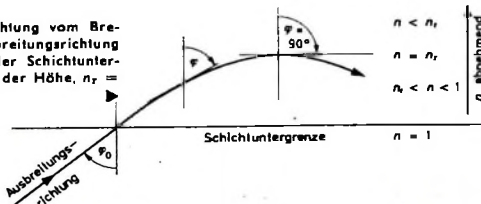
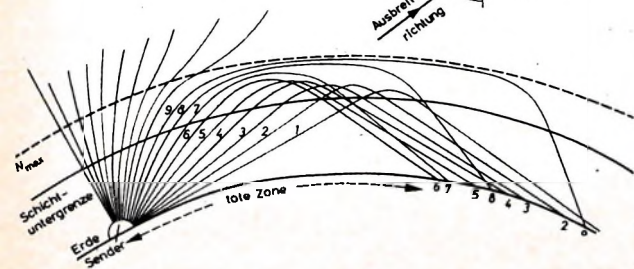


Bild 6. Schematische Darstellung des Strahlenganges für eine feste Frequenz bei einmaliger Reflexion in der Ionosphäre (nach [3]); N_{max} = maximale Elektronenkonzentration



Bodenseetreffen der Funkamateure

Am 25. und 26. Juni 1966 fand im Konzilgebäude in Konstanz das 5. Internationale Bodenseetreffen der Funkamateure statt. Veranstalter war auch in diesem Jahre der Deutsche Amateur-Radio-Club, vertreten durch seinen Ortsverband Konstanz mit OM R. Kühne, DJ8PO, als Organisator. Seit 1961 hat Konstanz die alte Tradition des Amateurtreffens auf der Reichenau übernommen und konnte beim 5. Treffen etwa 2500 Besucher zählen.

Die Fernmeldeverwaltungen der Anliegerstaaten haben durch ihre Aufgeschlossenheit viel dazu beigetragen, daß Konstanz heute als Amateurfunk-Paradies gilt. Deutschland, Österreich und die Schweiz erteilten formlos Lizenzen für das eigene Hoheitsgebiet an lizenzierte ausländische Funkamateure. So hat beispielsweise die Schweiz 170 und Österreich 151 Lizenzen ausgegeben.

Am Vormittag des 25. Juni fand ein Mobilwettkampf auf dem 80- und 2-m-Band in AM und SSB statt. Jeder Teilnehmer hatte mindestens drei Kontrollpunkte anzufahren und das Log nach Ende des Wettbewerbes an der Tagungsstation DL Ø IM abzugeben. Ein gemeinsamer Startplatz war nicht vorgesehen. Es durften nur fest am Fahrzeug montierte Antennen verwendet werden. Die Gleichstromeingangsleistung war auf 250 W begrenzt. Auf dem 80-m-Band nahmen 30 Stationen teil. Es gewann OM Klein, DJ3SK. Bei dem 2-m-Wettkampf konnten 35 Stationen gezählt werden, unter denen OM Braun, DJ3DT, als Sieger hervorging.

Am Nachmittag fand der schon zur Tradition gewordene Empfang im Rathaus der Stadt für Repräsentanten ausländischer Amateurverbände, offizielle Gäste des DARC sowie die Presse statt.

Es konnten neben den Gästen des europäischen Auslandes Funkamateure aus Chile und Japan begrüßt werden. Im Rahmen dieses Empfanges verlieh der Präsident des DARC, K. Schultheiß, dem Organisator des Bodenseetreffens in Konstanz, R. Kühne, die Ehrennadel des DARC. Er wies in seiner Ansprache auf die großen Verdienste von OM Kühne bei dieser internationalen Veranstaltung hin und gab seinem Wunsche Ausdruck, daß diese Ehrung als Anerkennung und gleichzeitiger Ansporn aufgefaßt wird.

Am Abend drängten sich die zahlreichen Besucher zu dem in den oberen Räumen des Konzilgebäudes angesagten HAM-Fest. Der offizielle Teil des Abends wurde kurz gehalten, um ausreichend Zeit für Gespräche und Erfahrungsaustausch zu lassen. Dem Ortsverband Offenburg wurde endgültig der Mobilpokal zugesprochen, nachdem er zwei Jahre in seinen Händen war und jetzt zum 3. Mal errungen wurde.

Die Tombola bot neben wertvollen Bauelementen und Amateurfunk-Literatur als Hauptpreise ein Kofferradio, Kofferradio usw.

Der Sonntag war hauptsächlich den Fuchsjagden vorbehalten. Die 80-m-

Fuchsjagden (zu Fuß und mobil) gewannen OM Rudolf – ein Amateur, dessen zwei andere Familienmitglieder die nächsten beiden Plätze belegten – und OM Weißmann (DJ2HT). Bei den 2-m-Fuchsjagden konnten OM Macho (DJ7KL) und OM Kuhn (DL3LY) die Siegerpreise in Empfang nehmen.

Einen besonderen Anziehungspunkt der Stadt Konstanz bildete die unter dem Rufzeichen DL Ø HK im Schaufenster eines Warenhauses arbeitende Amateur-Funkstation. Sie war mit einem „HW-12“-Tranceiver und einer Geloso-Station besetzt und arbeitete eine Woche lang. Die Funkverbindungen wurden über Lautsprecher nach außen übertragen, um der Bevölkerung den Amateurfunk näherzubringen.

Neues für den Funkamateure

Die Gerätemesse in den unteren Räumen des Konzilgebäudes war auch in diesem Jahr ein weiterer Anziehungspunkt für die Besucher. Neben Bauelementen und kompletten Bausteinen wurden von den zahlreichen Ausstellern neue Geräte und Stationszubehör gezeigt.

Die ausstellenden Firmen boten einen Querschnitt durch ihr Programm. So zeigte die Firma H. Bauer, Bamberg, unter anderem einen aus den USA importierten Bausatz für eine Quad-Antenne. Er besteht aus acht je 3,96 m langen Fiberglasruten, zwei Spritzguß-Haltekreuzen und einem T-Verbindungsstück mit Befesti-

gungsmaterial zur Montage am Standrohr. Zusätzliche Fiberglasruten für den Aufbau der verschiedensten Quad-Typen werden ebenfalls geliefert.

Ein interessantes Tauchspulmikrofon „M 410 FK“, stellte die Firma Beyer vor. (Es wird zu einem Preis von 135,- DM komplett mit einem Schwanenhals-Stativ und einem gravierten Call-Schild abgegeben.) Im Stativfuß ist ein Kontaktgeber mit einem Ruhe- und einem Arbeitskontakt angeordnet. Das Mikrofon selbst hat Nierencharakteristik und einen Frequenzgang von 300 ... 12 000 Hz. Da die meisten Amateursender hochohmige Mikrofoneingänge haben, ist bei diesem Amateur-Typ im Fuß ein Übertrager eingebaut. Er hat eine Ausgangsimpedanz von 80 kOhm.

Interessant für den Kurzwellenamateur ist der 5-Band-Tranceiver „Swan-350“, den die Dresing GmbH, Osnabrück vorstellte. Er hat auf allen KW-Bändern 400 W PEP SSB-Input. Der VFO ist transistorisiert, mit einem „kalten Thermistor“ temperaturkompensiert und spannungsgeregelt. Für Senden und Empfang ist ein Kristall-Lattice-Filter mit einer Bandbreite von 2,7 kHz eingebaut. Die Seitenbandunterdrückung wird mit -40 dB und die Trägerunterdrückung mit -50 dB angegeben. Die Eingangsempfindlichkeit des Empfangsteiles ist weniger als 0,5 µV bei 50 Ohm Impedanz. (Preis etwa 2000,- D-Mark.) Zu diesem Tranceiver stellte dieselbe Firma auch eine Linear-Endstufe mit 2000 W PEP Input aus. Diese Leistung ist in Deutschland nicht zugelassen, jedoch für ausländische Funkamateure interessant. Der Eingangskreis ist nicht abgestimmt und erlaubt so einfache Bedienung und schnellen Frequenzwechsel.



Auf dem Empfang der Stadt Konstanz: DARC-Präsident Schultheiß dankt dem Vertreter des Oberbürgermeisters für die Unterstützung und freundliche Aufnahme der Funkamateure



Tauchspulmikrofon „M 410 FK“ mit Schwanenhals-Stativ und Call-Schild (Beyer)

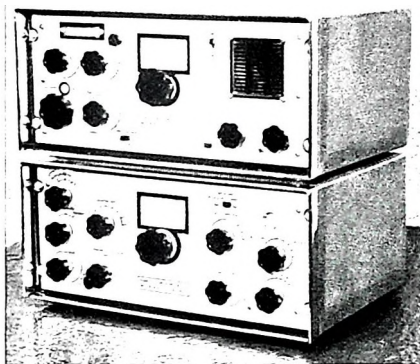
Volltransistorisierte Morselaste (Heathkit-Geräte GmbH)



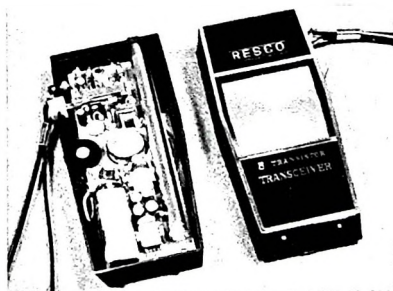
Für die Antennenanpassung wird ein Pi-Filter verwendet. Mit Hilfe eines eingebauten Relais kann mit oder ohne Endstufe gearbeitet werden. Als Treiberleistung werden nur etwa 100 W benötigt. (Preis etwa 2500,- DM.)

Die Heathkit-Geräte GmbH stellte neben dem bewährten Programm von Amateur- und Meßgeräten eine neue elektronische Morsetaste vor. Sie ist voll transistorisiert und hat ein eingebautes Netzteil. Als Kontrolllautsprecher arbeitet ein eingebautes System, dessen Lautstärke sich regeln läßt. Die Gebeschwindigkeit ist zwischen 15 und 60 Gruppen pro Minute einstellbar. (Bausatz 250,- DM.)

Eine französische Firma, Mics Radio, war durch den deutschen Importeur Hahn-Thies GmbH, Mülheim-Ruhr, vertreten. Neu im Programm ist ein SSB-Sender „TB 102“ mit dem dazugehörigen Empfänger „TO 30“. Die Betriebsarten sind SSB, AM und CW. Das Gerät ist teiltransistorisiert. Sämtliche Verstärkerstufen, der Mischozillator, VFO, Mischer und Modulator sind mit Transistoren bestückt. In der

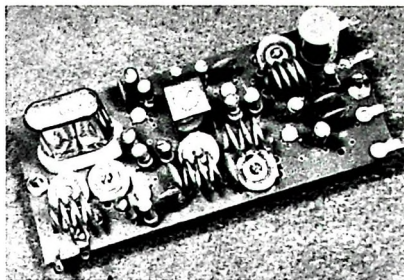


SSB-Sender „TB 102“ (unten) und dazugehöriger Empfänger „TO 30“ (Mics-Radio, Frankreich)



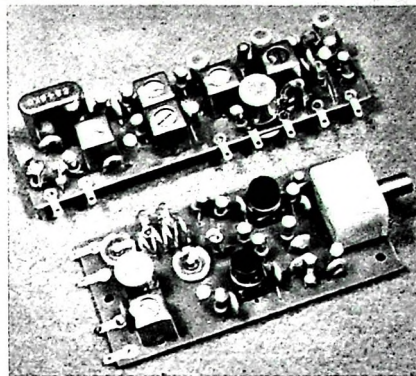
Ansicht der 5-Transistor-Funksprechgeräte von Resco (Canrad)

Endstufe arbeiten eine oder wahlweise zwei Röhren 6146 auf ein Pi-Filter. Weitere technische Daten: eingebauter 1000-Hz-Generator zur Abstimmung, mechanisches 455-kHz-Filter, getrennte Netzteile für mobilen und stationären Betrieb. Der Empfänger ist voll transistorisiert. Er hat eingebaute Netzstromversorgung 110 bis 240 V~ und Anschluß für Batterie oder Akkumulator. Die ZF-Bandbreite ist in drei Stufen schaltbar, und zwar 5 kHz für AM, 2,5 kHz für SSB und 0,5 kHz für CW. Gute Ablesegenauigkeit durch die 30-cm-



2-m-Kristall-Konverter „CMC 2“ in Bausteinform (Canrad)

Variabler 2-m-Konverter „SNC 2“ (unten) mit dazugehörigem Doppelsuper-ZF-Baustein „IFA 55“ (Canrad) ▶



Linearskala ist gegeben. Außerdem hat der Empfänger einen 100-kHz-Eichengenerator.

Funksprechgeräte „WT 515“ für 28,5 MHz (120,- DM das Paar) von Resco stellte die Firma Canrad, Hirschau, den Besuchern vor. Sie sind mit fünf Transistoren bestückt und haben einen einstufigen, quartzesteuerten Sender mit 90 mW Input. Die abgestrahlte Antennenleistung ist etwa 50 mW. Der Empfangsteil arbeitet nach dem Pendlerprinzip. Der dreistufige NF-Verstärker gibt etwa 150 mW Sprechleistung ab und wird gleichzeitig als Modulator benutzt. Mit den Abmessungen 6,5 cm x 15 cm x 3,5 cm und dem Gewicht von 180 g sind diese Funksprechgeräte sehr handlich und für kürzere Entfernungen (0,5 ... 1,5 km, je nach Gelände) geeignet. Am gleichen Stand waren auch japanische 2-m-Bausteine und zugehörige ZF-Teile mit Siliziumtransistoren zu sehen. So wird ein 2-m-Kristall-Konverter „CMC 2“ mit einer Eingangsempfindlichkeit von 0,5 µV und einer Eingangsfrequenz von 144 ... 146 MHz angeboten.

Die niedrige Ausgangsfrequenz von 7 ... 9 MHz hat den Vorteil, daß normale Rundfunkempfänger oder Transistor-Kofferempfänger als Nachsetzer verwendet werden können. Ein weiterer variabler 2-m-Konverter ist der „SMC 2“ (86,50 DM) mit 0,5 µV Eingangsempfindlichkeit. Die Eingangsfrequenz ist von 143,5 ... 146,5 MHz durchstimmbar. Am Ausgang ergibt sich eine ZF von 4,3 MHz, für die zwei unterschiedliche ZF-Verstärker-Bausteine lieferbar sind. Der ZF-Verstärker „IFA 43“ (59,50 DM) ist dreistufig bei einer Verstärkung von etwa 66 dB. Als Ausgang kann wahlweise die NF abgenommen oder die ZF von 4,3 MHz zum weiteren Mischen ausgekoppelt werden. Die Bandbreite ist 40 kHz. Ebenfalls mit einer Eingangs-ZF von 4,3 MHz wird der Doppelsuperbaustein „IFA 55“ angeboten. Eine Mischstufe und ein Quarzoszillator setzen die Eingangsfrequenz auf die zweite ZF von 455 kHz um. Dadurch wird die Bandbreite von etwa 5 kHz erreicht. Die Gesamtverstärkung ist 66 dB; der Demodulator ist für AM-Demodulation ausgelegt.

D. Stoy

NW-Kurznachrichten

Amateurfunklizenzen für Aufenthalte in Großbritannien

Im Leitaufsatz des Heftes 14/1966, S. 509, wurde besonders auch auf das Problem der Anerkennung nationaler Amateurfunklizenzen beim Aufenthalt im Ausland hingewiesen. Die diesbezüglich sehr gute Zusammenarbeit der Fernmeldeverwaltungen der Anliegerstaaten hat sich beim Bodenseetreffen in Konstanz wieder sehr bewährt (s. S. 558).

Wie kürzlich mitgeteilt wurde, können nun auch auf Grund einer Vereinbarung zwischen der britischen Fernmeldeverwaltung und dem Bundespostministerium deutsche Funkamateure, die eine gültige deutsche Amateurfunkgenehmigung besitzen, in Großbritannien eine zeitbefristete Lizenz erhalten.

Solche Lizenzen für Ausländer erteilt das General Post Office sowohl für stationären als auch für mobilen Betrieb, und zwar entweder für drei Monate oder für ein Jahr.

Bedingungen und Antragsformulare sind anzufordern bei: General Post Office, Radio Services Department (Radio Branch), Headquarters Building, St. Martins'-le-

Grand, London E. C. 1, England, Großbritannien.

Anträge müssen mindestens 30 Tage vor dem gewünschten Termin gestellt werden.

Neue Rufzeichenblöcke

Die ersten nach Kriegsende in Deutschland erteilten Lizenzen begannen mit der Kennzeichnung DL 1 AA und erreichten bald den Schluß des ersten „Blockes“ mit DL 1 ZZ. Schon vor Jahren war die DL-Blockgruppe mit DL 9 ZZ restlos vergeben, so daß man mit DJ 1 AA eine weitere Gruppe einführt, die aber inzwischen auch schon wieder voll belegt ist.

Am 18. 5. 1966 wurde eine dritte Gruppe mit der Kennzeichnung DK eingeführt. Das Call DK 1 AA vergab die OPD Münster, die anschließenden Calls entfielen auf die Bezirke Hannover, Bremen und Stuttgart.

Die Bundesrepublik wird auf Grund internationaler Abmachungen in den Blocks DK 1 bis DK 9 nur die Kenner AA bis RZ belegen, da SA bis ZZ für andere Zuteilungen reserviert bleiben sollen.

Hochfrequenzoszillatoren mit Schwingkreisen

Fortsetzung von FUNK-TECHNIK Bd. 21 (1966) Nr. 14, S. 530

12. Gegentaktoszillatoren

Die in den vorangegangenen Abschnitten beschriebenen Oszillatorschaltungen lassen sich meistens auch als Gegentakt-schaltungen aufbauen. Gegentaktoszillatoren setzen sich aus zwei normalen Eintaktoszillatoren zusammen, die gegeneinander geschaltet sind und bei denen die Röhren oder Transistoren im B- oder C-Betrieb arbeiten. Neben dem Vorzug größerer Ausgangsleistung weisen sie auch gute Stabilisierungseigenschaften auf, da sich Störeinflüsse oft gegenseitig kompensieren. Die erhöhte Ausgangsleistung bei Gegentaktoszillatoren genügt oft, um sie als kleine selbsterregte Sender zu verwenden, das heißt, es brauchen dann keine Verstärkerstufen hinter den eigentlichen Oszillator geschaltet zu werden.

12.1. Meißner-Oszillator in Gegentakt-schaltung

Bild 25 zeigt eine Gegentaktanordnung des im Abschnitt 3.1. beschriebenen Meißner-Oszillators mit Röhren. Der Schwingkreis liegt zwischen den Anoden der beiden Röhren R61 und R62. Die Schwingkreis-

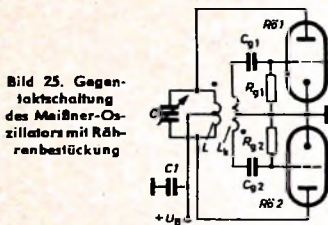


Bild 25. Gegentakt-schaltung des Meißner-Oszillators mit Röhrenbestückung

spule L hat eine Anzapfung, über die die Anodengleichspannung zugeführt wird. Diese Anzapfung muß genau in der Mitte der Spule liegen, damit die Spannungen an den Spulenden genau gleiche Werte gegenüber dem Schaltungsnullpunkt aufweisen. Lediglich die Phasen der beiden Spannungen sind einander entgegengesetzt, wie das für den Gegentaktbetrieb der Röhren R61 und R62 erforderlich ist. Wie bei allen Gegentakt-schaltungen, so ist auch hier absolute Symmetrie des Schaltungsaufbaues gegenüber Masse Voraussetzung für ein einwandfreies Arbeiten der Schaltung. Aus diesem Grund darf bei abstimmbaren Gegentaktoszillatoren kein gewöhnlicher Drehkondensator verwendet werden, bei dem das eine Plattenpaket (meistens der Rotor) unmittelbar oder kapazitiv geerdet wird. Man muß vielmehr einen Abstimmkondensator verwenden, bei dem beide Plattenpakete symmetrisch gegen Masse angeordnet sind (Schmetterlings-Drehkondensator). Bei diesen Kondensatoren ist ein drittes Plattenpaket vorhanden, das sich zwischen die beiden erdsymmetrischen und starren Pakete schiebt und unmittelbar mit Masse verbunden werden kann.

Die Rückkopplung erfolgt bei der Gegentakt-schaltung nach Bild 25 induktiv über die Koppelspule L_k , die ebenfalls genau in der Mitte angezapft ist. An ihren Enden bilden sich zwei Spannungen aus, die genau gleiche Werte gegenüber Masse ha-

ben und um 180° gegeneinander phasenverschoben sind. Diese Spannungen werden über die Kondensatoren C_{k1} und C_{k2} den Gittern der beiden verwendeten Röhren zugeführt.

Im Bild 26 ist eine zur Röhrenschaltung von Bild 25 analoge Transistorschaltung des Gegentakt-Meißner-Oszillators darge-

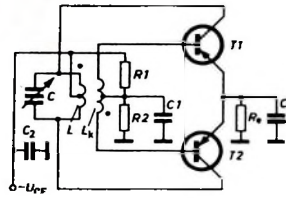


Bild 26. Gegentakt-Meißner-Oszillator mit Transistoren

stellt. Die Basisvorspannung wird für beide Transistoren gemeinsam mit dem Spannungsteiler R_1, R_2 erzeugt und über die Anzapfung der Rückkopplungsspule L_k den Transistoren zugeführt. Der Anzapfungspunkt der Rückkopplungsspule liegt über den Kondensator C_1 hochfrequent an Masse. Auch die Emittterkombination R_e, C_e ist nur einmal vorhanden und beiden Transistoren gemeinsam. Selbstverständlich ist auch bei der Transistorschaltung des Gegentakt-Meißner-Oszillators auf größte Symmetrie des Schaltungsaufbaues gegenüber Masse zu achten.

12.2. Dreipunktoszillator in Gegentakt-schaltung

Eine induktive Dreipunktschaltung in Gegentaktanordnung zeigt Bild 27. Hier hat die Schwingkreisspule L drei Anzapfungen. Über die mittlere Anzapfung wird die Anodengleichspannung für beide Röhren zugeführt. An den beiden äußeren Anzapfpunkten werden die Gitterwechsel-

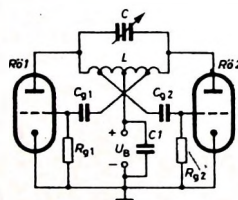


Bild 27. Hartley-Schaltung mit Röhren in Gegentaktbetrieb

spannungen abgenommen, und zwar für jede Röhre an dem ihr gegenüberliegenden Anzapfungspunkt, um die notwendige Phasenumkehr zu erreichen. Damit die Spannungen gleiche Werte gegenüber dem Schaltungsnullpunkt aufweisen, müssen die beiden äußeren Spulenzapfungen von der mittleren Anzapfung genau gleich weit entfernt angebracht sein. Außerdem ist natürlich auch hier ein Drehkondensator zu verwenden, der gegenüber Masse absolut symmetrisch aufgebaut ist (Schmetterlings-Drehkondensator), wenn die Oszillatorfrequenz veränderbar sein soll.

Ein Gegentakt-Dreipunktoszillator mit Transistoren, der der Röhrenschaltung von Bild 27 entspricht, ist im Bild 28 wieder gegeben. Auch hier werden die Spannungen zur Rückkopplung an entsprechenden Anzapfungen der Schwingkreisspule abgenommen und den beiden Transistoren „überkreuzt“, das heißt gegenphasig, zugeführt.

Da hier jedoch keine besondere Rückkopplungsspule vorhanden ist, über die die Basisspannung für beide Transistoren wie im Bild 26 gemeinsam zugeführt wer-

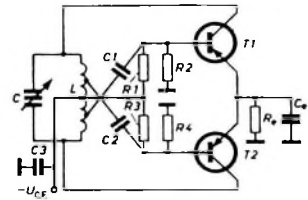


Bild 28. Hartley-Oszillator mit Transistoren in Gegentakt-schaltung

den könnte, muß die Basisspannung für jeden Transistor getrennt mit den Spannungsteilern R_1, R_2 und R_3, R_4 aus der Collectorspannung erzeugt werden. Die Trennkondensatoren C_1 und C_2 dienen zur galvanischen Trennung der am Schwingkreis liegenden Collectorspannung von der Basisspannung und außerdem zur Ankopplung der Basis der Transistoren an den Schwingkreis.

12.3. Huth-Kühn-Oszillator in Gegentakt-schaltung

Als letztes Beispiel für einen Gegentakt-Hochfrequenzoszillator zeigt Bild 29 die Huth-Kühn-Schaltung in Gegentaktanordnung. Die Rückkopplung erfolgt hier natürlich ebenso wie bei der Eintakt-schaltung über die Gitter-Anoden-Kapazität der Röhren (C_{ga1} und C_{ga2}). Die beiden Schwingkreise haben je eine Anzapfung, die beim Anodenschwingkreis L_a, C_a mit der Betriebsspannung U_B und beim Gitter-

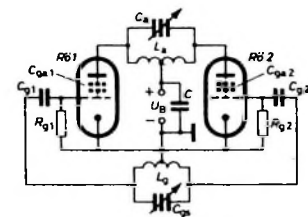


Bild 29. Huth-Kühn-Oszillator mit Röhren in Gegentakt-schaltung

terschwingkreis L_g, C_g mit Masse verbunden ist. Beide Schwingkreise müssen gut symmetrisch sein. Im übrigen arbeitet die Schaltung natürlich genauso wie die Eintakt-schaltung des Huth-Kühn-Oszillators nach Bild 19a.

13. Oszillatoren für sehr hohe Frequenzen

Die Höhe der erzeugten Schwingfrequenz hängt im allgemeinen nur davon ab, wie groß man die Schwingkreiselemente L und C der Oszillatoren wählt; mit wachsender Frequenz werden L und C immer kleiner. Übersteigt die Frequenz ein bestimmtes Maß, so verwendet man als Schwingkreiskapazität keinen (konzentrierten) Kondensator in Form eines Bauelementes mehr, sondern nutzt dazu die

inneren Kapazitäten der Röhren und die Schaltkapazitäten aus. Dies wurde beispielsweise schon bei der Colpitts-Schaltung nach Bild 13 gezeigt, die oft im UKW-Bereich verwendet wird. Bei noch höheren Frequenzen geht man noch einen Schritt weiter und verwendet als Schwingkreisinduktivität keine aus Draht gewickelte Spule, sondern einen kleinen Drahtbügel oder eine Lecherleitung wie im Bild 30a [3].

Die Lecherleitung wird mit einem beweglich angeordneten Kurzschlußschieber kurzgeschlossen. Der Oszillator läßt sich abstimmen, indem man die wirksame Länge der Lecherleitung mit dem Kurzschlußschieber vergrößert oder verkleinert. Ist die Lecherleitung kürzer als $\lambda/4$ der erzeugten Frequenz, so wirkt sie als Induktivität.

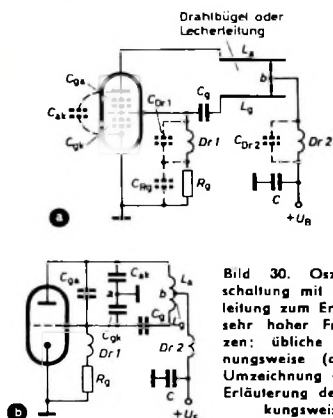


Bild 30. Oszillatorschaltung mit Lecherleitung zum Erzeugen sehr hoher Frequenzen: übliche Zeichnungsweise (a) und Umzeichnung (b) zur Erläuterung der Wirkungsweise

Zur Erläuterung der Wirkungsweise der Schaltung dient Bild 30b [3]. Man erkennt die Ähnlichkeit dieser Schaltung mit dem Colpitts-Oszillator. Als Schwingkreiskondensator wirken die Gitter-Anoden-Kapazität C_{ga} der Röhre und außerdem die Reihenschaltung von Anoden-Katoden-Kapazität C_{ak} und Gitter-Katoden-Kapazität C_{gk} . Da die beiden zuletzt genannten Kapazitäten jeweils einseitig am Schaltungsnullpunkt (Katode) liegen, ergibt sich wie beim Colpitts-Oszillator, ein kapazitiver Mittenabgriff des Schwingkreises (Punkt a).

Man kann der Schaltung aber auch eine gewisse Verwandtschaft mit dem Hartley-Oszillator nicht absprechen. Die anodenseitige und die gitterseitige Ader L_a und L_g der Lecherleitung bilden zusammen die Schwingkreisinduktivität, und die durch den Kurzschlußbügel geschaffene Verbindungsstelle zwischen beiden Adern stellt den Anzapfungspunkt b der Schwingkreisinduktivität dar, über den die Anodengleichspannung für die Röhre zugeführt wird. Über die Anodendrossel Dr2 und deren Wicklungskapazität C_{Dr2} sowie über den Kondensator C liegt der Anzapfungspunkt b ähnlich wie bei der Hartley-Schaltung an der Katode.

Die Schwingkreisanordnung kann man außerdem auch als Brückenschaltung ansehen. Die Brücke ist abgeglichen, wenn die Punkte a und b gleiches Hochfrequenzpotential haben. Ist dies nicht der Fall, so fließt ein hochfrequenter Ausgleichstrom über die Anodenspannungsquelle und Masse vom Punkt a zum Punkt b oder umgekehrt. Dies bedeutet aber einen Energieverlust für die Schaltung.

Um für die Punkte a und b gleiches Potential zu erhalten, muß das Verhältnis der Induktivitäten L_a zu L_g gleich dem Verhältnis der Gitter-Katoden-Kapazität C_{gk} zur Anoden-Katoden-Kapazität C_{ak} sein. Die Brücke ist also abgeglichen, wenn

$$\frac{L_a}{L_g} = \frac{C_{gk}}{C_{ak}} \quad (4)$$

ist. Da sich die Röhrenkapazitäten nicht verändern lassen, muß entweder die gitterseitige oder die anodenseitige Ader der Lecherleitung je nach den gegebenen Verhältnissen etwas verlängert oder verkürzt werden. Nur durch diese Maßnahme wird der Punkt b im Bild 30b nach unten oder nach oben verschoben und damit das Verhältnis der Induktivitäten dem der Kapazitäten angepaßt. Dagegen ändert sich durch Verstellen des Kurzschlußschiebers nur die wirksame Gesamtlänge der Lecherleitung und damit die Frequenz des Oszillators.

Natürlich ändern sich die Kapazitäts-Induktivitäts-Verhältnisse wieder etwas, wenn der Kurzschlußschieber verstellt, das heißt, wenn der Oszillator auf eine andere Frequenz gebracht wird. Um den dadurch bedingten Ausgleichstrom zwischen den beiden Punkten a und b auf jeden Fall so klein wie möglich zu halten, ist die Drossel Dr2 in die Anodenleitung geschaltet.

Die Drossel Dr1 im Gitterkreis hat den Zweck, die Schaltkapazitäten zu kompensieren, die zwischen Gitter und Katode liegen. Diese Schaltkapazitäten C_{Rg} sind dem Gitterableitwiderstand R_g parallel geschaltet und würden ohne die Drossel Dr1 die Gitterwechselspannung zu einem großen Teil kurzschließen. Natürlich liegt auch der Drossel eine kleine Kapazität C_{Dr1} parallel, jedoch wird durch die Reihenschaltung von Drosselkapazität und Schaltkapazität die gesamte schädliche Kapazität C_{Rg} erheblich verkleinert. Außerdem wählt man die Induktivität der Drossel so groß, daß sie zusammen mit der Drosselkapazität für die erzeugte Frequenz einen Parallelschwingkreis bildet, so daß dadurch die Strecke Gitter-Katode wesentlich hochohmiger wird.

Das gilt übrigens auch für die Anodendrossel Dr2. Auch sie bildet zusammen mit der parallel liegenden Wicklungskapazität C_{Dr2} einen Parallelschwingkreis, der auf die zu erzeugende Frequenz abgestimmt ist, so daß die Schaltung zur Anodenspannungsquelle hin hochfrequenzmäßig weitgehend abgeriegelt wird.

Die Kombination R_g , C_g im Bild 30a und 30b dient wie üblich zum Erzeugen der automatischen Gittervorspannung. Außerdem hält der Gitterkondensator C_g die hohe Anodengleichspannung vom Gitter der Röhre fern.

Da bei der Schaltung nach Bild 30 die Röhrenkapazitäten als Schwingkreiskondensator wirken, ist die Röhre zu einem Bestandteil des Schwingkreises geworden. Über die Anschlußstifte der Röhre fließt jetzt außer den Röhrenströmen auch der Schwingkreisstrom, der je nach Güte des Kreises recht hohe Werte annehmen kann. Dies stellt an die konstruktive Ausführung der Röhre mitunter große Anforderungen, da sich durch den erhöhten Strom sowohl die Elektroden als auch die Anschlußstifte der Röhre oft sehr stark erhitzen [3].

Sollen Frequenzen im Bereich von 3 GHz und höher erzeugt werden, so verwendet man sogenannte Scheibentrioden, die in

topfförmig ausgebildete Schwingkreise (Topfkreise) eingebaut werden. Außer diesen Schaltungen gibt es noch andere Verfahren zum Erzeugen höchster Frequenzen, die zum Beispiel mit Hohlraumresonatoren als Schwingkreisen oder mit Spezialröhren wie Klystrons und Magnetrons arbeiten. Da solche Schwingungserzeuger im allgemeinen nicht mit Schwingkreisen der konventionellen Art ausgestattet sind oder auf einem ganz anderen Prinzip beruhen als die hier behandelten Oszillatoren, soll auf sie hier nicht näher eingegangen werden.

(Fortsetzung folgt)

Für Werkstatt und Labor

Verringerte Tonqualität bei Tonbandgeräten

In zunehmendem Maße kommen Tonbandgeräte in die Werkstatt, deren Tonqualität im Laufe der Betriebszeit nachgelassen hat oder bei denen sich Lautstärke-schwankungen, Aussetzer und dergleichen bemerkbar machen. Treten diese Erscheinungen auch beim Test mit einem neuen Tonband auf, dann sollten die Tonköpfe und Andruckmittel (Andruckband, Andruckfilz) überprüft werden.

Das bewegte Tonband hat einen innigen Kontakt mit dem Polspiegel des Tonkopfes und wirkt so wie ein feines Schleifband auf die Kontaktfläche. Die Folge dieser Schleifwirkung ist ein Materialabtrag in der Breite des Tonbandes. Von besonderer Bedeutung ist der Materialabtrag unmittelbar am Arbeitsspalt des Systems. Er stellt eine Verringerung der Spalthöhe und damit eine zwangsläufige Änderung der Feldverteilung dar. Die Verringerung der Spalthöhe wird gehörmäßig jedoch erst bei Reduzierung auf die Hälfte des Ausgangswertes feststellbar.

Dieser systematische Tonkopfverschleiß tritt nach Angaben von Grundig in den meisten Fällen erst nach zwei- bis dreitausend Betriebsstunden auf. Gefährlicher ist dagegen der unsystematische Verschleiß durch verschmutzte und verkrustete Andruckmittel oder Tonbänder. Die Folge sind Mulden oder Löcher im Kopfspiegel und schließlich schlechter Band-Kopfkontakt. Verschmutzungen können auch am Tonkopf selbst entstehen. Kontaktunterbrechungen und Tonbandbeschädigungen sind darauf zurückgehende Schäden.

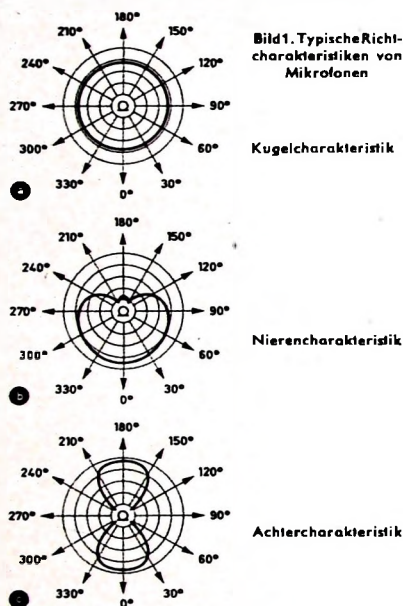
Die Andruckmittel und Tonköpfe sollten in festen Zeitabständen – etwa alle fünfzig Betriebsstunden – auf ihre Funktionsfähigkeit kontrolliert werden. Das Andruckmittel muß frei von Schmutzresten und in seiner mechanischen Beschaffenheit homogen sein. Es wird im Reparaturfall gereinigt oder (falls ein Andruckband vorhanden ist) ausgetauscht. An Tonköpfen können Verschmutzungen mit einem weichen Holzstift (Zahnstocher, Streichholz) leicht entfernt werden. Es sei ausdrücklich davor gewarnt, harte Gegenstände, wie Schraubenzieher, zu verwenden. Zusätzliche Kratzer bleiben dann meistens nicht aus; die Wiedergabe wird beeinträchtigt oder das Tonband selbst beschädigt.

Nicht übersehen werden darf beim Tonbandgeräte-Service die Überprüfung der richtigen Kopfjustage mit einem Testband und die Kontrolle der HF-Vormagnetisierung. Die Vormagnetisierung bestimmt den Vollpegel bei tiefen Frequenzen und auch die Höhenaufzeichnung. d.

Etwas über Mikrofone

Als Mikrofone werden Geräte bezeichnet, die Schallsschwingungen in elektrische Wechselspannungen umsetzen. Zum Umwandeln der Schallenergie gibt es verschiedene Möglichkeiten. So kann man beispielsweise die Luftteilchenbewegung, die Teilchengeschwindigkeit und ferner die Druck- oder Dichteschwankungen heranziehen. Außerdem ist die Umwandlung mit verschiedenen mechanisch-elektrischen Verfahren möglich.

Die Eigenschaften eines Mikrofons werden festgelegt durch die Empfindlichkeit, die Frequenzabhängigkeit, die nichtlinearen Verzerrungen und die Richtwirkung. Es gibt drei hauptsächlichste Arten der Richtwirkung. Im Bild 1 sind typische Richtcharakteristiken von Mikrofonen dar-



gestellt, und zwar die Kugelcharakteristik (oben), die Nierencharakteristik (Mitte) und die Achtercharakteristik (unten). Unter Richtcharakteristik wird die Kennlinie der Empfindlichkeit in verschiedenen Richtungen verstanden. Diese Kennlinie bestimmt weitgehend die Einsatzmöglichkeiten des Mikrofons.

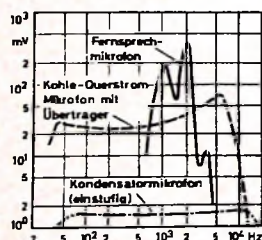


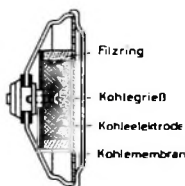
Bild 2. Frequenzkurven verschiedener Mikrofone

Beim Mikrofon ist weiterhin der Frequenzgang interessant. Bild 2 zeigt die Kurven eines hochwertigen Kohlemikrofons, eines Fernsprechk microfons und eines Kondensatormikrofons. Beim Vergleich der einzelnen Kurven fällt auf, daß um so

weniger Spannung abgegeben wird, je linearer eine Kurve ist. Ein weiterer Faktor beim Mikrophon ist der Innenwiderstand. Man unterscheidet zwischen hoch- und niederohmigen Mikrophonen. Hochohmige Mikrofone können nur über gut abgeschirmte Leitungen von nicht zu großer Länge (maximal etwa 3 bis 5 m) angeschlossen werden. Bei niederohmigen Typen (Innenwiderstand etwa 200 Ohm) sind Leitungslängen von mehreren zehn Meter zulässig.

Kohlemikrofon

Kohlemikrofone werden heute fast nur noch in der Fernmeldetechnik verwendet. Besondere Nachteile sind unter anderem ungenügender Frequenzgang und hoher



**Bild 3. Prinzipaufbau
des Kohlemikrofons**

Klirrfaktor. Bild 3 zeigt den Aufbau eines Kohlemikrofons. Durch die Schallschwingungen wird der Widerstand loser Kontakte verändert. Es entstehen dann Schwan-
kungen des Speisegleichstroms. Als Kon-
taktmaterial ist Anthrazit üblich (Korn-
größe 0,1 ... 0,5 mm Durchmesser).

Kondensatormikrofon

Hochwertig sind Kondensatormikrofone (breites Frequenzband, geringer Klirrfaktor). Hier bildet die Membran zusammen mit einer feststehenden Platte einen Kondensator. Durch die Bewegung der Membran ändert sich seine Kapazität. Die Umsetzung dieser Kapazitätsvariation in Wechselspannungsänderungen ist in einer

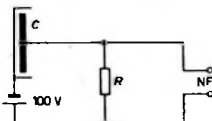


Bild 4. Prinzip der Niederfrequenzschaltung eines Kondensatormikrofons

Hochfrequenz- oder Niederfrequenzschaltung möglich. Bei der vielfach gebräuchlichen HF-Schaltung ändert das Mikrofon als Kapazität die Eingangsfrequenz eines Schwingkreises und verursacht die Frequenzmodulation einer HF-Spannung. Mittels Demodulation erhält man dann das NF-Signal.

Das Prinzip der NF-Schaltung zeigt Bild 4. Die Mikrofonkapazität C liegt in Reihe mit einem hochohmigen Widerstand R und einer Gleichspannung. Die auftretenden Ladeströme des Kondensators C führen zu einem Spannungsabfall an R . Wegen des hochohmigen Anschlusses und zur Verhütung von Verlusten durch Schaltkapazitäten wird das Mikrofon mit der ersten Verstärkerstufe zu einer Schalteinheit zusammengefaßt.

Elektrodynamisches Mikrofon

Es gibt zwei Typen elektrodynamischer Mikrofone. Bei der einen Art wird der

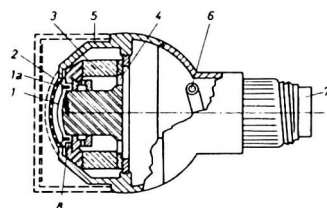
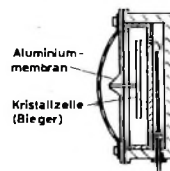


Bild 5. Querschnitt durch ein Tauchspulmikrofon mit Membran 1 und Spule 1a, akustischem Schirm 2, Ringmagnet 3, Bohrungen 4, Gehäuse 5, röhrenförmige Öffnung nach außen 6, Steckeranschluß 7 und Spalt 8

Tauchpulkmikrofon zeigt Bild 5. Vor der Membran 1 mit der angesetzten Tauchspule 1a befindet sich ein akustischer Schirm 2, der (zusammen mit im Gehäuse untergebrachten teildurchlässigen Stoffen, mit Bohrungen sowie mit der röhrenförmigen Öffnung 6 im hinteren Teil des Gehäuses) den Frequenzgang und die Richtwirkung mitbestimmt. Der magnetische Kreis dieses Tauchpulkmikrofons besteht aus dem Ringmagnet 3 mit magnetischem Schluß über an dem Permanentmagneten angesetzte Weicheisenteile und den Luftspalt 8. Das Gehäuse 5 hat hinten einen Steckeranschluß 7 und ist auf der Membranseite oft noch mit einem zusätzlichen Korb als Schutz gegen mechanische Beschädigung und als Windschutz versehen.

Kristallmikrofon

Kristallmikrofone oder piezoelektrische Mikrofone nutzen die Erscheinung aus, daß an der Oberfläche eines Kristalls eine elektrische Ladung entsteht, wenn auf den Kristall eine mechanische Kraft einwirkt. Von den verschiedenen Kristallen ist der Effekt bei Rochelle-Salz (auch Seignette-Salz genannt) am stärksten. Die Kristallplatten werden in einer Dicke von etwa 0,3 mm ausgeschnitten und auf beiden Sei-



**Bild 6. Aufbau-
beispiel eines Kristall-
mikrofons mit Sat-
telbieger**

ten mit dünner Stanniolfolie versehen. Zwei dieser Plättchen werden dann so zusammengeklebt, daß bei Biegebeanspruchungen ein Plättchen gedehnt und das andere verkürzt wird. Die an den Belegen auftretenden Spannungen addieren sich. Bild 6 zeigt eine weitere Ausführung eines Kristallmikrofons. Die Druckkapsel wird von einer dünnen Aluminiummembran abgeschlossen, die über einen Stift und einen Steg auf einen sogenannten Sattelbieger wirkt.



Fortsetzung von FUNK-TECHNIK Bd. 21 (1966) Nr. 14, S. 534

Messungen an Hochfrequenz-Schwingkreisen sind sehr interessant, aufschlußreich und auch mit unseren beschränkten Mitteln einigermaßen zufriedenstellend durchzuführen. Bei einfachen Kreisen erstreckt sich die Messung meistens auf die Bestimmung der Bandbreite, der Schwingkreisgüte und der Resonanzfrequenz, während bei komplizierteren Kreisen, insbesondere bei Bandfiltern usw., auch noch der Durchlaßbereich, die Steilheit der Filterkurven usw. von Interesse sind. Man benötigt für Messungen dieser Art einen Meßsender sowie ein Röhrenvoltmeter mit brauchbaren Hochfrequenzeigenschaften.

Es wäre völlig falsch, würde man den Schwingkreis einfach in irgendeiner Form an den Meßsender oder das Röhrenvoltmeter anknüpfen. Beide Geräte haben erhebliche Blind- und Wirkwiderstände, die Fehlmessungen verursachen würden. Man muß daher das Meßobjekt, also den Schwingkreis, in einer Hilfschaltung so anordnen, daß diese Fehler nicht möglich sind. Dafür eignet sich beispielsweise bereits die Schaltung nach Bild 56, die wir im Rahmen der Impedanzmessungen usw. näher erörtern haben. Dort wurde der Schwingkreis C4, L nur durch den verhältnismäßig großen Widerstand der Vorröhre EF 80 belastet, während wir für das Röhrenvoltmeter eine verlustfreie Ausführung voraussetzen. Indessen ist das volle Parallelschalten eines Röhrenvoltmeters zu einem Schwingkreis um so fragwürdiger, je dämpfungsärmer der Kreis ist und je kleiner die Kreiskapazitäten sind. Deshalb greift man für besonders genaue Mes-



sungen zweckmäßigerweise zu einer Schaltung, die zunächst im Bild 67 im Prinzip angedeutet ist. Ein Hochfrequenzgenerator speist über den veränderbaren Regelwiderstand R (es genügt auch ein eventuell im Generator bereits vorhandener Spannungsgler) das Röhrenvoltmeter RV_1 , mit dem man die Spannung hinter diesem Widerstand mißt. Die Spannung gelangt zu dem Spannungsteiler C, C_1 . Dabei ist C stets klein gegenüber C_1 , so daß an C_1 nur ein kleiner Bruchteil der Gesamtspannung auftritt. C_1 wird in den zu untersuchenden Schwingkreis L, C_2 geschaltet und bewirkt dessen Erregung. Auf diese Weise wird der Kreis vom Meßsender und den angeschlossenen Bauteilen praktisch weder verstört (C_1 muß daher auch immer groß gegen C_2 sein) noch gedämpft.

Die Schwingkreisspannung wird mit einem sehr hochohmigen Röhrenvoltmeter gemessen, das beispielsweise aus einem Vorwiderstand R_1 , einer Gleichrichterdiode D und einem möglichst empfindlichen Anzeigeinstrument A besteht. Je empfindlicher das Instrument ist, um so hochohmiger kann man R_1 machen, und um so weniger werden dann die elektrischen Verhältnisse des Kreises durch den angeschlossenen Indikator verändert. Auf diese Weise kommt man zu einer Schaltung, die tatsächlich gute Möglichkeiten für die verschiedensten Messungen an Schwingkreisen aller Art bietet.

Eine praktisch brauchbare Schaltung, die wir jederzeit nachbauen können, zeigt Bild 68. Wir schalten die Spannung eines Meßenders MS auf das Steuergitter der Röhre R_{ö1}, die als Katodenfolger arbeitet (Koppelkondensator C, Gitterableitwiderstand R, Katodenwiderstände R₁ und R₂). Die am Katodenkreis auftretende Spannung kann völlig rückwirkungsfrei weiterverarbeitet werden. Zur Kontrolle der Spannung am Katodenkreis ist eine Hilfschaltung bestimmt, die aus dem Koppelkondensator C₁, der Diode OA 95, dem Widerstand R₃, dem Kondensator C₂ und dem Anzeigegerät A besteht. Die Spannung wird von der Diode gleichgerichtet, und der Ausschlag des Instrumentes A ist dann ein Maß für diese Spannung. Da man an Schwingkreisen häufig nur Relativmessungen vornimmt, muß das Anzeigegerät nicht unbedingt in Hochfrequenzspannungswerten geeicht sein; es genügt, wenn es die Möglichkeit bietet, die Spannungskonstanz zu überwachen.



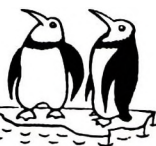
Die Hochfrequenzspannung gelangt nun zu dem Spannungsteiler C3, C4, der C, C1 im Bild 67 entspricht. Für C3 verwenden wir einen gut einstellbaren Trimmer, zum Beispiel einen Philips-Rohrtrimmer. C4 ist ein Festkondensator, der jedoch so verlustfrei wie nur möglich sein muß; wir müssen also eine gute keramische Ausführung mit möglichst kleinem Verlustwinkel verlangen. Nur dann ist sichergestellt, daß dieser Kondensator die Güte des Meßobjektes nicht nennenswert beeinflusst.

Die am Schwingkreis L_x , C5 auftretende Hochfrequenzspannung wird mit der Diode R02 gleichgerichtet. Der Gleichstrom der Röhre fließt über L_x , R4 und R5, so daß man den Gleichspannungsabfall an R5 mit dem empfindlichen Gleichspannungsvoltmeter V messen kann. C6 leitet nur noch Reste der Hochfrequenz nach Masse ab. Wie man sieht, ist R4 sehr groß, so daß er auch hochohmige Schwingkreise nicht nennenswert dämpft. Bauen wir diese Meßanordnung auf, so bekommen wir ein recht einwandfreies Meßgerät. Wie schon erwähnt, ist die Eichung der beiden Instrumente A und V nicht unbedingt erforderlich, da wir uns auf Relativmessungen beschränken wollen.

Zunächst sei die Aufnahme der Resonanzkurve eines Schwingkreises besprochen. Um die Unterschiede deutlich zu erkennen, verwenden wir für C2 zunächst einen Drehkondensator mit Hartpapierisolation und wickeln uns eine Spule L_x , bei der die Wicklung aus 0,2-mm-CuL-Volldraht besteht. Wir nehmen wieder die Vogt-Spule „T 21/18“ und versehen sie mit etwa 70 Windungen, um ins Rundfunkgebiet zu kommen. Nun schalten wir die Anlage ein und regeln die Spannung des Meßsenders so ein, daß das Instrument A einen deutlichen Ausschlag zeigt. Diesen Ausschlag merken wir uns und halten ihn bei einer späteren Regelung der Frequenz des Meßsenders laufend konstant. Wir ändern dann die Frequenz und suchen zunächst den Resonanzpunkt des Kreises $L_x, C5$, der je nach der Stellung von C5 an irgendeiner Stelle des Mittelwellenbereiches liegen wird. Die Resonanz ist an einem deutlichen Höchstausschlag des Voltmeters V feststellbar. Ist der Ausschlag trotz maximaler Meßsenderspannung zu gering, so vergrößern wir C3 vorsichtig, aber nur so weit, bis der Instrumentenzeiger etwa die Mitte der Skala erreicht hat. Je größer wir nämlich das Verhältnis $C4/C3$ wählen, um so geringer ist der Einfluß des niederohmigen Katodenfolger-Ausgangs auf den Meßkreis.

Wir regeln nun am Meßsender die Spannung so nach, daß im Resonanzpunkt das Voltmeter V gerade einen runden Wert, zum

auch
für
Weitentfernte



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



**Lieferung nur an
Fernsehwerkstätten
(Privat-Besteller
bleiben unbeliefert)**

Ersatzteile durch
zeninger

Beispiel 4 oder 5 Teilstriche, anzeigt. Diesen Wert merken wir uns und verstimmen nun den Meßsender zunächst in Richtung tiefer Frequenz; der Ausschlag wird dabei zurückgehen. Hat dieser im Resonanzpunkt den Wert B, so verändern wir die Frequenz so lange, bis sich der Ausschlag $B/\sqrt{2}$ ergibt. Den dazu gehörenden Frequenzwert notieren wir. Nun verstimmen wir den Meßsender in Richtung höherer Frequenzen, durchlaufen dabei den Resonanzpunkt und verändern die Frequenz in der gleichen Richtung so lange, bis wieder der Wert $B/\sqrt{2}$ erreicht ist. Das gibt einen neuen Frequenzwert. Die Differenz zwischen den beiden Frequenzen ist die sogenannte 3-dB-Bandbreite, bei der die Spannung auf den Betrag $B/\sqrt{2}$ gefallen ist.

138 Anschließend wiederholen wir den Versuch, und zwar mit einer jetzt sehr verlustarmen Spule und einem sehr hochwertigen Drehkondensator. Wir ersetzen also C5 durch einen Typ mit Luftisolation und wickeln die Spule L_2 mit Hochfrequenzlitze (etwa $20 \times 0,05$). Dabei muß darauf geachtet werden, daß an den Anschlüssen einerseits die Isolation der Drähte vollkommen entfernt wird, aber andererseits auch keine Ader abreißt. Die Enden werden gut verlötet. Zweckmäßigerweise verwendet man die seit einiger Zeit erhältliche lötbare HF-Litze, bei der das schwierige Entfernen des Lackes vor der Lötung entfällt. Schalten wir nun diesen Schwingkreis ein und wiederholen die Messung wie beschrieben, so werden wir eine erheblich kleinere Bandbreite feststellen, zugleich aber merken, daß wir bei gleicher eingestellter Eingangsspannung einen wesentlich höheren Resonanzausschlag erhalten. Das alles ist ein Beweis dafür, daß die Schwingkreislitze, gekennzeichnet durch das Verhältnis $\omega L/R$, entsprechend gestiegen ist. Die Güte läßt sich aus der Beziehung $Q = f_{res}/\Delta f$ errechnen, wobei f_{res} die eingestellte Resonanzfrequenz und Δf die Bandbreite bedeutet (beide Werte in Hertz). Man erkennt aus dieser Formel, daß die Spulgüte um so größer wird, je kleiner die Bandbreite bei gegebener Resonanzfrequenz ist.

139 Die beschriebene Schaltung kann unter Umständen auch als direktzeigender Gütefaktormesser verwendet werden. Die Güte ist nämlich nichts anderes als die Resonanzüberhöhung, die angibt, um wievielfach größer die Spannung an den Anschlüssen des Kreises bei Resonanz gegenüber der ohne Resonanz am Kreis herrschenden Spannung ist. Bei konstanter „Einstromung“, für die hier der Spannungsteiler C3, C4 sorgt, ist daher die Größe des Ausschlages von V unmittelbar ein Maß für die Kreislitze, so daß man V direkt in Gütewerten eichen könnte. Das setzt voraus, daß man Kreise verschiedener Güte in dieser Schaltung durchmißt, die Bandbreite bestimmt und aus der Bandbreite die Güte rechnerisch ermittelt. Dann kann man jedem Ausschlag von V einen entsprechenden Gütewert zuordnen und diesen auf der Skala des Instrumentes auftragen. Dabei muß stets auf absolut konstante Eingangsspannung an A geachtet werden. Auch wenn man mit großer Sorgfalt vorgeht, ist das Ergebnis aber meistens nicht sonderlich genau, so daß man kaum über eine Meßgenauigkeit von 80 % hinauskommt. Trotzdem ist der Versuch als solcher recht lehrreich.

Ist die Güte eines Kreises bestimmt, so kann man daraus mit der Kreisinduktivität L und der Resonanzfrequenz f_0 auch den Resonanzwiderstand R_{res} bestimmen. Er ergibt sich zu

$$R_{res} = Q \cdot 2\pi \cdot f_0 \cdot L.$$

140 Ist L nicht bekannt, so kann man den Resonanzwiderstand aus $R_{res} = Q/2\pi \cdot f_0 \cdot C$ ermitteln. Dabei ist die Frequenz stets in Hertz, C in Farad und L in Henry einzusetzen. Der Resonanzwiderstand ergibt sich dann in Ohm. Aus der gemessenen Güte läßt sich auch der Dämpfungsfaktor bestimmen, da er einfach gemäß $d = 1/Q$ der Reziprokwert der Kreislitze ist.

141 Der Resonanzwiderstand ist seinerseits eine Funktion des L/C-Verhältnisses gemäß der Beziehung $R_{res} \approx L/C \cdot R$. Darin ist R der Verlustwiderstand, den man sich in Reihe mit der Spule zu denken hat. Es ist interessant, meßtechnisch den Einfluß des L/C-Verhältnisses mit der Schaltung nach Bild 68 näher zu untersuchen. Auf jeden Fall sieht man, daß solch eine einfache Meßschaltung zahlreiche Anregungen zu Messungen im Hochfrequenzbereich gibt und tiefe Einblicke in die Technik und Physik der Schwingkreise gewährt.

142 Will man mit der Schaltung nach Bild 68 beispielsweise ein Bandfilter durchmessen, so wird der Primärkreis genauso geschaltet wie L_2 , C5 im Bild 68. An den Sekundärkreis wird das Röhrenvoltmeter ebenfalls entsprechend Bild 68 geschaltet. Im übrigen ändert sich an der Meßschaltung nichts. Man kann dann durch stetiges Verändern der Frequenz die Kurve des Bandfilters ohne weiteres aufnehmen und dabei zum Beispiel den Einfluß der Kopplung auf die Bandbreite untersuchen. Liegt induktive Kopplung vor, so läßt sie sich meistens leicht variieren; man wird

dann feststellen, daß mit zunehmender Kopplung die Einsattelung der Filterkurve immer größer wird. Bei kleiner werdender Kopplung rücken die beiden Höcker immer näher zusammen, um schließlich zusammenzufallen.

Eine weitere Methode zur Bestimmung des Resonanzwiderstandes haben wir bereits bei Besprechung von Bild 56 kennengelernt, nämlich das Substitutionsverfahren. Man schaltet einfach einen Widerstand R3 über D parallel zum Schwingkreis und verkleinert R3 so lange, bis die Resonanzanzeige auf die Hälfte des „Leerlaufwertes“ abgefallen ist. Dann entspricht der Wert von R3 unmittelbar dem Resonanzwiderstand. Das wurde bereits in früheren Abschnitten näher beschrieben.

Man wird bei den beschriebenen Messungen feststellen, daß der Einfluß der Spulgüte weitaus größer ist als der der Drehkondensatorverluste. Es ist interessant, mit einer Spule hoher Güte die Bandbreite einmal mit einem Papier-Drehkondensator und danach mit einem Luft-Drehkondensator zu messen. Die sich ergebenden Unterschiede sind geringer als bei Verwendung eines guten Drehkondensators und einer Spule mit hoher beziehungsweise kleiner Güte. Daraus kann man folgern, daß man bei Einbau eines wirklich hochwertigen Drehkondensators vorzugsweise die Verluste der Spule erfaßt, so daß unsere Schaltung nach Bild 68 auch als Spulengütemesser dienen kann. Man vernachlässigt dann den Einfluß der Verluste des Drehkondensators und geht davon aus, daß lediglich die Spule die Kreisverluste bestimmt.

Ein weiterer Hinweis für interessante Messungen: Man wickele sich einmal eine Spule ohne HF-Eisenkern, so daß sich die gleiche Induktivität wie mit Eisenkern ergibt, und ermittle die Spulgüte. Ferner läßt sich der Einfluß der verwendeten Hochfrequenzlitze studieren; Litzen mit weniger Adern liefern kleinere Gütewerte als solche mit vielen Adern. Auch der Einfluß einer oder mehrerer nicht verlöteter Adern auf die Güte des Schwingkreises kann deutlich beobachtet werden. Je weiter man Messungen dieser Art ausdehnt, um so größer wird das Verständnis für das Verhalten der Kreise und der Kontakt mit der Praxis.

4.13. Röhrenmessungen im Hochfrequenzgebiet

Eine Elektronenröhre ist in weiten Grenzen trägheitsfrei. Solange die Laufzeiten der Elektronen noch keine Rolle gegenüber der Periodendauer der Wechselspannung spielen, mit der die Röhre arbeiten muß, solange dürfen wir die Röhre als frequenzunabhängig betrachten. Führen wir daher Messungen etwa nach den Ausführungen im Abschnitt 3.15 durch, so werden wir praktisch keine Abweichungen bemerken. Das bedeutet aber nicht, daß die natürlichen Blindkomponenten, die jede Röhre in Form der Zuleitungsinduktivitäten und Elektrodenkapazitäten enthält, bei Hochfrequenz keinen Einfluß haben. Sie sind bereits im Mittelwellenbereich sehr wichtig, und deshalb werden in den Röhrendaten auch beispielsweise die Elektrodenkapazitäten der einzelnen Röhren genau angegeben. Wir können sie allerdings mit einfachen Mitteln nicht mehr messen, da an die Güte der Meßanordnung hohe Anforderungen zu stellen sind.

Erst bei Frequenzen von über 10 MHz machen sich die Elektronenlaufzeiten in der Röhre bemerkbar. Sie führen vorzugsweise zu einer Verkleinerung des realen Eingangswiderstandes, der bei tieferen Frequenzen nur durch Isolationsverluste und Gasreste in der Röhre gegeben ist. Bei höheren Frequenzen schaltet sich infolge der spürbar werdenden Elektronenlaufzeit ein immer kleiner werdender Wirkwiderstand parallel zum Eingang, den man meßtechnisch erfassen kann. Dafür braucht man zunächst eine Meßspannungsquelle mit entsprechend hoher Frequenz, das heißt einen Meßgenerator, der Frequenzen zwischen mindestens 10 und 100 MHz einzustellen erlaubt. Das Vorhandensein eines solchen Gerätes wollen wir nicht voraussetzen. Da es für die Messungen unerlässlich ist, müssen wir uns deren Durchführung versagen. Es sei nur kurz das Meßprinzip erwähnt: In Reihe mit dem Ausgang des Meßsenders schaltet man einen veränderbaren Widerstand und den Eingang der zu untersuchenden Röhre. Der Widerstand wird so lange verändert, bis am Röhreneingang nur noch die Hälfte der Leerlaufspannung des Meßsenders vorhanden ist. Der Wert des Vorwiderstandes entspricht dann dem Röhreneingangswiderstand. Allerdings darf man solche Messungen nicht mit den einfachen Hilfsmitteln der Niederfrequenztechnik vornehmen, sondern man benötigt dazu Spezialbauteile. Bessere Ergebnisse liefert übrigens das Verfahren, dem Eingang der zu messenden Röhre einem Schwingkreis bekannter Leerlaufgüte parallel zu schalten, diesen auf Resonanz abzustimmen und dann die Güte bei zugeschalteter Röhre zu messen. Aus den beiden Gütewerten läßt sich der elektronische Eingangswiderstand der Röhre, verursacht durch ihre Laufzeiteffekte, berechnen. Messungen dieser Art beginnen aber erst bei Frequenzen oberhalb 30 MHz interessant zu werden. (Fortsetzung folgt)

Neuzeitliche Schreibweise physikalischer und technischer Gleichungen

9. Genormte Formelzeichen von Größen

Formelzeichen von Größen hat der Deutsche Normenausschuß in Zusammenarbeit mit den internationalen Gremien ISO, IEC und UPAP genormt. Die wichtigsten dieser Formelzeichen sind in Tab. I auf S. 551 zusammengefaßt.

10. Zusammenfassung für die tägliche Praxis

- In technischen Berechnungen werden Größengleichungen bevorzugt. Beim Rechnen setzt man stets Zahlenwert und Einheit ein.
- International genormte Formelzeichen unterscheiden sich zum Teil von den früher in Deutschland üblichen:

Leistung P (nicht N)

Kraft F (nicht P)

Fläche A (nicht F)

Stromdichte S (nicht J)

- Gleichartige Größen unterscheidet man durch Indizes an den Größen, nicht durch Index an einer Einheit (U_{eff} , nicht V_{eff}).
- Keine Mischbegriffe aus Größe und Einheit bilden (zum Beispiel nicht „Weg durch Zeiteinheit“).
- „Einheiten“ und „Dimensionen“ sind verschiedenartige Begriffe, die man nicht verwechseln darf.
- Nicht von dimensionslosen Zahlen reden, wenn Verhältnissgrößen gemeint sind.
- Auf einwandfreie Schreibweise der Einheitenkurzzeichen achten: Mikrosekunde μs (nicht μsec), Mikrometer μm (nicht μ), Nanometer nm (nicht $m\mu$).
- Einheiten werden weder in eckige noch in runde Klammern gesetzt.

- Krafteinheit Pond oder Newton und Masseneinheit Gramm darf man heute nicht mehr verwechseln.

- Kurzzeichen von Neper ist Np , Kurzzeichen von Newton ist N .

- Mit „Meter“ zusammengesetzte Einheiten sind zweckmäßigerweise in folgender Weise zu schreiben: Kilopondmeter kpm , nicht Meterkilopond mkp .

- Zwischen Zahlenwert und Einheit soll beim Schreiben ein Abstand bleiben. Vorzeichen und Rechenzeichen haben unterschiedlichen Abstand.

Beispiele:

$$U = 220 \text{ V} \quad a = 2,5 \text{ Np} \quad 10 \%$$

$$5 - 7 = -2 \quad \theta = -5^\circ \text{C} \text{ (nicht etwa } \theta = -5^\circ \text{C)}$$

- $\sim$ bedeutet proportional,
 $\approx$ bedeutet ungefähr (etwa).
- Tangens schreibt man $\tan$ (nicht tg),
Cotangens schreibt man $\cot$ (nicht ctg).
- Bei Logarithmen gilt:
 $\log_e$ oder $\ln$
 $\log_2$ oder $\lg$ (nicht ld)
 $\log_{10}$ oder lg
($\log$ allein ist unbestimmt)

Schrifttum

- [1] ● Wallot, J.: Größengleichungen, Einheiten und Dimensionen. Leipzig 1933
- [2] ● Sacklowaki, A.: Physikalische Größen und Einheiten (Einheitenlexikon). Stuttgart 1960, Deutsche Verlags-Anst.
- [3] ● DIN-Taschenbuch 22 „Einheiten und Formelgrößen“. Herausgegeben vom Deutschen Normenausschuß. Berlin 1964, Beuth-Vertrieb

Artikelbereich Elektronik erweitert die Entwicklungsgruppen und sucht neue Mitarbeiter.

Entwicklungs-Ingenieur

für HiFi-Verstärker mit besonderen Kenntnissen auf diesem Gebiet.

Konstrukteur der Feinwerktechnik

Er soll auf diesem Gebiet erfahren sein.

Labor-Techniker

mit gründlichen Kenntnissen in der HF-Technik transportabler Geräte.

Labor-Techniker

mit Interesse für Elektronenblitz-Geräte. Berufserfahrung erwünscht, doch nicht entscheidend.

Wir helfen bei der Beschaffung von Wohnraum bzw. möblierten Zimmern. Bitte senden Sie uns Ihre Kurzbewerbung, eine Seite DIN A 4, handgeschrieben, mit tabellarischem Lebenslauf, Lichtbild, Zeugnisabschriften, Gehaltswunsch und frühestem Eintrittstermin an

BRAUN

Braun Aktiengesellschaft E-L
6 Frankfurt (Main), Postfach 6165

Artikelbereich Elektronik
baut die Entwicklung weiter aus.

Wir brauchen

Entwicklungs-Ingenieur

für Tonbandgeräte mit fundierten Kenntnissen und Erfahrungen auf diesem Gebiet. Position mit Aufstiegsaussichten zum Gruppen- oder Abteilungsleiter.

Entwicklungs-Ingenieur

für Lautsprecherchassis und Lautsprecherkombinationen.
Er soll musikalisch interessiert sein und gründliches Fachwissen und Erfahrung haben.

Entwicklungs-Ingenieur

für Temperaturmeßgeräte.
Erfahrung erwünscht, aber nicht Bedingung.
Diese Position bietet evtl. auch Jungingenieur Chancen.

Bitte senden Sie uns Ihre Kurzbewerbung, eine Seite DIN A 4, handgeschrieben, mit tabellarischem Lebenslauf, Lichtbild, Zeugnisabschriften, Gehaltswunsch und frühestem Eintrittstermin an

BRAUN

Braun Aktiengesellschaft E-L
6 Frankfurt (Main), Postfach 6165



becker

autoradio

sucht:

INGENIEURE (HTL) RUNDFUNKTECHNIKER KONSTRUKTEURE

für elektronische Entwicklungsaufgaben.

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

bietet:

interessante, abwechslungsreiche Tätigkeit, sowie außergewöhnliche Bezahlung für außergewöhnliche Leistungen.

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

Becker Radiowerke GmbH

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

Zur Ergänzung unserer Redaktion

suchen wir einen

jüngeren Mitarbeiter

**möglichst Betriebswirt, Volkswirt
oder Wirtschaftsingenieur**

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

LICHTTECHNIK

1 Berlin-Borsigwalde (52)
Eichborndamm 141-167

Vertreter

für Kontaktreinigungs- und andere Service-Hilfsmittel, die von der elektronischen Rundfunk-, Fernseh- und Elektronik-Industrie in aller Welt verwendet werden, zu günstigen Bedingungen gesucht.

Write **SERVISOL LTD**
Coopers Buildings Church
Street, Liverpool, 1. England



Isolierschlauchfabrik

Gewebefaltige, gewebelose und Glasfaserisolationen

Isolierschläuche

für die Elektro-,
Radio- und Motorenindustrie

Werk Berlin NW 21, Hutfenstr. 41-44

Zweigwerk
Gartenberg/Obb., Rubezahlstr. 663

SONDERANGEBOT!

T 17 TRANSISTOR-TUNER 2 x AF 139
T 18 dfo. Converter Tuner

Preis für T 17 u. TC 18
1 St. 39,50 3 St. à 37,-
10 St. à 35,- 25 St. à 32,-

SIEMENS Transistoren AF 139
1 St. 8,50 10 St. à 7,50
25 St. à 6,95 100 St. à 6,50

Versand per Nachn. ab Lager netto.

Verlangen Sie Bauteile-Katalog FT

Conrad

8452 Hirschau Abt. FT 4
Ruf. 0 96 22-222 FS 063 805

Auf Draht bleiben

durch Studium moderner

FACHBÜCHER

Immer dabei mit neuer „RIM-Literaturfibel“ und Katalog „Meß- und Prüfergeräte“ gratis - Postkarte genügt

„RIM-Bausteinfibel“ Nachn. DM 4,80

RADIO-RIM • Abt. Literatur
8 München 15 • Postfach 275

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

Verkaufs- sachbearbeiter

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

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



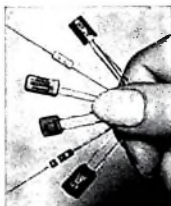
Dual Gebrüder Steidinger
St. Georgen/Schwarzwald

Achtung - Japan - Schaltbilder

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

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

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



Elektronische Bauteile

Besonders preisgünstige Miniaturl-Bauteile für transistorisierte Schaltungen. In unserer kostenlosen Preisliste finden Sie:

Si- und Ge-Transistoren und Dioden, Widerstände, Einstellregler Mylar - Keramik - Elektrolytkondensatoren, Schalenkerne, Leiterbahnenplatten usw.

Prompter MN. - Versand ab Lager! Preisliste anfordern!

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



KARLGUTH

1 BERLIN 36

Reichenberger Straße 23

Schachtelbare Spulenkörper

Din 41304

M- u. EJ-Serie

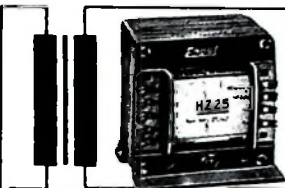


Junger

Elektronik-Ingenieur

mit mehrjähriger Berufserfahrung auf dem Gebiet der Schwarz-Weiß- und Farbfernsehtechnik sowie der allgemeinen Impulstechnik sucht Tätigkeit als freier Mitarbeiter.

Zuschriften erbeten unter F.T. 8485



**Rundfunk-
Transformatoren**

für Empfänger, Verstärker
Meßgeräte und Kleinsender

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

Kaufgesuche

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

Labor-Meßinstrumente aller Art. Charlottenburger Motoren, Berlin W 35

Unterricht

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



Wer schreibt der bleibt

Mogler-Kassen halten schnell + fest, erläutern, gliedern auf, sichern autom. und alles ist nach Sparten getrennt zur schnellen Abrechnung zur Verfügung. Fordern Sie bitte unverbindlich Prospekt 188 Mogler-Kassenfabrik-71 Heilbronn

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



E.-Thälmann-Str. 56



VARTA Kennfarbe GELB

Das bedeutet: Diese Trockenbatterien sind in ihrem Verhalten und besonders in ihrer Spannungslage dem Energiebedarf von batterieelektrischen Geräten mit besonders hoher Stromaufnahme angepaßt, z. B. Elektronen-Blitzgeräten, Transistor-Kofferradios, Warnblinkleuchten und motorisch angetriebenen Geräten.

Neben GELB-gekennzeichneten gibt es VARTA Trockenbatterien mit den Kennfarben BLAU bzw. ROT.

BLAU bedeutet: Diese VARTA Batterien werden als Stromquellen für Taschenlampen und ähnliche Beleuchtungskörper eingesetzt.

ROT bedeutet: Diese VARTA Batterien werden als Stromquellen für batterieelektrische Geräte mit normaler Stromaufnahme eingesetzt, z. B. Taschen-Transistorradios, RC-Empfänger, Batterie-Uhren und Kondensator-Blitzgeräte.

Pertrix bedeutet Trockenbatterie von VARTA.
222 ist hier die Bestell-Nummer der Batterie.
Mono ist die handelsübliche Größen-Bezeichnung einer Batterie dieser Abmessung.
1,5 V beträgt die Spannung und
IEC R 20 ist die internat. Normbezeichnung

Auf dem Seitenstreifen ist die Gerätegruppe genannt, für die diese Batterie entwickelt ist.

Die neuen VARTA Kennfarben haben für Sie und Ihre Kunden den Vorteil hundertprozentiger Sicherheit in der Auswahl des richtigen Batterietyps.

