

BERLIN

FUNK- TECHNIK

A 3109 D

3

1965

1. FEBRUARHEFT

mit Elektronik-Ingenieur

eine Verkaufs- Kanone...



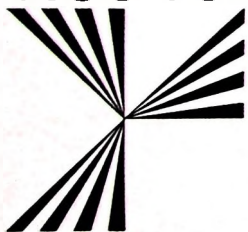
HANNOVER

MÜNCHEN

**BADEN-
BADEN**

besonderer Art wird in den nächsten Monaten mit millionenfacher Werbemunition ganze Breitseiten auf Ihre Kunden abschießen:

VICO TORRIANI



der charmante
Star von Funk
und Fernsehen,
Film und Schall-

platte ist die zentrale Figur des großen

**SCHAUB-LORENZ
PREISAUSSCHREIBENS
1965**

Seine Munition besteht aus großformatigen Anzeigen in der Tagespresse, in Massenillustrierten und Motorsportzeit-

schriften, aus Lesezirkelbeilagen und Werbefunkdurchsagen, aus öffentlichen Veranstaltungen in Hannover, München und Baden-Baden, aus drei 5-Minuten-Werbefernsehsendungen und schließlich aus den großzügig gestalteten Werbemitteln, die wir Ihnen, unseren Geschäftsfreunden, zur Verfügung stellen. Auch Ihre Mitarbeit ist wichtig und wertvoll. Nutzen Sie das SCHAUB-LORENZ-Preisausschreiben 1965 für Ihren Erfolg, auf den letztlich alle Bemühungen dieser attraktiven Kampagne hinzahlen.

SCHAUB-LORENZ

Für technischen Fortschritt, für Leistung und Erfahrung bürgt der SEL-Strahlenstern. Funk-Navigationsanlagen für den Luftverkehr tragen ihn ebenso, wie man ihn auf Fernsehsendern und in Fernsprechanlagen der Bundespost findet. Überall dort, wo höchste Präzision verlangt wird, wo höchste technische Anforderungen gestellt werden, steht dieser Stern. Auch jedes SCHAUB-LORENZ-Gerät trägt ihn.

Zur Preisbindung

Für einige Gerätetypen besteht wieder eine gewisse Tendenz zur Preisbindung. So ist bei Schaub-Lorenz der Preis des neuen Reiseempfängers „Touring T 60“ gebunden. Dem Vernehmen nach will auch Kuba/Imperial für den neuen tragbaren Fernsehempfänger „Chico“ eine Preisbindung anmelden.

Zweijährige Bildröhrengarantie

Graetz und Schaub-Lorenz geben für die Fernsehgeräte der Saison 1965/66 auf die Bildröhren eine Garantie von zwei Jahren. Damit wird die bisher sechsmonatige Garantiezeit ganz erheblich erweitert.

Fernsehbildröhre A 28 - 13 W

Die neue Fernsehbildröhre A 28 - 13 W für tragbare Fernsehempfänger, deren Produktion bisher Telefonen und Valvo meldeten (s. Heft 1/1965, S. 7-10), ist auch von Siemens in das Vertriebsprogramm aufgenommen worden.

Fernsehbildröhre A 65 - 11 W

Außer SEL (s. Heft 1/1965, S. 7) gab jetzt auch Siemens den Vertrieb der neuen Bildröhre A 65 - 11 W bekannt.

Video-Endstufenröhre PCL 200

Die neue Video-Endstufenröhre PCL 200 (s. Heft 1/1965, S. 11-12) wird jetzt auch von Siemens geführt.

Koffersuper „Lido“ jetzt mit Anschluß für Netzgerät

Der Kofferempfänger „Lido“ von Blaupunkt ist jetzt serienmäßig mit einer konzentrischen Steckbuchse ausgestattet, die den Anschluß eines Netzgerätes (z. B. Transistor-Netzgerät von Buck-Elektronik) ermöglicht.

Beim Einführen des Netzgerätesteckers werden die eingesetzten Trockenbatterien automatisch abgeschaltet. Ebenso gut kann das Gerät aber auch ohne Batterie nur am Netz betrieben werden.

Universalempfänger „Derby Automatic“

Blaupunkt stellte den neuen Universalempfänger „Derby Automatic“ vor. Gegenüber bisherigen „Derby“-Modellen wurden zahlreiche Verbesserungen durchgeführt. Der mit elf Transistoren und sechs Dioden bestückte Empfänger für die Wellenbereiche UKML

hat jetzt eine erhöhte Fernempfangsleistung in allen Bereichen, und zwar durch Verwendung eines Spezial-HF-Transistors in Mesa-Technik sowie durch günstige Anpassung der Teleskopantenne. Die Ausgangsleistung bei Autobetrieb wurde auf 3 W erhöht (2-W-Spar-schaltung bei Kofferbetrieb). Die bei Kofferbetrieb zur Stromversorgung erforderlichen sechs Monozellen sind jetzt von außen zugänglich. Das Gerät erhielt eine Anschlußbuchse für ein Netzteil. Eine automatische UKW-Scharfabstimmung engt den Haltebereich so weit ein, daß ein Springen auf starke benachbarte Sender weitgehend verhindert wird. Eine Einbaualtevorrichtung „HV 560“ für den Betrieb im Auto schaltet Autoantenne und Autolautsprecher um. Auf 12-V-Betrieb wird mit Hilfe einer in der Haltevorrichtung eingebauten Transistorschaltung angepaßt.

„Transita-automatic“ technisch verbessert

Der neue Universalempfänger „Transita-automatic“ (UKML, Abstimmautomatik) von Nordmende ist gegenüber dem bisherigen Modell in der Grundkonzeption unverändert, jedoch in einigen Details verbessert. Vervollkommen wurde zum Beispiel auch die Schaltung: Der „Transita-automatic“ hat jetzt zwei zusätzliche Selen-Stabilisationsdioden, die selbst bei halber Batteriespannung eine unverzerrte Wiedergabe und eine erheblich längere Spieldauer bewirken.

Sonderbriefmarke „Amateurfunk“

Zum Tag des 50-jährigen Bestehens des Amateurfunks in den USA erschien eine Sonderbriefmarke. Der DARF regte bei den Deutschen Bundespost an, zum Deutschlandtreffen 1965 der Funkamateure (5.-7. Juni 1965 in Berlin) ebenfalls eine Sonderbriefmarke „40 Jahre deutscher Amateurfunk“ herauszubringen.

Umsatzentwicklung bei der SEL

Nach jetzt vorliegenden Meldungen konnten die Umsätze der SEL und ihrer Hauptbeteiligungsgesellschaften im dritten Quartal des Jahres 1964 gegenüber dem zweiten Quartal abermals gesteigert werden. Die Umsatzsteigerung in den ersten neun Monaten des Jahres betrug ge-

genüber dem entsprechenden Vorjahreszeitraum 4,7 %. Innerhalb des Gesamtumsatzes ist der Export in den ersten drei Quartalen gegenüber der gleichen Zeit des Vorjahres ebenfalls - wenn auch schwächer als der Inlandsumsatz - gewachsen. Sein Anteil am Gesamtumsatz ist 17,5 %. Der Auftragseingang erreichte in den Monaten Januar bis September nicht ganz die Höhe des Vorjahres.

Am 30. September 1964 beschäftigten die SEL und ihre Hauptbeteiligungsgesellschaften 36 258 Mitarbeiter.

Elesta AG im raschen Aufbau

Das in der Ostschweiz ansässige Unternehmen für industrielle Elektronik befindet sich weiterhin in raschem Aufbau. Der Gesamtpersonalbestand liegt bei rund 500 Mitarbeitern. Während das Mutterunternehmen, die Elesta AG Elektronik in Bad Ragaz, kürzlich ihr Aktienkapital von 500 000 sfr auf 1 000 000 sfr erhöhte, befaßt sich eine im Jahr 1963 gegründete Holding-Gesellschaft (Holek AG, Bad Ragaz) mit der Finanzierung und der Organisation der firmeneigenen Tochtergesellschaften im Ausland. In Deutschland (Elesta GmbH Elektronik, Konstanz) und in Österreich (Elesta GmbH Elektronik, Feldkirch) handelt es sich vorläufig um Vertriebsgesellschaften für die in der Schweiz hergestellten Produkte, während die Elesta S. A. R. L. in Paris sowie die Elesta Electronics Ltd. in London auch Fabrikationsaufgaben übernehmen. In diesen Ländern werden entsprechend den Bedürfnissen des jeweiligen Marktes spezielle Steuerungen hergestellt.

Röhren für Elektronenstrahloszillografen

Siemens gab ein Klappblatt Nr. 1-6220-035-1 heraus, das technische Daten von neuen Elektronenstrahloszillografen-Röhren mit 70...136 mm Schirmdurchmesser enthält.

Tagungen der VDI/VDE-Fachgruppe Regelungstechnik

22.-24. 9. 1965 in Aachen: „Entwicklungen in der Leistungselektronik und bei geregelten Antrieben“
21.-23. 10. 1965 in München: „Mikrominiaturisierung und integrierte Baueinheiten in der Regelungs- und Steuerungstechnik“

Internationale Veranstaltungen

17.-19. 2. 1965 in Philadelphia, USA: International Solid State Circuits Conference
7.-14. 9. 1965 in Lüttich, Belgien: 5th International Congress of Acoustics
18.-21. 10. 1965 in Los Angeles, USA: 20th International Instrument-Automation Conference and Exhibition.

**HOBBY
FERNSEHEN
PHOTO
MAGNETON
HI-FI-TECHNIK
AMATEURFUNK
MESSTECHNIK
ELEKTRONIK**



AUS DEM INHALT

1. FEBRUARHEFT 1965

FT meldet	75
Impulse für die Röhrenentwicklung	81
gelesen · gehört · gesehen	82
Ein FM-Stereo-Prüfgenerator mit Transistorschalter	83
Persönliches	84
Der Doppler-Effekt in Funkortung und Navigation	86
Industrieforschung - Voraussetzung für den Fortschritt der Technik	89
Elektronik-Ingenieur	
Die Berechnung und Dimensionierung von Transistorsendern im UKW-Gebiet	91
Neue Bücher	93
Für den KW-Amateur	
Einfacher parametrischer Frequenzverdreifacher	94
Tonfrequenzverstärker mit Metalloxid-Silizium-Feldeffekttransistoren	96
Transistorisierte Baugruppen für Stereo-Rundfunkempfänger	
ZF-Verstärker-Baugruppe »322-0018« ..	98
FT-Bastecke	
Tonkreise für Mehrkanal-Fernsteuerempfänger	102
Service an Stereo-Decodern	104
Von Sendern und Frequenzen	106
Für Werkstatt und Labor	
Verwendung von Halbleiter-Referenzelementen zur Erzeugung hochkonstanter Bezugsspannungen	107

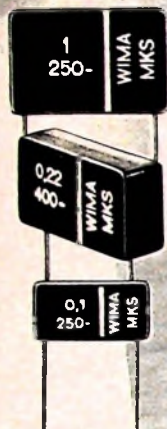
Unser Titelbild: Doppler-VOR-Antenne einer Versuchsanlage; im Hintergrund der Wagen mit Sender und Überwacher (s. S. 86-88)
Werkfoto: SEL

Aufnahmen: Verfasser, Werkaufnahmen. Zeichnungen vom FT-Atelier nach Angaben der Verfasser. Seiten 74, 76-80, 97, 99, 101, 103, 109-112 ohne redaktionellen Teil



Schon heute zeichnet sich ab, daß Stuttgart vom 27. August bis 5. September 1965 ganz im Zeichen der „Deutschen Funkausstellung 1965“ stehen wird. Zahlreiche Veranstaltungen geben der bedeutsamen Fachschau einen repräsentativen Rahmen. Fernsehen und Hörfunk haben Programme geplant, die nahezu täglich Sendungen aus dem Ausstellungsgelände vorsehen.

**WIMA-
MKS**



Metallisierte Kunststoffen-Kondensatoren.

Spezialausführung für Leiterplatten in rechteckigen Bauformen mit radialen Drahtanschlüssen.

Vorteile:

- Geringer Platzbedarf auf der Leiterplatte.
- Exakte geometrische Abmessungen.
- Genaue Einhaltung des Rastermaßes.
- Kein Vorbiegen der Drähte vor dem Einsetzen in Leiterplatten.
- Unempfindlich gegen kurzzeitige Überlastungen durch Selbsttheileffekt.
- HF-kontaktsicher und induktionsarm.
- Verbesserte Feuchtesicherheit.

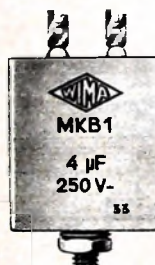
Betriebsspannungen:

250 V— und 400 V—;

UN=100 V— in Vorbereitung.



**Moderne
Bau-
elemente
für
die
Elektronik**



**WIMA-
MKB**



Metallisierte Kunststoffen-Kondensatoren in Becherausführung.

Mit hohem konstantem Isolationswiderstand und bisher unerreicht kleinen Bauformen bei größeren Kapazitätswerten.

Zwei Ausführungen:

MKB 1: Im rechteckigen Alu-Becher mit Lötösen und Schraubbolzenbefestigung. Gießharzverschluß.

MKB 2: Mit axialen Anschlußdrähten im ovalen Alu-Becher. Betriebsspannungen: 250 V— (bis 16 µF) und 400 V— (bis 6 µF).

Prospekte über unser gesamtes Fabrikationsprogramm auf Anfrage.

**WIMA WILH. WESTERMANN
SPEZIALFABRIK F. KONDENSATOREN
68 MANNHEIM POSTFACH 2345**

Bewährte Fachbücher über Elektronik



OSZILLOGRAFEN-MESSTECHNIK

Grundlagen und Anwendungen

moderner Elektronenstrahl-Oszillografen

von J. CZECH

Das Werk vermittelt alle Kenntnisse, die erforderlich sind, um moderne Elektronenstrahl-Oszillografen auf jedem Gebiet der Physik und Technik, in der Forschung, bei der Entwicklung, in der Fertigung wie auch in den Werkstätten erfolgreich anzuwenden.

684 Seiten · 636 Bilder · 17 Tabellen · Ganzleinen 38,— DM

HANDBUCH

DER INDUSTRIELLEN ELEKTRONIK

von Dr. REINHARD KRETZMANN

Die Grundlagen und Anwendungsmöglichkeiten der Elektronik werden in diesem aufschlußreichen Werk ausführlich dargestellt. In leichtverständlicher Form, doch mit wissenschaftlicher Genauigkeit sind die Elektronenröhren, ihre Wirkungsweise und Grundsaltungen, die verschiedenen elektronischen Geräte und ihre vielfältigen Funktionen beschrieben.

336 Seiten · 322 Bilder · Ganzleinen 19,50 DM

SCHALTUNGSBUCH

DER INDUSTRIELLEN ELEKTRONIK

von Dr. REINHARD KRETZMANN

Der Autor befaßt sich in diesem Buch mit der Schaltungstechnik industrieller elektronischer Geräte. Nahezu 200 verschiedenartige, sorgfältig ausgesuchte und erprobte Beispiele mit einer Fülle von Dimensionierungsangaben sowie zahlreiche Werktafeln ergänzen die eingehende Beschreibung der Schaltelemente und ihrer Wirkungsweisen.

224 Seiten · 206 Bilder · Ganzleinen 19,50 DM

FUNDAMENTE DER ELEKTRONIK

Einzelteile · Bausteine · Schaltungen

von Baurat Dipl.-Ing. GEORG ROSE

In diesem Werk finden alle, die sich aus beruflicher Notwendigkeit oder aus Interesse an der Elektronik mit diesem Zweig moderner Technik beschäftigen wollen, eine fachlich einwandfreie, gründliche und doch leichtverständliche Einführung in die Elektronik.

223 Seiten · 431 Bilder · 10 Tabellen · Ganzleinen 19,50 DM

SPEZIALRÖHREN

Eigenschaften und Anwendungen

von Dipl.-Ing. FRITZ CUBASCH

In diesem umfassenden Orientierungswerk über Spezialröhren wird dargelegt, welche technologischen und physikalischen Eigenschaften die in Geräten der industriellen Elektronik oder in Sendeanlagen üblichen Spezialröhren haben, wie die mit ihnen aufgebauten Schaltungen berechnet werden, und wo die Röhren mit Vorteil anzuwenden sind.

439 Seiten · 319 Bilder · 13 Tabellen · Ganzleinen 32,— DM

ELEKTRONIK FÜR DEN FORTSCHRITT

von Dipl.-Ing. WERNER SPARBIER

Die Anwendung elektronischer Geräte in allen Zweigen der Wirtschaft, der Technik und Wissenschaft nimmt ständig zu; Überall steht der technische Fortschritt in enger Beziehung zur Elektronik. Der Ingenieur im Betrieb und im Laboratorium, der Wissenschaftler und der Kaufmann, ganz allgemein jeder, der sich mit Entwicklung, Planung oder Organisation beschäftigt, verfolgt diesen Vorgang auf seinem Tätigkeitsfeld mit größtem Interesse. Für sie alle gibt dieses Buch einen umfassenden Überblick über den Stand und die Bedeutung der Elektronik in ihren Anwendungsgebieten.

292 Seiten · Großformat · 439 Bilder, davon 176 farbig
Kunststoffeinband 32,50 DM

Zu beziehen durch jede Buchhandlung im In- und Ausland sowie durch den Verlag

VERLAG FÜR

RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH

Berlin-Borsigwalde · Postanschrift: 1 Berlin 52



Diese Strickleiter gehört jetzt in Ihr Schaufenster!

Denn sie ist ein großartiger, außergewöhnlicher und dabei doch raumsparender Blickfang für Ihr Graetz-Transistorgeräte-Angebot.

Darum erhalten Sie zur raschen Erstausrüstung **die Leiter, die vier neuen Graetz-Geräte und ein Schaufensterplakat in einem Karton.**

In der Graetz-Werbung stehen die Koffergeräte jetzt im Vordergrund. Wir bieten Ihnen jetzt eine größere werbliche Unterstützung als je zuvor, damit auch bei Ihnen **Grazia, Pagino, Page und Superpage** Spitzen-Umsätze erzielen.

Bitte lesen Sie unseren Sonderprospekt! Weitere Auskünfte erhalten Sie auf Anfrage von **Graetz-Vertriebs-ges. mbH, 46 Dortmund, Lindenhorster Str. 38/40.**

Begriff
des
Vertrauens



HALTEN SIE SCHRITT MIT DER ZUKUNFT!

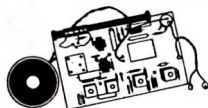


Mehr und mehr lösen Transistoren teure und sperrige Elektronen-Röhren ab. Weltraumforschung, Radartechnik, aber auch das Farbfernsehen sind ohne Transistoren undenkbar.

DER TRANSISTOR-TECHNIK GEHÖRT DIE ZUKUNFT!

EURATELE — das Fernlehrinstitut für Radio-Elektronik und Transistor-Technik — macht Sie auch auf diesem Neuland zum Spezialisten in Theorie und Praxis; denn bei EURATELE erhalten Sie mit den Lehrbriefen alle Materialien (einschl. der Transistoren) zum Bau der wichtigsten Prüfgeräte und eines modernen Transistor-Empfängers. Alle Einzelteile sind im Preis eingeschlossen. Was Sie bauen, gehört Ihnen. Das ist die interessanteste

SPEZIAL-AUSBILDUNG DAHEIM!

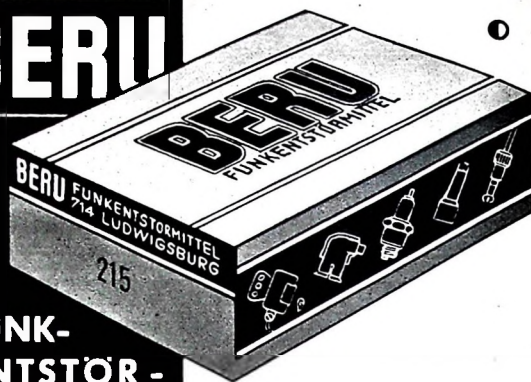


EURATELE macht es Ihnen auch finanziell leicht. Sie können die Lektionen in beliebigen Zeiträumen einzeln abrufen und bezahlen. Dabei brauchen Sie sich nicht von vornherein zur Abnahme aller Lektionen zu verpflichten.

Der Kursus wurde für die Fortbildung von Radio-Technikern entwickelt. Wenn Sie diese Grundkenntnisse noch nicht haben, empfiehlt sich vorher die Teilnahme an dem EURATELE-Kursus für Radio-Elektronik. Fordern Sie noch heute die kostenlose Informations-Broschüre über den Kursus 'Transistor-Technik' (bzw. 'Radio-Elektronik') an von

EURATELE Abt. 60
Radio - Fernlehrinstitut GmbH
TELE 5 Köln, Luxemburger Str. 12

BERU



FUNK- ENTSTÖR- SÄTZE

FÜR
AUTO-RADIO
UND
AUTO-KOFFER-
GERÄTE
FÜR ALLE
KRAFTFAHR-
ZEUG-TYPEN

**Griffbereit
für jede Fahrzeugtype**

finden Sie sorgfältig zusammenge-
stellt alle Entstörmittel, die Sie für
die Entstörung eines bestimmten
Fahrzeuges brauchen. Das ist be-
quem und enthebt Sie aller Bestell-
sorgen. Nützen Sie diesen Vorteil,
verlangen Sie die ausführliche Son-
derschrift 433 ES.

BERU

VERKAUFS-GMBH
714 · LUDWIGSBURG
Postfach 51 · Ruf 07141 — 5243/44

800 JAHRE LEIPZIGER MESSE



JUBILÄUMSMESSE
28. FEBRUAR - 9. MÄRZ 1965

Für weltoffenen Handel und technischen Fortschritt! 9000 Aussteller aus 70 Ländern stehen mit Spitzen-
erzeugnissen der Technik und Konsumgüter-Industrie im Wettbewerb. Umfassender Überblick über
modernste Fertigungsmethoden und neueste Entwicklungen der Weltproduktion.

Wissenschaftliche Kongresse · Zahlreiche Symposien und Fachtagungen · Erlesenes Festprogramm

Messeausweise an allen Grenzübergangsstellen der DDR
und in Reisebüros. **Auskünfte:** Zweigstelle des Leipziger
Messeamtes, 6 Frankfurt/Main, Liebfrauenberg 37, Telefon:
287207 und 287208 sowie

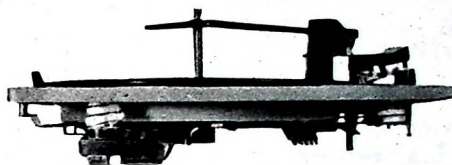
LEIPZIGER MESSEAMT · LEIPZIG C 1 · Hainstraße 18

WICHTIGSTER HANDELS- UND KONTAKTPLATZ FÜR DEN OST-WEST-HANDEL!





**Formvollendet
Zuverlässig**



Sie kennen unsere bewährten Geräte UA 15 und UA 15 SS. Die Abbildung stellt eine weitere Version der Type UA 15 SS dar. Die Grundkonstruktion ist wegen ihrer millionenfach bewiesenen Zuverlässigkeit unverändert. Wir unterrichten Sie gern über alle Variationsmöglichkeiten, bitte schreiben Sie uns.

Technische Daten:

Für 16, 33, 45 und 78 U/min; Monaural- und Stereo-Tonkapsel – der Frequenzbereich des Kristallsystems gewährleistet gehörgerechte Wiedergabe; Klirrfaktor Wow < 0,2 %, Flutter < 0,06 % (Gaumont-Kalee). Auflagegewicht 7 g (variabel). Auf Wunsch Lieferung mit Keramik-Tonkapsel (4 g variabel). Automatische Freistellung des Reibrades in ausgeschaltetem Zustand. Für 110 oder 220 V Netzspannung und Batteriebetrieb lieferbar. Extrem flache Bauweise: betriebsbereit 100 mm über und 57 mm unter Einbauniveau. Gemischtes Spielen von 17-, 25-, 30-cm-Platten, Stapelachse für 38-mm-Mittelloch.



**BSR
(Germany) GmbH**

3011 Laatzen/Hannover, Münchener Straße 16

**BEYER
BEYER
BEYER
BEYER
BEYER**



Der hochwertige dynamische Kopfhörer DT 96 ist durch auswechselbare, steckbare Kabel in Mono und Stereo zu verwenden.

Hervorragende akustische Eigenschaften, neuartige Konstruktion, geringes Gewicht, zeitgemäße Form und die aufsteckbaren, ohrumschließenden Muscheln zeichnen diesen Hörer aus.

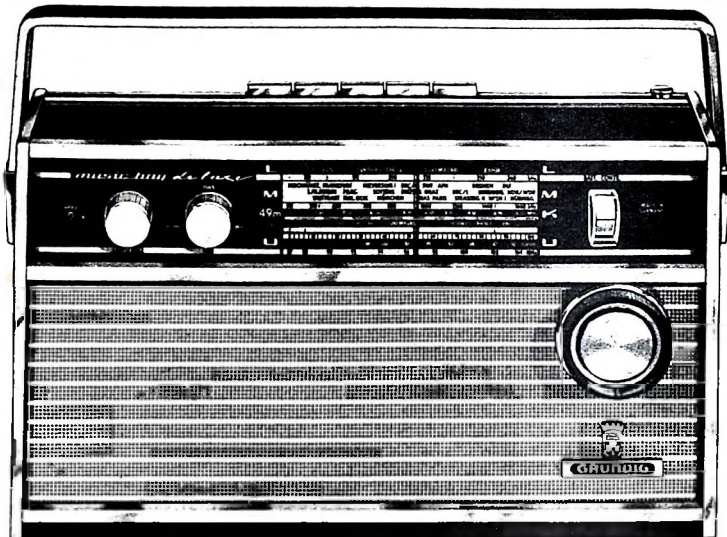
EUGEN BEYER · Elektrotechnische Fabrik · 71 Heilbronn/Neck. · Theresienstr. 8 · Telefon 8 23 48



Neuheit!

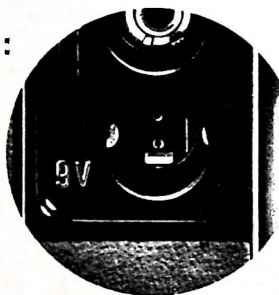
Music-Boy de Luxe 205

- leistungsstarker 11-Transistoren-Reisesuper mit vielen Extras
- 4 Wellenbereiche (mit GRUNDIG 49-m-Europaband)
- Kunstlederbezogenes Holzgehäuse oder vornehme Teakausführung
- Kurzzeit-Skalenbeleuchtung
- TA/TB-Anschluß
- Anschluß für Transistor-Netzteil TN 12-Universal
- Batterie-Kontrolle



Verkaufsargument:

die Anschlußbuchse für das neue GRUNDIG Transistor-Netzteil TN 12-Universal



Praktisch:

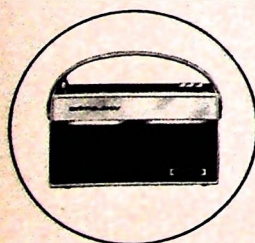
ein Tastendruck — schon prüft dieses kleine Meßinstrument die Batteriespannung

Sehen und hören Sie sich den neuen GRUNDIG Music-Boy de Luxe erst einmal an — und dann entscheiden Sie über die Aufnahme dieses Gerätes in Ihr Sortiment!

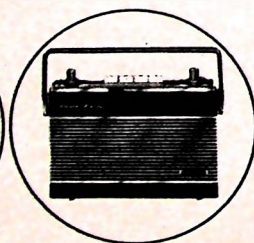
Millionen hören und sehen mit GRUNDIG

Unverändert im GRUNDIG Reisesuper-Programm 1965:

GRUNDIG Prime-Boy



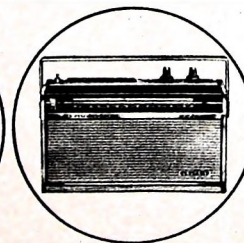
GRUNDIG Auto-Boy



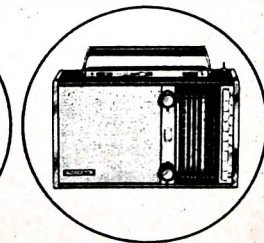
GRUNDIG Concert-Boy



GRUNDIG Automatic-Boy de Luxe



GRUNDIG Ocean-Boy



Chefredakteur: WILHELM ROTH

Chefkorrespondent: WERNER W. DIEFENBACH

Impulse für die Röhrenentwicklung

Man könnte die Meinung vertreten, daß auf dem Unterhaltungssektor Fortschritte bei Röhren vielfach die Schaltungstechnik gefördert haben. Tatsächlich befruchteten aber die Forderungen der Geräteseite die Neu- und Weiterentwicklung von Röhren mehr, als man allgemein annimmt. So war es nach dem letzten Krieg notwendig, Empfänger für die Frequenzen des UKW-Rundfunks und der Fernsehbereiche zu fertigen. Es entstanden neue Röhrenformen mit kurzen induktivitätsarmen Elektrodenzuführungen als sockellose Typen ohne Quetschfuß, die als Rimlock-, Miniatur- und Navalröhren bekannt geworden sind. Ferner kam es darauf an, Röhren mit hoher Steilheit und großem S/C-Verhältnis zu entwickeln. Typisch für diese Technik sind unter anderem kleine Gitter-Katoden-Abstände, leistungsfähige Katoden und kapazitätsarme Systeme. Um den minimalen Gitter-Katoden-Abstand in der Serienfertigung zu garantieren — bei der UHF-Vorstufentriode PC 88 ist er nur 25 µm —, führte man die ursprünglich für kommerzielle Röhren entwickelte Spanngittertechnik auch bei Rundfunk- und Fernsehempfänger-röhren ein.

Die verwendeten Gitterdrähte haben hier Durchmesser von nur 6...10 µm und werden mit großer Spannung um schmale rechteckige Rahmen gewickelt. In dieser Technik sind Röhren wie beispielsweise PCC 88, PCC 189 als VHF-Kaskodeverstärker, PC 93 als Oszillator sowie PC 88 und PC 86 als UHF-Verstärker in Gitterbasisschaltung bzw. als selbstschwingende Stufen zu finden. Bei den UHF-Röhren hat man Gitter- und Katodenanschluß — bei Oszillatorsystemen auch den Anodenanschluß — mehrfach herausgeführt. Dadurch werden die Zuleitungs-Impedanzen geringer. Schaltungstechnische Vorteile in VHF-Verstärkern brachte die Neutrode PC 900 als neutralisierte Katodenbasis-Eingangsstufe mit den Rauschwerten der Kaskodeschaltung. Auch bei Breitbandpentoden bewährte sich die Spanngittertechnik. Diese Röhren sind selbst bei Steilheiten über 15 mA/V und günstigem S/C-Verhältnis von hoher Qualität und sehr zuverlässig, wie beispielsweise die bewährten ZF-Verstärkerröhren EF 183 und EF 184 zeigen.

Schon frühzeitig bestückte man Rundfunkempfänger mit Verbundröhren. Am bekanntesten sind die Typen ECH 81, EBF 89, ECL 86, ECC 85 und EABC80. Man übernahm dann einige in P-Ausführung auch für Fernsehempfänger. Hier kamen wegen der vielen benötigten Systeme weitere Verbundröhrentypen hinzu, zum Beispiel ECH 84 für Impulsabtrennung und -formung, Synchronisierung oder als Zeilengenerator, PCL 84 für Video-Endstufen und getastete Regelung, PCF 82, PCF 86, PCF 801 für VHF-Oszillatoren und -Mischer, Impulsabtrennung und -formung oder als Sinusgenerator, PCL 82 für NF-Verstärker und Endstufen sowie PCL 85 als Oszillator und Endstufe für die Vertikalablenkung.

Mit den neuesten Verbundröhren PCH 200, PCF 200, PFL 200 und PCL 200 mit Dekalsockel sind verschiedene Schallungskombinationen möglich. Dadurch kommt man zu besseren Geräteeigenschaften, ohne die Röhrenanzahl erhöhen zu müssen, oder zu preisgünstigeren Fernsehempfängern. Die PFL 200 enthält zwei getrennte, gegenseitig gut abgeschirmte Spanngitterpentoden, von denen das L-System mit 21 mA/V Steilheit bei 30 mA Anodenstrom für Video-Endstufen mit niederohmiger Kontrastregelung im Anodenkreis, das F-System für getastete Regelung, Ton-ZF-Stufen oder Impulsabtrennung Vorteile bietet. Bei Taststufen ist eine Pentode wegen der besseren Entkopplung von Anoden- und Gitterkreis günstiger als das Triodensystem der bisher üblichen Verbundröhre PCL 84. Die PCH 200 wurde besonders im Hinblick auf optimalen Betrieb in Impulsabtrennstufen entwickelt. Hier sind die beiden Systeme zur besseren Entkopplung nebeneinander angeordnet.

Besondere Bedingungen stellt die Horizontal-Ablenkschaltung an die Röhren. Sie mußten zunächst für 70°, dann für 90° und schließlich für 110° Ablenkwinkel und daher für immer höhere Anforderungen bezüglich Leistung und Spannungsfestigkeit entwickelt werden. Zu dieser Röhrengruppe gehören beispielsweise die Schalterdioden (Booster-röhren) PY 81, PY 83 und PY 88 mit der am Kolbendom herausgeführten und gegenüber dem Heizer mit 5...7 kV impulsspannungsfesten Katode. Bei den Horizontal-Endröhren PL 36, PL 81 und PL 500 liegen an der Anode während des Zeilenrücklaufs Spannungsspitzen von 5...7 kV. Sie erfordern gleichfalls entsprechende konstruktive Maßnahmen im Systemaufbau. Schließlich waren Hochspannungsgleichrichterröhren für 16...20 kV Hochspannung zu entwickeln, die bei hoher Spannungs-festigkeit räumlich klein sein mußten (EY 51, EY 86 und DY 86 für maximal 17 oder 22 kV Spitzenspannung).

Bei der Weiterentwicklung der Fernsehempfängerröhren spielten auch die Maßnahmen zur Verbesserung der Zuverlässigkeit und Qualität eine große Rolle. Die Zuverlässigkeit der Bauelemente muß um so höher sein, je größer ihre Anzahl im Gerät ist, wenn man eine konstante Anzahl von Betriebsstörungen für einen bestimmten Zeitabschnitt zuläßt. Dabei leisteten die langjährigen Erfahrungen in der Fertigung kommerzieller Röhren gute Dienste. Röhrenausfälle sind trotz steigender Stückzahlen und niedrigerer Preise geringer geworden.

Beachtenswert sind auch die Fortschritte bei den Netzspannungsgleichrichtern der Rundfunk- und Fernsehempfänger. Bereits seit mehr als 15 Jahren werden die früheren Einweg- und Doppelweggleichrichter-röhren durch Selen- und neuerdings durch Siliziumgleichrichter ersetzt. Die in großen Stückzahlen verwendeten Selen-Flach- und Selen-Blockgleichrichter werden zunehmend vom Silizium-Einweggleichrichter abgelöst. In transistorisierten Geräten sind Silizium-Brückengleichrichter üblich. Ein besonderes Problem ist die Erzeugung der Bildröhrenspannung im tragbaren batteriegespeisten Transistor-Fernsehgerät. Hier bewähren sich Hochspannungs-Selengleichrichterstäbe, bei denen die zusätzliche Heizleistung für die Hochspannungsgleichrichterröhre entfällt. Diese Gleichrichterstäbe eignen sich auch für die Farbbildröhren-Fokussierung. Für die zukünftigen Farblernsehempfänger sind verschiedene Spezial-röhren zu entwickeln. Neben noch leistungsfähigeren und spannungs-festeren Röhren für die Zeilenablenkung — Endröhre, Schalterröhre und Hochspannungsgleichrichterröhre bis 25 kV Betriebsgleichspannung — benötigt man möglicherweise auch eine stärkere Vertikalablenkröhre und eine Farbdemodulatorröhre. Dabei strebt man Betriebsspannungen an, die ein Netzteil ohne Transformator und ohne Spannungsverdoppelung erzeugen kann.

Wie diese Ausführungen zeigen, sind die Fortschritte auf dem Gebiet der Röhrentechnik für den Unterhaltungssektor recht aufschlußreich. Noch bedeutungsvoller sind aber die Fortschritte der kommerziellen Höchstfrequenz-Empfangs- und -Senderröhren. Für raumladungs-gesteuerte Röhren ist die Technik der Kreuzspanngitter charakteristisch, ferner auch die Technik der Maschenkatoden und Maschengitter. Hochentwickelt ist schließlich die Gruppe der Laufzeitröhren — dazu gehören Wanderfeldröhre, Klystron, Reflexklystron und Rückwärtswellenoszillator. Hier tritt eine längs der Leitung fortschreitende elektromagnetische Welle in Wechselwirkung mit den bewegten elektrischen Ladungen eines Elektronenstrahls. Auf diese Weise können HF-Leistungen bei Frequenzen bis weit über 10 GHz mit hohem Gewinn und gutem Wirkungsgrad verstärkt werden.

Werner W. Diefenbach

Farbfernsempfänger-Röhren von Sylvania mit verringerter Betriebsspannung

Die Sylvania Electric Products Inc., USA, teilte die Entwicklung einer besonderen Reihe von Empfänger-Röhren mit, die eine Verminderung der bisher üblichen Betriebsspannung bei Farbfernsehgeräten von 400 V auf 250...270 V ermöglichen. Empfänger mit diesen neuen Röhren können ohne Netztransformator und mit einfachen Siebkreisen aufgebaut werden, wodurch sich wesentliche Einsparungen ergeben. Spezielle Niederspannungstypen und Mehrzweckröhren wurden zum Beispiel für kritische Anwendungen entwickelt. Dazu gehören unter anderem Röhren für Ablenkverstärker, Farbmodulatoren, Videoverstärker, Hochspannungsgleichrichter, Fokussiergleichrichter.

„Mini-Doris“, eine kleine Lautsprecher-Hochleistungsbox

Die französische Firma Cabasse (Deutsche Vertretung: Paillard-Boyer, München 23) hat eine Lautsprecher-Kleinstbox „Mini-Doris“ herausgebracht (17 cm x 23 cm x 28 cm, 2,7 kg).

Die zulässige Dauerleistung ist 15 W im Bereich 100...20 000 Hz. Die verblüffend große Leistung dieser kleinen Box ist auf die ausgezeichneten Eigenschaften des Lautsprechers (11 000 G) zurückzuführen, der in seiner ganzen Konzeption auf die Verwendung in einer Miniaturbox abgestimmt ist. Durch eine Vinyl-Sandwich-Aufhängung ergibt sich eine flexible, jedoch verwindungsfreie Aufhängung der Lautsprechermembrane und damit eine über den ganzen Frequenzbereich gleichmäßig gute Wiedergabe. Diesem Zweck dient auch ein in axialer Richtung vor der Membrane angebrachter Streukegel für hohe Frequenzen. Die Wiedergabe des unteren Tonfrequenzbereichs wurde durch den Einbau eines akustischen Strömungswiderstandes verzerrungsfrei gehalten. Die Anschlußimpedanz der Box ist 5 Ohm.

„Vollbild“-Fernsempfänger von Kuba/Imperial

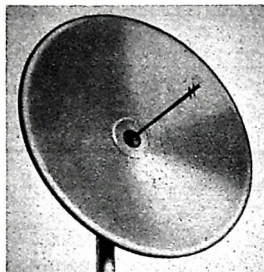
Kuba/Imperial liefert ab Februar 1964 einige ihrer 65-cm-Geräte (vorerst vor allem den Typ „Tokio“) in einer Ausführung, die unter der Bezeichnung „Vollbild“-Fernsempfänger propagiert wird. Auch ein neuer tragbarer Fernsehpfänger „Chico“ für Netzbetrieb und mit amerikanischer 30-cm-Bildröhre gehört zur Gruppe dieser Geräte.

Fernseh-Empfangsantennen für den Gigahertz-Bereich

Im Leitfaßsatz des Heftes 1/1965 wurde unter anderem darauf hingewiesen, daß in Deutschland für künftige Entwicklungen vorsorglich der Bereich 11,7...12,7 GHz reserviert sei, der vor allem wohl für eine lokale Versorgung in Frage kommen dürfte.

In den USA arbeitet man für das Schulfernsehen bereits im Bereich 2,5...2,7 GHz. In diesem Bereich hat ein $\lambda/2$ -Dipol eine Länge von rund 5 cm. Mit üblichen Yagi-Antennen ist dabei kaum auszukommen, sondern der Reflektor beherrscht das Antennengebilde. Die amerikanische Firma Taco, Sherburne, N. Y., bietet für den Bereich 2,5...2,7 GHz zum Beispiel die

neue Antenne „EPA-4“ an. Über den gesamten Frequenzbereich hat diese breitbandige Antenne ein Stehwellenverhältnis von 1,3:1; ihr Fußpunktverstand ist 50 Ohm. Durch die Verwendung eines Parabolreflektors aus Aluminium (1,2 m Durchmesser) und eines dem Dipol vor-



Fernseh-Empfangsantenne „EPA-4“ von Taco, USA, für den Bereich 2,5...2,7 GHz

gesetzten Direktors wird ein Gewinn von 27 dB erreicht. Die Antenne ist um je etwa 5° nach oben oder unten schwenkbar. (Im für Deutschland reservierten Bereich 11,7...12,7 GHz würden die Abmessungen einer solchen Antenne nur etwa ein Viertel der genannten Maße betragen.)

Entstörmittelsätze für die Nahentstörung im Kraftwagen

Seit einiger Zeit werden von Bosch für alle inländischen und für alle wichtigen ausländischen bereits fernentstörten Kraftfahrzeuge Entstörmittelsätze in einer ansprechenden Verpackung geliefert. Die Entstörmittelsätze gibt es einbaufertig sowohl für Kraftfahrzeuge mit UKW-Empfänger als auch für Kraftfahrzeuge, die einen Empfänger ohne UKW-Bereich haben. Für Kraftfahrzeuge mit UKW-Fernsprengeräten müssen sinngemäß UKW-Entstörmittelsätze verwendet werden.

Die Entstörmittelsätze enthalten Entstörstecker, Entstörmuffen, Verteilerläufer und Zündkerzen mit Entstörowiderstand, Entstörkondensatoren, Entstörer, Massbänder sowie alle zur Montage notwendigen Leitungen, Halter, Klemmschellen und Befestigungsteile.

Raumsparende Keramik-kondensatoren

Eine steckbare 3-mm-Standausführung wurde jetzt in das Lieferprogramm der Siemens-Keramik-kondensatoren aufgenommen. Die mit brauner Isoliermasse umhüllten Kondensatoren werden sowohl in NDK- als auch in HDK-Massen gefertigt und können in dem Betriebstemperaturbereich -40°C...+85°C eingesetzt werden. Die Nennspannung der in Kapazitätswerten 6...280 pF (NDK) und 270 bis 10 000 pF (HDK) lieferbaren Kondensatoren ist 500 V-, der Effektivwert der zulässigen Wechselspannung 350 V~.

Elektronische Musikinstrumente auf der Frankfurter Frühjahrsmesse

Eine volltransistorisierte elektronische Orgel, die 68 kg wiegt und von einer 12-V-Batterie gespeist wird, stellt die Livingstone Burge Electronics, Warford, England, auf der Frankfurter Frühjahrsmesse

(21.-25. Februar 1965) vor. Dort werden auch die übrigen auf dem deutschen Markt bekannten Hersteller elektronischer Musikinstrumente vertreten sein.

Fernsehen mit Stereo-Ton?

Die amerikanische Fernmeldebehörde FCC begann mit einer Untersuchung, bei der festgestellt werden soll, ob Stereo-Ton auch bei Fernsehsendungen von Vorteil sein kann. Bei dieser Untersuchung kann jeder amerikanische Bürger, aber auch jede Firma oder Institution ihre Meinung zum Thema bei der FCC vorlegen.

Schomandl übernahm Roband-Vertretung

Die Schomandl KG (8 München 8) übernahm die Generalvertretung der britischen Firma Roband Electronics Ltd. für die Bundesrepublik Deutschland und West-Berlin. Das Roband-Vertriebsprogramm (röhren- und transistorbestückte Einbau- und Labornetze für alle praktisch vorkommenden Spannungen und Stromstärken) wurde auf Digital-Voltmeter und ein komplettes Oszillografen-Programm ausgedehnt.

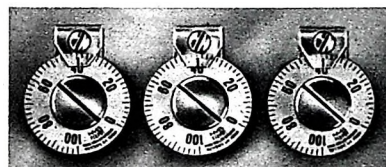
NF-Pentode EL 500

Für die EL 500, die sich in NF-Verstärkerstufen, als Endröhre in Stereo-Anlagen und auch in Geräten der Funkamateure sehr gut bewährt hat, werden von Telefunken folgende Grenzdaten angegeben: $U_a = U_{g2} = \text{maximal } 300 \text{ V}$, $P_a = 12 \text{ W}$, $P_{g2} = 4 \text{ W}$.

Mit zwei Röhren im Gegentak-B-Betrieb ($U_a = U_{g2} = 300 \text{ V}$, $U_{g1} = -55 \text{ V}$, $U_{g1} = 17,5 \text{ V}_{eff}$, $R_{aa} = 3,5 \text{ kOhm}$) erreicht man 30 W Ausgangsleistung.

Neue Skalscheiben mit Feststeller

Bei der Verwendung von Potentiometern und Drehkondensatoren ist es oft erforderlich, einen bestimmten Wert zu reproduzieren. Gleichzeitig soll aber auch gewährleistet sein, daß der einmal eingestellte Wert nicht durch Unbefugte oder



„Fixpot“-Skalen (TWK Elektronik Kessler + Co.)

unter dem Einfluß von Stößen und Erschütterungen verändert wird. Beide Forderungen wurden durch die „Fixpot“-Skalen erfüllt (Vertrieb: TWK Elektronik Kessler + Co., Düsseldorf). Diese Skalen haben 22 mm Durchmesser und können für 3 mm und 6 mm sowie $1/4$ Wellendurchmesser geliefert werden. Mittels geeigneter Zusatzteile wird die Befestigung des Potentiometers oder des Kondensators auf der Frontplatte erleichtert. Zur Blockierung der Skala dient der durchsichtige Kunststoffzeiger. Die geschützten Kappen auf der Vorderseite sind in sechs verschiedenen Farben lieferbar. Dadurch lassen sich zum Beispiel verschiedene Sollwertgeber leicht voneinander unterscheiden.

Ein FM-Stereo-Prüfgenerator mit Transistorschalter

DK 621.317:621.84.087.7

1. Prinzip

Zum Abgleich von FM-Stereo-Rundfunkempfängern ist ein nach dem Pilottonverfahren codiertes Stereo-Signal, im folgenden Multiplexsignal genannt, notwendig. Die Codierung des Multiplexsignals kann in einem nach dem Matrix- oder dem Zeitmultiplex-Verfahren arbeitenden Codierer vorgenommen werden [1]. Telefunken hat dem Zeitmultiplex-Verfahren den Vorzug gegeben, da es bei gleicher Qualität einen kleineren Aufwand benötigt.

Der Codierer muß mit einem Tongenerator und einem frequenzmodulierbaren Meßsender verbunden werden, bevor der Abgleich über den UKW-Eingang des

Empfängers erfolgen kann. Faßt man diese drei Geräte zu einem FM-Stereo-Prüfgenerator zusammen, so ergibt sich ein Prüfgerät (Bild 1), mit dem alle Abgleich- und Prüfungsvorgänge bequem erledigt werden können.

Das Prinzip des Prüfgenerators gibt das Blockbild (Bild 2) wieder. Die beiden NF-Signale für den rechten und linken Kanal werden durch einen mit der Frequenz 38 kHz arbeitenden Codierschalter S in das

Symmetrierung mit Potentiometern vornehmen zu müssen, wie dies bei Diodenschaltern notwendig ist.

Der Schalter hat die Aufgabe, das NF-Signal (Wechselspannung) im Takt des 38-kHz-Signals zu sperren oder durchzuschalten. Ein pnp-Transistor sperrt aber nur ein zwischen dem Collector und der Basis angelegtes negatives Signal, wenn an die Basis-Emitter-Strecke eine gegen den Emitter positive Spannung angelegt wird (Bild 5). Dann sind sowohl die Collector-Basis-Diode als auch die Basis-Emitter-Diode gesperrt.

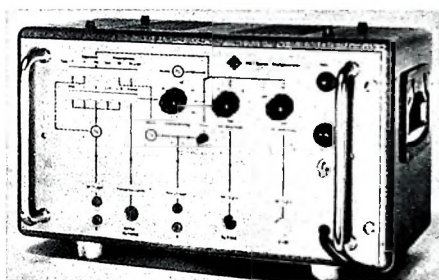


Bild 1. Der UKW-Stereo-Prüfgenerator von Telefunken

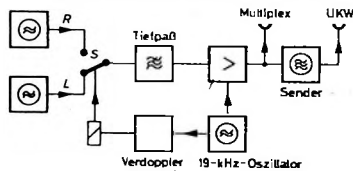


Bild 2. Blockbild des FM-Stereo-Prüfgenerators

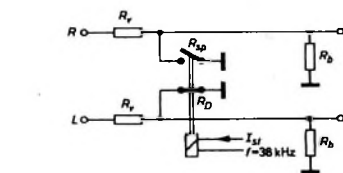


Bild 3. Prinzip eines Kurzschlußschalters (Codierschalter); R_v Vorwiderstand, R_{sp} Sperrwiderstand, R_D Durchlaßwiderstand, R_b Belastungswiderstand, I_{st} Steuerstrom

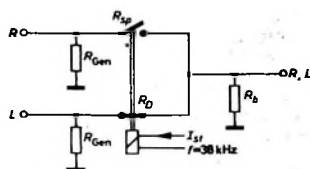


Bild 4. Prinzip eines Verbindungsschalters



Bild 5. Transistor gesperrt

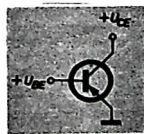


Bild 6. Transistor leitend

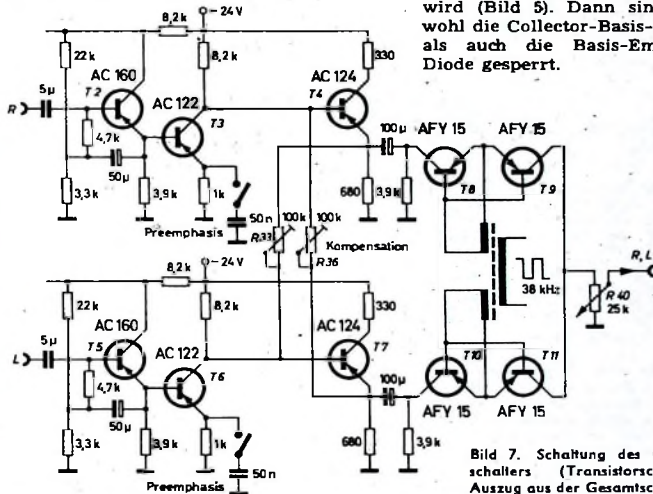


Bild 7. Schaltung des Codierschalters (Transistorschalter); Auszug aus der Gesamtschaltung

Multiplexsignal umgeformt. Nach Durchlaufen eines Tiefpasses und Zusetzen des 19-kHz-Pilottons kann das Multiplexsignal direkt entnommen werden. Weiterhin wird es dem UKW-Sender zugeführt, der durch dieses Signal frequenzmoduliert wird. Den 19-kHz-Pilotton erzeugt ein stabiler Oszillator, aus dem auch durch Verdopplung die 38-kHz-Schaltfrequenz gewonnen wird.

2. Codierschalter

Das Kernstück des Prüfgenerators stellt der Codierschalter dar. Hierfür kann entweder ein „Kurzschlußschalter“ (Bild 3) oder ein „Verbindungsschalter“ (Bild 4) gewählt werden. Dabei ist es günstiger, einen Verbindungsschalter zu verwenden, da mit diesem gegenüber einem Kurzschlußschalter ein höherer Wirkungsgrad zu erreichen ist und die beiden Kanäle ohne Widerstandsnetzwerk miteinander verbunden werden können.

Als einfache und stabile Schalter sind Transistoren sehr gut geeignet. Da sie dreipolige Schalterelemente darstellen, ist eine gute Entkopplung des steuernden vom gesteuerten Signal gewährleistet, ohne die Bauteile paarweise sortieren oder eine

Ist dagegen das Collector-Emitter-Potential positiv gegen den Emitter, dann ist trotz positiver Basis-Emitter-Spannung die Collector-Basis-Diode leitend (Bild 6). Daraus ergibt sich, daß ein Transistor nur eine Halbwelle des NF-Signals sperren kann. Schaltet man nun zwei Transistoren mit entgegengesetzter Polung in Serie, dann kann in einfacher Weise sowohl die positive als auch die negative Halbwelle des NF-Signals gesperrt werden.

Bild 7 zeigt als Auszug aus dem Gesamtschaltbild des Prüfgenerators die Schaltung des Codierschalters. Interessant ist die Anordnung der beiden Potentiometer R_{33} und R_{36} . Veranschaulicht man sich die Funktion des Verbindungsschalters, dann erkennt man bei der Betrachtung des rechten Kanals folgendes: Die Schaltertransistoren T_8 und T_9 werden mit einem 38-kHz-Rechteckimpuls gespeist. Das über T_4 kommende NF-Signal wird von den Schaltern rechteckförmig im Rhythmus von 38 kHz zerhackt. Dabei entsteht ein oberwellenhaltiges Signal, für das allgemein Gl. (1) und bei Ansteuerung nur eines Kanals Gl. (2) gilt

$$U = (U_R + U_L) + (U_R - U_L) \frac{4}{\pi} \left(\sin \omega t - \frac{1}{3} \sin 3 \omega t + \frac{1}{5} \sin 5 \omega t + \dots \right) \quad (1)$$

$$U = U_R \left[1 + \frac{4}{\pi} \left(\sin \omega t - \frac{1}{3} \sin 3 \omega t + \frac{1}{5} \sin 5 \omega t + \dots \right) \right] \quad (2)$$

Persönliches

Erweiterung der Valvo-Geschäftsleitung

Um eine bessere Anpassung an die Anforderungen des Marktes für elektronische Bauelemente und die teilweise sehr unterschiedlichen Bedingungen des Geschäftes auf den Gebieten der Konsumtechnik und der professionellen Elektronik zu erreichen, wurden Dr. Luder Beeken, Dr. Reinhard Kretzmann und Otto Studemund mit Wirkung vom 1. Januar 1965 in die Geschäftsleitung der Valvo GmbH berufen. Direktor Dr. Beeken übernahm den Geschäftsbereich Konsumtechnik, Direktor Dr. Kretzmann den Geschäftsbereich Professionelle Elektronik und Direktor Studemund die technisch-kommerzielle Koordination.

K. Schäff Vorsitzender des VDI

Der Vorstandsrat des Vereins Deutscher Ingenieure hat den bisherigen stellvertretenden Vorsitzenden Dr.-Ing. Karl Schäff, Vorstandsmitglied der Steinkohlen-Elektrizität AG (Steag), Essen, für 1965 bis 1967 zum Vorsitzenden des VDI gewählt.

Prof. H. Rothe 65 Jahre

Professor Dr.-Ing. Horst Rothe, Direktor des Instituts für Hochfrequenztechnik und Hochfrequenzphysik der Technischen Hochschule Karlsruhe, vollendete am 13. Dezember 1964 sein 65. Lebensjahr. Nach seinem Studium an der Technischen Hochschule Dresden promovierte er 1924 mit einer experimentellen Arbeit über Glühemission. Nachdem er zwei Jahre bei Telefunken auf dem Antennengebiet gearbeitet hatte, wechselte er 1929 zur Röhrenentwicklung über. Einige Jahre später wurde ihm die Entwicklungsleitung für Miniaturröhren und kurz vor dem Zweiten Weltkrieg die Leitung des Hochfrequenz-Laboratoriums übertragen. Nach dem Kriegsende hatte Prof. Rothe einen wesentlichen Anteil am Wiederaufbau der Telefunken-Röhrenentwicklung. Dieser Aufgabe widmete er sich bis zu seiner Berufung an die Technische Hochschule Karlsruhe im Jahre 1956. Nach mehr als 30 Jahren erfolgreicher Tätigkeit für Telefunken steht er auch jetzt noch dem Unternehmen als geschätzter Berater zur Seite.



P. P. Fries 65 Jahre

Peter Paul Fries, Betriebsdirektor bei der Loewe Opta GmbH, vollendete am 7. Januar 1965 sein 65. Lebensjahr. Seit 1930 ist er bei der Firma mit Produktionsaufgaben betraut und leitet seit 15 Jahren verantwortlich die Fertigung des Kronacher Fernseh- und Tonbandgerätekwerkes.

K. Hopt †

Nach langer, schwerer Krankheit starb am 6. Januar 1965 Fabrikant Karl Hopt, Seniorchef der K. Hopt GmbH und der R. + E. Hopt KG.

1922 gründete er in Zepfelnahn einen kleinen Betrieb und begann mit der Produktion von Drehteilen und Uhrentrieben. In einem Neubau in Schörzingen stellte er 1929 mit etwa 25 Beschäftigten seinen Betrieb auf die Fertigung von Drehkondensatoren um. 1937 erfolgte eine Werkerweiterung. Nach durch den Krieg bedingten Rückschlägen konnte er dann bis zum Jahre 1964 in stetiger Weiterentwicklung dieses Werk auf 480 Beschäftigte bringen. Die bereits 1955 begonnene Fabrikation von aufladbaren Taschenlampen und Blitzgeräten führte er 1958 in eine neugründung Tochtergesellschaft R. + E. Hopt KG nach Rottweil über, wobei auch die Fertigung von Fernsehgeräten hinzukam. 1964 waren im inzwischen erweiterten Rottweiler Werk 780 Mitarbeiter tätig.

F. J. Baum †

Der frühere Geschäftsführer der Philips Ton Gesellschaft mbH, Franz Joseph Baum, ist im 65. Lebensjahr in Hamburg verstorben. Er hat sich bei der Einführung der Philips-Schallplatte in Deutschland sehr verdient gemacht.

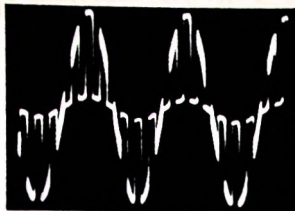


Bild 8. Vorverzerrtes Multiplexsignal (ohne Pilotton)

Bild 9. Prinzip und Dämpfungskurve des Ausgangsfilters (Cauer-Tiefpaßfilter mit nachgeschaltetem Allpaß)

Dabei stellt ω die Kreisfrequenz des Trägers dar. Der Oberwellenanteil $3\omega, 5\omega$ usw. wird vor dem Endverstärker herausgefiltert. Es bleibt dann

$$U = U_R \left(1 + \frac{4}{\pi} \sin \omega t \right) \quad (3)$$

das heißt, das Differenzsignal ist um den Faktor $4/\pi$ zu groß. Um das normgerechte Multiplexsignal ergibt

$$U = U_R (1 + \sin \omega t) \quad (4)$$

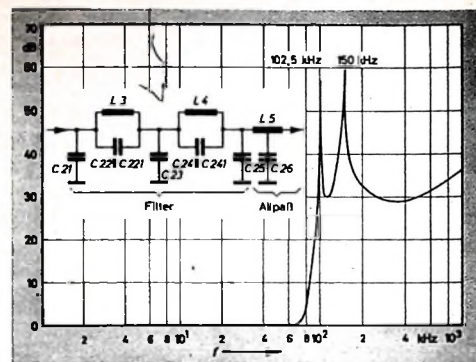
bei Einspeisung in den rechten Kanal zu erreichen, muß das Differenzsignal im Schalter um die Größe $4/\pi$ reduziert werden, damit sich nach dem Herausfiltern des Oberwellenanteiles das normgerechte Multiplexsignal ergibt.

Betrachtet man das vorverzerrte Signal (Bild 8), dann erkennt man, daß zur Verzerrung ein mit dem eingespeisten Signal gleichphasiges, jedoch mit einer Phasenverschiebung von 180° geschaltetes Signal entsprechender Amplitude eingespeist werden muß. Dieses Kompensations-signal kann am Emitter des Transistors T 4 (Bild 7) abgegriffen und über das Einstellpotentiometer R 33 dem linken Kanal über die Basis des Transistors T 7 zugeführt werden. Es wird, da die beiden Schalter mit 180° Phasenverschiebung schalten, mit richtiger Phasenlage dem Signal am Potentiometer R 40 zugeführt. Die Kompensation bringt gewissermaßen eine genau einstellbare Reduzierung des Schaltertastverhältnisses. Für den linken Kanal gilt das entsprechend. Der Vorteil dieser Kompensationsschaltung liegt in der unabhängigen Einstellmöglichkeit der beiden Kanäle, die durch den Abgriff des Kompensationssignals vom niederohmigen Emitter des Transistors T 4 oder T 7 und die Einspeisung in die hochohmige Basis von T 7 oder T 4 erreicht worden ist.

3. Aussteuerungseinstellung

Das Signal wird je nach gewünschter Signalform vom im Prüfgenerator eingebauten NF-Oszillator mit 100% Aussteuerung in den rechten oder linken Kanal eingespeist. Eine Reduzierung der Aussteuerung wäre durch ein Doppelpotentiometer in den beiden Kanälen möglich. Der Nachteil eines solchen Doppelpotentiometers liegt aber in der Gleichlaufabweichung. Ordnet man dagegen eine Aussteuerungseinstellung (R 40 im Bild 7) an der Stelle an, an der die Kanäle bereits gemeinsam – allerdings ohne Pilotanteil – vorhanden sind, dann entfällt automatisch jeder Gleichlauffehler.

Wird die Nutzsignalamplitude durch Verdrehen des Potentiometers R 40 verringert, dann bleibt zwangsläufig der Abstand des Nutzsignals – also des Multiplexsignals – zum Trägerrest erhalten.



4. Tiefpaß

Wie bereits erwähnt, ist das geschaltete Signal mit Oberwellen behaftet. Es tritt vor allem die 3. Harmonische (114 kHz) der Trägerfrequenz (38 kHz) mit ihren Seitenbändern auf. Diese Frequenzen müssen mit einem Tiefpaß bedämpft werden. Es eignet sich hierfür ein Cauer-Tiefpaßfilter ($n = 5$), wobei die Durchlaßgrenze bei 70 kHz und die Sperrgrenze bei 99 kHz liegt (Bild 9). Der Phasengang des Filters läßt sich durch einen nachgeschalteten Allpaß kompensieren.

5. 19-kHz-Oszillator, Verdoppler und Schalterantrieb

Das Pilotonsignal wird, wie aus der Gesamtschaltung (Bild 10) ersichtlich, in einem quartzstabilen Oszillator erzeugt, anschließend in einer Zweiweggleichrichterschaltung verdoppelt und schließlich selektiv verstärkt. Dem 38-kHz-Verstärker ist ein Trigger nachgeschaltet, der das sinusförmige Signal in ein Rechtecksignal umformt. Der Einsatzpunkt des Triggers muß dabei, um stabile Phasenverhältnisse zwischen Pilotton- und Differenzsignal zu erhalten, möglichst dicht am Nulldurchgang des 38-kHz-Sinussignals liegen.

6. UKW-Oszillator

Der UKW-Oszillator (Bild 10, S. 85) besteht aus einer $1/4$ -Leitung, die in Mäanderform auf eine Keramikplatte aufgebracht ist. Wegen des geringen TK des Keramikmaterials ergibt sich eine hohe Frequenzstabilität. Sowohl die Kapazitätsdiode BA 101 als auch der Transistor MM 1613 sind teileingekoppelt; daher wird die Frequenzstabilität im wesentlichen vom $1/4$ -Kreis bestimmt. Die maximale Frequenzänderung des UKW-Oszillators ist 3 kHz je $^\circ\text{C}$.

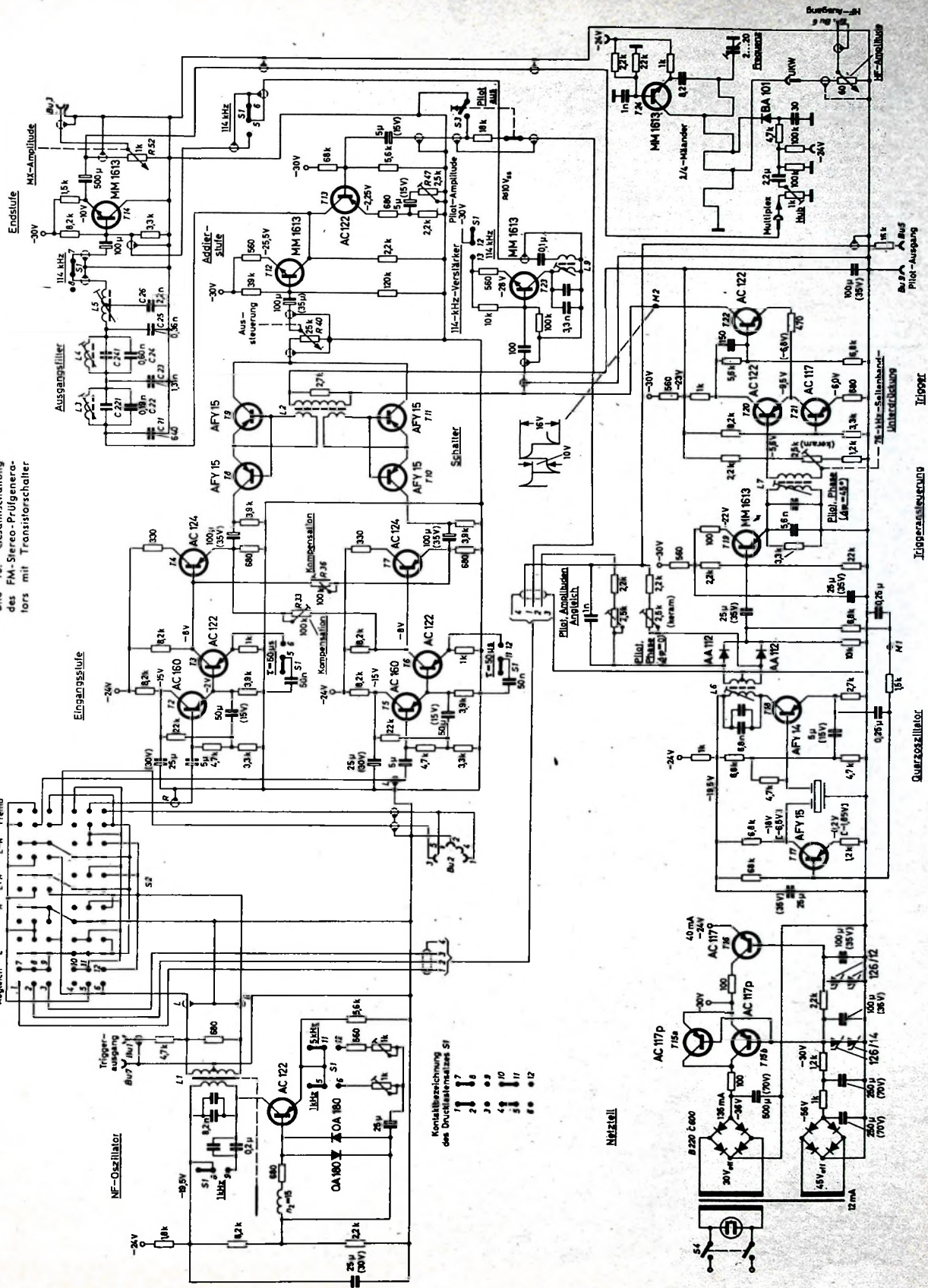
7. Erreichte Daten

Nach UER-Pflichtenheft muß die Übersprechdämpfung des Coders im Bereich 100 Hz ... 15 kHz vom rechten in den linken Kanal (und umgekehrt) mindestens 37 dB sein. Unterhalb 100 Hz und oberhalb 5 kHz darf sie mit 6 dB je Oktave abnehmen. Der FM-Stereo-Prüfgenerator erreicht eine Übersprechdämpfung von über 45 dB im Bereich 1 ... 5 kHz und > 40 dB im Bereich 40 Hz ... 15 kHz. Die Trägerunterdrückung ist bei allen Signalformen > 50 dB, und die Dämpfung der Harmonischen des Trägers ist > 46 dB. Dieser Abstand wird über den gesamten Bereich des Aussteuerungspotentiometers gehalten. Die Übersprechdämpfung vom Differenz- in den Summenkanal und umgekehrt ist mindestens 37 dB.

Schrifttum

- [1] Struck, A.: Stereokoder „Md St 3122/1“ für das Pilottonverfahren. Funk-Techn. Bd. 19 (1964) Nr. 10, S. 354-355

Bild 10. Gesamtschaltung des FM-Stereo-Prüfgenerators mit Transistorschalter



Der Doppler-Effekt in Funkortung und Navigation

Fortsetzung von FUNK-TECHNIK Bd. 20 (1965) Nr. 2, S. 47

3. Ortungsverfahren*

Für Schifffahrt und Luftfahrt haben die Begriffe „Ortung“ und „Navigation“ lebenswichtige Bedeutung, denn von der Beantwortung der Fragen „Wo bin ich?“ und „Wie komme ich auf dem kürzesten Weg von einem Ort zum anderen?“ hängt letztlich der gesamte Verkehr ab. Hinzu kommt noch die Forderung nach Sicherheit, die besonders im Luftverkehr mit seiner voraussichtlichen Weiterentwicklung erhebliche Bedeutung hat. Es kann damit gerechnet werden, daß bis spätestens 1970 eine normale Abwicklung des Flugverkehrs nur unter der Voraussetzung möglich sein wird, daß sich die von der Flugsicherung vorgeschriebenen Vertikal- und Horizontalabstände zwischen den einzelnen Luftfahrzeugen ohne Kollisionsgefahr verringern lassen.

Mit anderen Worten: Ortung und Navigation müssen noch genauer und mit geringeren Toleranzen praktikierbar werden.

Eine völlig neue Möglichkeit gibt hierbei die Anwendung der Doppler-Technik für Richtempfangs- und Sendeanlagen, bei denen die Richtungsinformationen nicht durch Amplituden, sondern durch Phasenbeziehungsweise Frequenzhübe gekennzeichnet sind. Der große Vorteil dieser Anordnungen liegt darin, durch Anwendung des Dopplerprinzips Großbasis-Systeme ohne Mehrdeutigkeit der Peilinformation zu verwirklichen, durch welche der Einfluß störender Reflexionen weitgehend ausgeschaltet wird.

3.1. Großbasispeiler nach dem Dopplerprinzip

Bei der Peilung mit üblichen Peilgeräten tritt unter anderem ein Fehler auf, der unter ungünstigen Umständen beträchtliche Ausmaße annehmen kann. Er entsteht dadurch, daß die vom Sender abgestrahlte Welle irgendwo reflektiert wird und folglich beim Empfänger zwei oder mehr Signale von gleicher Frequenz, aber aus verschiedenen Richtungen einfallen.

Es müssen also bei einer Richtungsbestimmung (Peilung) eines Senders Fehler auftreten, die im Extremfall bis zu 90° betragen können (Heiligtageffekt) [9]. We-

* Vom Verfasser bearbeitet nach Vorträgen und Manuskripten von Prof. Dr.-Ing. E. Kramar und Dipl.-Ing. F. Steiner

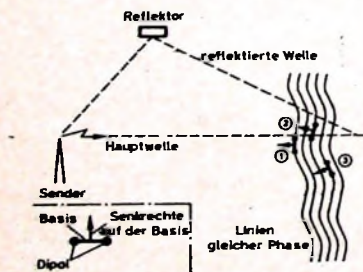
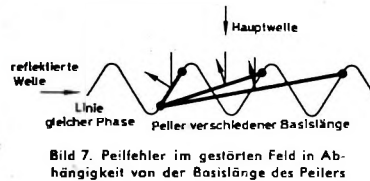


Bild 6. Peilung im gestörten Feld

gen der Zusammensetzung von direkter und reflektierter Strahlung entsteht eine Verzerrung des Phasenfeldes. Während die Orte gleicher Phase im ungestörten Feld parallele Geraden sind, entarten sie bei gestörtem Einfall zu Wellenlinien, die um jene Geraden pendeln, die der ungestörten Einfallrichtung der stärkeren Welle entsprechen. Bild 6 zeigt die Verhältnisse bei einer Peilung im gestörten Feld, bezogen auf einen Adcockpeiler mit einem Dipolabstand von etwa 0,2 λ . Je nach dem am Peilort vorliegenden Phasenverhältnissen weicht die Senkrechte auf der Dipolbasis mehr oder weniger von der Einfallrichtung der Hauptwelle (und damit von der wirklichen Verbindungslinie zum Sender) ab. Eine Anlage mit kleiner Antennenbasis peilt also je nach Lage im Phasenfeld verschiedene Richtungen, während eine Großbasisanlage über die Verzerrungen integriert. Bild 7 verdeutlicht, daß sich die



Einfallrichtung der (stärkeren) Hauptwelle um so genauer bestimmen läßt, je länger die Antennenbasis gewählt wird. Zugleich ist daraus zu ersehen, daß Basislängen $< 1 \lambda$ keine nennenswerte Verbesserung bringen.

Nun kann man durch Vergrößern der Antennenbasis eine der Vergrößerung proportionale Verbesserung des Fehlerfaktors erreichen, was beim Adcockpeiler jedoch bei wachsender Basislänge eine Zunahme der Mehrdeutigkeit zur Folge hat, deren Behebung nur mit großem Aufwand möglich ist. Demgegenüber ergeben Verfahren, die mit Phasenbeziehungsweise Frequenzmodulation arbeiten, unabhängig von der Größe der Basis eindeutige Peilungen.

Der erste Vorschlag in dieser Richtung stammt von Budenboom (USA) aus dem Jahre 1941 [10]. Bei dem von ihm vorgeschlagenen Peiler verwendete man den Doppler-Effekt, wobei man einen Dipol an einem Arm anbringt, der um eine Achse kreist und auf diese Weise die Entfernung zwischen Sender und Empfänger periodisch verändert. Damit wird dem Empfangssignal eine Phasenbeziehungsweise Frequenzmodulation aufgeprägt, deren Hub dem Verhältnis zwischen der Länge des Dipolarmes R und der Wellenlänge λ entspricht. Die Frequenz dieser Modulation f_m hängt von der Drehzahl des Dipols ab, während die Phase durch die Einfallrichtung der Wellenfront bestimmt wird. Da der so entstehende Frequenzhub Δf durch die Beziehung

$$\Delta f = \frac{2\pi R}{\lambda} f_u$$

gegeben ist, konnte dieses Verfahren (auch im UKW-Bereich) wegen des sehr kleinen realisierbaren Frequenzhubes keine prak-

tische Bedeutung gewinnen. Bei 1 m Länge des Hebelarmes und 5 U/s ergäben sich bereits 110 km/h Umfangsgeschwindigkeit, die bei einer Wellenlänge von 3 m nur einen Frequenzhub von 10 Hz entstehen ließen. In Erkenntnis des Umstandes, daß man eine Antenne mechanisch niemals so schnell bewegen kann, daß eine mit vernünftigen Mitteln auswertbare Frequenzmodulation entsteht, brachte 1942 ein Patent von Busignies (Frankreich) [11] den entscheidenden Fortschritt in dieser Entwicklung. Der grundlegende Vorschlag besteht darin, die mechanische Dipolbewegung durch fortschreitendes An- und Abschalten von Dipolen entlang einer Antennenngruppe zu simulieren. Dieses Prinzip beseitigt die Beschränkungen, die sich aus den mechanischen Dimensionen und der hohen Umlaufgeschwindigkeit ergeben.

Erfolgt nämlich die „Bewegung“ der Antenne auf einer Kreisbahn mit bestimmter Winkelgeschwindigkeit, so entsteht eine Frequenzmodulation, deren Phase – verglichen mit einer von der Antennenrotation abgeleiteten Bezugsspannung – das Ortungskriterium liefert. Dabei bleibt der Hub unabhängig von der Einfallrichtung und ist nur vom Kreisdurchmesser bestimmt. Für die Wahl der Umlauffrequenz gelten jedoch sich widersprechende Bedingungen. Einerseits sollten die durch den Umlauf der Antenne entstehenden Frequenzhübe, um eine einfache Auswertung zu ermöglichen, in einem vernünftigen Verhältnis zu den Bandbreiten der verwendeten Empfänger stehen, die im VHF-Bereich kaum unter 50 kHz liegen. Ein Frequenzhub von ± 10 kHz wäre also erstrebenswert und mit einer genügend hohen (simulierten) Umlauffrequenz auch zu realisieren. Andererseits steht dem aber entgegen, daß die Gruppenlaufzeit des Empfängers eine so hohe Umlauffrequenz nicht ohne weiteres zuläßt, weil die dadurch hervorgerufene Phasenverschiebung der niederfrequenten Modulationsfrequenz bei einem VHF-Empfänger in der Größenordnung von 10^3 kHz liegen würde. Will man aber den maximalen inneren Peilfehle dieses Systems auf 0,5° begrenzen, ergibt sich als Vorbedingung eine zulässige Umlauffrequenz der Antenne von nur etwa 100 Hz, was im krassen Widerspruch zu der eingangs gestellten Forderung nach einem hohen Frequenzhub steht.

Ein genügend großer Frequenzhub, der keine Peilfehle zur Folge hat, läßt sich aber erreichen, wenn man an Stelle einer Kreisbewegung eine längs einer Geraden hin- und herschwingende Bewegung der Antenne nachahmt. Eine solche Antennenzeile kann dann zusätzlich mit einer Drehfrequenz bis zu 100 Hz umlaufen, ohne daß merkliche Peilfehle entstehen, da für die Gruppenlaufzeitfehler dann nicht die hohe

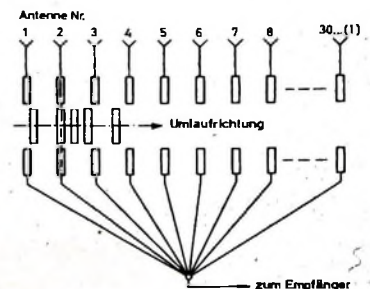


Bild 8. Prinzip des rotierenden Antennenschalters

Abtast-, sondern die langsame Drehfrequenz maßgebend ist. Die Kombination einer rasch hin- und herschwingenden Bewegung mit einem langsamen Umlauf läßt sich auf einfache Weise durch entsprechende Abtastung einer Antennenkreisgruppe darstellen. Bild 8 zeigt das Prinzip eines rotierenden kapazitiven Schalters, der 30 im Kreis angeordnete Antennen im sogenannten Pilgerschritt nacheinander mit dem Empfängereingang verbindet. Der Schalter ist so aufgebaut, daß jeweils drei Vorwärtsschritten immer zwei Rückwärtsschritte folgen. Verfolgt man die Funktion des im Bild 8 gezeigten Mittelstücks in der Umlaufrichtung, so ergibt sich als zeitlicher Verlauf der Abtastung das im Bild 9 dargestellte Diagramm; die Antennen werden also in der Reihenfolge 1, 2, 3, 4, 3, 2, 3, 4, 5, 4, 3, 4, 5, 6, ... usw. angeschaltet.

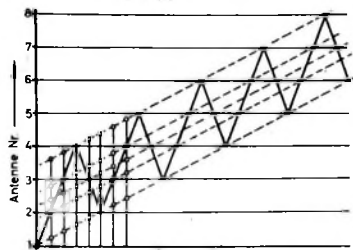


Bild 9. Zeitlicher Verlauf der Pilgerschritt-Abtastung

Nach jeweils fünf Schritten hat sich die Antennenzeile um $\frac{1}{30}$ des Umfangs „weitergedreht“. Insgesamt ergibt sich auf diese Weise eine rasch hin- und herschwingende Abtastung, der eine langsame Rotation überlagert ist, wobei sich die Abtast- zur Umlauffrequenz wie 30:1 verhält. Bei einer Umlauffrequenz von 50 Hz ist dann die Ausgangsspannung am FM-Modulator des Empfängers eine trägerlos mit 50 Hz modulierte Tonfrequenzspannung von 1500 Hz, wobei die Phase der Hüllkurve (Bild 10) die Peilformation enthält. Zwei Bezugsspannungen der gleichen Form, aber mit um 90° phasenverschobenen Hüllkurven, ergeben durch Produktbildung mit der Empfänger-Ausgangsspannung jeweils eine Gleichspannungskomponente, die dem Sinus beziehungsweise dem Cosinus des Einfallswinkels entspricht.

Die Auswertung der Empfänger-Ausgangsspannung durch Produktbildung mit der Bezugsspannung verlangt eine Einrichtung mit idealer Multiplikationscharakteristik, wie sie im elektrodynamischen Meßwerk zur Verfügung steht, bei dem das auf die Achse wirkende Drehmoment den in

Stator und Rotor fließenden Strömen streng proportional ist. Die Zusammensetzung der in zwei solchen Meßwerken gewonnenen Drehmomente, die dem Sinus beziehungsweise dem Cosinus des Einfallswinkels entsprechen, erfolgt am vorteilhaftesten optisch in der Weise, daß jedes Meßwerk einen kleinen Spiegel betätigt und diese beiden Spiegel hintereinander

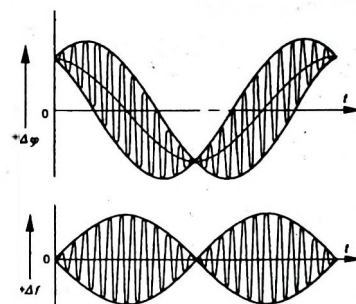


Bild 10. Zeitlicher Verlauf der Modulationsspannung beim Dopplerpeiler

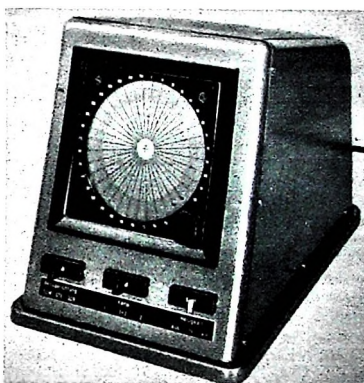


Bild 11. Lichtkoordinatenzeiger als Sichtgerät zur Auswertung der Peilung beim Dopplerpeiler

geschaltet eine Lichtmarke in zwei Koordinaten auslenken. Bild 11 zeigt einen solchen Lichtkoordinatenzeiger, der als Anzeigergerät für eine Dopplerpeiler-Versuchsanlage auf dem Flughafen Stuttgart-Echterdingen eingesetzt war. Die Anlage (Bild 12) war fast ein Jahr lang in Betrieb und arbeitete unter denkbar ungünstigen Geländebedingungen. Trotzdem ergab eine Flugvermessung durch die Bundesanstalt für Flugsicherung bei Kreisflügen in Hö-

hen von 3000 ft (etwa 1000 m) beziehungsweise 4000 ft (etwa 1300 m) Maximalfehler von $< \pm 1^\circ$. Die im Bild 13 wiedergegebenen Fehlerkurven bestätigen, daß die Anwendung der Doppler-Technik beim Bau von Peilern für den VHF- und UHF-Bereich wegen der geringen Fehler sinnvoll ist. Die durch ungünstige Aufstellungsorte bedingten Peilschwankungen sind bis zu 10mal geringer als bei einem normalen Adcockpeiler. Überdies wird der Sprechfunkverkehr zwischen Flugzeugen und Boden in den betreffenden Frequenzbereichen abgewickelt, so daß Sprechfunkpeilungen zur Ortung von Flugzeugen und zur Identifizierung von Radarzielen eine wesentliche Hilfe für die Flugsicherungskontrolle sein können.

3.2. Doppler-Richtsende-anlagen (Doppler-VOR)

Es war ein naheliegender Gedanke, die gleiche Doppler-Technik auch zur Verbesserung von Richtsendeanlagen, insbesondere VOR-Drehfunkfeuern, anzuwenden, bei denen ebenfalls Schwierigkeiten infolge Reflexionen auftreten. Ein amerikanischer Vorschlag hierzu stammt bereits aus dem Jahre 1945 [15, 16]; eine Versuchsanlage dieser Art, ein Doppler-VOR, hatte die amerikanische CAA dann 1958 gebaut [17] und in den folgenden Jahren mehrere unbefriedigend arbeitende VOR-Anlagen der herkömmlichen Art, die in ungünstigem Gelände aufgestellt waren, auf das neue Verfahren umgerüstet. Von ausschlaggebender Bedeutung ist dabei, daß die bereits in sehr großer Anzahl vorhandenen VOR-Flugzeugbordgeräte ungeändert beibehalten werden können, denn das neue Verfahren ist mit dem Normal-VOR voll kompatibel.

Das UKW-Drehfunkfeuer VOR strahlt durch Rotation eines cardioidenförmigen Richtdiagramms mit 30 U/s einen amplitudenmodulierten Träger aus, der am Ausgang des Bordempfängers eine 30-Hz-Wechselspannung mit richtungsabhängiger Phasenlage entstehen läßt. Die Azimutbestimmung beruht auf einem Phasenvergleich dieser Wechselspannung mit einer ungerichtet übertragenen Bezugsspannung von 30 Hz. Um die unerwünschte gegenseitige Beeinflussung des ungerichteten und des gerichteten Signals zu vermeiden, wird ein Hilfsträger von 9960 Hz mit der 30-Hz-Bezugsspannung frequenzmoduliert und der HF-Träger mit diesem Hilfsträger amplitudenmoduliert.

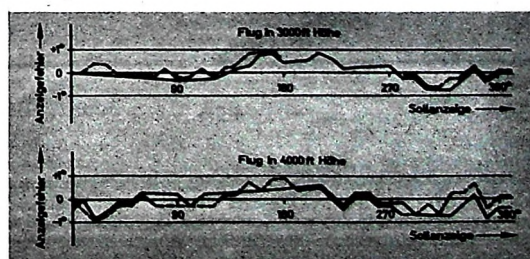
Als Ergebnis der Auswertung erhält der Pilot an Bord drei Anzeigen:

1. Die Azimutanzeige, die den Winkel zwischen den Linien Drehfunkfeuer-Nordrichtung und Drehfunkfeuer-Flugzeug angibt.
2. Die Kursanzeige, die angibt, ob sich das Flugzeug links oder rechts von der vorgewählten Kurslinie oder genau auf ihr befindet.



Bild 12. Versuchsanlage eines Dopplerpeilers auf dem Flughafen Stuttgart-Echterdingen

Bild 13. Fehlerkurve einer Flugvermessung des Dopplerpeilers nach Bild 12 (aufgenommen bei einem Kreisflug mit 7,5 km Radius)



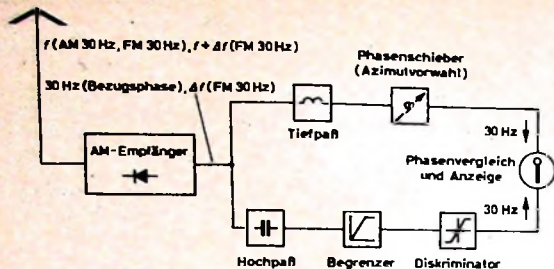


Bild 14. Blockschaltbild eines VOR-Empfängers

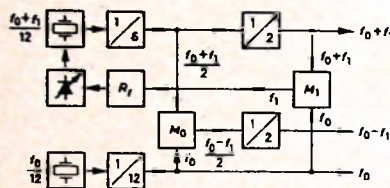
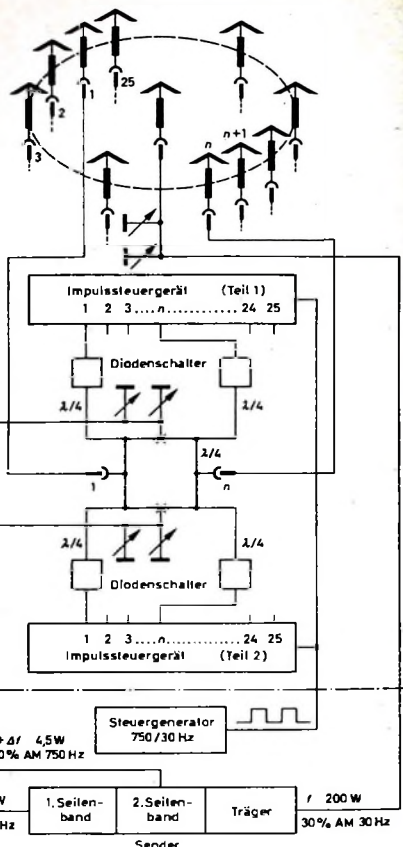
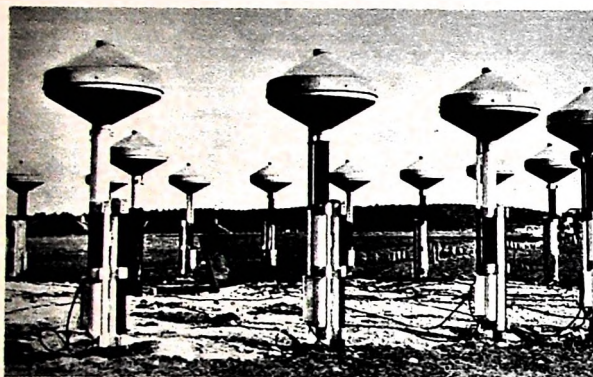


Bild 15. Frequenzaufbereitung beim Doppler-VOR (SEL)

Bild 16. Elektronische Kommutierung der Antennenkreisgruppe beim Doppler-VOR

Bild 17. Antennen der Doppler-VOR-Versuchsanlage von SEL (Stand Ende 1964)



3. Die Richtungsanzeige, die angibt, ob das Flugzeug zu dem Drehfunkfeuer hin oder von ihm wegfiegt.

Das Prinzip der Auswertung zeigt das Blockschaltbild eines VOR-Empfängers (Bild 14).

Die Tatsache, daß in dieser Empfangsschaltung ein FM-Diskriminator enthalten ist, ermöglichte die Anwendung der Doppler-Technik für eine VOR-Anlage, bei der die Funktionen gegenüber dem herkömmlichen VOR vertauscht sind: Beim Doppler-VOR wird die Richtungsinformation durch einen auf einer Kreisbahn umlaufenden Dipol, also durch Frequenzmodulation erzeugt, während die Bezugsspannung durch Amplitudenmodulation des Hochfrequenzträgers übertragen wird. Die Dipolbewegung wird beim Doppler-VOR ebenso wie bei Großbasispeilern durch schrittweises Anschalten von im Kreis angeordneten Antennen simuliert. Um dabei den beim normalen VOR verwendeten Frequenzhub $\Delta f = 480$ Hz bei $f_u = 30$ Umläufen je Sekunde und einer Wellenlänge $\lambda = 3$ m zu erzeugen, ist wegen

$$l = \frac{\pi \cdot D}{\lambda} \cdot f_u$$

ein Durchmesser D der Antennenkreisgruppe von

$$D = \frac{480 \cdot 3}{30 \cdot 3,14} \approx 15 \text{ m}$$

erforderlich. Eine rundstrahlende Antenne in der Mitte der kreisförmig angeordneten Antennen strahlt den HF-Träger ab, der mit der 30-Hz-Bezugsfrequenz amplitudenmoduliert ist. Durch schrittweises Anschalten der im Kreis stehenden Antennen

wird die umlaufende Bewegung eines Strahlers simuliert, der mit einem um 9960 Hz verschobenen Träger gespeist wird, die Antennenbewegung frequenzmoduliert wird. Die Gesamtinformation entspricht damit derjenigen einer normalen VOR-Anlage und kann daher von einem normalen VOR-Empfänger wie bisher verarbeitet werden.

Messungen an Doppler-VOR-Anlagen in den USA, die in ungünstigem Gelände aufgestellt waren, haben die Richtigkeit dieser Überlegungen bewiesen. Es wurde dabei eine 3- bis 4fache Verringerung des Peilfehlers gegenüber normalen Anlagen am selben Aufstellungsort festgestellt.

Bestimmte Nachteile der beschriebenen Anordnung können durch einen Vorschlag beseitigt werden, den die SEL im Jahre 1959 gemacht hat. Dieser Vorschlag geht davon aus, daß die rotierende Einzelantenne eine Einseitenbandmodulation des Hauptträgers bewirkt, wobei dieses Seitenband ($f + 9960$ Hz) durch den Doppler-Effekt zusätzlich frequenzmoduliert wird. Durch Simulierung des Umlaufes eines zweiten Seitenbands ($f - 9960$ Hz) auf der im Kreis jeweils diametral gegenüberliegenden Antenne wird erreicht, daß der Empfänger nunmehr eine normale Modulation mit 9960 Hz empfängt und nicht, wie bei Einseitenbandübertragung, nur eine Schwebung. Gegenüber der Einseitenbandmodulation ergeben sich damit einige Vorteile. Ein durch Phasenmodulation auftretender Azimutfehler wird vermieden, der Einfluß der Antennenastung ist geringer, und Reflexionen haben einen wesentlich geringeren Einfluß, woraus insgesamt eine größere Genauigkeit der Azimutanzeige resultiert. Außerdem wird die bei dem bisherigen Doppler-VOR auftretende un-

erwünschte Amplitudenmodulation des Seitenbands, hervorgerufen durch den Umlauf der Antenne auf einem räumlich begrenzten Gegengewicht, durch die gegenüberliegende, mit dem zweiten Seitenband gespeiste Antenne weitgehend kompensiert.

Bild 15 zeigt die Frequenzaufbereitung beim Doppler-VOR von SEL, Bild 16 die elektronische Kommutierung der Antennen und Bild 17 die Antennen einer Doppler-VOR-Anlage (SEL) mit im Boden versenkt eingebautem elektronischem Schaltgerät (s. a. Titelbild). (Schluß folgt)

Weiteres Schrifttum

- [9] ● Jahrbuch der drahtlosen Telegrafie (1921), Abschnitt „Über die Gründe der Mißweisungen beim Richtungs Empfang“ v. Th. Heiligtag, S. 77 ff.
- [10] Budenboom, H. T.: Direction finder. US-Patent 2.414.798
- [11] Busignies: Franz. Patent sowie US-Patent 2.419.518
- [12] E. A. C. W., u. Godfrey, R. M.: Radio direction finding by the cyclical differential measurement of phase. J. IEE Bd. 94 (1947) Teil III A, S. 705
- [13] Electr. communications Bd. 26 (1959) März, S. 52
- [14] Steiner, F., u. Stittgen, H.: Über die Verringerung von Ortungsfehlern bei Mehrfachentfall durch Großbasis-systeme. Nachrichtentechn. Z. Bd. 11 (1958) Nr. 8, S. 417-423
- [15] Steiner, F.: Großbasispeiler nach dem Dopplerprinzip. SEL-Nachrichten Bd. 6 (1958) Nr. 4, S. 167-175
- [16] Hansel, P. G.: Doppler effect omnirange. Proc. IRE Bd. 41 (1953) S. 1750-1756
- [17] Flint, R. B.: The Doppler VOR. Internationales Symposium Indianapolis, Oktober 1958
- [18] Anderson, S. R., u. Flint, R. B.: The CAA Doppler omnirange. Proc. IRE Bd. 47 (1959) Nr. 5, S. 808-821

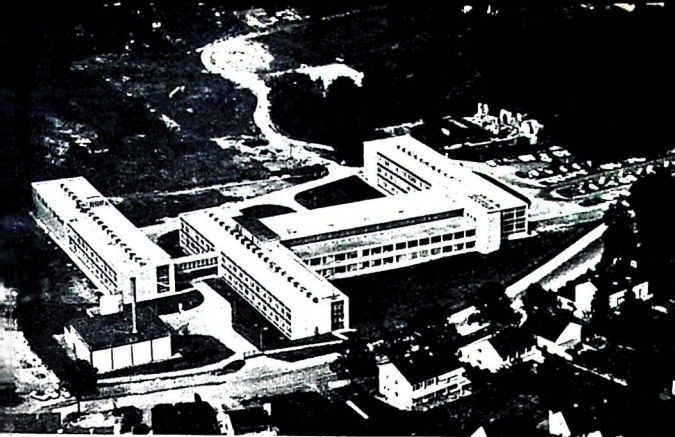


Bild 1. Zentrallaboratorium Aachen



Bild 2. Zentrallaboratorium Hamburg

Industrieforschung · Voraussetzung für den Fortschritt der Technik

Ein Bericht über die Philips-Zentrallaboratorien in Aachen und Hamburg

Die zur Philips-Gruppe gehörenden und heute über viele Länder in Europa und in Übersee verteilten Unternehmen können auch auf dem Gebiet der Industrieforschung auf eine lange Tradition zurückblicken. Schon vor dem Ersten Weltkrieg bestand in Eindhoven eine Forschungsabteilung, aus der im Laufe der Jahre viele Wissenschaftler mit international bekanntem Namen hervorgegangen sind. Frühzeitig hat man bei Philips erkannt, daß neben der an wissenschaftlichen Instituten betriebenen Forschung auch eine Industrieforschung erforderlich ist, und zwar sowohl als Grundlagenforschung als auch als „projektorientierte“ Forschung.

1. Die Philips-Zentrallaboratorien in Aachen und Hamburg

Die stürmische Entwicklung der Technik und das Wachsen der Philips-Unternehmen machte nach 1945 die Gründung von Forschungslaboratorien in England und in Frankreich notwendig. In Deutschland entstand 1955 das Zentrallaboratorium Aachen, zunächst provisorisch in einem ehemaligen Philips-Fabrikgebäude untergebracht, seit Anfang 1964 aber in einem Gebäudekomplex auf 9 ha Grundfläche, davon 13 620 m² bebaut (Bild 1). Von dieser Bruttofläche stehen 67 % als Nettofläche (9170 m²) für Labors, Studierzimmer, Büros, Werkstätten und Lager zur Verfügung, und zwar 58 % davon für Labors und Studierzimmer, 30 % für Werkstätten, Lager und Technische Dienste. In Aachen befindet sich auch das Laboratorium für Lichttechnik, zu dessen Aufgabengebieten die Untersuchungen zur optimalen Anwendung von Lichtquellen und Leuchten in der Praxis gehören.

In Hamburg bestand schon vor dem Zweiten Weltkrieg ein kleines Forschungslaboratorium, die zu den deutschen Philips-Unternehmen gehörende „Studiengesellschaft“. Das Zentrallaboratorium Hamburg nahm 1957 seine Arbeit auf. Heute stehen diesem Institut 8300 m² bebaute Fläche auf einem Areal von 8,5 ha zur Verfügung (Bild 2). Insgesamt arbeiten in beiden Instituten etwa 600 Mitarbeiter, davon über 100 Wissenschaftler.

Die deutschen Philips-Zentrallaboratorien übernehmen neben lokalen Aufgaben auch

noch Teilaufgaben eines koordinierten Forschungsprogramms. Während der Aufbauphase waren beide Laboratorien Abteilungen der Philips-Dachgesellschaft „Allgemeine Deutsche Philips Industrie GmbH (Alldephi)“. Am 1. 10. 1960 wurde sie, nachdem die Anzahl der Mitarbeiter ein gewisses Maß erreicht hatte, in eine Tochtergesellschaft der Alldephi umgewandelt, die „Philips Zentrallaboratorien GmbH“, deren Geschäftsführer Dr. H. Bruining, Aachen, und Dr. S. Duinker, Hamburg, sind.

2. Forschungsaufgaben der Zentrallaboratorien

Die in diesen beiden Laboratorien bearbeiteten Gebiete lassen sich zusammenfassen in die „Festkörperforschung“ und die „Projektorientierte Forschung“. Erstere befaßt sich vorzugsweise mit der Physik und Chemie von Halbleitern und Ferriten sowie deren Anwendungen in der Elektrotechnik und Elektronik, während letztere die Grundlagen für neue und verbesserte Fertigungsverfahren und -methoden untersucht.

Eines der wichtigsten Arbeitsgebiete in Aachen ist die Lichterzeugung mit dem Hauptziel, die Lichtausbeute zu vergrößern. Dazu gehört unter anderem die Untersuchung von Verfahren zur Handhabung hochschmelzender Stoffe. Aber auch Forschungsarbeiten auf dem Gebiet des Hochstvakuum, das für Elektronenröhren und Röntgenröhren gleichermaßen wichtig ist, Untersuchungen an Piezokristallen sowie Studien über die Eigenschaften von Verbindungshalbleitern werden hier durchgeführt.

In Hamburg liegt demgegenüber der Schwerpunkt bei den „klassischen“ Halbleitern Germanium und Silizium, und man arbeitet hier an Grundlagenproblemen wie Transporterscheinungen und Oberflächeneffekten. Weitere Aufgaben betreffen das Verhalten von Ferriten bei sehr hohen Frequenzen und hohen Leistungen. Andere Arbeiten gelten der „Stoffbeherrschung“, das heißt der Kunst, neue Materialien (zum Beispiel für Halbleiter) mit vorgegebenen Eigenschaften in reproduzierbarer Form herstellen zu können. Aufgaben aus dem Bereich der projektorientierten For-

schung sind beispielsweise Fragen der industriellen Meß- und Regelungstechnik sowie der peripheren Geräte für Datenverarbeitungsanlagen.

*

Aus den zahlreichen Arbeitsgebieten des Aachener und des Hamburger Laboratoriums seien nachstehend einige Probleme herausgegriffen, die eine kleine Vorstellung davon geben mögen, wie vielseitig heute die in einem Forschungsinstitut der Industrie bearbeiteten Aufgaben sind.

3. Galliumphosphid-Halbleiterbauelemente

Galliumphosphid (GaP) hat in den letzten Jahren unter anderem deshalb großes Interesse gefunden, weil es wegen des relativ großen Bandabstandes von 2,25 eV zur Herstellung von pn-Lichtquellen geeignet ist, deren Emissionen im sichtbaren Wellenlängengebiet liegen. Der Wirkungsgrad solcher Lichtquellen hängt entscheidend von der Reinheit des Ausgangsmaterials ab. Deshalb wurden in Aachen Methoden zur Herstellung und Dotierung von Galliumphosphid untersucht. Es läßt sich durch Umsetzen von Gallium mit Phosphorwasserstoff herstellen. Zu diesem Zweck wird im Prinzip der durch Zersetzen von Aluminiumphosphid mit Wasser hergestellte Phosphorwasserstoff besonders reiner Qualität in einen Ofen geleitet, in dem das Gallium auf etwa 800 °C aufgeheizt ist. Dann wird die Temperatur auf 1200 °C erhöht, und nach zwei Stunden erhält man orangefarbiges Galliumphosphid, dessen noch nicht dotierte Kristalle aber nur schwache Lumineszenzerscheinungen zeigen. Durch Dotieren mit Zink-Sauerstoff erreicht man eine rote Lichtemission bei 700 nm. Der pn-Übergang wird dann anschließend mit einem speziell für diese Dioden entwickelten Legierungsverfahren hergestellt.

3.1. GaP-Dioden

Die nach diesem Verfahren hergestellten GaP-Dioden sind unter anderem dadurch gekennzeichnet, daß ihre Sperrströme bis ungefähr 10 V im allgemeinen unter 10⁻¹¹ A liegen, teilweise sogar unter 10⁻¹² A. In Flußrichtung (Bild 3) erhält man eine logarithmische Abhängigkeit des Stroms von

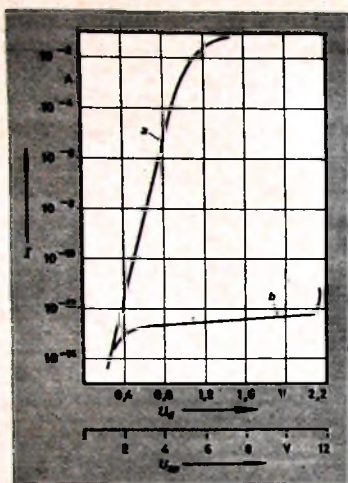


Bild 3. Strom-Spannungs-Kennlinie einer GaP-Diode; a in Flußrichtung, b in Sperrrichtung (U_0 Spannung in Flußrichtung, U_{sp} Spannung in Sperrrichtung)

der angelegten Spannung über viele Größenordnungen. Bei Polung des pn-Übergangs in Flußrichtung findet die Rekombination der injizierten Minoritätsladungsträger fast ausschließlich über Störstellen statt. Während die bei der Rekombination frei werdende Energie üblicherweise bei Dioden in Form von Wärme an das Kristallgitter abgegeben wird, kann man bei GaP-Dioden durch Einbau geeigneter Störstellen erreichen, daß die Rekombinationsenergie nicht in Form von Wärme, sondern als Licht mit einem Maximum bei 700 nm nach außen abgestrahlt wird (pn-Lumineszenz oder Injektionsleuchten).

Die Ab- und Anklingzeiten dieses Leuchtorgans hängen allein von der Lebensdauer der injizierten Ladungsträger ab. Da diese weit unterhalb einer Mikrosekunde liegen kann, ist die pn-Lumineszenz die schnellste elektrische Lichtquelle, die man bis heute kennt. Bei geeigneter Dotierung lassen sich mit der GaP-Diode Lichtimpulse von 10^{-4} bis 10^{-7} s Dauer herstellen. Ebenso läßt sich das von der Diode emittierte sichtbare Licht mit Frequenzen bis zu einigen Megahertz modulieren.

3.2. GaP-Photozellen

Der zur pn-Lumineszenz umgekehrte Vorgang ist der pn-Photoeffekt, den man bei Bestrahlung der pn-Übergänge mit Licht erhält. Im Gegensatz zu anderen Halbleitern wie Germanium, Silizium oder Galliumarsenid erstreckt sich hier die Photoempfindlichkeit je nach Dotierung bis ins Ultrarot. Bestrahlt man mit Kupfer dotierte GaP-Photozellen beispielsweise mit blauem Licht, so entsteht ein „normaler“ Photozellen-Kurzschlußstrom. Durch zusätzliche Einstrahlung von infrarotem Licht erhöht sich bei n-leitendem Ausgangsmaterial der „normale“ Kurzschlußstrom, während er sich bei p-leitendem Ausgangsmaterial erniedrigt.

3.3. Optoelektronische Anwendungen

Die pn-Lichtquelle und die pn-Photozelle eignen sich hervorragend für den Aufbau optoelektronischer Schaltungen, deren großer Vorteil es ist, daß die Signalübertragung teilweise durch Licht erfolgt. Dadurch lassen sich Stromkreise elektrisch voneinander trennen und unerwünschte elektrische Kopplungen vermeiden. Eine nach diesem Prinzip aufgebaute „Relais“-Anordnung zeigt Bild 4. Das Licht der pn-

Lichtquelle aus GaP fällt auf einen CdS-Photoleiter und erniedrigt dadurch dessen Dunkelwiderstand von ungefähr 10^{14} Ohm auf 100 ... 1000 Ohm. Diese Anordnung hat den weiteren Vorteil, daß gegenüber Anordnungen mit Elektrolumineszenzzellen statt einiger hundert Volt Wechselspan-

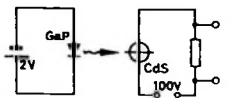


Bild 4. Optoelektronisches Relais mit pn-Lichtquelle aus GaP und CdS-Photoleiter



Bild 5 (links). Levitation einer frei schwebenden Wolframkugel von 7 mm \varnothing bei etwa 2600 °K. Bild 6 (rechts). Levitation einer frei schwebenden, von einer Kupferdampfhülle umgebenen flüssigen Kupferprobe von 7,5 mm \varnothing bei etwa 1500 °K



nung zur Speisung nur 1 ... 2 V Gleichspannung benötigt werden. Außerdem lassen sich solche Systeme mit sehr kleinen Abmessungen herstellen, weil die Leuchtdichte der Dioden größer als die der Glühlampen ist.

4. Arbeiten mit hohen Temperaturen und Levitation

4.1. Strahlungsschmelzofen

Über einen Strahlungsschmelzofen für hohe Temperaturen wurde bereits kürzlich hier berichtet¹⁾. Er hat den für das Schmelzen von Materialien mit hohem Schmelzpunkt großen Vorteil, daß das Schmelzgut mit keinem Tiegel in Berührung kommt, daß bei in einem abgeschlossenen Glasrohr untergebrachten Proben Untersuchungen in definierter Atmosphäre durchgeführt werden können und daß sich auch Stoffe mit geringer elektrischer Leitfähigkeit schmelzen lassen. Sollen aber physikalische oder chemische Untersuchungen bei Temperaturen vorgenommen werden, für die Träger- oder Tiegelmaterialien nicht mehr zur Verfügung stehen oder die Messungen und Reaktionen beeinflussen, dann kann man für elektrisch leitende Materialien das Verfahren der Levitation anwenden.

4.2. Levitation

Unter Levitation versteht man das Schwebenlassen von elektrisch leitendem Material im elektromagnetischen Hochfrequenzfeld einer geeignet geformten Induktionsspule bei gleichzeitiger induktiver Erhitzung. Besonderer Vorzug dieses Verfahrens ist, daß eine Änderung des Aggregatzustandes des Probekörpers (fest oder flüssig) dessen Schwebefähigkeit und stabile Lage nicht stört.

Das Zustandekommen der Kraftwirkung auf den Schwebekörper kann man sich etwa folgendermaßen vorstellen. Das von

der Induktionsspule erzeugte Wechselfeld induziert im Schwebekörper Kreisströme, die wegen des Skin-Effekts auf der Oberfläche der Probe verlaufen. Bei Kugelform des Schwebekörpers kann man sich diese Kreisströme in einem äquatorialen Ringstrom konzentriert denken. Das magnetische Wechselfeld des Ringstroms hat gegenüber dem der Induktionsspule 180° Phasenverschiebung. Beide Felder sind also stets in Gegenphase. Das führt im inhomogenen Feld der Induktionsspule zu einer abstoßenden Kraft zwischen Schwebekörper und Spule, die bei richtiger

Größe gerade die Erdanziehungskraft zu überwinden vermag, so daß der Körper schwebt. Für stabile Lage des Schwebekörpers im magnetischen Wechselfeld wird durch geeignete Formgebung der Induktionsspule gesorgt. Die vier unteren Windungen der Induktionsspule in den Bildern 5 und 6 dienen hauptsächlich zur Erzeugung der Auftriebskraft, die obere Einzelwindung mit entgegengesetzter Stromrichtung zur Lagestabilisierung.

Mit dieser Anordnung konnten bei Stromstärken zwischen 200 und 320 A bei etwa 850 kHz Probekörper von 2 ... 10 mm Durchmesser und beliebigem spezifischen Gewicht stabil frei schwebend gehalten und induktiv erwärmt werden. Bei einem flüssigen Schwebekörper versucht das Zusammenwirken der elektromagnetischen Feldkräfte und der Erdanziehungskraft, die Probe in die Form eines mit der Spitze nach unten zeigenden Kegels (Bild 6) zu bringen, während die Oberflächenspannung des flüssigen Metalls die Kugelform zu erhalten sucht.

5. Ferrite

Zu den Untersuchungen an Ferriten im Frequenzgebiet von 30 MHz bis über 10 000 MHz gehört im Rahmen der Forschungsabteilung Mikrowellen auch die laboratoriumsmäßige Herstellung von Ferriten. Die untersuchten oxidischen magnetischen Materialien gehören überwiegend zum Typ der hexagonalen Ferrite, zum anderen Teil handelt es sich um kubische Ferrite vom Spinell- und Granat-Typ. Die aus hexagonalen Ferriten bestehenden sogenannten „Ferroxplane“ haben statt der magnetischen Vorzugsrichtung eine magnetische Vorzugsebene. Die Herstellung polykristalliner Ferritmaterialien erfolgt durch Sinterbehandlung bei 1100 ... 1500 °C meistens in oxidierender Atmosphäre, da größere kompakte Gebilde auf andere Weise nicht herstellbar sind. Ein Spezialfall bei der Formgebung dieser Materialien ist die Herstellung einer möglichst perfekten Textur (Fortsetzung auf Seite 95)

¹⁾ Strahlungsschmelzofen für hohe Temperaturen. Funk-Techn. Bd. 19 (1964) Nr. 24, S. 909, sowie Titelbild (S. 877)

Die Berechnung und Dimensionierung von Transistorsendern im UKW-Gebiet

Schluß von FUNK-TECHNIK Bd. 20 (1965) Nr. 2, S. 56

DK 621.396.61.029.62: 621.382.3

3. Störscheinungen bei VHF- und UHF-Transistorverstärkern

Es zeigt sich beim Bau von genau berechneten Schaltungen immer wieder, daß der Transistor zunächst nicht die erwartete Leistung abgibt oder daß er sogar zerstört wird. Eine der häufigsten Ursachen dafür besteht in der Wahl ungeeigneter Transistoren. Nicht alle Transistoren, die nach dem Datenblatt gute HF-Schalteigenschaften besitzen, sind auch als Großsignalverstärker geeignet. Zunächst einmal wirkt sich die Größe des Basisbahnwiderstandes sehr stark aus. Dies wird verständlich, wenn man bedenkt, daß der Eingangswiderstand des Transistors in Basisschaltung aus der Reihenschaltung von Basisbahnwiderstand und Diffusionswiderstand besteht. Der Diffusionswiderstand hat die Größe

$$r_D = 25 \text{ mV} / I_E \quad (36)$$

und beträgt bei einem Collectorstrom von 100 mA nur noch 0,25 Ohm. Der Basisbahnwiderstand $r_{bb'}$ bleibt dagegen fest, wenn er auch wegen kapazitiver Nebenschlüsse mit wachsender Frequenz komplex wird und dem Betrag nach abnimmt. Es läßt sich ein Steuerwirkungsgrad definieren, der den Wert

$$\eta_{st} = \left(\frac{r_{bb'} I_C}{25} \right)^{-1} \quad (37)$$

hat und mit zunehmender Steuerleistung schlechter wird. Daher reicht oft die Steuerleistung nicht aus, um einen Transistor auszu-steuern, obwohl der Rechnung nach diese Möglichkeit gegeben sein müßte. Entweder wurde dann die Rechnung nicht richtig durchgeführt, oder der Basisbahnwiderstand ist zu groß. 20 Ohm dürfen keinesfalls überschritten werden. Gute HF-Leistungstransistoren haben einen Basisbahnwiderstand um 6 Ohm. Daher sind auch viele Schalltransistoren sowie verschiedene ausländische Mesatransistoren nicht geeignet, hohe Stufenleistung zu sichern. Transistoren für solche Anwendungen sind fast immer mehrfach diffundierte Epitaxial-Planar-Typen. Im Englischen werden sie unter der Bezeichnung „triple-diffused epitaxial-planar type“ angeboten. Die modernsten unter ihnen sind Epitaxial-Planar-Transistoren mit einem Emittor aus 156 mikroskopisch kleinen Streifen, die durch die Anwendung einer Diffusions-Gitterstruktur und durch einen Überzug von Metall, das auf fotografischem Wege aufgebracht wird, verbunden sind.

Ein weiteres Kennzeichen ungeeigneter Transistoren besteht in der starken Spannungsabhängigkeit der Collectorausgangskapazität C_{ob} . Sie gehorcht dem Gesetz

$$C_{ob} = K \frac{1}{\sqrt{U_{CB}}} \quad (38)$$

und wächst mit abnehmender Spannung. Das wird besonders deutlich, wenn man die im Bild 8 gezeigte Kurve *a* betrachtet. Sie beschreibt das Verhalten der Ausgangskapazität eines HF-Schalttransistors mit großer Verlustleistung. Auf Grund seiner guten Daten kann zunächst der Eindruck entstehen, daß auch bei Verwendung als HF-Verstärker ein hoher Wirkungsgrad zu erwarten ist. Doch der Transistor ist, wie im folgenden gezeigt wird, dennoch ungeeignet. Man entnimmt dem

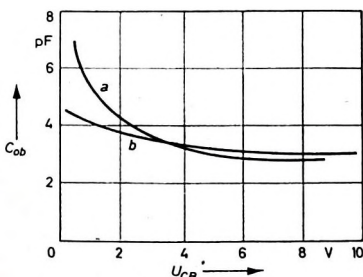


Bild 8. Spannungsabhängige Ausgangskapazität C_{ob} verschiedener Transistoren. Der Transistor nach Kurve *b* ist gut als Großsignalverstärker geeignet

Datenblatt eine Ausgangskapazität von 2,8 pF bei einer Collector-spannung von 10 V. Bei der sinusförmigen Ansteuerung würde normalerweise mit wachsendem Strom die Collectorspannung U_{CB} absinken. Für einen kleinen Betrag dI gilt das auch. Die zugehörige Spannungsänderung dU vergrößert die Ausgangskapazität C_{ob} . Damit wird aber der Ausgangskreis verstimmt, und sein Resonanzwiderstand nimmt mit wachsendem Strom immer mehr ab. Infolgedessen bleibt die am Transistor liegende Collectorspannung erhalten, und die Verlustleistung im Transistor steigt stark an. Das führt zum Durchbruch der Sperrschicht der Collectordiode. Dieser Effekt wird pinch-in-Effekt oder zweiter Durchbruch genannt, während man den Durchbruchteil zwischen $U_{CE \max}$ und $U_{CB \max}$ als Lawinen- oder avalanche-Durchbruch bezeichnet.

Der pinch-in-Effekt entsteht durch Zusammendrängen der Entladung auf dem Mittelpunkt von Emittor und Collector. In dem Lawinenbereich werden in großem Maße Löcher und Elektronen erzeugt. Der Collectorsperrstrom I_{C0} ist um den Lawenmultiplikationsfaktor M vergrößert. Im Gegensatz zu normalen Betriebsverhältnissen fließen die in der Lawine erzeugten Majoritätsträger als Basisstrom in den Basiskontakt. Es entsteht ein Spannungsabfall vor dem Emittor, der dazu führt, daß trotz der Sperrspannung am Emittor zentrale Bereiche des Emittor-*pn*-Übergangs in Flußrichtung gesteuert werden, der Emittor also lokal zu injizieren beginnt. Es treten örtlich sehr große Stromdichten auf, die zu einer starken Verschiebung der Raumladungsverhältnisse in der Collectorsperrschichtzone führen: Im Bereich der Strömung zieht sich die Raumladungszone in Richtung zum Collector immer stärker zusammen. Dabei steigt die Feldstärke in diesem Bereich so weit an, daß dort ein Durchbruch erfolgt und die Teilspannung in diesem Gebiet zusammenbricht. Je höher die Emitterspannung ist, um so stärker wird die Emittorentladung zusammenge-drängt und bei um so kleinerem Collectorstrom findet der Durchbruch statt. Dies gilt besonders für den C-Betrieb mit sehr kleinen Stromflußwinkeln.

Vom Lawineneffekt wird bei Schalteranwendungen gern Gebrauch gemacht. Dort handelt es sich aber um feste Außenwiderstände, so daß die Spannung auch wirklich absinkt, was in dem hier gegebenen Beispiel nicht zutrifft. Ein Transistor mit der Kapazitätskennlinie *a* nach Bild 8 wird also bei größeren Strömen sehr leicht zerstört. Im Gegensatz dazu steht die Kurve *b*, die an einem als Großsignal-transistor für VHF-Zwecke gut geeigneten Typ aufgenommen ist.

4. Berechnungs- und Dimensionierungsbeispiele

Mit dem Transistor 2N2218A soll für eine Arbeitsfrequenz von 145 MHz eine Kleinleistungsstufe gebaut werden. Sie soll aus Gründen der Linearität im B-Betrieb arbeiten und einen Ruhestrom von 2 mA haben. Aus dem Datenblatt kann man zunächst folgende Werte entnehmen: $U_{CB0} = U_{C \max} = 75 \text{ V}$; $U_{EB0} = 6 \text{ V}$; $P_{vert} = 3 \text{ Watt}$ bei 25°C Gehäusestemperatur; $I_{Csp} = 200 \text{ mA}$ (impulsmäßig zugelassen); $f_T = 70 \text{ MHz}$ bei $U_{CE} = 0,5 \text{ V}$, $I_C = 166 \text{ mA}$ und $C_{ob} = 6 \text{ pF}$ bei $U_{CB} = 6 \text{ V}$.

Zunächst ist die Kurve nach Bild 4 mathematisch durch den Ansatz nach Gl. (13)

$$I_{C \max} = I_{Sp} [1 - \exp(-\beta U_{RM})]$$

bei geeigneter Wahl von β anzunähern. Man findet als genauen Zahlenwert $\beta = 1,385$. Es soll aber mit 1,4 gerechnet werden, da diese Vernachlässigung innerhalb der Exemplarstreuungen liegt.

Für die hochfrequente Restspannung ergibt sich die implizite Lösung

$$U_{RM} = \frac{\ln(1,4 U_{C \max} - 1,4 U_{RM} + 1)}{1,4} \quad (39)$$

Setzt man die gegebenen Werte ein, so lauten die Bestimmungsgleichungen

$$Y = 6^{1,4} U_{RM}$$

und

$$Y = 1,4 \cdot 75 - 1,4 U_{RM} + 1.$$

Man kann nun als sicher annehmen, daß U_{RM} zwischen 0 V und 5 V liegt. Setzt man in die Gleichungen versuchsweise für U_{RM} einen Wert von 2 V ein, so ist Y in der ersten Gleichung $Y = e^{2,8} = 16,5$. Mit 3 V wird $Y = 65$, und mit $U_{RM} = 3,5$ V wird Y bereits 150. Die zweite Gleichung ergibt für 3 V einen Wert $Y = 101,8$ und für $U_{RM} = 3,5$ V ist $Y = 101,1$.

Der richtige Wert für U_{RM} muß also im Intervall $3 \text{ V} < U_{RM} < 3,5 \text{ V}$ liegen. Nimmt man 3,2 V an, so erhält man mit Gl. (4) für die Batteriespannung

$$U_{Bat} = \frac{75 \text{ V} + 3,2 \text{ V}}{2} = 39,1 \text{ V}.$$

Für den Spitzenwert der HF-Spannung am Collector gilt Gl. (5), und man ermittelt

$$U_{Sp} = \frac{75 \text{ V} - 3,2 \text{ V}}{2} = 35,9 \text{ V}.$$

Der erforderliche Außenwiderstand R_A läßt sich mit Hilfe der Beziehung

$$R_A = \frac{U_{Sp}}{I_C} \quad (40)$$

errechnen. Darin ist I_C der mit Hilfe von Bild 4 ermittelte Betriebsstrom für $f_T = 72 \text{ MHz}$. Beim Einsetzen der Zahlenwerte erhält man

$$R_A = \frac{35,9 \text{ V}}{84 \text{ mA}} = 430 \text{ Ohm}.$$

Als Ausgangsleistung erwartet man zunächst den Betrag

$$P_{out} = \frac{(35,9)^2}{2 \cdot 430} = \frac{1300}{860} = 1,5 \text{ W}.$$

Für die Verlustleistung im Transistor gilt gemäß Gl. (11) ohne Berücksichtigung der Steuerleistung

$$\begin{aligned} P_{vert} &= \frac{U_{Sp} I_{C \max}}{\pi} + \frac{I_{C \max} U_{RM}}{\pi} - \frac{I_{C \max} U_{Sp}}{4} \\ &= \frac{35,9 \cdot 84}{\pi} + \frac{3,2 \cdot 84}{\pi} - \frac{35,9 \cdot 84}{4} \\ &= \frac{3,0}{\pi} + \frac{0,27}{\pi} - \frac{3,0}{4} = 285 \text{ mW}. \end{aligned}$$

Tatsächlich beträgt die Verlustleistung jedoch wegen der nicht berücksichtigten Verlustwiderstände im Transistor etwa 500 mW. Der Collectorwirkungsgrad beträgt deshalb

$$\eta_C \approx \frac{1,5 \cdot 100}{1,5 + 0,5} = 75\%.$$

Um die Steuerleistung zu berechnen, kann man aus der Definition der Leistungsverstärkung den Ansatz machen

$$V_L = \frac{G_{22}}{G_{11}}, \quad (41)$$

wobei $G_{22} = R_A$, $G_{11} = 1/\text{Re}(Y_{11})$ ist. In vielen Fällen macht es nun Schwierigkeiten, den Betrag von $1/\text{Re}(Y_{11})$ einzusetzen, da er im Datenblatt nicht angegeben wird. Mit einem kleinen Trick kann man sich aber weiterhelfen. Fast immer wird das U_{BE} - I_E -Kennlinienfeld angegeben. Man sucht sich nun $I_E = 84 \text{ mA}$ heraus und findet eine dazu gehörende Spannung U_{BE} oder einen Strom I_B . Diese Kurven gelten aber für die Emitterschaltung, so daß bei der Basisschaltung die Stromverstärkung noch umgerechnet werden muß. Bei großen Signalen ist der Unterschied jedoch nicht mehr sehr bedeutsam. Für den Transistor 2N2218A findet man im Datenblatt das Produkt $r_{bb'} C_c$. Im Bereich großer Ströme erreicht es den asymptotischen Wert von 55 ps. Da die Ausgangskapazität C_{ob} bekannt ist (maximal 15 pF), kann der Basisbahnwiderstand mit 10 Ohm angenommen werden, wenn man C_{ob} mit 5 pF bei $U_{CE} = 3 \text{ V}$ einträgt. Da der Eingangswiderstand sich bei 26 mA Emittterstrom zu

$$\begin{aligned} G_{11} &= r_{bb'} + 25 \text{ mV}/I_E \\ &= 10 + 1 \approx r_{bb'} \end{aligned} \quad (42)$$

berechnet, beträgt die resultierende maximale Leistungsverstärkung

$$V_L = \frac{430 \text{ Ohm}}{10 \text{ Ohm}} = 43\text{fach} \approx 26 \text{ dB}.$$

Die Steuerleistung würde demnach minimal 35 mW betragen. Es gelingt aber in der Praxis nicht, eine einwandfreie Anpassung an den Treibertransistor zu erreichen; auch Exemplarstreuungen kommen noch hinzu. Beim erprobten Transistor zeigte es sich, daß eine Steuerleistung von 150 mW erforderlich war und damit eine Leistungsverstärkung von 20 dB erreicht wurde.

Es ist physikalisch interessant, daß bei Parallelschaltung von zwei Transistoren des gleichen Typs mit weniger Steuerleistung doppelt soviel Ausgangsleistung erreicht werden kann. An dem weiter unten folgenden Beispiel eines C-Verstärkers mit $2 \times 2N2368A$ wird das besonders gut sichtbar.

Die Leistungsstufe mit dem 2N2218A (Bild 9) arbeitet in Basischaltung. Die Eingangsanpassung erfolgt über die Schleifenankopp-

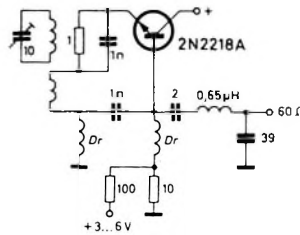


Bild 9. Ausgangsstufe für 144 MHz mit 2N2218A in B-Betrieb. Der Collector ist geerdet, und für den B-Betrieb ist eine besondere Spannungsquelle mit 3 bis 6 Volt vorhanden

lung an den Treiber. Am Ausgang wird aus Gründen der Oberwellenunterdrückung ein Tiefpaßfilter verwendet. Es transformiert den Lastwiderstand der Antenne oder des Kabels von 60 Ohm auf den geforderten Außenwiderstand von 430 Ohm.

Dieses Filter soll nun berechnet werden. Die Collectorkapazität C_{ob} liegt nach dem Datenblatt bei 5 pF. Das Übersetzungsverhältnis \bar{u} berechnet man mit Gl. (28) zu

$$\bar{u} = \frac{1}{\sqrt{430 \cdot 2\pi \cdot 2 \cdot 10^{-12} [14,3 - (1,2 + 3,5)] 10^6}} = 4,65.$$

Unter Berücksichtigung der Collectorkapazität C_{ob} wird dann mit Gl. (29) die Größe des Koppelkondensators²⁾ errechnet zu

$$\begin{aligned} C_K &= \frac{5 \cdot 10^{-12}}{20} + \\ &+ \sqrt{\frac{25 \cdot 10^{-24}}{400} + \frac{25 \cdot 10^{-24} + \left(\frac{1}{2\pi \cdot 1,4 \cdot 10^8 \cdot 430}\right)^2}{20}} = 2 \text{ pF}. \end{aligned}$$

Für die Ausgangskapazität erhält man mit Gl. (33)

$$C_2 = \frac{1}{430 \cdot 2\pi [14,3 - (1,2 + 3,5)] 10^6} = 39 \text{ pF}.$$

Mit Hilfe von Gl. (35) bestimmt man nun noch die Induktivität

$$L = \frac{1}{40 \cdot 2 \cdot 10^{16} \frac{78 \cdot 10^{-24}}{41 \cdot 10^{-12}}} = 0,65 \mu\text{H}.$$

Damit ist die Senderstufe berechnet. Schwierigkeiten könnten bei der Modulation auftreten. Sie lassen sich aber im allgemeinen vermeiden, wenn die Treiberstufe mitmoduliert wird.

Als Beispiel für eine weitere Sender-Endstufe ist im Bild 10 die Schaltung eines C-Verstärkers für den Bereich 150...170 MHz dargestellt. Die erreichbare Ausgangsleistung P_{out} ist 4,5 W, und die dazu erforderliche Steuerleistung beträgt 1,6 W. Der Wirkungsgrad erreicht dabei 84%, und die Oberwellendämpfung ist 35 dB. Bild 11 zeigt die Anordnung der Bauelemente bei einem Versuchsaufbau.

Um einen Überblick über die Verhältnisse beim C-Betrieb zu geben, soll noch eine Treiberstufe mit zwei parallel geschalteten Transistoren

²⁾ Gl. (29) im Heft 2/1965, S. 55, muß richtig lauten:

$$C_K = \frac{C_{ob}}{|\bar{u}|^2 - 1} + \sqrt{\left(\frac{C_{ob}}{|\bar{u}|^2 - 1}\right)^2 + \frac{C_{ob}^2 + \left[\frac{1}{\omega R_A}\right]^2}{|\bar{u}|^2 - 1}}. \quad (29)$$

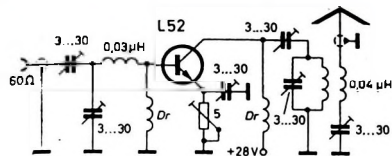
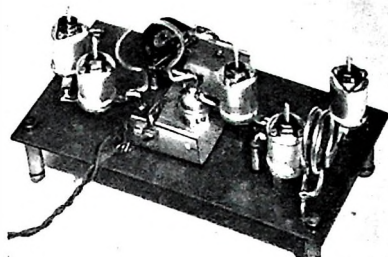


Bild 10. UKW-Endstufe für 150...170 MHz (C-Betrieb)

Bild 11. Versuchsaufbau der UKW-Endstufe nach Bild 10 (C-Betrieb)



2N2368A beschrieben werden, die im C-Betrieb arbeitet. Sie ist aber bei der gegebenen Dimensionierung des Ausgangskreises nicht zur direkten Speisung der Antenne geeignet. Auf die Berechnung der Schwingkreise soll verzichtet werden, da sie keine Besonderheiten bringt.

Bild 12 zeigt die Schaltung des Treiberverstärkers in Basisschaltung. Es sei in diesem Zusammenhang daran erinnert, daß eine kapazitive Teilerkopplung für die Oberwellenunterdrückung besser ist als eine

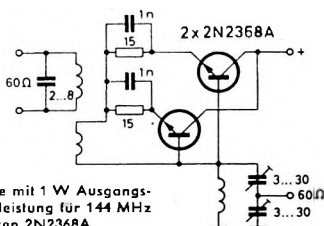


Bild 12. Leistungsreiberstufe mit 1 W Ausgangsleistung und 10 mW Steuerleistung für 144 MHz mit zwei Transistoren 2N2368A

induktive Teilung für den Ausgang. Zur Symmetrierung der Transistoren hat jeder von ihnen sein eigenes RC-Glied. Der Generatorwiderstand (60 Ohm) wird dabei durch Transformation mit einem Parallelschwingkreis an die niedrige Impedanz der Transistorstufe angepaßt. Die Induktivität in der Basisleitung bildet zusammen mit den beiden Trimmern den Ausgangsschwingkreis.

Den Arbeitspunkt findet man mit Hilfe der folgenden Betrachtungen: Die Betriebsspannung sei 18 V und die gewählte Restspannung $U_{RHF} = 1,8$ V. Aus Bild 5 wählt man einen Stromflußwinkel $\Theta = 50^\circ$. Dann ist $f_2(\omega\tau) = 0,17$ und $f_2(\omega\tau) = 0,185$. Man erhält $f_1/f_2 = 93\%$ und $f_2/f_1 = 1,07$.

Dem Datenblatt entnimmt man, daß der Spitzenschaltstrom, den der Transistor verarbeiten kann, etwa 500 mA beträgt. Wegen der geforderten niedrigen Betriebsspannung von 18 V muß der Strom während des Betriebes möglichst hoch gewählt werden. Geht man von der geforderten Ausgangsleistung (1 W) aus, so gilt mit Gl. (22)

$$I_{C \max} (U_{Bat} - U_{RHF}) f_1(\omega\tau) = 1 \text{ W.}$$

Die Auflösung ergibt $I_{C \max} = 364$ mA. Daraus und mit Gl. (21) errechnet man den Gleichstrom, der durch den Transistor fließt, zu

$$I_{C0} = I_{C \max} f_2(\omega\tau) = 67,5 \text{ mA}$$

und den hochfrequenten Strom für die Grundwelle aus Gl. (20) zu

$$I_{C1} = 2 I_{C \max} f_1(\omega\tau) = 124 \text{ mA.}$$

I_{C1} (und nicht $I_{C \max}$) setzt man auch für die Berechnung von R_A im C-Betrieb an. Die richtige Berechnung des Grundwellenstroms kann man dadurch prüfen, daß die Ausrechnung von Gl. (22)

$$P_{out} = \frac{(U_{Bat} - U_{RHF}) I_{C1}}{2}$$

1 W ergeben muß, was, wie die Rechnung zeigt, auch erfüllt ist. Der Wirkungsgrad der Stufe ohne Filter (Collectorwirkungsgrad) hat

gemäß Gl. (23) den Wert

$$\eta_C = \frac{U_{Bat} - U_{RHF}}{U_{Bat}} \cdot \frac{f_1(\omega\tau)}{f_2(\omega\tau)} = \frac{18 - 1,8}{18} \cdot 93\% = 84\%.$$

Zunächst erkennt man, daß diese Stufe einen besseren Wirkungsgrad hat als die B-Verstärkerstufe mit 2N2218A. Das liegt einmal daran, daß der Transistor 2N2368A bei größeren Strömen eine gleich hohe Restspannung hat, und außerdem daran, daß beim 2N2218A eine große Verstärkungsreserve angestrebt wurde. Beim 2N2368A verteilen sich die Ströme auf zwei Transistoren. Die Berechnung des Außenwiderstandes und des Filters ist analog der bei dem B-Verstärker auszuführen. Interessant ist noch die Größe der Verlustleistung im Transistor, die sich aus dem Wirkungsgrad des Collectors von 84% errechnet. Man erhält eine Eingangsleistung von 1,2 W, eine Nutzleistung von 1 W und eine Verlustleistung von 0,2 W, zu der sich noch die Steuerleistung addiert.

Bei einer Steuerleistung von 10 mW und der angegebenen Betriebsspannung von 18 V ergibt sich eine Gleichstromaufnahme von etwa 77 mA.

Bei der Meßfrequenz von 145 MHz werden noch folgende Daten ermittelt: auskoppelbare Leistung 850 mW bei einem Filter mit $Q_B = 15$, Dämpfung der doppelten Frequenz (erste Oberwelle) 40 dB. Die Ausgangsleistung steigt auf 1,1 W bei $U_{Bat} = 20$ V an. Die Vergrößerung der Steuerleistung bis auf 30 mW bringt eine Erhöhung der Ausgangsleistung auf 1 W bei einem starken Absinken des Wirkungsgrades auf 55%; eine höhere Steuerleistung vergrößert nur noch die Stromaufnahme, jedoch nicht die abgegebene Leistung.

Die Berechnung des RC-Gliedes in der Emitterleitung ist sehr unübersichtlich, so daß man den optimalen Wert schneller mit Hilfe von Einstellpotentiometern ermittelt.

Schrifttum

- [1] ● Meinke, H., u. Gundlach, F.: Taschenbuch der Hochfrequenztechnik. 2. Aufl., Berlin/Göttingen/Heidelberg 1962, Springer
- [2] ● Der Transistor II (im Frequenzbereich 100 kHz bis 100 MHz); Telefunken-Fachbuch. München 1962, Franzis
- [3] ● High-speed switching transistor handbook. Herausgegeben von der Motorola Inc.
- [4] ● Transistor circuit design. Herausgegeben von der Texas Instruments Inc. New York/Toronto/London 1963, McGraw-Hill
- [5] ● High-frequency silicon power transistors, characteristics and applications. Herausgegeben von der Texas Instruments Inc. (Technical Seminar)
- [6] Rohde, U. L.: 2-m-Sender mit Transistoren. UKW-Berichte Bd. 4 (1964) Nr. 2, S. 32-35
- [7] Halbleiterhandbücher und Datenblattsammlungen von Fairchild, Texas Instruments Inc., Motorola Inc. und Nippon-Electric

NEUE BÜCHER

Praktische Impulstechnik. Von H. Stöllner. München 1964, Franzis-Verlag. 228 S. m. 314 B., 3 Tab. u. 1 Taf. 15 cm x 21 cm. Preis in Ganzl. geb. 24,80 DM.

In dem Buch werden die Methoden und Röhren-Schaltungsanordnungen zur Erzeugung und Verarbeitung von impulsförmigen Spannungen behandelt. Alle beschriebenen Schaltungen sind praktisch erprobt worden, und der Verfasser hat an Hand von 210 unretuschierten Originaloszillogrammen und vielen Dimensionsformeln eine vor allem für den Praktiker wertvolle Darstellung der Impulstechnik gegeben.

Neben Begrenzern, den verschiedenen Multivibratoren und Sperrschwingern werden auch Impulserzeuger mit Schalt- und Sekundäremissions-Röhren sowie Sägezahn- und Treppenspannungs-Generatoren behandelt. Weitere Abschnitte befassen sich mit Impulsverzögerung, Impulskombination, Frequenzteilern und praktischen Anwendungen in Industrieschaltungen. Ein mathematischer Anhang gibt dem theoretisch Interessierten manchen nützlichen Hinweis.

Röhren-Transistoren-NF-Verstärker. Von W. Knobloch, Prien 1964, C.F. Winter'sche Verlagshandlung. 304 S. m. 242 B. u. 5 Tab. 15,5 cm x 21 cm. Preis geb. 26,80 DM.

Wie schon aus dem Untertitel „Einkanal- und Stereo-Wiedergabe-Praktikum“ hervorgeht, wendet sich dieses Buch vor allem an den Praktiker. Ausgehend von den Verstärkerelementen Röhre und Transistor, deren Kenngrößen und Wirkungsweise im NF-Gebiet ausführlich beschrieben werden, untersucht der Verfasser im ersten Teil die Schaltungsmöglichkeiten für die verschiedenen Stufen des NF-Verstärkers und gibt Meßwerte an, die einen Vergleich der einzelnen Schaltungen zulassen und auch manches über ihr Verhalten gegenüber äußeren Einflüssen aussagen. Der zweite Teil behandelt Tonfrequenzspannungsquellen und Lautsprecher, während sich der dritte mit der Stereophonie befaßt. Von besonderem Wert für die Praxis sind die zahlreichen Berechnungsbeispiele und die Hinweise über Planung, Entwicklung und Bau von Verstärkern. Den Abschluß des Buches bilden drei Bauanleitungen bewährter Mono- und Stereo-Verstärker.

Einfacher parametrischer Frequenzverdreifacher

144 MHz auf 432 MHz · Etwa 400 mW Ausgangsleistung

Die nachstehend beschriebene Schaltung eines Frequenzverdreifachers mit einer Kapazitätsvariationsdiode BA 110 hat sich für eine entsprechende Verwendung bewährt.

In der letzten Zeit sind von vielen 2-m-KW-Amateuren mit transportablen netz-unabhängigen Sendern geringer Ausgangsleistung, die nur mit handelsüblichen Halbleiterbauelementen bestückt sind, genügend Erfahrungen gesammelt worden. Diese lassen den Schluß zu, daß sich auch auf 432 MHz mit Leistungen in der gleichen Größenordnung (50 ... 500 mW) noch gute

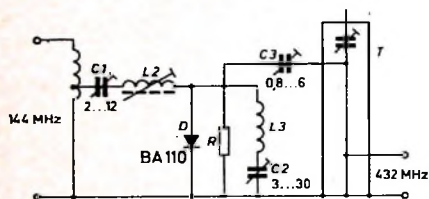


Bild 1. Schaltung des Frequenzverdreifachers 144 MHz auf 432 MHz, Eingang und Ausgang 60 Ohm

Erfolge erreichen lassen müssen. Wegen ihrer geringen Leistungsaufnahme können solche Geräte aus kleinen Batterien betrieben werden und gestatten damit die Aufstellung auch an exponierten Standorten. Gegenüber einem ungünstigen Standort von aus dem Netz betriebenen Sendern läßt sich oft ein Gewinn bis zu 10 dB erreichen. Bei Anordnung des Senders in unmittelbarer Nähe der Antenne sind durch die dann mögliche Verwendung eines sehr kurzen Kabels die Verluste im Antennenspeisekabel ganz erheblich zu vermindern.

Schaltung

Die in üblicher Schaltung aufgebaute Verdreifachstufe (Bild 1) wird vom 144-MHz-Sender über ein 60-Ohm-Kabel gespeist. Die Transformation von 60 Ohm auf den relativ niedrigen Eingangswiderstand des auf 144 MHz abgestimmten Serienkreises – bestehend aus C1, L2 und der Kapazität der Diode D – erfolgt über den Eingangsübertrager L1 (die Anpas-

Bild 4. Ausgangsspannung U_A und Wirkungsgrad η als Funktion der Eingangsspannung U_E des Verdreifachers

Tab. 1. Wickeldaten der Spulen.

	L1	L2	L3
Anzahl der Wdg.	3 + 1	3,5	3
Drahtdurchmesser in mm (Cu-Draht, versilbert)	1,0	1,0	1,0
Wicklung			
Durchmesser in mm	9	9	9
Länge in mm	8	5	4
Güte Q_0 (Leerlaufgüte)	300	350	300
bei MHz	145	145	290
Kern	ohne	1)	ohne

1) Spule L2 auf Ferritkern „6x0,75x8/F 100“ (Nesoid)

sung ließe sich aber auch kapazitiv durchführen).

Der Serienkreis L3, C2 („Idlerkreis“) wird auf die doppelte Eingangsfrequenz abgestimmt (bei Vervielfachung der Eingangsfrequenz auf die dreifache Eingangsfrequenz); durch die Zumischung dieser „Idlerfrequenz“ zur Grundfrequenz erhöht sich der Gesamtwirkungsgrad.

Die Diode D wird mit Hilfe des ihr parallel geschalteten Widerstands R vorgespannt. Der Keramikrohrtrimmer C3 koppelt den eigentlichen Frequenzverdreifacher an den auf 432 MHz abgestimmten Topfkreis T (Bild 2) an.

Um die optimale Ausgangsleistung zu erreichen, muß C3 sehr sorgfältig zusammen mit dem Eingangskreis C1 und L2 abgestimmt werden.

Mechanischer Aufbau

Der Topfkreisaußenleiter dient gleichzeitig zur Montage der Bauelemente (Bild 3). Spule L1, Diode D, Widerstand R und Kondensator C2 sind um eine Öffnung im Außenleiter – am „heißen Ende“ des Topfes – angeordnet und unmittelbar mit dem Außenleiter verlötet. Ein Anschluß des Kondensators C3 führt durch die Öffnung im Außenleiter hindurch und ist mit dem Innenleiter verschraubt. Der nach außen ragende Anschluß von C3 wird als

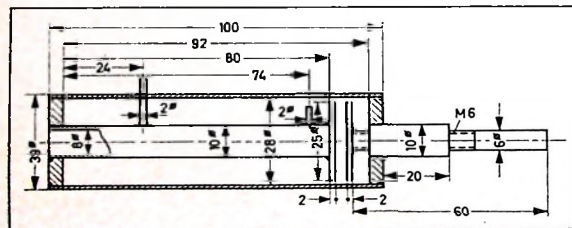


Bild 2. Abmessungen des Topfkreises T. Material: Ms versilbert; $Q_0 \approx 1000$ bei 435 MHz

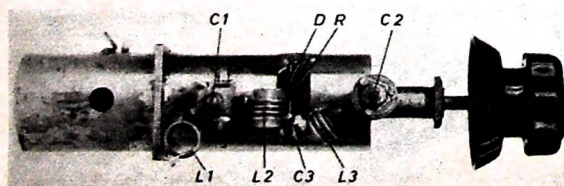
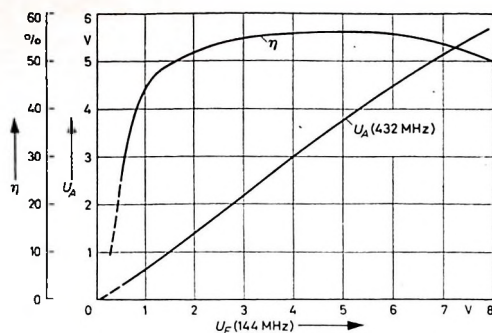


Bild 3. Der auf den Topfkreis aufgebaute Verdreifacher (etwa 1/4 der natürlichen Größe)



Stützpunkt für L2, D, R und L3 verwendet.

Messwerte

Ausgangsspannung U_A (432 MHz) und Wirkungsgrad η als Funktion der Eingangsspannung U_E (144 MHz) sind im Bild 4 dargestellt. Im Bereich zwischen etwa 1 V (16 mW) und 5 V (420 mW) am Ausgang besteht zwischen Ausgangs- und Eingangssignal recht gute Proportionalität. Eine mit geringen Verzerrungen verbundene Frequenzverdreifachung einer amplitudenmodulierten Frequenz ist demzufolge in diesem Bereich möglich, wenn der Modulationsgrad unter etwa 80 Prozent bleibt. Die bei einer Eingangsleistung von 1 W entstehende Verlustleistung von etwa 500 mW wird zum größten Teil in der Diode in Wärme umgesetzt. Obwohl die zulässige Verlustleistung überschritten ist, waren an der Diode selbst bei längerem Betrieb keine nachteiligen Veränderungen festzustellen.

Alle Messungen wurden bei optimaler Anpassung des Eingangs an einen Sender mit 60-Ohm-Ausgang und Abschluß des Verdreifachers mit 60 Ohm durchgeführt. Wie weitere Untersuchungen zeigten, enthält das Ausgangssignal noch einen Anteil der Eingangsfrequenz (144 MHz) und ihrer ersten Oberwelle (288 MHz), der bei einem Abstand von 25 dB beziehungsweise 20 dB von der Ausgangsfrequenz wohl für die Leistungsbilanz unbedeutend ist, für den Sendebetrieb aber durch ein geeignetes Bandfilter reduziert werden sollte.

Betriebsergebnisse

Unter geeigneten Bedingungen – freie Lage der Sende- und Empfangsstation – war stets eine Entfernung von etwa 100 km mit Signalstärken von S7 bis S9 zu überbrücken, und zwar beispielsweise zwischen der Station des Verfassers im Sauerland und Stationen (DL 1 JN, DL 9 LU) in der Eifel. Lagen zwischen der Sende- und der Empfangsantenne Hügel oder größere Häuserblocks, dann war über eine Entfernung von rund 40 km noch eine Signalstärke von S4 zu erreichen, zum Beispiel zwischen dem Sauerland und dem Ruhrgebiet (DL 3 NI).

Schrifttum

[1] Schaffner, G.: Charge storage capacitors boost harmonic power. Electronics Bd. 37 (1964) Nr. 20, S. 42-47

Einzelteilliste

Spulen s. Tab. I	
Topfkreis s. Bild 2	
Schichtwiderstand 200 kOhm, 1/10 W	
Lufttrimmer 2...12 pF	(Tronac)
Lufttrimmer 3...30 pF	(Valvo)
Rohrtrimmer 0,8...6 pF	(Dralowid)
Kapazitätsdiode BA 110	(Internell)

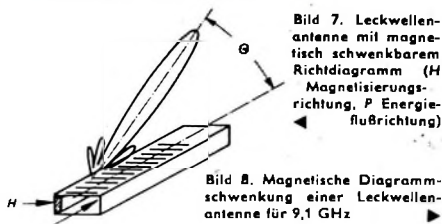
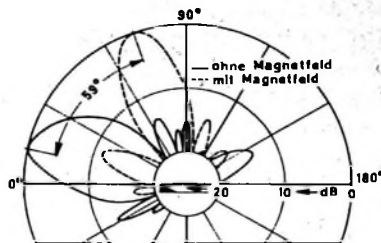


Bild 8. Magnetische Diagrammschwenkung einer Leckwellen-antenne für 9,1 GHz



tur von magnetisch stark anisotropen Ferriten durch Pressen in einem statischen oder rotierenden Magnetfeld. Zur Erreichung optimaler und reproduzierbarer Eigenschaften ist es erforderlich, möglichst alle Variablen des Prozesses zu beherrschen und konstantzuhalten. Voraussetzung dafür sind genaue Kenntnisse der Materialeigenschaften. Hierfür sowie zur Untersuchung von Anwendungsmöglichkeiten stehen umfangreiche Laboreinrichtungen zur Verfügung.

5.1. Mikrowellenantenne mit magnetisch schwenkbarem Richtdiagramm

Untersuchungen an neuen Ferritarten führten zur Entwicklung von magnetisch einstellbaren Ferrit-Phasenschiebern für hohe Impulsleistungen sowie eines reziproken Ferrit-Phasenschiebers zur magnetischen Schwenkung des Richtdiagramms von Mikrowellenantennen, der beispielsweise für die Radartechnik von großer Bedeutung werden kann, weil er den hohen mechanischen Aufwand zum Schwenken der Antenne überflüssig macht und auch größere Schwenkgeschwindigkeiten ermöglicht.

Wirken zahlreiche im Abstand einer halben Wellenlänge nebeneinander angeordnete und gleichphasig erregte Strahler zusammen, dann hat die Antenne ein Richtdiagramm, dessen Maximum senkrecht auf der Verbindungsebene steht. Werden die Phasen der Einzelstrahler vom einen Ende der Antenne zum anderen hin gleichmäßig geändert, dann ist das Hauptmaximum um einen bestimmten Winkel gegen die Verbindungsebene geneigt. Das Richtdiagramm der Antenne ist also ohne mechanische Bewegung geschwenkt worden. Im Bereich der Meterwellen benutzt man solche Antennensysteme seit langer Zeit und speist jeden Strahler einzeln über einen einstellbaren Phasenschieber (RC- oder RL-Netzwerke).

Bei der im Hamburger Zentrallaboratorium entwickelten Antenne wird im Gegensatz zu anderen bekannten Mikrowellen-Richtantennen mit magnetisch schwenkbaren Richtcharakteristik die Änderung der Phasengeschwindigkeit und damit die Änderung der Wellenlänge benutzt, die beim Magnetisieren des Ferrits auftritt, das als Ferritstab symmetrisch an der kleinen Seite eines Rechteckhohlleiters angebracht ist und senkrecht dazu magnetisiert wird. Die benutzte Antennenform ist als Leckwellenantenne bekannt. Sie besteht aus einem Rechteckhohlleiter, dessen Breitseite Querschlitz hat (Bild 7). Aus diesen Schlitz tritt oder „leckt“ die im Hohlleiter geführte Energie P in den Außenraum, und die Antenne strahlt unter dem Winkel θ in den Außenraum. Unter der Bedingung, daß die Wellenlänge λ_H im Hohlleiter größer als die Wellenlänge λ_0 im freien Raum ist, gilt dann angenähert $\cos \theta = \lambda_0 / \lambda_H$. Mit einer solchen Anordnung

konnte das Richtdiagramm bei 9,1 GHz um etwa 60° geschwenkt werden (Bild 8).

5.2. Ferritantenne für UKW-Empfang

Der bei Kofferempfängern für UKW-Empfang benutzte Halbwellen-Dipol hat bei dem heutigen Trend zur Verkleinerung der Gehäuseabmessungen den gravierenden Nachteil, daß seine Abmessungen zu groß sind. Zwar lassen sich Dipole, die kürzer als $\lambda/2$ sind, mit Hilfe geeigneter Transformationsschaltungen an den Empfängerantrieb anpassen, jedoch wird das Produkt aus Wirkungsgrad und Bandbreite dann sehr klein. Hinzu kommt, daß solche Antennen sehr empfindlich sind gegenüber Gegenständen in ihrer Nähe (Handeffekt, Abschirmung durch Empfängerchassis usw.). Die Entwicklung von Ferriten für Frequenzen bis zu einigen hundert Mega-

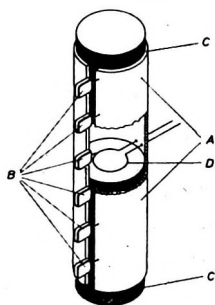


Bild 9. Schematische Darstellung einer Ferritantenne für 100 MHz; A „Resonator“, B Festkondensatoren, C geteilter Ferritcube-Stab, D Koppelschleife

hertz legte den Versuch nahe, kleine Ferritantennen auf ihre Brauchbarkeit für UKW-Empfang zu untersuchen.

Gegenüber einem gleich großen elektrischen Dipol erwartet man von der Ferritantenne eine größere Bandbreite, da wegen der Konzentration des magnetischen Feldes im Ferrit die Kopplung zwischen Antenne und Empfangsfeld fester ist. Weiter ist auch die Handempfindlichkeit geringer, da nur ferromagnetische Körper die magnetische Komponente im Nahfeld der Antenne stören können. Und schließlich tritt keine Nullrichtung mehr beim Empfang auf, da bei der üblichen Horizontalpolarisation des UKW-Senderfeldes eine vertikal angeordnete induktive Antenne in der horizontalen Ebene ein kreisförmiges Richtdiagramm hat.

Theoretische Untersuchungen ergaben, daß das Produkt aus Wirkungsgrad und Bandbreite direkt proportional dem Produkt aus effektiver Permeabilität μ_{eff} des Ferritstabs und dem Volumen $F \cdot l$ der Antenne (Spule) ist (F Querschnitt und l Länge des Ferritstabs). Es sollte also μ_{eff} so groß wie möglich sein. Dazu genügt aber eine hohe relative Permeabilität μ_r allein noch nicht, sondern auch der Schlankheitsgrad l/d (l Länge und d Durchmesser des Ferritstabs) muß groß sein. Die Rechnungen

ergaben weiterhin die wichtige Erkenntnis, daß die Ergebnisse völlig unabhängig von der Windungszahl der Ferritantenne sind. Man kann also auch mit einer einzigen Windung aus breitem Band arbeiten, das heißt mit einem längsgeschlitzten Zylinder. Gegenüber Spulen mit mehreren Windungen hat eine solche Anordnung unter anderem den Vorteil, daß ein einfacher und mechanisch stabiler Aufbau möglich ist und die Antenne gut abgeschirmt gegen Handempfindlichkeit ist, da die Spulenden keinen elektrischen Dipol bilden.

Eine so aufgebaute Antenne zeigt Bild 9. Der Antennenkreis, hier als „Resonator“ bezeichnet, besteht aus einer breiten Windung aus Kupferblech A und den Abstimmkapazitäten B. Das kleinste L/C-Verhältnis erhält man mit gleichmäßig über den Schlitz verteilter Kapazität. Praktisch erreicht man jedoch schon mit drei oder vier in gleichen Abständen angebrachten Einzelkondensatoren gute Ergebnisse. In dem Resonator A befindet sich der Ferritstab C, der zweckmäßigerweise etwa 10% länger als der Resonator ist, um den Eintritt des magnetischen Feldes in den Ferritstab zu erleichtern. Dieser ist in der Mitte geteilt und nimmt die seitlich eingeführte Koppelschleife D auf, deren Größe die Impedanz an den Klemmen bestimmt.

Eine nach diesem Prinzip ausgeführte UKW-Einbauantenne für den Frequenzbereich 87 ... 104 MHz (Bild 10), die mit der

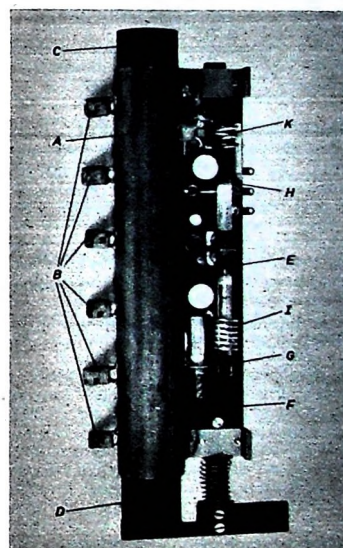


Bild 10. UKW-Ferritantenne mit HF-Abstimmbarkeit (A „Resonator“, B Festkondensatoren, C obere und D untere Hälfte des geteilten Ferritcube-Stabes, E Koppelschleife, F Abstimmhebel zur Bewegung von D gegen C sowie des Ferritcube-Stückchens G in der Spule I des Zwischenkreises und des Ferritcube-Stückchens H in der Spule K des Oszillators)

HF-Abstimmbarkeit des Empfängers zusammengebaut ist, hatte folgende Daten:

Gesamtlänge des Ferritcube-Stabes	16 cm
Durchmesser des Ferritcube-Stabes	2 cm
Länge des Resonators	14 cm
Relative Permeabilität μ_r	etwa 25
Ferritcube-Verlustfaktor $\tan \delta$	etwa 0,01
3-dB-Bandbreite bei Anpassung	1,2 MHz
Antennenwirkungsgrad	5%
	-13 dB

Da die Bandbreite der Antenne nicht den ganzen UKW-Bereich umfaßt, muß die An-

tenne abgestimmt werden. Die Abstimmung erfolgt zweckmäßigerweise induktiv durch axiale Verschiebung der beiden Ferritstäbe gegeneinander. Infolge des sich dadurch ändernden Luftspalts ändert sich die effektive Permeabilität des Ferritstabs und damit die Resonanzfrequenz des Resonators.

Der Vergleich eines mit dieser Antenne ausgestatteten Empfängers mit einem Gerät gleichen Typs mit zwei beidseitig ausziehbaren Halbwellen-Dipolen von 2×65 cm Länge ergab für 26 dB Signal-Rausch-Abstand, daß der Empfänger mit Ferritantenne je nach Wellenlänge $\approx 7 \dots 10$ dB mehr Empfangsfeldstärke benötigte. Bei diesem Wert ist aber zu berücksichtigen, daß der elektrische Dipol dabei in seiner Vorzugsrichtung stand. Kleine Ferritantennen werden deshalb in der Praxis meistens besser abschneiden, als es auf Grund dieser Zahlen zu erwarten ist. Einmal, weil serienmäßige Dipolantennen zusammen mit ihren Symmetrierübertragern nicht sehr breitbandig sind und an den Bereichenden starke Fehlanpassungen ergeben, zum anderen, weil bei Frequenzen um 100 MHz äußere Rauschquellen noch merkliche Rauschbeiträge liefern, die im Verhältnis zum Signal bei beiden Antennen gleich sind. Es ist deshalb zu erwarten, daß sich bei Verwendung rauscharmer Transistoren das Verhältnis noch mehr zugunsten der UKW-Ferritantenne verschieben wird.

Die allgemeine Einführung solcher UKW-Ferritantennen ist im Augenblick noch nicht zu erwarten. Diese Antennenform wird aber mit großer Wahrscheinlichkeit zu einer Änderung der Antennentechnik für tragbare UKW-Empfänger führen.

6. Weitere Arbeitsgebiete

Von den zahlreichen anderen Forschungsgebieten der Philips-Zentrallaboratorien können hier nur noch einige wenige genannt werden. So hat man beispielsweise in Aachen erhebliche Fortschritte bei der Entwicklung einer Fluor-Lampe gemacht. Es ist bekannt, daß Lichtausbeute und Leuchtdichte einer Glühlampe mit steigender Temperatur des Glühkörpers zunehmen. In der Praxis sind der Temperaturerhöhung aber Grenzen gesetzt, weil das verdampfende Glühkörpermateriale die Glaskolbenwand schwärzt. Außerdem weist der Glühkörper bei noch so präziser Fertigung aus zum Teil heute noch ungeklärten Gründen immer kleine Stellen auf, deren Temperatur höher als die des Glühkörpers ist, so daß der Glühfaden an diesen Stellen durchbrennt. Durch Einbringen von Fluorverbindungen in den Glaskolben ist es gelungen, die Glaskolben schwärzung und das Durchbrennen des Glühkörpers an den sogenannten Spots zu vermeiden. Es war möglich, durch Erhöhung der Brenntemperatur die Lichtausbeute um etwa 50% zu erhöhen und die Leuchtdichte zu verdreifachen, ohne daß die Lebensdauer verringert und der Glaskolben merklich geschwärzt wird.

Große Bedeutung kommt bei Datenverarbeitungsanlagen den peripheren Geräten zu, das heißt jenen Geräten, die zur Eingabe und Ausgabe der Daten dienen. Eines der wichtigen Probleme bei Lochstreifenabstastern ist das Stoppen des Lochstreifens bei hohen Lesegeschwindigkeiten. Hier wird gefordert, daß bei 5 m/s Streifengeschwindigkeit der Papierstreifen auf 1,5 mm stoppt. Um diese Aufgabe zu lösen, hat man Spezialbremsen entwickelt. Ein neuer Streifenlocher nutzt die von

einem Funken ausgehende Druckwelle zum Lochen des Papierstreifens aus. Gegenüber mechanischen Lochern mit 3 ms Lochzeit benötigt dieser Locher nur noch 3 μ s, so daß man den Papierstreifen für den Lochvorgang nicht mehr anzuhalten braucht, sondern ihn kontinuierlich laufen lassen kann.

Auch bei den Druckern zur Datenausgabe konnten Fortschritte erreicht werden. Ein nach dem Prinzip der Xerographie arbeitender Drucker schreibt etwa 200 Zeilen zu je 128 Zeichen in der Sekunde aus. Ein anderer Drucker benutzt die von einem Funken ausgehende Druckwelle dazu, das Papier gegen die Typenwalze zu drücken. Weiteres Studienobjekt ist ein Klein-

drucker zum Anschluß an elektronische Büromaschinen.

Mathematische Untersuchungen des Problems der Datenabsicherung bei Eingabe und Übertragungen haben gezeigt, wie man vorgehen muß, um eine Fehlerhäufigkeit von 10^{-3} oder 10^{-6} nicht zu überschreiten. Absichern lassen sich jedoch nur feste Informationen wie beispielsweise Kontonummern.

Am Rande erwähnt seien zum Schluß nur noch ein neues digitales Bausteinsystem für industrielle Anwendungen, ein synchronisierbarer Induktionsmotor sowie ein Gerät zur digitalen Erzeugung musikalischer Tonintervalle.

(Nach Philips-Unterlagen)

Tonfrequenzverstärker mit Metalloxid-Silizium-Feldeffekttransistoren

Die in letzter Zeit auf den Markt gekommenen Metalloxid-Silizium-Feldeffekttransistoren (MOSFET) haben gegenüber Elektronenröhren alle von den üblichen Transistoren her bekannten Vorteile (kein Mikrofonieeffekt, nahezu unbegrenzte Lebensdauer, geringer Leistungsbedarf). Darüber hinaus haben MOSFET einen extrem hohen Eingangswiderstand und eine sehr gute Linearität der Arbeitskennlinie, so daß sich komplizierte Gegenkopplungsschaltungen meist erübrigen.

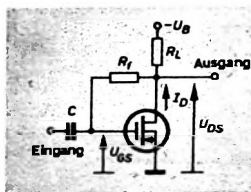


Bild 1. Prinzipschaltung einer Spannungsverstärkerstufe mit einem MOSFET

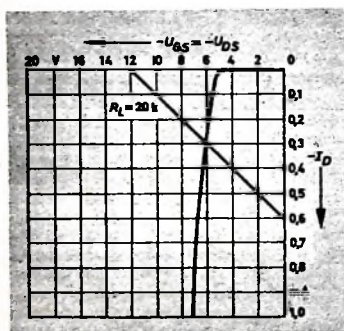


Bild 2 (oben). Arbeitskennlinie eines MOSFET mit eingezeichneten Widerstandsgeraden

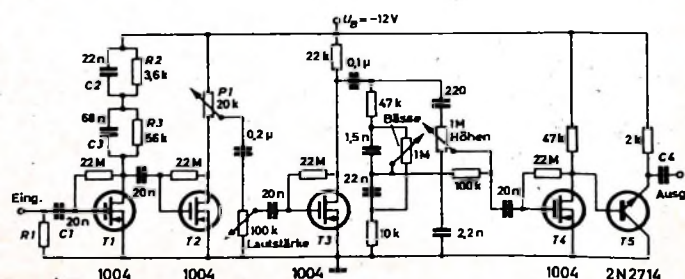
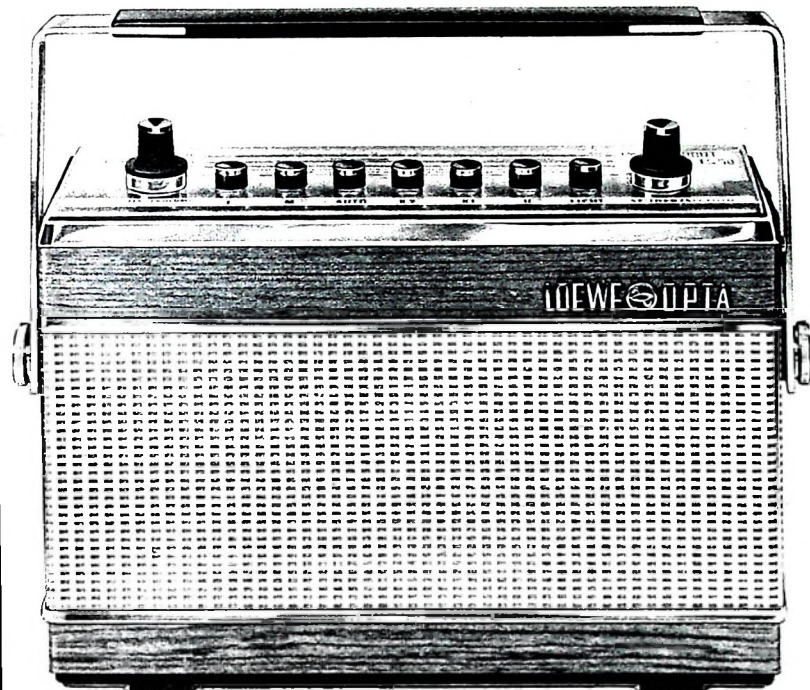


Bild 3. NF-Vorverstärker mit Phonoentzerrer nach RIAA

1) Deutsche Vertretung: Neumüller + Co., München

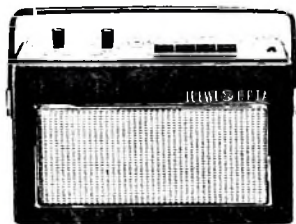
Es lohnt sich, LOEWE OPTA-Kofferempfänger zu verkaufen

AUTOPORT TS 50

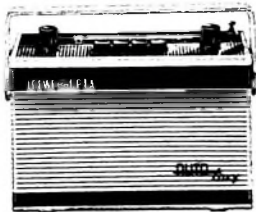


Es lohnt sich tatsächlich. Sie werden sehen: Diese Geräte kommen an, auf sie steuern Ihre Kunden zu und – bleiben dabei. Wegen der exzellenten Eingangsempfindlichkeit bleiben sie dabei (sie wurde auf AM und FM entscheidend erhöht). Und wegen der wirklich überzeugenden Tonqualität. Wir haben uns sehr viel Mühe gegeben. Das merken Sie, wenn Sie die Geräte in „natura“ sehen. Das hören Sie aber auch. Wir haben die Endstufen noch sorgfältiger dimensioniert und die Klanggüte verbessert. Wir haben zudem die Betriebssicherheit gesteigert und ein separates Netzteil geschaffen. Deshalb: Selbst wenn Sie LOEWE OPTA-Kofferempfänger noch nicht forciert haben – 1965 lohnt es sich bestimmt. Disponieren Sie also! Leistungen wie diese honorieren Ihre Kunden immer.

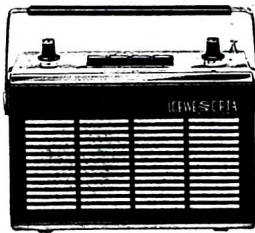
DOLLY T 30



AUTO-TOXY



AUTOPORT T 40



AUTOPORT TS



AUTOPORT TS 50 – Spitzensuper für Auto, Reise und Heim in gediegener Eleganz mit 5 Wellenbereichen (2xKW, mit gespreiztem 49-m-„Europaband“), mit 7 Drucktasten, mit abschaltbarer UKW-Abstimmautomatik, mit Anschlußbuchse für separates Netzteil und vielen technischen Feinessen ● DOLLY T 30 – sympathisch auf den ersten Blick. Typischer Reise/Heimempfänger mit U, M, L oder U, M, K. Mit zusätzlich lieferbarem Netzteil kaum meßbare Betriebskosten bei Heimempfang ● AUTO-TOXY – wahlweise mit U, M, L oder U, M, K. Das besondere Merkmal: Auto/Reise/Heimsuper in Kompaktbauweise – wie geschaffen für Wagen mit wenig Platz ● AUTOPORT T 40 – Mit zusätzlich lieferbarem Netzteil entscheidende Erweiterung der ohnehin sehr attraktiven Heimsuper-Eigenschaften. Ideal aber auch als Auto- oder Reiseempfänger – wahlweise U, M, L oder U, M, K ● AUTOPORT TS – Auto/Reise/Heimsuper mit 4 Wellenbereichen, mit 2-Watt-Endstufe, mit UKW-Abstimmautomatik, mit großem Konzertlautsprecher – überall und jederzeit empfangsbereit.

Ein Name mit gutem Klang
ein Begriff für guten Klang

LOEWE OPTA

Berlin/West · Kronach/Bayern · Düsseldorf

ZF-Verstärker-Baugruppe »322-0018«

Technische Daten¹⁾

FM-Teil

Maximale NF-Ausbeute (bei ± 75 kHz Hub):
200 mV (130 mV bei $U_B = 9$ V)

Einsatz der Begrenzung
(1 dB unter voller Begrenzung):
35 μ V (50 μ V bei $U_B = 9$ V)

Bandbreite²⁾ (bei 2 dB Abfall)

$U_{ZF} = 150$ μ V: 200 kHz
 $U_{ZF} = 1$ mV: 230 kHz
 $U_{ZF} = 200$ mV: 230 kHz

Spitzenabstand des Radiodetektors

(über den Gesamtverstärker gemessen)

$U_{ZF} = 150$ μ V: 310 kHz
 $U_{ZF} = 1$ mV: 470 kHz
 $U_{ZF} = 200$ mV: 600 kHz

Linear zu verarbeitender Hub

$U_{ZF} = 150$ μ V: 100 kHz
 $U_{ZF} = 1$ mV: 170 kHz
 $U_{ZF} = 200$ mV: 190 kHz

capture ratio

(Messung nach IHFM-Standards)

Radiodetektor: 3,8 dB
Gesamter ZF-Verstärker: 4,5 dB

¹⁾ $U_B = 12$ V, HF-Generator mit 60-Ohm-Ausgang an den ZF-Verstärker angeschlossen, NF-Lastwiderstand 10 kOhm

²⁾ An der Basis des Begrenzertransistors gemessen

Klirrfaktor³⁾ ($f_{NF} = 1$ kHz, ± 75 kHz Hub)

$U_{ZF} = 50$ μ V: 0,8%
 $U_{ZF} = 100$ μ V: 0,5%
 $U_{ZF} = 200$ mV: 0,5%

AM-Unterdrückung

(FM: ± 75 kHz Hub, $f_{NF} = 1$ kHz;

AM: 50% Modulation, $f_{NF} = 50$ Hz)

$U_{ZF} = 50$ μ V: 39 dB
 $U_{ZF} = 100$ μ V: 41 dB
 $U_{ZF} = 200$ mV: 44 dB

Amplitudenabfall bei 53 kHz: 1,4...1,6 dB

Verlauf der Regelspannung am Punkt H (gegen I gemessen)

$U_{ZF} = 0$: -1,2 V
 $U_{ZF} = 150$ μ V: -0,9 V
 $U_{ZF} = 1$ mV: -0,5 V
 $U_{ZF} = 200$ mV: -0,02 V

AM-Teil

Verstärkung: 86 dB

($U_{ZF} = 2,3$ μ V, $f_{NF} = 400$ Hz, Modulationsgrad 30%, $U_{NF} = 50$ mV)

Bandbreite

bei 3 dB Abfall: 4,7 kHz
bei 6 dB Abfall: 6,2 kHz

9-kHz-Selektion: besser 1:100

³⁾ Deemphasis 50 μ s

vier Seitenbänder bei ± 38 , ± 76 , ± 114 und ± 152 kHz, und die Amplitude des vierten Seitenbandes ist nur noch 4% der Amplitude des unmodulierten Trägers.

Bild 1b zeigt die zugehörigen Vektordiagramme, aus denen man die Phasenlage von Träger und Seitenbändern entnehmen kann. In beiden Fällen hat der resultierende Vektor A (Summe von Träger und Seitenbändern) die gleiche Größe wie der unmodulierte Träger. Alle Seitenbänder sind gegeneinander um 90° phasenverschoben.

Die Auswertung der ermittelten Spektren ergibt, daß die Amplituden der Seitenbänder von einem bestimmten Abstand vom Träger ab sehr schnell kleiner werden. Daher ist die Einschränkung zulässig, daß Seitenbänder, deren Amplituden eine bestimmte Größe (auf die Amplitude des unmodulierten Trägers bezogen) unterschreiten, unberücksichtigt bleiben können. Werden Seitenbänder vernachlässigt, deren Amplituden kleiner als 10% der Trägeramplitude sind, so ergeben sich folgende Bandbreiten:

bei Mono: $B = 192$ kHz,
bei Stereo: $B = 240$ kHz.

Bei Berücksichtigung von Seitenbändern, deren Amplituden nur noch 3% der Trägeramplitude betragen, erhält man

bei Mono: $B = 226$ kHz,
bei Stereo: $B = 312$ kHz.

Soll bei Mono noch das sechste und bei Stereo nur noch das dritte Seitenband übertragen werden, so ergeben sich Bandbreiten von $B = 180$ kHz bei Mono und $B = 228$ kHz bei Stereo.

Da man in der Praxis aber nur sehr selten mit dem vollen Frequenzhub arbeitet, ist es sinnvoll, die Ausdehnung eines Spektrums zu ermitteln, bei dem zum Beispiel mit etwa 50% des vollen Hubes ($\Delta f = \pm 38$ kHz) gearbeitet wird (Bild 2a). Bei $\Delta f = \pm 38$ kHz und $f_{NF} = 15$ kHz ($m \approx 2,5$, Mono-Signal) liegen die ersten fünf Seitenbänder, bei $\Delta f = \pm 38$ kHz und $f_{NF} = 38$ kHz ($m = 1$, Stereo-Signal) die ersten drei Seitenbänder im Bereich ± 120 kHz. Die zugehörigen Vektordiagramme zeigt Bild 2b.

Aus Bild 2a kann man für Seitenbandamplituden von 10% der Trägeramplitude die Bandbreiten

bei Mono: $B = 112$ kHz,
bei Stereo: $B = 160$ kHz

entnehmen. Bezieht man in die Betrachtung noch Seitenbandamplituden ein, die etwa 2% der Trägeramplitude betragen, so erhält man

An den Tuner¹⁾ schließt sich der ZF-Verstärker an, der eine besonders sorgfältige Dimensionierung erfordert, wenn optimale Stereo-Wiedergabe erreicht werden soll.

1. Forderungen an den ZF-Verstärker

Der ZF-Verstärker muß drei Grundforderungen erfüllen: genügend große Bandbreite, hohe Konstanz der Durchlaßkurve, und einwandfreie Amplitudenbegrenzung.

1.1. Bandbreite

Die Auswertung der Gleichungen eines frequenzmodulierten Signals nach Besselfunktionen zeigt, daß neben dem Träger unendlich viele Seitenbänder auftreten, die im Abstand von Vielfachen der Modulationsfrequenz symmetrisch zum Träger liegen. Die absolute Größe von Träger und Seitenbändern ist durch die Besselfunktionen $J_0, J_1, J_2, J_3, \dots, J_n$ gegeben, die wiederum von dem Modulationsindex $m = \Delta f / f_{NF}$ (Δf Frequenzhub, f_{NF} Modulationsfrequenz) abhängen. Die zur Übertra-

gung eines FM-Signals benötigte Bandbreite wird daher sowohl von der höchsten zu übertragenden Modulationsfrequenz als auch vom Frequenzhub bestimmt.

Daraus kann man folgern, daß das zu übertragende FM-Spektrum bei größtem Hub und höchster Modulationsfrequenz seine größte Breite hat. Daher soll zunächst von dem Frequenzhub $\Delta f = \pm 75$ kHz und den Modulationsfrequenzen 15 kHz bei einem Mono-Signal und 38 kHz bei einem Stereo-Signal ausgegangen werden.

Die für diesen Fall berechneten Amplituden von Träger und Seitenbändern sind im Bild 1a dargestellt. Bei unmoduliertem Träger ($\Delta f = 0$) treten keine Seitenbänder auf. Bei $\Delta f = \pm 75$ kHz und $f_{NF} = 15$ kHz ($m = 5$, Mono-Signal) sind die ersten acht Seitenbänder ± 15 , ± 30 , ± 45 , ± 60 , ± 75 , ± 90 , ± 105 und ± 120 kHz vom Träger entfernt. Vom vierten Seitenband an tritt ein starker Abfall der Amplitude ein, die beim achten Seitenband zum Beispiel nur noch 2% der Amplitude des unmodulierten Trägers erreicht.

Bei $\Delta f = \pm 75$ kHz und $f_{NF} = 38$ kHz ($m \approx 2$, Stereo-Signal) liegen die ersten

¹⁾ Demtröder, H.: Tuner-Baugruppe „312-2404“. Funk-Techn. Bd. 20 (1965) Nr. 1, S. 16-17

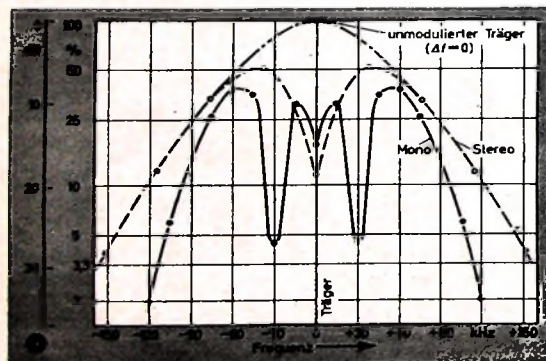
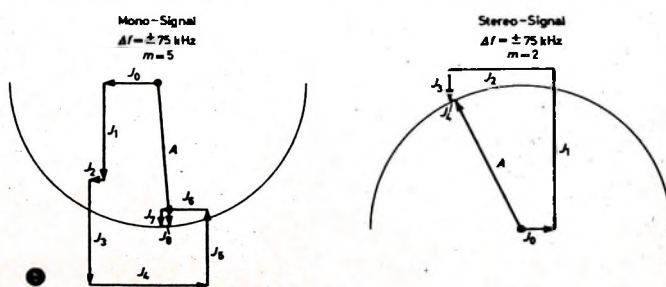


Bild 1. a) Frequenzspektren der FM-Signale bei Mono- und Stereo-Betrieb für $\Delta f = \pm 75$ kHz ($m_{\text{Mono}} = 5$, $m_{\text{Stereo}} = 2$). b) Vektordarstellung der FM-Signale



27%

aller Teilnehmer

am 2. Fernsehprogramm haben keinen einwandfreien Empfang. Das ergab eine Umfrage, die das Zweite Deutsche Fernsehen durchführen ließ.

TREV

bringt Abhilfe bei Empfangsschwierigkeiten wegen zu geringer Empfangsfeldstärke auch dort, wo selbst eine gute Antenne oft nicht ausreicht.

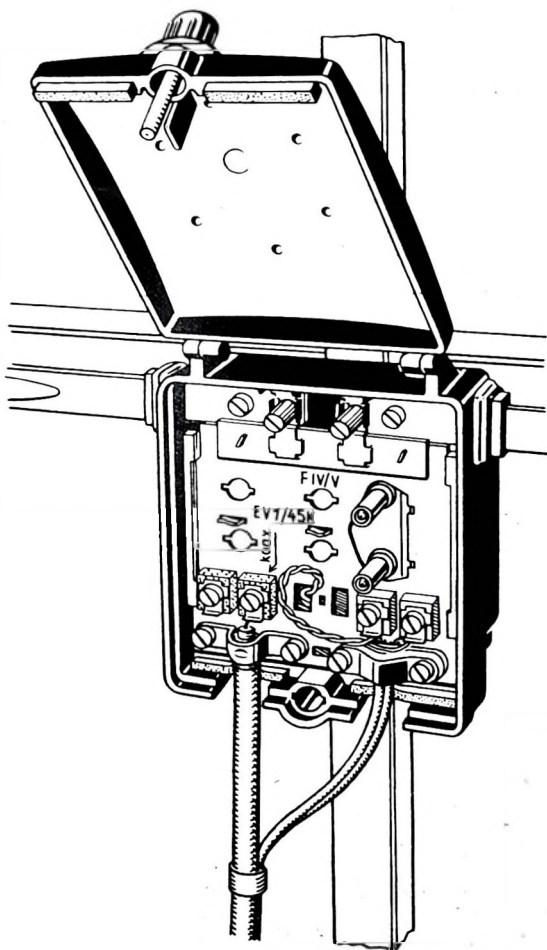
TREV -
das heißt: Transistor-Einbauverstärker.

TREV - das bedeutet: Der wartungsfreie Verstärker wird direkt in die Dipoldose der ELTRONIK-Fernsehantenne eingebaut.

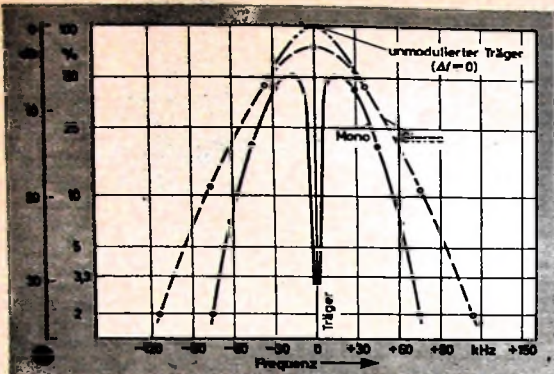
Die Erfahrung zeigt, daß das der richtige Weg zum optimalen Empfang ist.

Auch für den VHF-Empfang stellt ELTRONIK eine umfangreiche Serie von Transistor-Einbauverstärkern her.

Lassen Sie sich von Ihrem ELTRONIK-Verkaufsbüro ausführlich über das TREV-Programm und seine Möglichkeiten unterrichten.



	Verstärkung in dB	Rauschmaß in dB	Max. Eingangsspannung an 240Ω	Stromverbrauch (14 V)
TREV 1/45 Einstufige Transistor-Einbauverstärker-Anlage für einen der Kanäle 21-60 (F IV/V)	bei 470 MHz: 12 (4x) bei 600 MHz: 10 (3,2x) bei 790 MHz: 8 (2,5x)	6 - 9	80 mV 100 mV 120 mV	~ 3 mA
TREV 2/45 Zweistufige Transistor-Einbauverstärker-Anlage für einen der Kanäle 21-60 (F IV/V)	bei 470 MHz: 19 (9x) bei 600 MHz: 20 (10x) bei 790 MHz: 18 (8x)	6 - 9	30 mV 40 mV 35 mV	~ 6 mA



bei Mono: $B = 150 \text{ kHz}$,
bei Stereo: $B = 226 \text{ kHz}$.

Aus der Gegenüberstellung der notwendigen Bandbreiten bei Mono und Stereo ergibt sich, daß die Bandbreite für Stereo-Betrieb bei $\Delta f = \pm 75 \text{ kHz}$ um etwa 28 % und bei $\Delta f = \pm 38 \text{ kHz}$ um rund 42 % größer sein muß als bei der Übertragung eines entsprechenden Mono-Signals. Das Frequenzspektrum selbst ist für $\Delta f = \pm 75 \text{ kHz}$ bei Mono um 30 %, bei Stereo um 60 % breiter als 150 kHz. Für $\Delta f = \pm 38 \text{ kHz}$ ergibt sich eine Zunahme von 50 % bei Mono und von 100 % bei Stereo gegenüber 76 kHz. Dabei sind nur Seitenbänder berücksichtigt, deren Amplituden 10 % der Trägeramplitude betragen.

Um nun die sich widersprechenden Forderungen nach größerer Bandbreite für Stereo-Empfang und gleichzeitig genügend guter Nachbarkanalselektion für schwächere Eingangssignale bei Mono-Empfang zu erfüllen, muß man so vorgehen, daß man die Anfangsbandbreite auf etwa 180 ... 200 kHz festlegt und den Einsatz der Begrenzung so wählt, daß die Bandbreite erst bei stärkeren Signalen auf 220 ... 230 kHz ansteigt. Bei sehr großen Signalen muß dann allerdings dafür gesorgt werden, daß die Bandbreite konstant bleibt, was sich durch starke Regelung einer oder mehrerer ZF-Stufen erreichen läßt. Man erkennt aber auch, daß der verzerrungsarme Empfang eines Senders mit 150 ... 200 kHz Abstand zum Nachbar kanal bei Mono-Empfang schon fraglich, bei Stereo-Empfang sogar unmöglich wird. Erst bei einem Frequenzabstand von etwa 300 kHz und mehr ist mit der gewünschten Stereo-Qualität zu rechnen.

1.2. Konstanz der Durchlaßkurve

Wird ein FM-Signal über ein Bandfilter geführt, wie es beim ZF-Verstärker der Fall ist, so muß dessen Bandbreite so groß sein, daß keines der zu übertragenden Seitenbänder gedämpft wird und keine zusätzliche Phasendrehung erfolgt. Nur dann kann sichergestellt werden, daß das FM-Signal nahezu unverzerrt bleibt. Verläuft außerdem die Phasendrehung des Filters nicht linear mit der Frequenz, so ändert sich die 90°-Phasenverschiebung zwischen den Seitenbändern. Da dann die Größe des resultierenden Vektors A nicht gleich der Amplitude des unmodulierten Trägers ist, tritt eine zusätzliche Amplitudenmodulation (besonders bei den ungeradzahligfachen Vielfachen der Modulationsfrequenz) auf. Eine gute Begrenzerstufe kann zwar die Amplitudenmodulation unterdrücken, aber die dadurch hervorgerufene Phasendrehung kann sie nicht beseitigen. Ein nichtlinearer Phasengang verursacht also bei FM Verzerrungen, die mit der Modulationsfrequenz und dem Frequenzhub anwachsen.

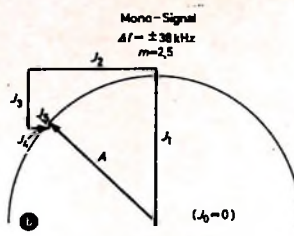


Bild 2. a) Frequenzspektren der FM-Signale bei Mono- und Stereo-Betrieb für $\Delta f = \pm 38 \text{ kHz}$ ($m_{\text{Mono}} = 2,5$, $m_{\text{Stereo}} = 1$), b) Vektordarstellung der FM-Signale

Da es keine idealen Bandfilter mit Rechteck-Durchlaßkurve gibt, muß man sich mit Kompromißlösungen begnügen. Ein solches Filter sollte möglichst phasenlinear, absolut symmetrisch und leicht unterkritisch gekoppelt sein (Spitze bei f_0). Außerdem muß es die erforderliche Bandbreite haben, und die Dämpfung soll an den Grenzen des Durchlaßbereiches schnell ansteigen (steile Flanken).

Die Gesamtdurchlaßkurve des ZF-Verstärkers soll so ausgebildet sein, daß sie bei der notwendigen Bandbreite einer schwach unterkritischen Kopplung mit einer breiten Kuppe im Durchlaßbereich entspricht und an den Rändern dieses Bereiches keinen stärkeren Abfall als 2 dB aufweist (günstige Gruppenlaufzeit). Außerdem darf sie sich bei Begrenzung und Regelung eines oder mehrerer Transistoren nicht verändern.

1.3. Amplitudenbegrenzung

Eine sehr wichtige Forderung beim Empfang von Mono- und Stereo-Signalen ist die einwandfreie Amplitudenbegrenzung. Der Begrenzer muß also jede restliche Amplitudenmodulation des Signals beseitigen. Ein idealer Begrenzer liefert unabhängig vom Eingangspegel einen konstanten Ausgangspegel. Verhältnismäßig langsam verlaufende Änderungen der Signalamplitude können verschiedene Ursachen haben, zum Beispiel Reflexionsempfang oder Frequenzänderungen des Oszillators, die man mit geeigneten Maßnahmen beseitigen kann.

Dagegen lassen sich schnelle Amplitudenänderungen, die bei gleichzeitigem Empfang eines Nutz- und eines Störsignals (wobei als Störsignal ein anderer Sender, Rauschen oder Zündfunkenstörungen anzusehen sind) auftreten, nur durch entsprechende Auslegung des gesamten Demodulatorsystems (Begrenzer und Demodulator) verkleinern. Das Demodulatorsystem muß bei relativ kleinem Störsignal ein gutes Nutz-Stör-Verhältnis haben. Wächst das Störsignal an, so verschlechtert sich dieses Verhältnis, bis schließlich das Nutzsignal vom Störsignal überdeckt wird. Das dabei vorhandene Spannungsverhältnis in dB von Stör- zu Nutzsignal bezeichnet man im amerikanischen Schrifttum als „capture ratio“.

Ein Extremfall sei noch angeführt: Es sollen gegenphasige Signale ähnlicher Größe begrenzt werden. Dabei treten schnelle Phasenänderungen auf, die eine „Frequenzspitze“ mit großem Momentanhub verursachen. Ist die Bandbreite des Demodulators zu klein, dann kann er diesen Momentanhub nicht verarbeiten, und das Störsignal kann nicht unterdrückt werden. Daher muß der Ratiodektektor eine möglichst große Bandbreite haben, von der auch die capture ratio abhängt. Messungen haben ergeben, daß ein Ratiodektektor mit einer Bandbreite (Spitzenabstand der S-Kurve) von 600 kHz eine capture ratio von 3,8 ... 4 dB hat, während sich bei 2 MHz Bandbreite eine capture ratio von 1,5 bis 2 dB ergibt. Wird außerdem noch die beschriebene Durchlaßkurve realisiert, so ist damit zu rechnen, daß dieses Verhältnis für den Gesamt-ZF-Verstärker im ersten Falle 4,3 ... 4,8 dB und im zweiten Falle 2,3 ... 3 dB beträgt.

Die große Bandbreite des Ratiodektektors hat außerdem den Vorteil, daß der lineare Bereich der S-Kurve bis weit über $\pm 75 \text{ kHz}$ hinausreicht. Für die gegenüber Mono um etwa den Faktor 1,5 größere Bandbreite bei Stereo ist er ohnehin notwendig, um zusätzliche Verzerrungen zu vermeiden.

2. Schaltung des ZF-Verstärkers „322-0018“

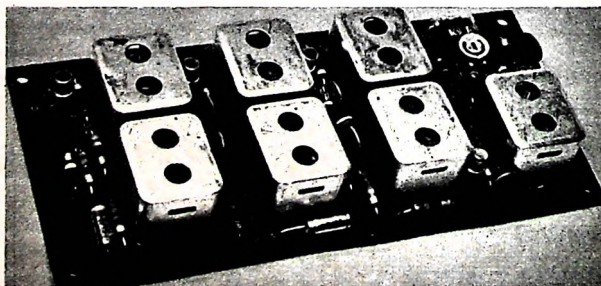
Bei dem neuen ZF-Verstärker „322-0018“ von Görler handelt es sich um die Kombination eines dreistufigen AM- mit einem vierstufigen FM-ZF-Verstärker, der für Stereo-Steuergeräte mit AM-Teil entwickelt wurde (Bild 3). Auf einer gedruckten Leiterplatte mit den Abmessungen 140 mm \times 67,5 mm (Einbauhöhe 20 mm) sind vier Transistoren AF 124 und getrennte AM- und FM-Filter untergebracht, die aus elektrischen Gründen räumlich gegeneinander versetzt sind.

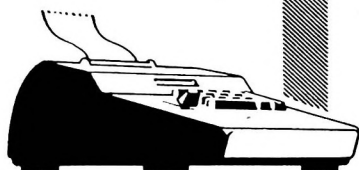
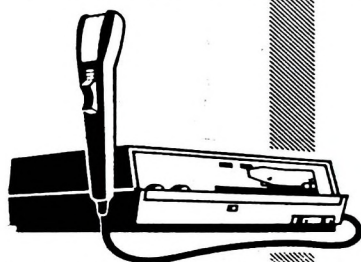
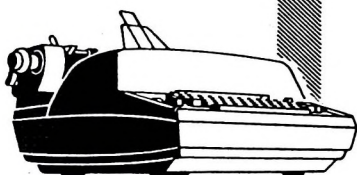
2.1. AM-Teil

Wie die Schaltung Bild 4 zeigt, wird der Transistor T 1 bei AM als Mischer verwendet, wobei das FM-Filter FM 2 über die Anschlüsse C und D kurzgeschlossen wird. An den Punkten B und E ist der Oszillatorkreis und an A die HF-Vorstufe anzuschließen.

Bei AM erzeugt die Diode D 2, die über C 11 am Demodulatorkreis liegt, die Regelspannung. Nach der Siebung mit R 16, C 7 gelangt die Regelspannung zur Basis von T 2 und zum Punkt K, an den die Regelung der HF-Vorstufe angeschlossen werden kann. Die NF-Spannung für AM

Bild 3. ZF-Verstärker-Baugruppe „322-0018“



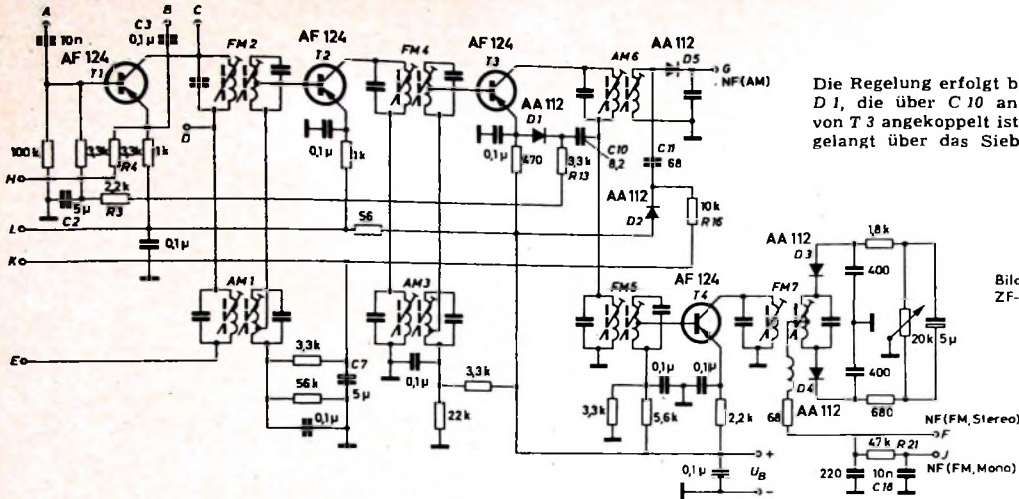


Für jeden Zweck die Passende

Für alle Schreib- und Rechenarbeiten – im Büro, zu Hause oder auf der Reise – bietet das umfassende Programm in Schreibmaschinen, Diktiergeräten, Saldier- und Organisationsmaschinen sowie Vierspezies-Rechenmaschinen aus der größten Büromaschinenfabrik Deutschlands das passende Modell. Alle Olympia-Erzeugnisse werden in mehr als 100 Ländern der Welt geschätzt, denn sie zeichnen sich durch ihre ausgereifte Konstruktion und hohe Qualität aus; man kann ihnen unbedingt vertrauen.

Olympia

OLYMPIA WERKE AG · WILHELMSHAVEN



Die Regelung erfolgt bei FM mit der Diode D 1, die über C 10 an den Collectorkreis von T 3 angekoppelt ist. Die Regelspannung gelangt über das Siebglied R 13, R 3, C 2

Bild 4. Die Schaltung des ZF-Verstärkers „322-0018“

wird an G abgenommen, an den der Lastwiderstand von D 5 anzuschließen ist.

2.2. FM - Teil

Der FM-Teil ist vierstufig. Der Transistor T 1 arbeitet hier also als ZF-Verstärker. Die Punkte B und D werden dabei an Masse geschaltet, so daß das AM-Filter AM 1 dann

über D kurzgeschlossen ist und der Emittorkondensator C 3 an Masse liegt. Über A wird die ZF-Spannung vom UKW-Tuner zugeführt. Die Umschaltung der betreffenden Anschlüsse für AM und FM kann über einen dreipoligen Schalter erfolgen; eine zusätzliche weitere Umschaltung in einer anderen Stufe ist nicht erforderlich.

zur Basis von T 1, an dessen Emittor über R 4 die Regelspannung für den Vorstufentransistor des UKW-Tuners abgegriffen wird. Bei Stereo-Betrieb wird die NF-Spannung am Punkt F (vor dem Deemphasisglied R 21, C 13) abgenommen, da die Deemphasis bei Stereo-Empfang erst nach der Decodierung erfolgt.

BASTEL-ECKE

Tonkreise für Mehrkanal-Fernsteuerempfänger

An den Empfangsteil und NF-Verstärker eines Fernsteuerempfängers schließt sich die Schaltstufe an. An Stelle des in dieser Stufe bei Mehrkanalbetrieb oft verwendeten Zungenrelais¹⁾ kann auch der im folgenden beschriebene Relaisteil eingesetzt werden. Er besteht aus drei Stufen, deren Resonanzkreise auf die Niederfrequenzen des Fernsteuerers abgestimmt sind. Die Tonkreisstufen sind schaltungsmäßig gleich ausgelegt; nur die Bemessung der Schwingkreise ist verschieden.

Schaltung

Über den Kopplungskondensator C 1 und die Einstellregler R 1, R 2, R 3 gelangt die Ausgangsspannung des Empfängers zu den Tonfrequenzkreisen (Bild 1), die jeweils direkt mit der Basis des zugehörigen Transistors verbunden sind. Die Spannung am Schwingkreis (zum Beispiel L 1, C 2) wird zunächst verstärkt (sie tritt dann an der Wicklung des im Collectorkreis von T 1 liegenden Relais A auf) und über C 3 der Diode D 1 zugeführt und gleichgerichtet. Als Arbeitswiderstand für die Diode D 1 wirkt die Hintereinanderschaltung des Schwingkreises und der Basis-Emitter-Strecke, an der ein Spannungsabfall entsteht, der eine negative Basisvorspannung zur Folge hat. Dadurch steigt der Collectorstrom so stark an, daß das Relais A anzieht. Gelangt keine Tonfrequenzspannung mehr zum Schwingkreis, dann haben Basis

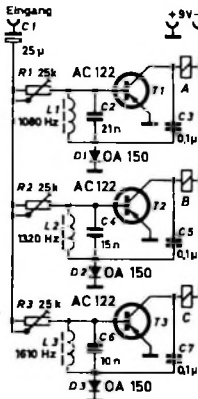


Bild 1. Schaltung der Tonkreisstufen

Bild 2. Ansicht des Relaisteils mit drei Tonkreisstufen

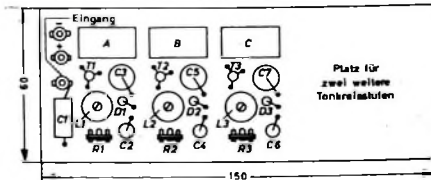
Einzelteilliste

Relais, 300 Ohm	(Fern)
Tonkreise, 1080, 1320, 1610 Hz	(Fern)
Rollkondensatoren	(Wima)
Elektrolytkondensator	(Wima)
Lötösen	(Stocko)
Dioden OA 150	(Telefunken)
Transistoren AC 122	(Telefunken)
Bezug der angegebenen Bauteile nur über den einschlägigen Fachhandel	

und Emittor gleiches Potential, und der Collectorstrom des Transistors T 1 verringert sich stark, so daß das Relais abfällt. Die Einstellregler R 1, R 2 und R 3 dienen zur Entkopplung der einzelnen Resonanzstufen. Außerdem läßt sich damit die Bandbreite der Tonkreise verändern, die etwa 10 Prozent der steuernden Niederfrequenz betragen soll (in diesen drei Stufen also 100, 130 und 160 Hz). Die Regler können auch durch Festwiderstände ersetzt werden.

Mechanischer Aufbau

Die Bilder 2 und 3 zeigen den Aufbau des Relaisteils. An einer Schmalseite eines Resopalbrettchens mit den Abmessungen



150 mm x 60 mm werden drei Lötösen für den Anschluß der Batterie und des Empfängerausgangs montiert. Vor den Lötösen liegt der Elektrolytkondensator C 1. Daran schließen sich die einzelnen Tonkreisstufen an. Bei den angegebenen Abmessungen reicht der Platz aus, um fünf Stufen unterzubringen. Alle Bauelemente sind stehend montiert.

Inbetriebnahme

Zum Abgleich der Tonkreisstufen ist ein Tonfrequenzgenerator zweckmäßig. Bei einem Eingangssignal von 180 mV_{eff} muß die auf die zugeführte Frequenz abgestimmte Stufe ansprechen. Ist das trotz richtiger Verdrahtung nicht der Fall, dann ist der betreffende Einstellregler (R 1, R 2 oder R 3) zu verändern. Infolge Streuungen der Bauteile kann aber auch der Tonkreis nicht auf die gewünschte Frequenz abgestimmt sein. Durch Vergrößern oder Verkleinern des Parallelkondensators lassen sich die Kreise aber leicht auf die Sollfrequenz abgleichen.

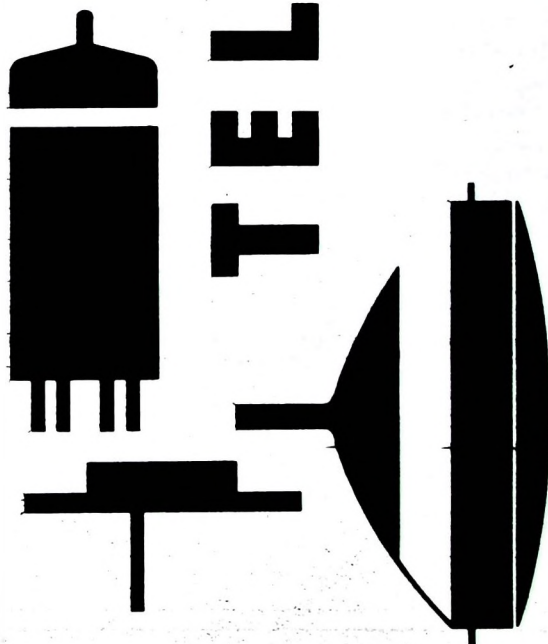
¹⁾ Diefenbach, W. W.: Transistor-Fernsteuerempfänger für acht Kanäle. Funk-Techn. Bd. 19 (1964) Nr. 3, S. 85



TELEFUNKEN

Rundfunk- und Fernseh-
Empfängerröhren
Fernsehbildröhren
Ablenkmittel
Halbleiter
Transistoren
Germanium-Dioden
Silizium-Dioden
Spezialröhren
Mikrowellenröhren
Oszillographenröhren

Spezialverstärkerröhren
Senderröhren
Vakuumkondensatoren
Gasgefüllte Röhren
Stabilisatoren
Kaltkathodenröhren
Klein-Thyratrons
Photoelektronische Bauelemente
Photozellen
Photowiderstände
Photovervielfacher

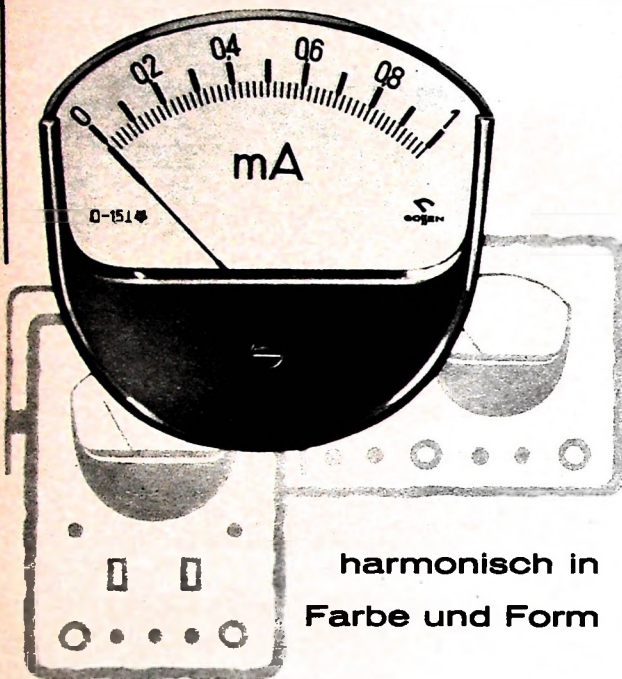


Wir senden Ihnen gern Druckschriften mit technischen Daten

TELEFUNKEN
AKTIENGESELLSCHAFT
Fachbereich Röhren
Vertrieb 7900 Ulm

EM-COLORS

moderne Meßgeräte



harmonisch in
Farbe und Form

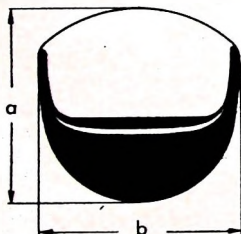
Meßgeräte mit vielen Vorzügen:

Flutlichtgehäuse haben schattenfreie Skalen und erlauben ein müheloses Ablesen auch bei schwacher Beleuchtung.

Größere Skalenbogen, größere Zahlen und größere Zeiger als bei normalen Geräten gleicher Größe.

7 Farben und 3 Größen erleichtern die Wahl für jede Verwendung als Drehspul-Meßgeräte mit oder ohne Gleichrichter, für Strom- und Spannungsmessungen in Gleich- und Wechselstrom.

Maße in mm	a	b
MM 1	44,5	44,5
MM 2	69	69
MM 3	89	89



EM-COLORS

schonen in richtiger Farbkombination das Auge und steigern die Leistung.

EM-COLORS

geben durch die Leuchtkraft ihrer Farben einen vorzüglichen Kontrast zur Frontplatte.



Bitte fordern Sie Angebote an!

GOSSEN Erlangen/Bayern



Rundfunk-Stereophonie

U. PRESTIN, Nordmende KG, Bremen

Service an Stereo-Decodern

Fortsetzung von FUNK-TECHNIK Bd. 20 (1965) Nr. 1, S. 29

4.6. Klirrfaktor

Dieser Abschnitt behandelt noch einmal die nichtlinearen Verzerrungen, weil auch hier gegenüber der Technik der monauralen Geräte Unterschiede zu beachten sind. Zunächst sei untersucht, welche grundsätzlichen Ursachen außer den aus dem Gebiet der Mono-Technik bekannten in Stereo-Empfängern zu nichtlinearen Verzerrungen führen können.

a) Der Stereo-Decoder arbeitet in vielen Fällen mit einer Verstärkerstufe für das Summensignal. Auch wenn das Ausgangssignal an der Katode abgenommen wird (Verstärkung < 1), kann eine falsche Arbeitspunktlage ein Klirren erzeugen.

b) Entsprechend den Ausführungen unter 1.2.2. und dem dort angegebenen Schrifttumshinweis [5] sind Reflexionen gefährlich, weil die dritte Harmonische des gesamten NF-Bandes bis einschließlich 15 kHz in den Übertragungsbereich fällt. Die höheren Frequenzen mit ihrer kürzeren Schwingungsdauer haben auch kürzere Reflexionsentfernungen bis zum Auftreten der kritischen Verzögerung von einem Viertel der Schwingungsdauer zur Folge. Je kürzer die kritische Reflexionsentfernung aber ist, um so größer wird die Feldstärke der reflektierten Welle.

Außer den reinen Reflexionsstörungen kennt der Praktiker noch den Effekt des Mehrwege-Empfangs mit deutlich wahrnehmbaren Verzerrungen, zum Beispiel in Gebäuden mit abschirmenden Stahlteilen, wenn mit der Gehäuse-Einbauantenne empfangen wird. Bei Stereo-Übertragungen führt der Mehrwege-Empfang in noch stärkerem Maße zum Klirren als bei Mono-Sendungen. Man mag bei der Bemerkung „mit der Einbauantenne“ als Techniker „die Nase rümpfen“; an der Tatsache, daß sich die überwiegende Mehrheit der Gerätebesitzer an die Einbauantenne als selbstverständlich ausreichendes Empfangselement gewöhnt hat, kommt man aber mit noch so fundierten Argumenten nicht vorbei.

c) In Decodern mit Rückmodulation des Hilfstägers beeinflusst das Verhältnis Träger- zu Modulationsamplitude den Klirrfaktor. Das Ansteigen der Verzerrungen ist vor allem bei zu kleinem Träger mit der unter 4.5.1. beschriebenen Übermodulation zu beobachten. Zu hohe Träger können aber ebenfalls zu stärkerem Klirren führen, wenn die Demodulationsdioden bereits in den Sättigungsbereich ihrer I_d-U_d -Kennlinie gesteuert werden. Bei allen Decodertypen verursacht ferner eine Phasenverschiebung zwischen dem Pilot- und dem Hilfstägersignal eine Zunahme der nichtlinearen Verzerrungen.

d) Der Klirrfaktor steigt schließlich auch an, wenn die Laufzeitdifferenzen des HF- und ZF-Verstärkers innerhalb des Übertragungsbereiches zu groß sind. Als Grenzwert gilt eine Laufzeitdifferenz von 3 μ s, die man aber mit den im Service zur Verfügung stehenden Mitteln nicht prüfen kann. Anhaltspunkte für eventuelle zu große Laufzeitdifferenzen gibt die ZF-Durchlaßkurve (zu flach verlaufende oder sogar eingesattelte Kuppe), die nach Abschnitt 4.1. glockenförmig (wie bei unterkritisch bis kritisch gekoppelten Filtern) aussehen soll.

Vor speziellen Hinweisen auf Messungen im Zusammenhang mit zu starkem Klirrfaktor sei aber noch untersucht, wie klein der praktisch erreichbare Wert überhaupt werden kann. Im Abschnitt 2. war 1% Klirrfaktor für den gesamten Übertragungsbereich gefordert worden. Beim Messen mit HF während der Testsendungen kann jedoch auch bei optimal eingestellten und abgeglichenen Empfängern ein höherer Klirrfaktor auftreten. Die Forderung, die für die Übertragungskette zwischen Antenneneingang und Decoderausgang gilt, läßt sich aber tatsächlich, wie inzwischen erschienene Veröffentlichungen beweisen, bei guten Geräten im günstigsten Bereich der Eingangsspannung einhalten.

Die „Über-alles-Verzerrungen“ können jedoch größer sein. Den in Amerika bei der Einführung der HF-Stereophonie am 20. 4. 61 bekanntgegebenen Bedingungen kann man nämlich folgende Grenzwerte des Klirrfaktors bei 25, 50 und 90% Aussteuerung entnehmen:

im Bereich 50 ... 200 Hz:	$k = 3,5\%$
im Bereich 200 Hz ... 7,5 kHz:	$k = 2,5\%$
im Bereich 7,5 ... 15 kHz:	$k = 3,0\%$

Es muß sich zeigen, ob diese Werte noch herabgesetzt werden können. Ein endgültiger Überblick dürfte erst möglich sein, wenn die Mehrzahl der Sender in Deutschland auf Stereo-Betrieb umgestellt ist und auch Erfahrungen mit Ballemfangsübertragungen in gebirgigen Gebieten vorliegen.

Dem Vernehmen nach ist in dem als Entwurf vorliegenden Pflichtenheft für die Coder der Rundfunkanstalten der Grenzwert 0,5% bis zur +10-dB-Aussteuerung im gesamten NF-Band von 40 Hz bis 15 000 Hz vorgesehen, so daß in Deutschland also andere Voraussetzungen vorhanden sein werden als in Amerika. Für die übrigen Übertragungsglieder gelten die von der Mono-Technik her bekannten Toleranzen.

Die beschriebenen Voraussetzungen lassen es aber zweifelhaft scheinen, ob die Klirrfaktor-Meßbrücke in einigen Jahren auf dem Serviceplatz für Stereo-Decoder eine den übrigen bisher genannten Meßgeräten ebenbürtige Stellung einnehmen wird. Der Verfasser ist zwar der Ansicht, daß das Klirrfaktor-Meßinstrument in eine echte Fachwerkstatt gehört, weil sich damit zum Beispiel beim Tonbandgeräte-Kundendienst viele Arbeiten vereinfachen lassen und der Umgang mit Hi-Fi-Geräten ebenfalls Klirrfaktormessungen erfordert. Im hier behandelten Stereo-Decoder-Service ist aber eine genaue Fehleranalyse allein auf Grund des Klirrfaktor-Meßresultates kaum möglich.

Das Problem vereinfacht sich jedoch durch die wiederholt erwähnte Tatsache, daß überhöhtes Klirren fast immer zusammen mit zu geringer Übersprechdämpfung auftritt. Man kann sogar sagen, daß ein zufriedenstellender Übersprechdämpfungswert bis auf wenige Ausnahmen als Gewähr für genügende Klirrfreiheit angesehen werden kann.

Die Ausnahmen betreffen jene Fälle, in denen Decoder nach dem Umschalten von Stereo- auf Mono-Betrieb ein unverändert starkes Klirren aufweisen. Ursache dafür sind dann meistens die unter a) genannten Arbeitspunktverschiebungen, die sich aber wie in normalen NF-Stufen erkennen und beseitigen lassen (Koppelkondensatoren, Röhren, Transistoren).

Dagegen sind die unter b) angeführten Reflexionsfälle schwieriger zu beurteilen und meßtechnisch zu erfassen, denn hier kann der Mono-Empfang gut sein und der Fehler nur während des Stereo-Betriebes trotz einwandfreien Geräte- und Decoderabgleichs auftreten. Die in gebirgigen Gegenden wohnenden Fachhändler müssen hier mit dem „Fingerspitzengefühl“ arbeiten. Die Gefahr der Reflexionen ist auf jeden Fall dann gegeben, wenn bei einem Fernsehsender, der aus der gleichen Richtung wie der Stereo-Rundfunksender einfällt, mit einfachen Antennen auch Bildreflexionen auftreten.

Die Fehlergruppen c) und d) lassen sich klirrfaktormäßig eindeutig durch Messung der Übersprechdämpfung beherrschen. In Zweifelsfällen empfiehlt es sich, das Oszillogramm des Nutzkanals entsprechend den Hinweisen unter 4.4.2. aufzunehmen und die Hilfstärkerkreise – aber selbstverständlich unter Beachtung der im Abschnitt 4.4. angegebenen Vorsichtsmaßregeln – geringfügig nachzustimmen, bis sich die maximale Nutzamplitude ergibt, die gleichzeitig auch größtmögliche Klirrfreiheit gewährleistet. Nach jedem Korrigieren des Hilfstärkerabgleichs muß man jedoch prüfen, ob das Übersprechen nicht schlechter geworden ist.

5. Typische Fehlerquellen

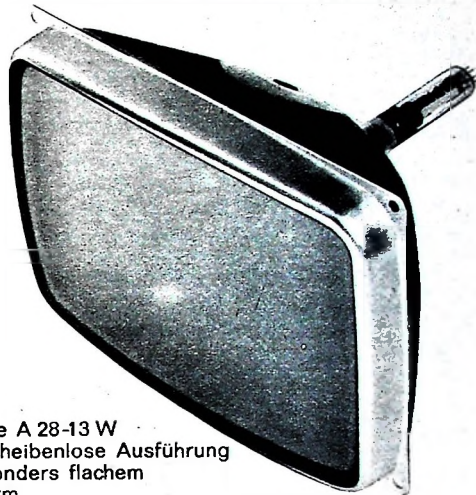
Auf allen Gebieten der Technik ist es ein großer Unterschied, ob man Fehlermöglichkeiten auf Grund der Funktionszusammenhänge betrachtet oder ob man sie nach der statistischen Häufigkeit bewertet. In der Praxis sieht es einige Jahre nach der Einführung einer Neuerung immer so aus, daß von der großen Anzahl möglicher Fehlerursachen vielleicht ein bis zwei Dutzend für mehr als zwei Drittel der gesamten Service-Fälle zutreffen. Das ist unter anderem auch der Grund für den nicht zu bestreitenden Erfolg zahlreicher „Auch-Techniker“, die ohne gediegene Grundkenntnisse zum Beispiel im Fernseh-Service einen ansehnlichen Anteil aller anfallenden Kundendienstarbeiten verrichten. Der Fachmann weiß jedoch, daß bei dem letzten Fehlerdrittel nur systematisch-methodisches Arbeiten weiterhilft. Was nutzt es schließlich, wenn drei Reparaturen in sehr kurzer Zeit erledigt werden, die vierte aber die mehrfache Zeit gegenüber dem Durchschnitt erfordert und dann noch abgebrochen oder an den systematisch arbeitenden Techniker weitergegeben werden muß.

Diese Einleitung mußte dem Abschnitt „Typische Fehlerquellen“ vorangestellt werden. Was nämlich allgemein gilt, trifft besonders für eine am Anfang ihrer Entwicklung stehende Technik zu. Tabellarisch oder in Stichworten zusammengefaßten Aufstellungen typischer Fehlerquellen haftet nicht nur der Mangel der Lückenhaftigkeit an; sie verführen auch zur Aufgabe der für später notwendigen Methodik der Fehlersuche. Daher sollten die hier

VALVO

BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

Bauelemente für tragbare Fernsehempfänger



Bildröhre A 28-13 W
schutzscheibenlose Ausführung
mit besonders flachem
Bildschirm

Horizontal-Ausgangstransformator	AT 2042	für transistorbestückte Horizontal- und Vertikalablenkstufen
Ablenkeinheit	AT 1020	
Transistor für Horizontalablenkendstufen	AU 103	
Schalterdiode für Horizontalablenkstufen	BY 118	
Transistor für den Steuergenerator in Vertikalablenkstufen	AC 127	
Transistor für Vertikalablenkendstufen	AD 149	

Horizontal-Ausgangstransformator	AT 2043	für röhrenbestückte Horizontal- und Vertikalablenkstufen
Ablenkeinheit	AT 1021	
Röhre für Horizontalablenkendstufen	PL 81	
Schalterdiode	PY 81	
Röhre für Steuergenerator und Endstufe der Vertikalablenkung	ECL 80	

Hochspannungs-Gleichrichterröhre	DY 51
----------------------------------	-------



VALVO GMBH HAMBURG

angegebenen Fehlerquellen weniger als Rezept, sondern vielmehr als kurzgefaßte Wiederholung der in den vorausgegangenen Abschnitten ausführlich behandelten Zusammenhänge gewertet werden.

5.1. Ungenügende Kanaltrennung

Ungenügende Kanaltrennung infolge zu geringer Übersprechdämpfung dürfte auf folgende Ursachen zurückzuführen sein:

- Nach dem Einbau des Decoders in den dafür vorbereiteten Empfänger wurden der oder die Übersprechregler nicht nachgestellt. Nachstellen entsprechend den Anleitungen unter 3.2., 3.3. und 4.3. Zu beachten sind ferner die Hinweise unter 2.1.
- Der Decoder wurde in einen Empfänger eingebaut, der konstruktiv nicht für den Einbau vorbereitet war. Hier muß man gegebenenfalls Zugeständnisse machen, denn selbst ein nochmaliger Abgleich des Decoders und des ZF-Verstärkers kann ergebnislos sein, wenn der Empfänger in seinen Laufzeiteigenschaften usw. nicht den Anforderungen der HF-Stereophonie genügt.
- Durch unsachgemäßen Fremdeingriff wurden die Kreise für die Pilotfrequenz und den Hilfstäger verstellt. Nachgleich gemäß den Anleitungen unter 3.1.1. und 4.4.
- Im Hilfstägerkanal liegt ein elektrischer Defekt vor. Fehler-suche durch Nachmessen der Betriebsspannungen und Prüfen der Röhre beziehungsweise des Transistors, gegebenenfalls auch Kontrolle der Oszillogramme.
- Der ZF-Verstärker ist schlecht abgeglichen. Nachgleich gemäß den Anleitungen unter 4.1.

5.2. Verrauschter Stereo-Empfang

Das Rauschen steigt in schwachversorgten Gebieten bis zu 20 dB im Vergleich zu Mono-Sendungen unter sonst unveränderten Empfangsbedingungen an. Hinweise zum schnellen Prüfen, ob das störende Rauschen eventuell auf zu geringe Antennenspannung zurückzuführen ist, enthält Abschnitt 1.2.2. Ausführliche Meßvorschläge und Vergleichsoszillogramme sind unter 4.5. zu finden.

Ergeben die Prüfungen eine ausreichende Antennenspannung, so kann das zu starke Rauschen eines Stereo-Empfängers eigentlich nur infolge eines Defekts oder falschen Abgleichs des Hilfstägerkanals entstehen.

- Die Röhre beziehungsweise den Transistor für die Verstärkung des Pilot- und Hilfstägersignals prüfen und gegebenenfalls auswechseln.
- Abgleich der Trägeramplitude und -phase gemäß Anleitungen unter 3.1.1. und 4.4.

c) Falls der Decoder eine Verstärkerstufe für das Gesamt-Multiplexsignal enthält, kann deren Verstärkungsrückgang ebenfalls das Ansteigen des Störpegels verursachen. Röhre prüfen und gegebenenfalls auswechseln. Auch nach dem Röhrentausch muß ein Decoder-Gesamtgleich erfolgen, wenn sich keine genügende Übersprechdämpfung mehr erreichen läßt.

5.3. Verzerrungen

Ein zu hoher Klirrgrad hat wahrscheinlich die gleichen Ursachen wie die ungenügende Kanaltrennung. Zunächst also Übersprechdämpfung kontrollieren und gegebenenfalls neu einstellen. Sonst die unter 4.6. beschriebenen Ursachen untersuchen:

- Arbeitspunktverlagerung einer Röhre oder eines Transistors,
- Reflexionen oder anderweitiger Mehrwege-Empfang.

5.4. Verrauschter Mono-Empfang nach dem Decodereinbau

Eine Zunahme des Rauschens kann sich bei Mono-Betrieb zeigen, wenn beim Umschalten nicht die Hilfstägerstufe abgeschaltet oder der Decoder umgangen wird.

- Umschaltkontakte überprüfen. Sehr oft wendet man in der Stellung „Mono“ das im Bild 60 gezeigte Verfahren der Strom-

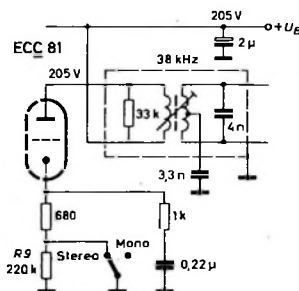


Bild 60. Schaltungsausschnitt eines Stereo-Decoders mit einer charakteristischen Umschaltung Mono — Stereo durch einen in Stellung „Stereo“ überbrückten Gegenkopplungswiderstand im Kathodenzweig der Hilfstäger-Verstärkerstufe

gegenkopplung der Hilfstägerstufe an. Der verhältnismäßig hochohmige Widerstand R_9 wird beim Umschalten auf Stereo-Betrieb überbrückt.

- Decoder mit synchronisiertem Hilfstägeroszillator so schalten, daß der Generator bei Mono-Betrieb nicht schwingt.

(Schluß folgt)

Von Sendern und Frequenzen

► Für das Hörfunkprogramm des Bayerischen Rundfunks sind in den letzten Wochen entlang der Alpenkette vier neue UKW-Sender in Betrieb genommen worden, und zwar Grütten (Kanal 12*, 100 kW), Kreuzeck bei Garmisch (Kanal 21*, 0,06 kW), Berchtesgaden (Kanal 14*, 0,35 kW), Bad Reichenhall (Kanal 6*, 0,35 kW).

► Einige Versorgungslücken im 1. Fernsehprogramm konnten im Gebiet des Bayerischen Rundfunks durch folgende Füllsender kleiner Leistung geschlossen werden: Dollnstein (Kanal 7, 0,5 kW), Greding (Kanal 8, 2 kW), Schliersee (Kanal 12, 5 kW) und Burgberg/Halden (Kanal 12, 20 kW). Alle diese vier Sender arbeiten mit horizontaler Polarisation.

► Im Dezember 1964 feierte der Bayerische Rundfunk das Richtfest auf der Senderanlage Hoher Bogen bei Kötzing im Bayerischen Wald. Zu den bereits vorhandenen Sendeeinrichtungen für beide Hörfunkprogramme und das 1. Fernsehen kommen nach Fertigstellung im Frühsommer 1965 die Senderanlagen der Bundespost für das 2. und 3. Fernsehprogramm hinzu. Gleichzeitig ist ein neuer Sendeturm im Bau, der mit 90 m Höhe den alten Mast um 60 m überragen wird und einen besseren Empfang namentlich im Bereich des Bayerischen Waldes gewährleisten soll.

► Die Deutsche Bundespost hat im Dezember 1964 in Ermingen bei Ulm einen weiteren Fernsehsender großer Leistung in Betrieb genommen. Der neue Sender strahlt das 2. Programm auf Kanal 33 mit einer Leistung von 500 kW aus.

► Wegen der Inbetriebnahme des Fernsehsenders Grütten auf Kanal 28 mit dem Programm des Zweiten Deutschen Fernsehens im Dezember 1964 wurde der Fernsehsender Wannenberg von

seinem bisherigen Kanal 28 auf Kanal 30 umgestellt. Diese Änderung beim Fernsehsender Wannenberg hat keinen Einfluß auf die Fernsehsehteilnehmer der Fernsehumschalter Waldshut (Kanal 21) und Eggberg (Kanal 22).

► Zur Verbesserung der Versorgung mit dem Programm des Deutschen Fernsehens (1. Programm) im mittleren Schwarzwald nahm der Südwestfunk in der Woche vor Weihnachten einen neuen Fernsehsender in Betrieb. Er steht auf dem 930 m hohen Brandenkopf nördlich von Hausach und strahlt das 1. Programm auf dem Sendekanal 48 mit horizontaler Polarisation aus. Der Sender wird zunächst nur mit verringerter Leistung strahlen. Zu einem späteren Zeitpunkt ist eine Erhöhung der Strahlungsleistung auf den endgültigen Wert von 20 kW vorgesehen.

► Der Südwestfunk hat vor kurzem seinen 142. und 143. Fernsehfüllsender in Betrieb genommen. Der eine befindet sich auf dem Vorderen Bücken und versorgt Stühlingen und Teile von Eberfingen und Grimmelshofen mit dem Programm des Deutschen Fernsehens im Kanal 40 (Bereich V). Der andere steht bei der alten Erzgrube auf dem Ölsberg und versorgt Bad Hönningen, Bad Niederbreisig, Oberbreisig, Rheineck, Brohl und Rheinbrohl mit dem Programm des Deutschen Fernsehens im Kanal 46 (ebenfalls Bereich V).

► Ist in schwierigen Empfangslagen kein brauchbarer Standort für einen Umsetzer zu finden oder ist die zu erwartende Teilnehmerzahl zu gering, dann bemüht sich der Südwestfunk, den Interessenten die Vorzüge einer Gemeinschafts-Antennenanlage nahezubringen. Zur ersten Information wird eine Druckschrift „Neue Wege zu gutem Fernsehempfang“ übersandt. Falls weitere Unterstützung gewünscht wird, erkundet zum Beispiel ein Ingenieur mit Hilfe eines Meßwagens, ob in nicht zu großer Entfernung vom Siedlungsgebiet ausreichende Feldstärken angetroffen werden.

Verwendung von Halbleiter-Referenzelementen zur Erzeugung hochkonstanter Bezugsspannungen

Halbleiter-Referenzelemente weisen neben einem extrem niedrigen Temperaturkoeffizienten einen nicht zu vernachlässigenden differentiellen Innenwiderstand auf. Dieser ist die Ursache einer Versetzspannung, die zu einer erheblichen Verwerfung der Referenz-Nennspannung führen kann. Die Zusammenhänge werden mittels eines Ersatzschaltbildes aufgezeigt. Es werden abschließend Hinweise zur Reduzierung des schädlichen Einflusses des Innenwiderstandes gegeben.

Zur Erzeugung hochkonstanter Bezugsspannungen verwendet man unter anderem Halbleiter-Referenzelemente, die einen sehr kleinen Temperaturkoeffizienten $TK_{U_{ref}}$ zwischen $\pm 10 \cdot 10^{-6}$ je $^{\circ}\text{C}$ und $\pm 100 \cdot 10^{-6}$ je $^{\circ}\text{C}$ aufweisen. Die Referenz-Nennspannung U_N solcher handelsüblichen Elemente liegt vorwiegend im Bereich 6,5 ... 8 V. Mit den genannten Temperaturkoeffizienten ergibt sich also für Referenzelemente eine Spannungsänderung von $\pm 0,07$ mV je $^{\circ}\text{C}$ bis maximal $\pm 0,8$ mV je $^{\circ}\text{C}$.

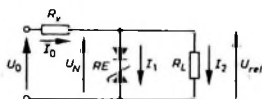


Bild 1. Einfache Stabilisierungsschaltung unter Verwendung eines Halbleiter-Referenzelementes; U_0 Speisespannung, R_V Vorwiderstand, RE Referenzelement (zum Beispiel MR1A), R_L Lastwiderstand, U_N Nennspannung des Referenzelementes, U_{ref} tatsächlich anstehende Spannung an den Klemmen des Referenzelementes, I_0 Stromfluß durch Vorwiderstand R_V , I_1 Stromfluß (Querstrom) durch Referenzelement, I_2 Strom durch Lastwiderstand R_L .

Diese hohe Spannungskonstanz kann aber nur realisiert werden, wenn durch schaltungstechnische Maßnahmen verhindert wird, daß die durch den differentiellen Innenwiderstand R_D des Referenzelementes hervorgerufene Versetzspannung U_V die thermische Spannungsverwerfung weit überschreitet.

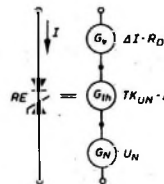


Bild 2. Ersatzschaltung des Halbleiter-Referenzelementes

Bild 1 zeigt die einfache Schaltung eines Referenzelementes RE. Diese Schaltung entspricht der üblichen Stabilisierungsschaltung mit Zenerdioden. Die Differenz zwischen der Klemmenspannung U_{ref} und der Nennspannung U_N von RE ist im Bild 2 veranschaulicht; die Spannungen, die sich zur Klemmenspannung U_{ref} ad-

dieren, sind als Serienschaltung von drei Gleichspannungsquellen dargestellt.

Halbleiter-Referenzelemente bestehen aus der Zusammenschaltung einer Zenerdiode mit einer in Flußrichtung geschalteten Siliziumdiode. Im Durchbruchbereich zwischen etwa 5,5 V und 8 V weisen Zenerdioden einen Temperaturkoeffizienten TK_{U_Z} der Zenerspannung zwischen $-5 \cdot 10^{-4}$ je $^{\circ}\text{C}$ und $+8 \cdot 10^{-4}$ je $^{\circ}\text{C}$ auf. In Flußrichtung betriebene Siliziumdioden zeigen einen TK_{U_I} von $-1,8$ mV je $^{\circ}\text{C}$ bis etwa $-2,5$ mV je $^{\circ}\text{C}$. In Halbleiter-Referenzelementen werden nun ausgesuchte Zenerdioden mit geeigneten Siliziumdioden so zusammengesaltet, daß der resultierende Temperaturkoeffizient TK_{U_N} (bezogen auf die Referenz-Nennspannung U_N) möglichst klein ist (dieser zusätzliche Meßaufwand bedingt unter anderem den verhältnismäßig hohen Preis von Halbleiter-Referenzelementen).

Die Zenerdiode und die Siliziumdiode eines Halbleiter-Referenzelementes haben außer ihren charakteristischen Spannungen noch einen Bahnwiderstand, dessen Größe hauptsächlich durch Störstellen-

Hi-Fi-Transistoren-Stereo-Verstärker KROHA SMV 50

max. Ausgangsl. an 5 Ω je Kan. 25 W
max. Klirrfaktor bei 20 W Ausgangsleistung je Kanal 1 %
max. Klirrfakt. bei < 12 W Ausgangsleistung je Kanal 0,1 %
Frequenzg. 20 Hz ... 20 kHz $\pm 0,5$ dB

Vier untereinander mischb. Eingänge
Mikrofon 2 x 200 μV an 200 Ω
Platte 2 x 500 mV an 500 $\text{k}\Omega$
Radio 2 x 100 mV an 100 $\text{k}\Omega$
Tonband 2 x 300 mV an 300 $\text{k}\Omega$

Dynamik 80 dB ab Hauptregler
70 dB ab Radio, Platte, Tonb.
60 dB ab Mikrofon

35 Transistoren und 5 Dioden

Eingebaute elektronische Sicherung
(Kein Ausfall d. Leistungstransistoren bei Kurzschluß in der Lautsprecherleitung)

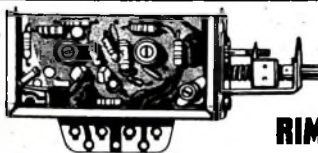


1 Jahr Garantie

Preis ab Werk
für fertiges Gerät .590.— DM
für Bausatz 8 340.— DM

Fordern Sie ausführlich. Prospekt an

KROHA elektronische Geräte
731 PLOCHINGEN, Esslinger Str. 212



Görler Rundfunkbauteile RIM-Funktionsbausteine

Basis für eigene konstruktive Ideen und vorbereitete Schaltungsvorlagen.

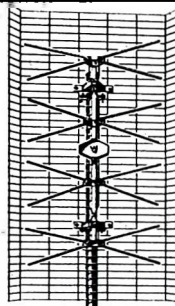
Miniaturtechnik - Gedruckte Schaltung - Transistorisierung

Schaltungseinheiten wie: UKW-Tuner, ZF-Verstärker, NF-Vorverstärker, u. dgl. sowie volltransistorisierte Stereodekoder; Röhren u. Transistor-Funktionsbausteine. Verlangen Sie Angebot „Bausteine“!

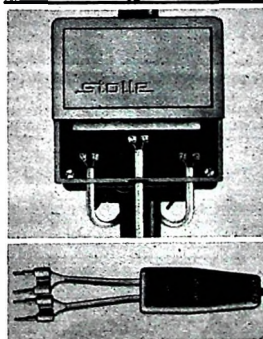
RIM-Bausteinfilibel mit neuen Schaltungsvorschlägen. Schutzgebühr DM 2.—, Vorkasse Inland DM 2,70, Ausland DM 3,30. Nachnahme Inland DM 3,20. Postscheck-Konto: München 137 53.

Zentrale und Versand:
8 MÜNCHEN 15, Abt. F.2, Bayerstr. 25 am Hbf., Ruf 55 72 21
Filiale: Stuttgart 5, Markstraße 10

RADIO-RIM



3 mal ein Gewinn fürs Fernsehen



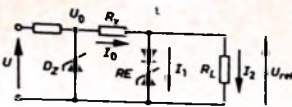
Mit STOLLE FS-Flächenantennen und Antennen-Koppel und Trennfilter lösen Sie schnell alle Empfangsfragen die sich in Verbindung mit dem 3. FS-Programm für den Fachmann ergeben. Der mechanische Aufbau der Flächenantennen, die voll kommen vormontiert geliefert werden, erleichtert Ihnen die Arbeit und spart Montagezeiten.

STOLLE-VERKAUFSBÜROS:
DORTMUND, Ernst-Mehlich-Str. 1
HAMBURG-BRAMFELD,
Eilernreihe 55-59
FRANKFURT, Uhlendstr. 46
STUTTGART, Lehenstr. 21
In Vorbereitung:
HANNOVER, MÜNCHEN
DÜSSELDORF, BERLIN

Karl Stolle Antennenfabrik
46 Dortmund, Ernst-Mehlich-Str. 1 Tel. 523032 Telex 0822413

stolle

Bild 3. Stabilisierung von U_0 mit einer Zenerdiode D_Z



Tab. I. Technische Daten von Referenzelementen¹⁾

(bezogen auf 25°C Betriebstemperatur und 5 mA Querstrom I_1)

	MR1A	MR2A	
Referenz-Nennspannung U_N	6,6	6,6	V
Toleranz der Nennspannung ²⁾ in Prozent	± 2,3	± 2,3	%
in Volt	± 0,16	± 0,16	V
Temperaturkoeffizient TK_{U_N} der Nennspannung (im Bereich 20...65 °C)	± 60 · 10 ⁻⁴	± 10 · 10 ⁻⁴	je °C
Differentieller Innenwiderstand R_D	35	35	Ω

¹⁾ Hersteller: Associated Electrical Industries, Lincoln, England

²⁾ Die Toleranz der Nennspannung ist eine Fertigungstoleranz; sie tritt bei einem einzelnen Element nicht als Schwankung der Referenzspannung auf.

konzentration und Kristallgeometrie definiert ist. Dieser Bahnwiderstand hat ohmschen Charakter.

Im Ersatzschaltbild (Bild 2) sind drei Gleichspannungsgeneratoren angegeben: G_N ist der Generator, der die Referenzelement-Nennspannung U_N (die Summe von Zenerspannung U_Z und Diodenfußspannung U_D) erzeugt.

G_{th} ist der Generator, der im Temperaturbereich $\Delta\theta$ die temperaturabhängige Temperaturspannung

$$U_{th} = U_N \cdot TK_{U_N} \cdot \Delta\theta \quad (1)$$

erzeugt.

G_v ist der Fehlergenerator. Die von ihm hervorgerufene Spannung ist die Versetzspannung

$$U_v = R_D \cdot \Delta I_1 \quad (2)$$

(ΔI_1 ist hierin die Abweichung des Querstroms I_1 von seinem Nennwert).

Die Größenordnung der von G_{th} erzeugten Temperaturspannung U_{th} und der von G_v erzeugten Versetzspannung U_v sei am Beispiel von zwei Halbleiter-Referenzelementen etwas näher betrachtet.

Mit den Daten nach Tab. I sowie mit Gl. (1) und Gl. (2) ergeben sich für die Halbleiter-Referenzelemente MR1A und MR2A Temperaturspannungen U_{th} und Versetzspannungen U_v entsprechend Tab. II.

Der Vergleich von U_v mit U_{th} zeigt, daß der Querstrom I_1 sehr genau eingehalten werden muß, wenn die Versetzspannung die Temperaturspannung nicht wesentlich überschreiten soll. Hierbei steigen die Anforderungen an die Konstanz von I_1 mit kleiner werdendem TK_{U_N} .

Der Querstrom I_1 ändert sich gleichsinnig mit U_0 und R_L und gegensinnig mit R_v .

Reduzierung des schädlichen Einflusses des Innenwiderstandes

Korrekturen einer möglichen Verwerfung der Referenz-Nennspannung U_N durch die Versetzspannung U_v lassen sich beispielsweise durch folgende Maßnahmen durchführen:

1. Ausschaltung des Einflusses von R_D durch Einfügen eines negativen Widerstandes (zum Beispiel Tunnel diode) mit

dem Betrag $-R_D$ in Serie zum Referenzelement

(zu aufwendig; Gefahr von Schwingungserregung).

2. Konstanthalten von I_1 durch Handregelung von R_v (ebenfalls zu aufwendig, da dauerndes Kontrollieren von I_1 erforderlich; außerdem ist Einfluß des Meßwiderstandes schädlich).

3. Optimale Schaltungsdimensionierung, eventuell mit elektronischer Regelung.

Nach Bild 1 bestehen nun die Zusammenhänge

$$I_0 = \frac{U_0 - U_{ref}}{R_v} \quad (3)$$

$$I_1 = I_0 - I_2 \quad (4)$$

In den nachstehenden Betrachtungen ist die Differenz $U_{ref} - U_N$ der Einfachheit halber vernachlässigt.

Aus Gl. (4) resultiert die Forderung, daß I_2 konstant sein sollte; jede Schwankung von I_2 wirkt auf I_1 zurück. Wird R_L genügend groß gewählt, so daß $I_2 \ll I_1$ wird, dann können die Schwankungen von I_2 vernachlässigt werden. In der Praxis ist I_1 etwa 10-...20mal I_2 . Unter dieser Voraussetzung ist I_1 direkt I_0 proportional.

Die Hauptaufgabe besteht also darin, I_0 so konstant wie möglich zu halten. Vor allem sind Schwankungen von U_0 zu vermeiden. Das erfolgt am einfachsten dadurch, daß U_0 durch eine Zenerdiode stabilisiert wird. Die Zenerspannung dieser Diode sollte mindestens 1,5-...3mal U_N sein.

Wird U_0 mit einer Zenerdiode 1N2977 oder 1N3023 auf 13 V stabilisiert (Bild 3), dann ergibt sich mit einem TK_{U_Z} von $+7 \cdot 10^{-4}$ je °C für diese beiden Dioden eine entsprechende maximale I_0 -Variation von $1,4 \cdot 10^{-4}$ je °C. Bei $I_1 = 5$ mA entspricht dies einem ΔI_1 von 7 µA. Mit $R_D = 35$ Ohm wird also die maximale Versetzspannung $U_v = 0,25$ mV je °C.

Die Spannungsverwerfung bleibt für den Typ MR1A genügend unter dem $TK_{U_{ref}}$ des Referenzelementes. Für den Typ MR2A reicht diese Konstanz von U_0 jedoch noch nicht aus. Dort empfiehlt es sich, die Zenerdiode in Serie mit vier in Flußrichtung gepolten Dioden 1S130 zu betreiben

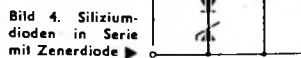


Bild 4. Siliziumdioden in Serie mit Zenerdiode

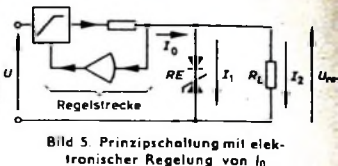


Bild 5. Prinzipschaltung mit elektronischer Regelung von I_0

Tab. II. Temperaturspannung und Versetzspannung der Referenzelemente MR1A und MR2A

(leicht abgerundete Werte; Querstrom $I_1 = 5$ mA)

	MR1A	MR2A	
Temperaturspannung U_{th} bei $\Delta\theta = 1$ °C	0,4	0,07	mV
Versetzspannung U_v bei $\Delta I_1 = 50$ µA ($1\frac{1}{2}\%$ von I_1)	1,8	1,8	mV
bei $\Delta I_1 = 5$ µA ($1\frac{1}{100}\%$ von I_1)	0,18	0,18	mV
bei $\Delta I_1 = 1$ µA ($0,2\frac{1}{1000}\%$ von I_1)	0,035	0,035	mV

(Bild 4). Die maximale Variation von I_0 ist dann etwa 0,2‰ und die Versetzspannung U_v etwa maximal 0,04 mV.

Für Halbleiter-Referenzelemente mit einem $TK_{U_{ref}}$ von $10 \cdot 10^{-6}$ und kleiner ist dann aber der Temperaturkoeffizient des Vorwiderstandes R_v mit zu berücksichtigen. Entweder müssen dann für R_v Metallfilmwiderstände verwendet werden, oder der Strom I_0 ist elektronisch zu stabilisieren (Bild 5).

Anhang

In den Gleichungen sind die verschiedenen Größen U , I , R in der Form dargestellt

$$X = |X| + \Delta X = |X| \cdot (1 + x) \quad (5)$$

Darin bedeutet

X tatsächlicher Wert,

$|X|$ Soll- oder Nennwert,

ΔX zeitliche Abweichung vom Soll- oder Nennwert, bedingt zum Beispiel durch TK oder zeitliche Drift.

Für die einzelnen Größen läßt sich entsprechend Gl. (5) setzen

$$\begin{aligned} U_0 &= |U_0| (1 + k) \\ R_v &= |R_v| (1 + m) \\ R_L &= |R_L| (1 + n) \\ I_0 &= |I_0| (1 + p) \\ I_1 &= |I_1| (1 + q) \\ I_2 &= |I_2| (1 + r) \end{aligned}$$

Für $k \dots r$ gelten nun nachstehende Randwerte:

Theoretische

Randwerte: $-1 \leq k, m, n, p, q, r \leq +1$.

Praktische

Randwerte: $-0,2 \leq k \leq +0,2$
 $-0,001 \leq m, n \leq +0,001$
 $-0,3 \leq p, q \leq +0,3$.

Der Einfachheit halber wird ferner $U_0 = U_N \cdot s$ gesetzt.

Dann wird die Änderung $\Delta I_0 = p I_0$

$$p I_0 = \frac{s(k - m) + m}{1 + m} \cdot \frac{U_N}{R_v} \quad (6)$$

Für optimale Schaltungsauslegung ist $r = 0$ (Last konstant).

Damit wird $q = p$, und Gl. (6) geht über in

$$q I_1 = \frac{s(k - m) + m}{1 + m} \cdot \frac{U_N}{R_v} \quad (7)$$



SPEZIALITÄT: SOLIDE QUALITÄT...

Heninger liefert alle Ersatzteile
in grundsolider Qualität

Ersatzteile durch **HENINGER**
der Versandweg ... sehr vernünftig!

BLAUPUNKT

UNSERE ERZEUGNISSE SIND EIN BEGRIFF FÜR QUALITÄT

Für ihre Weiterentwicklung und die Neuentwicklung elektronischer Erzeugnisse suchen wir erfahrene und auch jüngere Ingenieure und Diplom-Ingenieure.

Unter anderem benötigen wir
für die Autoradioentwicklung befähigte

ENTWICKLUNGS-INGENIEURE

und einen einschlägig erfahrenen **INGENIEUR** als

GRUPPENLEITER

für die elektronische Entwicklung, möglichst mit Erfahrung auf dem Gebiet der Digitaltechnik, einen

DIPLOM-INGENIEUR

für die Durchführung von Grundsatzentwicklungen an Gegensprechanlagen sowie für die Farbfernsehgeräte-Entwicklung und den Bau von elektrischen Prüf- und Meßeinrichtungen

LABOR-INGENIEURE

für die verschiedenen Entwicklungsbereiche, für den Prüf- und Meßgerätebau und für Schulungsaufgaben im Rahmen unserer Kundendienstabteilung

RUNDFUNK- und FERNSEHTECHNIKER

Bewerbungen mit handgeschriebenem Lebenslauf, Lichtbild und Zeugnisabschriften erbitten wir unter Angabe der Gehaltswünsche und des Wohnungsbedarfs an unsere Personalabteilung. Zur Kontaktaufnahme genügt auch ein handschriftliches Anschreiben, aus dem der berufliche Werdegang ersichtlich ist.

BLAUPUNKT-WERKE GMBH

32 HILDESHEIM Postfach

Personalabteilung



BLAUPUNKT

Für die Kundendienstwerkstätten unserer Verkaufsbüros in **Bremen, Frankfurt** und **Stuttgart** sowie für unsere Außenstelle in **Koblenz** suchen wir je einen tüchtigen

RUNDFUNK- und FERNSEHTECHNIKER

Die Bewerber sollen über eine abgeschlossene Lehre und möglichst über Reparaturpraxis sowie über die Fähigkeit verfügen, unsere Kunden technisch zu beraten.

Bewerbungen mit handgeschriebenem Lebenslauf und Tätigkeitsnachweis erbitten wir an unsere Personalabteilung.



BLAUPUNKT-WERKE GMBH

PERSONALABTEILUNG

32 HILDESHEIM - Postfach

Vielseitige und interessante Aufgaben bei guten Aufstiegsmöglichkeiten warten auf Sie in unseren Entwicklungslabors. Primär für die Entwicklung von Hochfrequenzgeräten (UHF und VHF) suchen wir mehrere

Entwicklungs - Ingenieure

Wir sind ein modernes, jung geführtes Unternehmen. In unserem Hauptwerk in Bad Salzdetfurth und in vier Zweigwerken in Nord- und Süddeutschland sind mehr als 2000 Mitarbeiter mit der Herstellung von Empfangs- und Sendeaussendern aller Art, Verstärkern, Konvertern, kommerziellen Geräten und anderen UHF- und VHF-Bauteilen für die Rundfunk- und Fernseh-Industrie beschäftigt.

Unsere kommerziellen Geräte bauen wir in Wehmingen/Hohenfels, etwa in der Mitte zwischen Hannover und Hildesheim gelegen (Werkbusse).

Wir bieten Ihnen leistungsgerechte Vergütung, vorteilhafte Altersversorgung sowie neben anderen sozialen Einrichtungen Hilfe bei der Wohnungsbeschaffung.



HANS KOLBE & CO.

3202 Bad Salzdetfurth/Hannover, Telefon 80 22
Personalabteilung

LOEWE OPTA

Fernsehen · Rundfunk · Magn. Bildaufzeichnung · Tonband

Wir suchen

HF-Techniker und Mechaniker

mit abgeschlossener Lehre und genügend Erfahrung für Fertigung, Kundendienst, Fernsehentwicklung, Bildaufzeichnungs- u. Tonbandgeräte-Entwicklung.

Bitte schreiben Sie uns mit einfachem Brief zur Kontaktaufnahme.

Kronach liegt im schönen Frankenwald und bietet Ihnen herrliche Ausflugsziele in die Umgebung. In der Werkkantine können Sie sich ganztägig verpflegen, und wir beschaffen Ihnen bei Antritt ein möbliertes Zimmer.

LOEWE OPTA G. m. b. H.

Personalabteilung · 8640 Kronach · Industriestr. 11

LOEWE OPTA

Das kleinste japanische Zangen-Amperemeter mit Voltmeter!



Mod. I: 25/125 A ~ und 125/250 V ~
Mod. II: 60/300 A ~ und 300/600 V ~
Mod. Ia: 5/25 A ~ und 125/250 V ~
Mod. Ib: 10/50 A ~ und 125/250 V ~
netto nur 98,- DM einschl. Lederlasche und Prüfschnüren.
Bitte Sonderprospekt anfordern!

Elektro-Versand KG. W. Basemann
636 Friedberg Abl. B 17

Kaufgesuche

Radioröhren, Spezialröhren, Widerstände, Kondensatoren, Transistoren, Glöden und Relais, kleine und große Posten gegen Kassa zu kaufen gesucht. **Neumüller & Co. GmbH**, München 13, Schraudolphstraße 2/T

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

PHILIPS

sucht

Elektro-Ingenieur (HTL)

Fachrichtung HF-Technik oder Fernmeldetechnik, Alter ab 30 J.

Das Aufgabengebiet umfaßt vorbereitende Arbeiten im Rahmen der Meß- und Prüftechnik für Groß- und Serienfabrikation auf dem Fernsehgerätesektor. Einarbeitung in Farbfernsehtechnik vorgesehen.

Die Position bietet Aufstiegsmöglichkeiten, Unterstützung bei Wohnraumbeschaffung wird zugesichert.

Richten Sie bitte Ihre schriftliche Bewerbung mit den üblichen Unterlagen an die



DEUTSCHE PHILIPS GMBH.

Apparatefabrik Krefeld,
Personal- und Sozialabteilung,
415 Krefeld-Linn

Unterricht

Theoretische Fachkenntnisse in Radiotechnik und Fernsehtechnik durch Christiani-Fernkurse Radiotechnik und Automation, je 25 Lehrbriefe mit Aufgabenkorrektur und Abschlußzeugnis. 800 Seiten DIN A 4, 2300 Bilder, 350 Formeln und Tabellen, Studienmappe 8 Tage zur Probe mit Rückgaberecht. (Gewünschten Lehrgang bitte angeben.) Technisches Lehrinstitut Dr.-Ing. Christiani, Konstanz, Postf. 1957



TELEFUNKEN

Wir suchen

Diplom-Ingenieure und Ingenieure

für die Entwicklung von

Mikrowellen-Generatoren

und anderen Systemen in Form von Bausteinen mit Reaktanz-Dioden.

Bewerber, die Interesse an schaltungstechnischen Problemen im weitgespannten Frequenzbereich von 50 MHz bis 50 GHz haben, finden ein interessantes, zukunftssicheres Arbeitsgebiet.

für die Entwicklung von

Mikrowellen-Klystrons

mit Interesse für die Lösung sowohl höchstfrequenztechnischer als auch technologischer Röhrenprobleme.

Bewerbungen mit Angaben über Ausbildung, berufliche Entwicklung und Gehaltserwartungen erbitten wir an unsere Personalabteilung.

TELEFUNKEN

AKTIENGESELLSCHAFT

FACHBEREICH RÜHREN

79 Ulm (Donau) · Söflinger Str. 100

Wer schreibt der bleibt

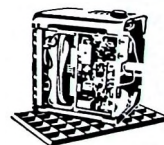
Magler-Kassen halten schnell +! = fest, erlauben, gliedern gut, sichern autom. und alles ist nach Sparten getrennt zur schnellen Abrechnung zur Verfügung. Fordern Sie bitte unverbindlich Prospekt 188 Magler-Kassenfabrik-71 Heilbronn

Vollgummi-

Gittermatten ab . . . DM 19,25

NEU: Modell III

700 x 450 mm DM 24,-



Willy Kronhagel KG

318 Wolfsburg, Postfach 247



Wie wird man Funkamateur?

Ausbildung bis zur Lizenz durch anerkt. Fernlehrgang. Bau einer kompl. Funkstation im Lehrgang. Keine Vorkenntnisse erforderlich. Freiprospekt F 35 durch

Institut für Fernunterricht · Bremen 17

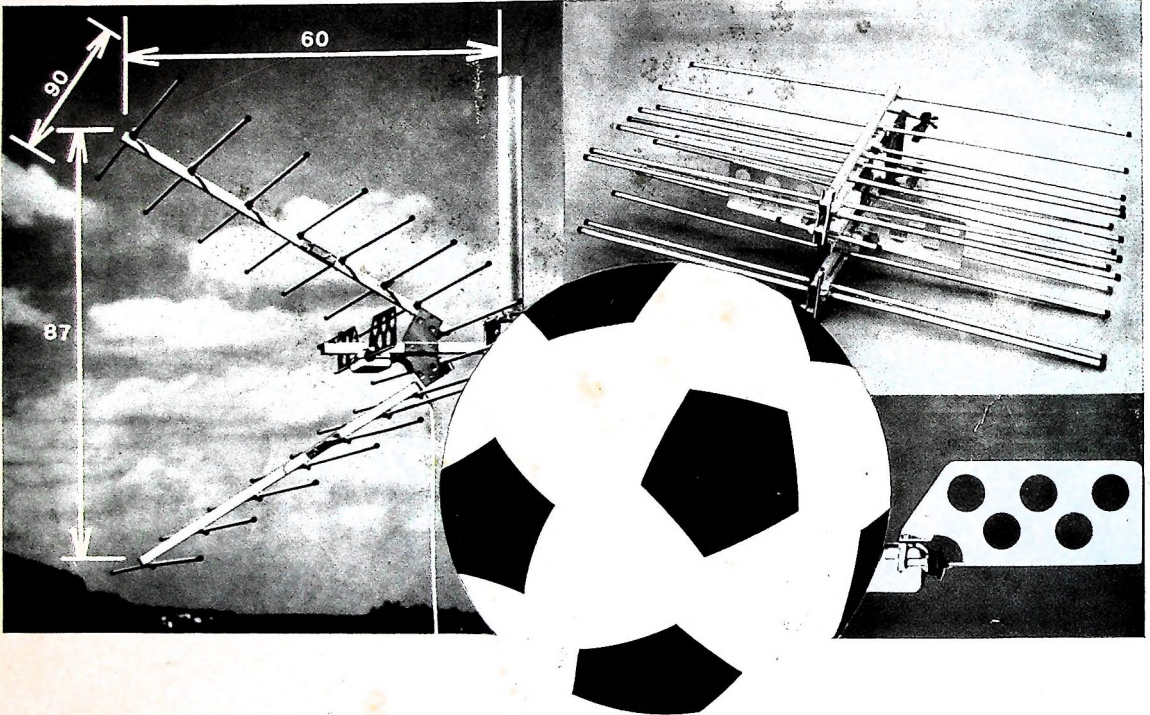
VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH, Berlin-Borsigwalde. Postanschrift: 1 Berlin 52, Eichborndamm 141-167. Tel.: (03 11) 49 23 31. Telegramme: Funktechnik Berlin. Fernschreiber: 01 81 632 fachverlage bin. Chefredakteur: Wilhelm Roth, Stellvertreter: Albert Jänicke, Techn. Redakteur: Ulrich Radke, sämtlich Berlin. Chefredakteur: Werner W. Diefenbach, Kempen/Allgäu. Anzeigendirektion: Walter Bartsch, Anzeigenleitung: Marianne Weidemann, Berlin. Chefgestaltung: B. W. Beerwirth, Berlin. Zahlungen an VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH. Postscheck: Berlin West 7664 oder Dank für Handel und Industrie AG, 1 Berlin 65, Konto 79 302. Die FUNK-TECHNIK erscheint monatlich zweimal. Preis je Heft 2,80 DM. Auslandspreis lt. Preisliste. Die FUNK-TECHNIK darf nicht in Leserkel 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



Stadt
E.-Thälmann-Str. 56



Was gewinnen Sie mit der EE 12 ?



- 1:0 viel Platzersparnis durch den Cornerwinkel von nur 60°
- 2:0 hoher Gewinn durch den 60° -Cornerwinkel
- 3:0 spielend leichte Montage durch einfache Klappkonstruktion
- 4:0 robuste Stabilität durch Zweipunktbefestigung der Dipolhälften

WILHELM SIHN JR. KG.

7532 Niefern-Pforzheim · Postfach 89 · Abt. VII

Senden Sie mir bitte kostenlos einen ausführlichen Prospekt über Ihre Corner-Antennen EE 12 und EC 09

Name:

Wohnort:

Straße: