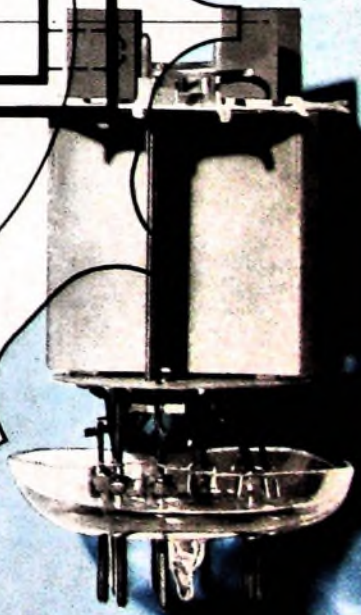
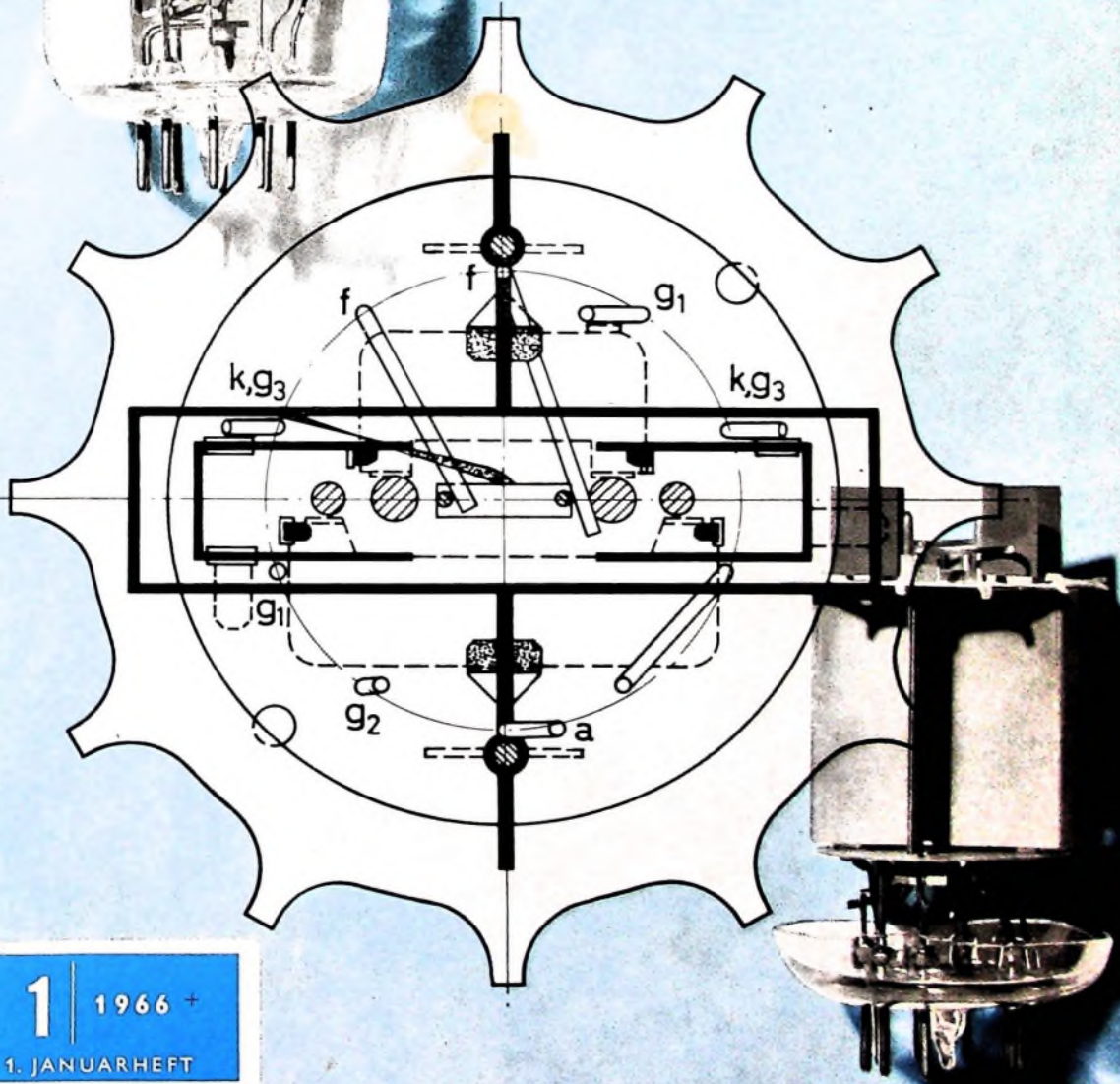


BERLIN

FUNK- TECHNIK

A 3109 D



1 | 1966 +

1. JANUARHEFT

GRUNDIG

CASSETTEN-Tonbandgerät C 100

»System DC-International«

Für **Aufnahme** und Wiedergabe
das problemlose Tonbandgerät
und das modernste dazu

- Bedienungskomfort wie nie zuvor
- Kein Einfädeln des Tonbandes
- Längste Spieldauer 2 x 1 Stunde
- Modernster bürstenloser Motor
- Trudelsicher durch zwei gegenläufige Schwungmassen
- Für Batterie- und Netzbetrieb
- Beste Wiedergabe in UKW-Qualität
- Endstufe 2 Watt





RUNDFUNK · FERNSEHEN
PHONO · HI-FI-TECHNIK
MAGNETTON · AMATEURFUNK
MESSTECHNIK · ELEKTRONIK

AUS DEM INHALT

1. JANUARHEFT 1966

gelesen · gehört · gesehen	4
FT meldet	6
Zukunftsaufgaben der Halbleitertechnik für Rundfunk- und Fernsehempfänger	9
Moderne Radaranlagen auf deutschen Verkehrsflughäfen	10
Die neue Leistungspentode EL 503 für NF-Endstufen	13
Persönliches	14
Schaltungstechnik des Reiseempfängers „Intercontinental“	15
Kurt Nowack gestorben	18
Von Sendern und Programmen	18
HLTTL-Lagiksaltungen nach dem „Buried Epitaxial Layer“-Verfahren	19
Die „Short-Backfire“ — Eine neuartige Empfangsantenne für das gesamte UHF-Fernsehband	21
Datenübertragung auf Fernmeldeleitungen	23
Für den KW-Amateur	
Modulator und Netzteil für 144-MHz-Kleinsender	24
Neue Einseitenband-Quarzfilter	27
Schallplatten für den Hi-Fi-Freund	28
Die ersten Reiseempfänger der neuen Saison	29
FT-Bastel-Ecke	
Stereo-Mikrofon-Vorverstärker	30
Durch Messen zum Wissen	31

Unser Titelbild: Die EL 503 ist als Nachfolgetyp der EL 34 eine neue 27,5-W-Endpentode von Valvo (s. a. S. 13—14).

Aufnahme: Valvo

Aufnahmen: Verfasser, Werkaufnahmen, Zeichnungen vom FT-Atelier nach Angaben der Verfasser. Seiten 2, 7, 8, 34—36 ohne redaktionellen Teil

Magnetköpfe nach Maß

Für die verschiedensten Anwendungsgebiete der magnetischen Aufzeichnungstechnik liefert die WOLFGANG BOGEN GMBH spezielle Magnetköpfe, die durch Präzision, moderne Technologie, hohe Speicherdichte sowie weiten Frequenzbereich bei hohem Rauschabstand bekanntgeworden sind:

Audiologie
Aufzugsteuerungen
Austauschköpfe für Studio-Geräte
Buchungsmaschinen mit Magnetkontakten
CinemaScope Film
Datenaufzeichnungen digital
Diktiergeräte
elektronische Musik
Filmschneidemaschine
Frequenzumsetzer
Gehirnstromaufzeichnung
geologische Lagerstättenforschung
Heimmagnetbandgeräte
Herztonaufzeichnung
Kassetten-Recorder
Magnettrommelrechner
Magnetfilmtechnik 16, 17,5 und 35 mm
Maschinensteuerungen
Meßwertspeicherung analog
Programmsteuerungen
Röntgenbildaufzeichnung
Rundfunk/Studioteknik
Schallplattenaufnahmen
Schmalfilm 8, Super-8 und 16 mm
Schnellkopiergeräte für Tonbänder
Schwingungsuntersuchungen
Synchronisation von Bild und Ton
Telefonanrufbeantworter
Todd-AO-Film
Video-Magnetbandgeräte
Winkelgeber



Neu entwickelt wurden:

Wiedergabeköpfe ohne Spiegelinterferenzen
Flußempfindliche Köpfe
Mehrsprülköpfe ohne Trennsuren
Trommelspeicherköpfe

Innerhalb von 12 Monaten nach Anfrage sind bereits Serien von 20.000 Spezialmagnetköpfen gefertigt worden — ein Beweis der Leistungsfähigkeit des Hauses BOGEN.

Der Katalog BOGEN-MAGNETKÖPFE, Ausgabe 1965, wird kostenlos zugesandt.



WOLFGANG BOGEN GMBH

1 Berlin 37, Potsdamer Str. 23-24 Tel.: 84 35 67 und 84 34 35



PAL-Demonstration in Spanien

Zum ersten Male demonstrierte Dr.-Ing. W. Bruch, Telefunken AG, der Entwickler des Farbfernsehensystems PAL, sein Verfahren in Spanien. Auf Einladung hielt Dr. Bruch auf einem elektronischen Kongreß einen Vortrag, verbunden mit einer Vorführung des Systems. In Sondervorführungen wurden außerdem die maßgebenden spanischen Experten mit den technischen Eigenschaften von PAL vertraut gemacht. Von den spanischen Interessenten wurde PAL mit zustimmendem Interesse aufgenommen.

Zubehör zum UKW-Handfunksprechgerät „HF-G“

Zum gleichzeitigen Aufladen von vier Akkus für das UKW-Handfunksprechgerät „HF-G“ liefert Bosch Elektronik ein neues Ladegerät „L247/iz“. Es enthält an der Frontseite zwei Zeituhren für die Wahl der Ladezeit und vier Aufnahmen für die Akkus. Es können ein bis vier Akkus gleichzeitig geladen werden.

Zum Befestigen des Handfunksprechgerätes im Fahrzeug ist jetzt eine Kfz-Halterung und zum Anschluß an eine Fahrzeugantenne ein 2 m langes Antennenanschlußkabel mit

Winkelstecker und einem geraden Stecker erhältlich.

Fernsehkamera mit nur 54 mm Durchmesser zur Prüfung enger Rohre

Die bisher „dünnste“ Fernsehkamera stellten die britischen Pye-Laboratorien am 7. Dezember 1965 vor. Sie hat einen Durchmesser von nur 54 mm und ist (einschließlich der Verstärker- und des eigenen Beleuchtungssystems) insgesamt nur 71 cm lang. Die Kamera eignet sich besonders zur Feststellung von Fehlern wie Rissen und Brüchen in engen Rohren und ist so beweglich, daß sie ohne weiteres Biegungen mit einem Radius bis zu 40 cm folgen kann. Sie ist außerdem leicht und wasserdicht.

Im Rahmen ihres Programms zur praktischen Nutzung des Fernsehens hat Pye ferner eine größere Kamera zur Prüfung dickerer Rohre mit einem Durchmesser bis zu 106 cm entwickelt. Auch diese Kamera hat ein eigenes Beleuchtungssystem und ferner Vorrichtungen, um sie in der Mitte der Rohre zu halten. Sie ist vor allem für die Untersuchung von Gas- und Ölpipelines und von Kanalisationsrohren gedacht.

T980H, eine neue 13-cm-Oszillografenröhre für transistorisierte Geräte

Eine 5"-Oszillografenröhre (13 cm) entwickelte die English Electric Valve Company speziell für die Verwendung in transistorisierten Geräten. Die Ablenkempfindlichkeit dieser neuen T980H ist mit 2,7 V/cm in der X-Richtung und 8 V/cm in der Y-Richtung recht hoch und kann durch Verringerung der Anodenspannung noch erhöht werden. Zur Austastung des Leuchtflecks sind besondere Anodenmodulationsplatten eingebaut, die eine Austastung des Leuchtflecks ohne eine wahrnehmbare Auswanderung erlauben. Die benötigte Austastspannung für volle Austastung ist geringer als 30 V. Die T980H ergibt eine gut sichtbare Spur, die selbst bei einer Schreibgeschwindigkeit von 10 m/s noch deutlich mit dem bloßen Auge erkennbar ist.

„Stummer Auskunftsbearbeiter“ jetzt im Frankfurter Hauptbahnhof

Der elektronisch gesteuerte Zugauskunftsautomat, der schon auf der IVA in München viele Besucher anlockte, wird jetzt im Frankfurter Hauptbahnhof seinen Dienst versehen. Die

Auskunftsdaten mußten dabei den dort herrschenden Verkehrsverhältnissen entsprechend verändert werden. Der „stumme“ Auskunftsbearbeiter wird von einer Siemens-Datenverarbeitungsanlage „2002“ gesteuert.

Schnelle Spannungsvergleichsschaltung

Speziell für sehr schnelle Spannungsvergleichsschaltungen entwickelte die SGS-Fairchild den als integrierten Schaltkreis ausgeführten Silizium-Planar-Differentialverstärker „ μ A 710“, der eine Empfindlichkeit von 2 mV und eine Einschwingzeit von 40 ns hat. Er kann beispielsweise als richtungsempfindlicher Verstärker in den Lesekreisen von magnetischen Speichern, als Schmitt-Trigger mit einstellbarem Triggerpunkt, als Impulshöhenvergleichsschaltung oder als Vergleichsschaltung in sehr schnellen Analog-Digital-Wandlern eingesetzt werden. Der „ μ A 710“, der im TO-5- oder im Flat-Gehäuse lieferbar ist, enthält auf einem Siliziumplättchen mit den Abmessungen 1,2 mm \times 1,2 mm zehn Transistoren, acht Widerstände und zwei Zenerdioden. Für Anwendungsfälle, bei denen zwei gleiche Spannungsvergleichs-

Breitband-Spannungsmesser SM-1

Frequenzbereich	10 Hz ... 1 MHz
Meßbereich (Vollausschlag)	1 mV ... 300 V
Eingang symmetrisch	1 M Ω / 25 pF
Eingang unsymmetrisch	0,5 M Ω / 45 pF
Eingang Tastkopf TK-1	20 M Ω / 6 pF
Meßunsicherheit ohne Nacheichen	$\leq \pm 3\%$
Frequenzgangfehler	$\leq \pm 2\%$
Filteranschluß	600 Ω

Vorzüge:

Großer Frequenz- und Spannungsbereich. Symmetrischer, hochohmiger Eingang mit hoher Gleichtaktunterdrückung, Tastkopfeingang. Filteranschluß (800 Ω) für selektive Pegel-, Brücken-, Klirrfaktor- und Geräuschemessungen. Geeignete Terz-, Oktav-, Hoch- und Tiefpaßfilter lieferbar.

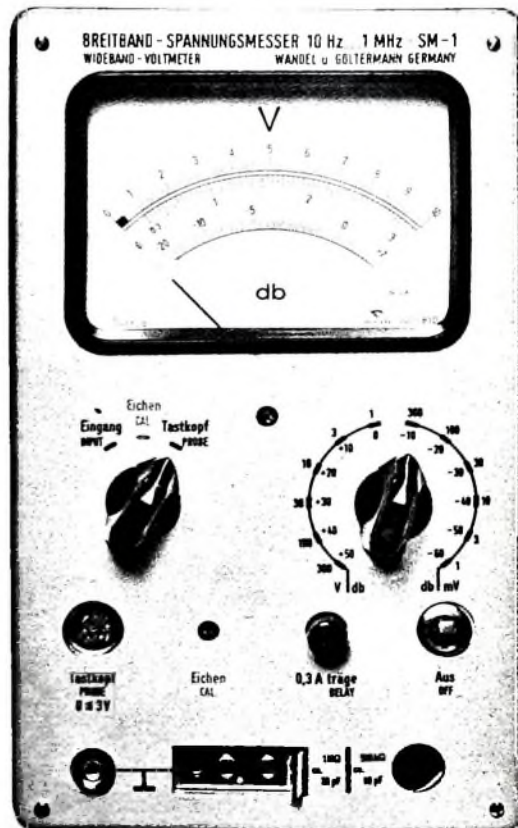
Für den Frequenzbereich 2 Hz ... 1 MHz liefern wir den Breitband-Spannungsmesser SM-2 mit der ungewöhnlich geringen garantierten Meßunsicherheit von $\leq \pm 1,5\%$, in der die Fehler des Teilers, der Umgebungstemperatur zwischen +18° C und +28° C, einer Netzspannungsschwankung von $\pm 10\%$ und des Elchoszillators einbegriffen sind.

Informieren Sie sich über Einzelheiten aus unseren Prospekten!

Ab Lager lieferbar. Neuer günstiger Preis!

WANDEL u. GOLTERMANN

741 Reutlingen/Württ. · Ruf 07121/226 · Telex 07 29833





schaltungen erforderlich sind, steht die Dual-Vergleichsschaltung „LA 711“ zur Verfügung, deren beide Vergleichsschaltungen ähnliche Eigenschaften wie der „LA 710“ haben und die einen gemeinsamen Ausgang und zwei unabhängige Eingänge aufweist.

BASF-Tonbänder in neuer Verpackung

Die Kunststoffbeutel der Nachfüllpackungen der BASF sind für die Spulengrößen 13, 15 und 18 cm durch glasklare Runddosen aus Kunststoff ersetzt worden. Sie sind bequem mit Hilfe eines Aufreißfadens zu öffnen. Nach der Tonaufnahme läßt sich das Band wieder in die vor Staub schützende Runddose einlegen, die in das Schwenkfach einer Archivbox paßt.

Galvanisierung von Kunststoffen

Seit Jahren bemüht man sich, die Oberfläche von gespritzten Kunststoffteilen auf chemisch-galvanischem Wege mit Metallschichten zu überziehen. Die Verfahren beruhen bisher auf einer mechanischen Aufrauung der glatten Oberfläche, auf die Edelmetallkeime aufgebracht werden, an denen anschließend

die chemische Verkupferung erfolgt. Die so verkupfernten Teile können danach wie Metallteile mit beliebigen Metallüberzügen versehen werden. Es kommt hierbei jedoch zwischen Metall und Kunststoff zu keiner festen Verbindung, sondern nur zu einer Metallumhüllung. Diese genügt aber nicht den Anforderungen, die an Gebrauchsgegenstände gestellt werden.

Ein echtes Verbundmaterial von Kunststoff und Metall erhält man, wie Dr. K. Heymann am 9. November 1965 vor dem Rationalisierungs-Kuratorium der Deutschen Wirtschaft in Berlin berichtete, bei der Verwendung von sogenannten ABS-Kunststoffen (Acrylnitril-Butadien-Styrol-Pfropfpolymerisate). Nach einer relativ einfachen chemischen Vorbehandlung mit oxidierenden sauren Agenzien bilden sich in der Oberfläche des Kunststoffes mehr oder weniger kugelförmige Kavernen, in die das Kupfer aus dem chemischen Reduktionskupferbad hineinwächst. Diese Metallüberzüge sind außerordentlich hafter.

Verkaufsförderung für Hi-Fi-Anlagen

Grundig hat eine Reihe von Demonstrationsabenden für

den Fachhandel in verschiedenen deutschen Städten gestartet. So fanden derartige Veranstaltungen in München, Nürnberg und Düsseldorf statt; Anfang 1966 werden weitere Demonstrationsabende in großen Städten der Bundesrepublik den Fachhandel ansprechen. Neben der Vorstellung der neuen Grundig-Hi-Fi-Geräte „RT 40“, „SV 40“, „SV 80“ und der verschiedenen Lautsprecher-Boxen werden dem Fachpersonal Verkaufsargumente vermittelt und Musikbeispiele vorgeführt, die sich besonders für das Verkaufsgespräch mit dem Kunden eignen. Einen besonderen Hinweis verdient die Tatsache, daß an diesen Demonstrationsabenden überraschend viele – auch weibliche – Spezialverkäufer für Schallplatten teilnahmen, denn es hat sich durchgesetzt, daß hochwertige Aufnahmen mit Hilfe einer Hi-Fi-Anlage vorgeführt werden.

7,5-Millionen-DM-Auftrag für SGS-Fairchild

SGS-Fairchild erhielt von den Wanderer-Werken, Köln, die wohl bisher in Europa größte Bestellung für Silizium-Planar-Halbleiter-Bauelemente.

Sie umfaßt einige Millionen Schalltransistoren im Wert von 7,5 Mill. DM, die innerhalb des Jahres 1966 zu liefern sind. Die Lieferung noch größerer Mengen ist für 1967 vorgesehen. Die Halbleiter-Bauelemente sind für die Serienfertigung des neuen Tischrechners von Wanderer bestimmt.

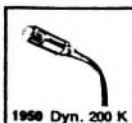
Ausdehnung der Gradulierung auf alle Ingenieurschul-Ingenieure

Der Gemeinschaftsausschuß der Technik, in dem die technisch-wissenschaftlichen Vereine, die berufsständischen Ingenieur-Organisationen, die Sozialpartner und die Wirtschaftsverbände der Industrie sowie die mit Fragen der Technik befaßten Bundesministerien zusammenarbeiten, hat am 6. Dezember 1965 die Kultusminister der Länder und den Präsidenten der Kultusminister-Konferenz gebeten, den Absolventen der staatlichen und staatlich anerkannten Ingenieurschulen, die vor dem 17. 1. 1964 eine staatliche Ingenieurprüfung erfolgreich abgelegt haben, ebenfalls die Berechtigung einzuräumen, sich „Ingenieur (grad.)“ zu nennen, damit sie mit den nach dem 17. 1. 1964 zum Ingenieur graduierten Absolventen gleichgestellt sind.

Solo oder chorus

D 14 A

ein neues, leistungsfähiges Musikermikrofon zu einem ungewöhnlichen Preis. Dynamisches Cardioid-Mikrofon, robuste Konstruktion, voll wirksamer, eingebauter Windschutz, Baßabschwächer (-10 db bei 100 Hz), Ein-Aus-Schalter, elegantes Etui, Übertragungsbereich: 50 ... 15000 Hz



AKG-Marksteine in der Entwicklung der Mikrofon-Technik.

AKUSTISCHE- u. KINO-GERÄTE GMBH · 8 MÜNCHEN 15 · SONNENSTRASSE 16





1966
auf
ein
neues!

Viel Glück* für 1966!
Wir wünschen es
allen Freunden des
Spezialversands
und denen, die es
dies Jahr werden.

zeninger

Ersatzteile für Fernsehen
Bauteile für Elektronik

* (wer Glück hat, dem legt
sogar ein Hahn ein Ei)

Vorbericht über das Geschäftsjahr 1964/65 des Hauses Siemens
Die Siemens-Verwaltung gab über das am 30. September 1965 zu Ende gegangene Geschäftsjahr folgenden vorläufigen Überblick: Die Auftragsengänge waren im Inlands- und im Auslandsgeschäft höher als im Vorjahr. Da die Werke die Fertigung ausweiten konnten, behielten die Auftragsbestände etwa die gleiche Höhe. Die Umsätze im In- und Ausland beliefen sich im Geschäftsjahr 1964/65 (ohne gegenseitige Lieferungen) auf 7,16 Mrd. DM. Gegenüber dem Vorjahr stiegen sie um rund 620 Mill. DM an, also um etwa 10%. Im Berichtsjahr hat sich die Belegschaft um 10.000 auf 257.000 Mitarbeiter erhöht, von denen 221.000 im Inland und 36.000 im Ausland tätig waren. Der Ertrag des abgelaufenen Geschäftsjahres dürfte etwa in der Höhe des Vorjahres liegen.

AEG-Telefunken-Umsatz überschreitet die 4-Milliarden-Grenze
In ihrer Sitzung am 1. Dezember 1965 befaßten sich die Aufsichtsräte von AEG und Telefunken mit der Geschäftsentwicklung beider Unternehmen und ihrer Beteiligungsgesellschaften im laufenden Geschäftsjahr 1965. In den ersten neun Monaten des Geschäftsjahres 1965 (Januar bis September) erreichte der Gesamtumsatz der AEG-Telefunken-Gruppe (nach Abzug der gegenseitigen Lieferungen) rund 2,9 Milliarden DM. Das entspricht einer Zuwachsrate gegenüber dem vergleichbaren Vorjahreszeitraum von 8%. Im gesamten Geschäftsjahr 1965 wird der konsolidierte Umsatz der AEG-Telefunken-Gruppe voraussichtlich 4 Milliarden DM überschreiten. Die Zahl der Beschäftigten hat sich in der Gruppe von Januar bis Ende September 1965 um 2% auf 129.000 erhöht.

Der Aufsichtsrat hat unter anderem beschlossen, die Überprüfung des Konzerns im Hinblick auf die durch das neue Aktienrecht gebotenen und erforderlichen Notwendigkeiten in Angriff zu nehmen. Aus diesem Grunde wurden personelle Änderungen zunächst zurückgestellt, abgesehen davon, daß der Aufsichtsrat der AEG Dr. Hans Groebe zum stellvertretenden Vorstandsmitglied bestellt hat. Herr Dr. Groebe leitet das „Technische Liefergeschäft“. Der Telefunken-Aufsichtsrat bestellte Dr. Enno Koch - Leiter des Telefunken-Geschäftsbereiches „Bauelemente“ - zum stellvertretenden Vorstandsmitglied der Telefunken AG.

Helmann GmbH

Die Physikalisch-Technische Werkstätten Prof. Dr.-Ing. W. Helmann GmbH hat ihren Firmennamen in Helmann GmbH geändert. Der neue Firmenname ging als Abkürzung aus der früheren Bezeichnung hervor. Die Änderung erfolgte aus organisatorischen Gründen; die Eigentums-, Besitz- und Gesellschaftsverhältnisse haben sich nicht geändert.

Die Helmann GmbH und ihre Schwesterfirma Forschungslaboratorium Prof. Dr.-Ing. Walter

Helmann beschäftigten etwa 400 Mitarbeiter. Das Produktionsprogramm umfaßt neben Fernseh-aufnahmegeräten vom Vidicon-Typ unter anderem Photowiderstände, Elektronenblitzröhren, Röhrenwandlerrohren sowie verschiedene Geräte und Instrumente.

Thorens-Studio in Köln

Die Paillard Bolex GmbH, München, hat im November 1965 in den Räumen ihrer Kölner Niederlassung ein Hi-Fi-Studio eröffnet. Technisch und architektonisch ist es nach modernen Gesichtspunkten gestaltet und bietet einen lückenlosen Überblick über das gesamte Thorens-Programm. Das Studio dient ausschließlich Beratungszwecken. Es können sich also nicht nur Händler, sondern auch Hi-Fi-Interessenten aus dem Raume Köln Rat in allen Hi-Fi-Fragen holen. Dem Händler gibt es darüber hinaus manche Anregung für die zweckmäßige Einrichtung und den Betrieb eines eigenen Hi-Fi-Studios.

Union der Fernsehteilnehmer und Rundfunkhörer

„Mit dem Ziel, das Interesse der breiten Öffentlichkeit an einem fruchtbaren Zusammenwirken zwischen Rundfunk- und Fernsehanstalten und den Fernsehzuschauern und Rundfunkhörern durch neue Formen zu wecken“, ist in München die „Union der Fernsehteilnehmer und Rundfunkhörer e. V.“ gegründet worden. Dieser Zusammenschluß bezweckt unter anderem, den Fernseh- und Rundfunkteilnehmern in geeigneter Form die Möglichkeit zu geben, Anteil an der Gestaltung der in Betracht kommenden Massenmedien zu nehmen.

Mit diesen oder sehr ähnlichen Zielsetzungen sind in der Bundesrepublik im Laufe der letzten zehn Jahre mehr als ein Dutzend Organisationen angekündigt worden. Über die ersten Versuche der Durchsetzung ihrer Ziele sind sie jedoch nicht hinausgekommen.

Künftige Farbfernseh-Lehrgänge bei Kuba Imperial

Die Wolfenbütteler Firmengruppe führte laufend für Techniker des Fachhandels dreitägige Schulungen durch, in denen den Lehrgangsteilnehmern unter anderem die Transistor-Technik und die Technik transistorisierter Fernseh- und Rundfunkgeräte nähergebracht wurde. Insgesamt nahmen im Jahre 1965 mehr als 700 Techniker an diesen Kursen teil.

Auch im Jahr 1966 werden die Service-Lehrgänge fortgesetzt. Hauptthema ist die Farbfernsehtechnik. Der Beginn dieser Lehrgänge wird mit dem Entscheid zusammenfallen, welche Farbfernseh-Norm zur Anwendung kommt; sie ist Voraussetzung für eine wirklich nutzbringende Schulung des Technikers. Die künftigen Farbfernseh-Lehrgänge werden neben den mannigfaltigen theoretischen Problemen vor allem auch die Service-Technik an Hand von Farbfernsehgeräten behandeln.

PHILIPS Fachbücher

Eine kleine Auswahl unserer Neuerscheinungen 1965/66



G. Fontaine

Dioden und Transistoren

Band 1, Grundlagen, 2. Auflage, 470 Seiten, 448 Abb., davon 102 zweifarbige und 31 dreifarbige, 8°

Ganzleinen mit Schutzumschlag DM 29,-



Ing. H. E. Kaden

Das Transistorlehrbuch

Transistortechnik leicht gemacht, 2., erweiterte Auflage, 209 Seiten, 144 Abb., Gr. 8°

Ganzleinen mit Schutzumschlag DM 18,-



Dipl.-Ing. A. Konroncal und
Dipl.-Ing. R. Alving

Der Transistor-Schalter in der digitalen Technik

244 Seiten, 448 Abb., 6 Seiten Fotos, Gr. 8°

Ganzleinen mit Schutzumschlag DM 29,50

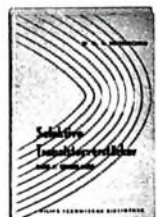


Dr. E. Casignol

Halbleiter

Band 1, Physik und Elektronik
316 Seiten, 241 Abb., Gr. 8°

Ganzleinen mit Schutzumschlag DM 48,50



W. Th. H. Heterscheid

Selektive Transistorverstärker

Band 1, Grundlagen
330 Seiten, 189 Abb., Gr. 8°

Ganzleinen mit Schutzumschlag DM 44,50



Dipl.-Ing. L. Charin

Einführung in die Elektronik

Berechnungen und Experiments. Band 1,
NF-Verstärkerröhren, Gasentladungsröhren,
205 Seiten, 108 Abb., Gr. 8°

Ganzleinen mit Schutzumschlag DM 29,50



Erscheint voraussichtlich im April 1966

Dipl.-Ing. J. G. R. van Dijk

Einführung in die Elektronenphysik

ca. 400 Seiten, 265 Abb., 2 Falttafeln, Gr. 8°

Ganzleinen mit Schutzumschlag ca. DM 33,50



Ing. W. Schultz

Messen und Prüfen mit Rechtecksignalen

204 Seiten, 168 Abb., 4 Seiten mit
Oszillogrammen, 2 Falttafeln, Gr. 8°

Ganzleinen mit Schutzumschlag DM 28,-



A. C. J. Beerens

Meßgeräte und Meßmethoden in der Elektronik

183 Seiten, 150 Abb., 8°

geb. DM 19,50



G. Slot

Die Wiedergabequalität elektroakustischer Anlagen

Kriterien der Schallzeichnung und
Wiedergabe; der Klang von Musikinstrumen-
ten und die Eigenschaften des mensch-
lichen Gehörs

172 Seiten, 61 Abb., 26 Tabellen, 8°

T 5 Taschenbuch, kart. DM 12,-



PHILIPS Fachbücher sind nur im Buchhandel erhältlich.
Verlangen Sie den neuen Katalog PHILIPS Fachbücher 65/66
mit ausführlichen Inhaltsangaben weiterer 73 Bücher

DEUTSCHE PHILIPS GMBH

Verlags-Abteilung · 2 Hamburg 1 · Postfach 1093



TERMINE

Loewe Opta-Kofferneuheiten bestellen!

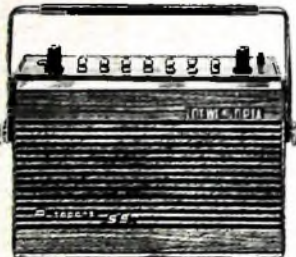
... eine gute Entscheidung für ein gutes Geschäft



AUTOPORT T 47 - Auto/Reise/Heimsuper in Kompaktbauweise mit 4 Wellenbereichen

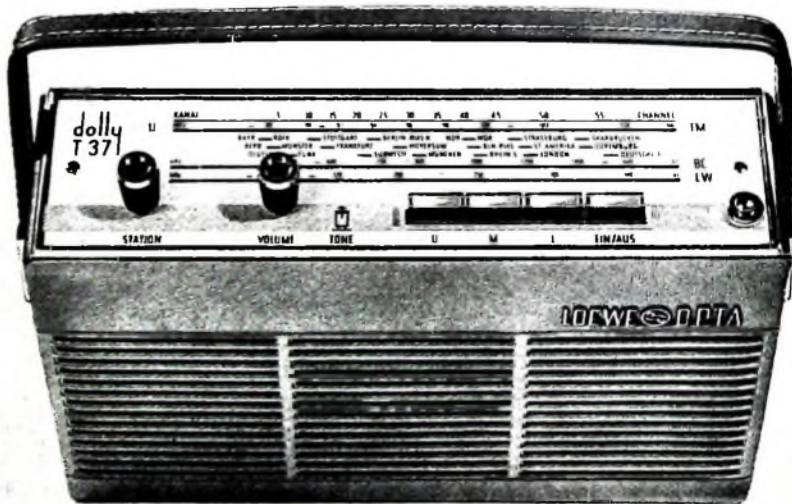


AUTOPORT TS 52 mit 5 Wellenbereichen, 2-Watt-Endstufe und UKW-Abstimmautomatik ein Repräsentant der oberen Mittelklasse



AUTOPORT TS 57 - 3-Watt-Spitzenauper mit 5 Wellenbereichen, Duplexabstimmung, Höhen- u. Tiefenregler und anderen Vorzügen

LOEWE OPTA-Transistorsuper gewinnen ständig an Bedeutung. Ihr markantes Aussehen weckt Interesse, ihre Leistung überzeugt, beides führt zum Kauf. Mehr denn je wird das für das Programm 1966 gelten. Die Mühe, die wir auf die Entwicklung wirklich bestechender Gehäuselinien verwendet haben, findet ihr Gegenstück in dem exzellenten technischen Rüstzeug, mit dem sich die neuen Typen präsentieren. Sie sind also gut beraten, wenn Sie die LOEWE OPTA-Kofferneuheiten 1966 disponieren.



DOLLY T 37 mit U, M, L oder U, M, K - bildschön, ausgezeichnet im Klang, beachteten im Preis

BERLIN/WEST
KRONACH/BAYERN
DÜSSELDORF

LOEWE  **OPTA**

Chefredakteur: WILHELM ROTH

Chefkorrespondent: WERNER W. DIEFENBACH

J. THUY

Telefunken AG, Heilbronn

Zukunftsaufgaben der Halbleitertechnik für Rundfunk- und Fernsehempfänger

Diodenabstimmung für Tuner aller Wellenbereiche, die Problematik Germanium- oder Siliziumtransistoren, Vertikal- und Horizontalstufen mit Transistoren, eisenlose Endstufen für alle Leistungsklassen sowie die Bedeutung des MOS-Feldeffekt-Transistors (MOSFET) und die Integrationsstechniken von Baugruppen, das sind schlagwortartig die Gesprächsthemen, über die sich heute Geräte- und Halbleiterhersteller unterhalten, wenn man die Aufgaben der Halbleitertechnik für die nähere Zukunft diskutiert. Bei allem ist wichtig, das Nur-Modische vom technisch und wirtschaftlich Sinnvollen zu trennen und das zu ermitteln, was auch in absehbarer Zeit Bestand haben könnte.

Die Diodenabstimmung für VHF-UHF-Tuner bietet beispielsweise dem Geräteentwickler den Anreiz, mechanisch einfachere und kleinere Tuner aufzubauen, den Tastendruck zu vermindern und die Fernbedienung des Tuners möglich zu machen; an sich erstrebenswerte Ziele, wenn die technische Qualität nicht darunter leidet und der wirtschaftliche Aufwand in angemessenen Grenzen bleibt. Für geeignete Dioden mit Güten ≥ 150 bei 800 MHz und engen Gleichlauf toleranzen, und das mit einer serienmäßigen Garantie, ist jedoch noch eine Reihe herstellungstechnischer Probleme zu lösen. Hinzu kommt die wirtschaftliche Seite: Kann man Abstimmdioden plus Abstimmpotentiometer plus Stabilisierung der Abstimmspannung so preisgünstig halten, wie es dem eingesparten Vierfachdrehkondensator und der eingesparten Mechanik entspricht? In diesem Zusammenhang muß auch der mit Dioden mögliche Durchstimmbereich berücksichtigt werden. Ist man bereit, auf der Tunerseite eine Umschaltung von Bereich IV auf Bereich V hinzunehmen, dann kommt man mit einfachen Kapazitätsdioden aus; will man jedoch ohne Umschaltung diese Bereiche durchstimmen, dann benötigt man Dioden komplizierterer Herstellung. Ob und welcher Weg hier wirtschaftlich ist, wird erst die Zukunft zeigen. Auch die Rundfunkseite ist an Abstimmdioden für KML- und für UKW-Tuner interessiert, und zwar vor allem zum erleichterten Aufbau einer Tastenvorwahl für einzelne Sender und einer Fernbedienung, das heißt zur Erhöhung des Bedienungskomforts. Für UKW werden mittels Dioden abstimmbare Eingangsteile bereits hergestellt; daß sie auch für KML realisierbar sind, steht ohne Zweifel fest. In welchen Geräten sie allerdings wirtschaftlich vertretbar sind, das ist eine andere Frage. Alles in allem stellt die Diodenabstimmung an die Halbleitertechnik einige Zukunftsaufgaben, die eines genaueren Studiums wert sind. Man sollte dabei die Diodenabstimmung auch unter dem Gesichtspunkt der Schaltungsintegration sehen: Die Abstimmdiode ist ein leichter integrierbarer Bestandteil als zum Beispiel ein Drehkondensator.

Ein anderes Thema mit Zukunftproblematik ist die Frage: Germanium- oder Siliziumtransistoren? Das Modeschlagwort „Silizium-Planar“ weicht der nüchternen Betrachtungsweise, die die technischen und wirtschaftlichen Aspekte beider Materialien für den Rundfunk- und Fernsehmarkt abzuschätzen sucht. Die Vorteile des Siliziumtransistors liegen in seiner höheren Temperatur- und Spannungsfestigkeit sowie in seinen niedrigen Sperrströmen. Daraus resultieren einige spezielle Anwendungen, in denen Silizium echte technische Vorteile gegenüber Germanium bietet, die man ausnutzen muß. Das ist der Fall bei der Video-Endstufe; für Schwarz-Weiß sind hierfür geeignete Transistoren bereits vorhanden, für Farbe sind sie jedoch mit erhöhter Leistung und größerer Spannungsfestigkeit noch eine echte Zukunftsaufgabe. Ein anderer vorteilhafter Einsatz von Silizium ist der Standard-NF-Transistor. Auf Grund seiner kleineren Sperrströme ist der Siliziumtransistor besonders geeignet für NF-Vorstufen und Treiber, weil bei seiner Verwendung eine direkte Kopplung der Stufen möglich ist und damit Schallmittel eingespart werden können. Solche Transistoren sind heute bereits auf dem Markt und keine Zukunftsaufgabe mehr. Ebenfalls eine Domäne des Siliziums

könnten hochsperrende Leistungstransistoren für die Vertikal- und die Horizontalablenkung im Fernsehempfänger sein. Hier liegen noch genügend Aufgaben der Halbleitertechnik vor, um die vollständige Transistorisierung sowohl von Schwarz-Weiß- als auch von Farbfernsehgeräten in sinnvoller Weise zu ermöglichen.

Auf dem HF-Sektor bietet Silizium — vom Material her gesehen — gegenüber Germanium keine sonderlichen Vorteile, sondern wegen seiner geringen Trägerbeweglichkeit ist Silizium sogar benachteiligt. Das macht sich jedoch erst bei VHF und UHF störend bemerkbar. Im Bereich bis 100 MHz sind heute Silizium und Germanium in den Eigenschaften für Transistoren praktisch gleichwertig. Wenn hier einige Siliziumtransistoren besser als Germaniumtransistoren sind (wie beispielsweise bei einigen Bild-ZF-Typen), dann ist das durch die modernere Kanzipierung der Siliziumtransistoren begründet. Die Germanium-Planar-Technik könnte Gleichwertiges bieten. Welches der beiden Materialien sich in Zukunft durchsetzen wird, ist eine Frage des Preises geworden. Einige Gerätehersteller neigen zur Zeit dazu, eher bei Fernseh- als bei Rundfunkempfängern auf Siliziumhalbleiter überzugehen. Das hängt mit der hohen Gerätetemperatur in Schwarz-Weiß-Fernsehempfängern und in Farbfernsehempfängern zusammen, die die Verwendung von Siliziumhalbleitern als vorteilhafter erscheinen läßt. Inwieweit das Fehlen eines geeigneten Silizium-UHF-Transistors hier bremsend wirkt, ist noch nicht zu übersehen. Die Industrie ist jedenfalls bemüht, das Typenprogramm an Siliziumhalbleitern so zu komplettieren, daß neben Germanium-HF-Halbleitern eine äquivalente Auswahl von Silizium-HF-Halbleitern angeboten werden kann.

Auch eisenlose Leistungs-Endstufen — vom Kofferggerät bis zum Hi-Fi-Verstärker — werden mit besonderem Interesse verfolgt. Ihre Vorteile gegenüber Endstufen mit Übertragern liegen in dem größeren Frequenzumfang, den kleineren Verzerrungen, den geringeren Geräteabmessungen und zum Teil in wirtschaftlichen Gründen. Sie werden bis 10 W mit komplementärer Endstufe sowie über 10 W mit gleichpoliger Endstufe und komplementärem Treiber ausgestattet, und zwar zur Zeit in der eigentlichen Endstufe stets noch mit Germaniumtransistoren. Ein Übergang auf Siliziumtransistoren in der Endstufe ist jetzt noch teuer, dürfte aber im Laufe der Weiterentwicklung des Siliziumtransistoren-Programms in absehbarer Zeit auch wirtschaftlich möglich sein. Ein zusätzlicher Vorteil von Endstufen mit Siliziumtransistoren ist ein kleinerer Aufwand für die Kühlung.

Mit dem MOS-Feldeffekt-Transistor steht weiterhin ein neues Halbleiterbauelement zur Diskussion, das vielerlei Perspektiven eröffnet. So zum Beispiel einmal für die Verwendung als rauscharmer hochohmiger Eingangstransistor in Phonoverstärkern und zum anderen auch als HF-Version für regelbare Stufen aller Art, da sich die Blindanteile seiner Vierpolwerte beim Regeln nicht so stark ändern wie beim bisherigen Transistor. Außerdem weist der MOSFET in der HF-Eingangsstufe eine bessere Großsignal-Verarbeitung als der normale Transistor auf. Als Bauelement muß der MOSFET jedoch noch weiterentwickelt werden, ehe man sich über ihn ein endgültiges Urteil erlauben kann.

Schließlich sind die Integrationsverfahren von Baugruppen — sei es in Dünnfilm- oder Festkörpertechnik — eine Zukunftsaufgabe der Halbleitertechnik. Für den Rundfunk- und Fernsehsektor haben sie jedoch nur dann einen Sinn, wenn sie zu einer Verbilligung der Fertigung der Geräte führen. Sieht man von der größeren Zuverlässigkeit einer integrierten Schaltung gegenüber einer Schaltung mit Einzelbauelementen ab, dann sind weitere technische Vorteile von vornherein nicht zu erwarten. Kleinheit und geringes Gewicht sind hier nicht so entscheidende Argumente wie etwa in der Raumfahrt.

Moderne Radaranlagen auf deutschen Verkehrsflughäfen

DK 421.396 967.34.656 7 (43)

1. Einleitung

1.1. Allgemeines

Im Jahre 1955, also vor zehn Jahren, wurde die erste Radaranlage für den zivilen Luftverkehr in der Bundesrepublik Deutschland errichtet. Diese Rundumsicht-Radaranlage (ASR-Anlage = Airport Surveillance Radar) war eine nach dem neuesten Stand der damaligen Technik entwickelte Anlage. Sie wurde auf dem Flughafen Frankfurt/Main für die Verkehrslenkung des damals schon sehr erheblichen Luftverkehrs erstellt. Später wurden in etwa halbjährlichen Abständen die Flughäfen Hamburg, Düsseldorf, Hannover und München mit den gleichen Anlagen ausgerüstet.

Durch den betrieblichen Einsatz von Radaranlagen wurde der Kontrolldienst der Flugsicherung in bezug auf die bisherigen Kontrollverfahren vor neue Aufgaben gestellt, die aber durch intensive Erprobungen in verhältnismäßig kurzer Zeit gelöst wurden. Der Hauptvorteil der Anlagen lag darin, die Abfertigung der Flugzeuge im An- und Abflugverfahren zu beschleunigen und damit die Verkehrskapazität der deutschen Flughäfen zu erhöhen.

1.2. Neue Anforderungen an die Radargeräte

Im Laufe der Zeit wurden wegen der Einführung neuentwickelter Flugzeugtypen und infolge des ständig steigenden Flugverkehrs härtere Anforderungen an die Radaranlagen gestellt, die von den ursprünglichen Geräten nicht mehr in vollem Maße erfüllt werden konnten.

Zunächst mußte eine größere Höherfassung der Flugziele erreicht werden, da mit wachsendem Verkehr eine Einbeziehung größerer Höhen in die Kontrollverfahren erforderlich wurde. Wegen der größer werdenden Verkehrsdichte zu bestimmten Tageszeiten machten sich auch die durch Regenwolken entstehenden flächenartigen Regenechos auf dem Radarschirm für den Kontrolldienst erschwerend bemerkbar. Bei der Vielzahl der Flugziele wurden von diesen Regenechos immer einige überdeckt und waren auf dem Schirm nicht mehr auszumachen. Abhilfe brachte die Verwendung eines Regenecho-Löschverfahrens.

Zugleich mit dem Wachsen der Verkehrsfliegerei stieg aber auch die Anzahl der Sportflieger an, und damit erhöhten sich auch die Anforderungen an den Kontrolldienst der Flugsicherung. Um ein Verkehrsflugzeug sicher zu seinem Zielhafen führen zu können, muß der Flugsicherungslotse Kenntnis von allen Flugzeugen haben, die sich innerhalb des Raumes der Flugroute des zu führenden Verkehrsflugzeuges befinden. Weil die Sportflugzeuge eine sehr kleine Rückstrahlfläche haben, mußte die Empfindlichkeit der Anlagen erhöht werden, um auch diese Flugziele noch in genügend großer Entfernung erfassen zu können.

Ein besonderes Problem ergab sich bei der Zunahme des Luftverkehrs für die Festzeilenlöschung. Die MTI (= Moving Target Indication)-Einrichtung, mit der die Rundumsicht-Radaranlagen ausgerüstet sind, ermöglicht es, Reflexionen von festen Zielen zu löschen und damit auf dem Bild-

schirm nur bewegliche Flugziele anzuzeigen. Ohne MTI würden die Flugziele durch die großen Leuchtflecke der Festzeilen überdeckt und könnten nicht erkannt werden. Beim MTI-Verfahren ist es physikalisch bedingt, daß bei bestimmten Radialgeschwindigkeiten des Flugzeuges zur Radaranlage keine Anzeige auf dem Bildschirm erfolgt, da sich diese Flugziele dann wie Festzeilen verhalten. Es kann also der Fall eintreten, daß bei Verwendung der Radaranlage mit Festzeilenlöschung die Flugziele kurzzeitig auf dem Bildschirm verschwinden.

Solange die Anzahl der gleichzeitig angezeigten Flugziele noch klein war, konnte der Radarlotse diese Ziele trotzdem noch verfolgen. Bei der heutigen Verkehrsdichte, bei der man eine große Anzahl von Flugzeugen gleichzeitig mit der Radaranlage erfaßt, muß eine möglichst kontinuierliche Beobachtung der Flugziele möglich sein. Auch für diesen Mangel des Radargerates mußten technische Mittel gefunden werden, die eine Verbesserung der Radarerfassung ermöglichten.

Andererseits im Laufe der Jahre entwickelte technische Verbesserungen machten es möglich, die Radaranlagen leistungsfähiger und betriebssicherer zu machen. Alle diese Modernisierungen wurden bei der Flugsicherung jeweils zu dem Zeitpunkt eingeführt, zu dem es auf Grund der technischen Entwicklung möglich war. Man kann deshalb sagen, daß die deutsche Flugsicherung zu jeder Zeit in der Lage war, die modernsten Radaranlagen zu betreiben. Im einzelnen sollen in chronologischer Reihenfolge die technischen Lösungen bei Rundumsicht-Radaranlagen beschrieben werden.

2. Technische Lösungen

2.1. Größere Höherfassung der Flugziele

2.1.1. Antennenanlagen

Die Radarantenne hat die Aufgabe, die hochfrequente Sendeenergie des Radarsenders zu bündeln, und ist an der maximalen Reichweite und Höherfassung beteiligt. Bei der ursprünglichen ASR-Anlage betrug die Reichweite bei der gegebenen Sendeimpulsleistung von etwa 460 kW und einem Rauschfaktor des Empfängers von 12 dB (Empfängerempfindlichkeit 16 kT₀) in der Hauptstrahlrichtung 50 Seemeilen (sm) und die Höherfassung etwa 10 000 Fuß bei 10 m² Rückstrahlfläche des Flugzieles (etwa 13 m² Rückstrahlfläche entsprechen dem Flugzeugtyp „DC 3“). Die Zielerfassung ergibt sich aus dem Richtdiagramm der ASR-Antenne, das die Energieverteilung über den Raumwinkel wiedergibt. Bei dem Horizontal-

diagramm (Bild 1) ist die Leistung als Funktion des Antennendrehwinkels aufgetragen. Bild 2 zeigt das vertikale Erfassungsdiagramm mit der für ASR-Anlagen geforderten (1/sin²)-Spezialcharakteristik.

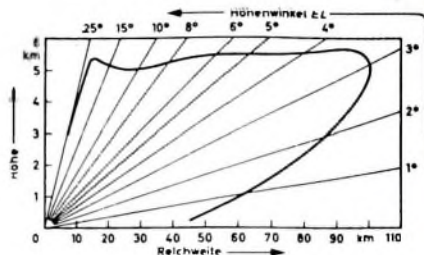


Bild 2. Vertikales Erfassungsdiagramm (1/sin²)-Antennendiagramm

Die Höherfassung ist hier im interessierenden Entfernungsbereich konstant.

Das Vertikaldiagramm war durch Veränderung der Reflektorform so zu gestalten, daß die geforderte größere Höherfassung der Radaranlage möglich wurde. Leider ist der Antennengewinn geringer, wenn eine Änderung der Reflektorform in dieser Weise erfolgt. Um die Reichweite der Anlage nicht zu verringern, hat man versucht, die Größe des Antennengewinns annähernd beizubehalten. Durch Vergrößerung des Reflektors nach den Seiten ließ sich der Gewinn wieder erhöhen, was aber gleichzeitig die Bündelung im Azimut vergrößert. Die Halbwertbreite des Azimutdiagramms wurde von 2,5° auf 1,9° verringert, trotzdem ging der Antennengewinn von 36 dB auf 34 dB zurück.

Die Verringerung der Halbwertbreite hat nur den einen Nachteil, daß eine ausdehnungsmaßig kleinere Zielerfassung auf dem Radarschirm auftritt, was aber auf die Erfassbarkeit des Flugzieles keinen großen Einfluß hat. Infolge der stärkeren Bündelung wurde jedoch auch die Anzahl der Impulstreffer, die bei rotierender Radarantenne auf ein Flugzeug auftreffen, verringert. Die Trefferzahl beeinflusst die Nachleuchtdauer des Radarbildschirms, die sich aus der Summation wiederholter kurzzeitiger Anregung der Nachleuchtschicht der Katodenstrahlrohre ergibt. Die Trefferzahl n_1 ergibt sich aus der Antennenumdrehung n , der Impulsfolgefrequenz f_i und der Halbwertbreite θ der Antennen-Azimutcharakteristik zu

$$n_1 = \frac{f_i \cdot \theta}{6 \cdot n} \quad (1)$$

Der Mindestwert für die Wahrnehmbarkeit eines Lichtpunktes auf dem Bildschirm wird mit 5 Treffern angegeben. Als praktischer Wert werden jedoch 15 bis 20 Treffer veranschlagt. Bei der ursprünglichen Antenne war die Trefferzahl 20, und zwar bei einer Antennenumdrehzahl von 25 U/min, einer Halbwertbreite von 2,5° und einer Impulsfolgefrequenz von 1200 Hz. Bei der neuen Antenne wurde die Antennenumdrehzahl auf 16 U/min verringert und dadurch die Trefferzahl trotz der geringeren Halbwertbreite von 1,9° auf 25 Treffer erhöht. Durch den Einbau eines Zwei-

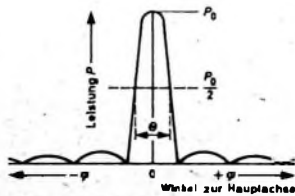


Bild 1. Horizontal-Antennendiagramm

stufengetriebes bleibt die Möglichkeit erhalten, vom Sichtgerät der Radaranlage aus die Drehzahl der Antenne wahlweise von 16 U/min auf 25 U/min umzuschalten, wenn besondere Kontrollverfahren dies erfordern

2.1.2 Verbesserungen an Geräten

Um einen Ausgleich für den Reichweitenverlust zu erreichen, der infolge des kleineren Antennengewinns eingetreten ist, wurde der Rauschfaktor des Radarempfängers durch Verwendung empfindlicherer Empfangsdioden und rauscharmer Empfängereingangsstufen von 12 dB auf 8 dB verringert, so daß sogar eine kleine Verbesserung der Reichweite erreichbar war. Die Verwendung empfindlicherer Dioden war nur möglich durch den Einbau moderner Sende-Empfangs-Weichen. Diese Weichen sind notwendig, um dieselbe Antenne sowohl zur Ausstrahlung der Sendeenergie als auch zum Empfang der reflektierten Energie verwenden zu können. Die Benutzung von nur einer Antenne sowohl für die Sendezeit als auch für die Empfangszeit ist nicht allein wegen der Herabsetzung des technischen Aufwandes sinnvoll, sondern vor allem deshalb, weil bei der scharfen Bündelung der Radarantennen die Überdeckung der Sende- und Empfangsrichtcharakteristiken mit diesem Verfahren zwangsläufig gegeben ist. Bei Verwendung von zwei getrennten Antennen würde eine geringe Winkelverschiebung der Hauptkeulenachsen einen erheblichen Empfindlichkeitsverlust zur Folge haben.

Die bisher verwendete Sende-Empfangs-Weiche (Duplexer) war mit drei Schaltrohren, zwei $\lambda/4$ -Nulloden und einer Bandpaßnullode, ausgerüstet (Bild 3). Der Duplexer schützt im Sendezeitpunkt die Empfängermischdiode vor der hohen Senderenergie. Bei den bisherigen Duplexern mit $\lambda/4$ -Nulloden war eine Schutzwirkung von etwa 60 dB gegeben. Die jetzt verwendeten Ferrit-Zirkulatoren als Sende-Empfangs-Weiche (Bild 4) haben eine Schutzwirkung von 80 dB und ermöglichen die Verwendung empfindlicherer Empfangsdioden.

Die Wirkungsweise der Ferrit-Zirkulatoren beruht auf den nichtreziproken Übertragungseigenschaften dieses Hohlleiterbauelements. Die Übertragung einer elektromagnetischen Welle in einem solchen Zirkulator ist von der Durchlaufrichtung abhängig. Aus der Wechselwirkung zwischen den Feldvektoren der elektromagnetischen Welle und den Spinnmomenten der Elektronen des Ferrites ist dieser Effekt zu erklären, worauf hier aber nicht eingegangen werden soll. Die Dämpfung in der Durchlaufrichtung des Zirkulators ist geringer als beim Duplexer, wodurch ein besseres Signal-Rausch-Verhältnis gegeben ist.

Im Zuge der Umrüstung der Radaranlage zur Verbesserung der Höherfassung hat man auch die Innenflächen der Messinghohlleiter versilbert. Die Hohlleiter, die bei Flugsicherungsanlagen im Mittel eine Länge von 20 m haben, konnten durch diese Maßnahme in ihren Dämpfungswerten zugunsten des Signal-Rausch-Verhältnisses verbessert werden.

Im ganzen gesehen, wurde die geforderte Höherfassung durch alle diese Verbesserungen noch übertroffen. Bei Flugmessungen der umgerüsteten Anlagen mit dem Flugzeugtyp „Fouga Magister (CM 170)“, der eine Rückstrahlfläche von etwa 2,5 m² hat, wurde bei einer maxi-

malen Reichweite von 40 sm eine Höhe von 22 000 Fuß erreicht.

2.2. Unterdrückung von Regenechos

Die an Regentropfen reflektierte Radarsendeenergie wird vom Radarempfänger als rauschähnliches Signal mit relativ hoher Amplitude aufgenommen. Diese Signale treten auf dem Bildschirm als mehr oder weniger große helle Leuchtflecke in Erscheinung. Andere Ziele werden von den hellen Flecken je nach der Größe der Rückstrahlfläche der Ziele ganz oder teilweise überdeckt und können vom Radarlotsen nicht erkannt werden. Um die störende Wirkung der Regenechos zu verringern, war eine Vorrichtung zu entwickeln, die diese Störsignale sehr stark unterdrückt und dabei das Nutzsignal, also das Echo eines Flugzieles, nur wenig beeinflusst.

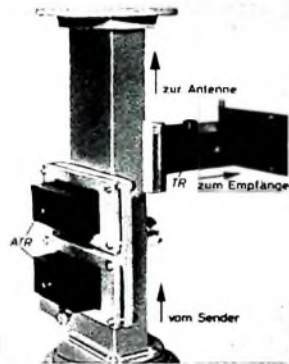


Bild 3. Sende-Empfangs-Weiche (Duplexer) mit $\lambda/4$ -Nulloden (ATR) und Bandpaßnullode (TR)

Die bisher wirksamste Methode der Regenechounderdrückung ist die Verwendung von zirkular polarisierten Wellen. Hierbei geht man davon aus, daß auf Grund der unterschiedlichen geometrischen Formen von Regentropfen und Flugzielen auch verschiedene Reflexionen der zirkular polarisierten Wellen auftreten, die voneinander getrennt werden können. Die Regentropfen sind nahezu kugelförmig, also symmetrisch, während ein Flugziel weitgehend unsymmetrisch ist.

Eine elektromagnetische Welle ist zirkular polarisiert, wenn sich der Feldstärkevektor im Rhythmus der Frequenz fortlaufend dreht, wobei sein Betrag konstant bleibt. Die Spitze des Vektors durchläuft also einen Kreis. Dieser rotierende Feldstärkevektor kann als resultierender Vektor zweier um 90° gegeneinander phasenverschobener und senkrecht aufeinanderstehender Feldstärkevektoren mit gleichen Beträgen aufgefaßt werden, die ihrerseits von zwei senkrecht zueinander stehenden linear polarisierten Wellen herühren (Bild 5). Für die weiteren Betrachtungen ist es wichtig, die elliptisch polarisierte Welle zu betrachten, denn die linear polarisierte und die zirkular polarisierte Welle stellen je einen Grenzfall der elliptisch polarisierten Welle dar. Bei der elliptisch polarisierten Welle dreht sich der Feldstärkevektor ebenfalls fortlaufend, wobei sich aber der Betrag ändert. Die Vektorspitze durchläuft eine Ellipse. Der elliptisch rotierende Feldstärkevektor kann dargestellt werden als resultierender Vektor von zwei Feldstärkevektoren linear polarisierter Wellen, wobei die Richtung,

der Betrag und die Phase der beiden Vektoren verschieden sind. Der Grad der Elliptizität und der Drehsinn ergeben sich aus dieser Verschiedenheit der beiden Komponenten. Andererseits kann die elliptisch polarisierte Welle auch als Überlagerung von zwei zirkular polarisierten Wellen mit entgegengesetztem Drehsinn dargestellt werden (Bild 6), wobei sich der Grad der Elliptizität aus dem Amplitudenverhältnis der beiden Wellen ergibt.

Trifft eine zirkular polarisierte Welle auf ein symmetrisches Ziel, zum Beispiel auf eine Kugel, so wird auch eine zirkular polarisierte Welle reflektiert. Bei der Reflexion kehrt sich die Fortpflanzungsrichtung um, der Drehsinn der zirkularen Welle bleibt aber bestehen (Bild 7). Anders gesagt, hat sich in bezug auf die Fortpflanzungsrichtung der Drehsinn der reflektierten Welle umgekehrt. Trifft eine zirkular polarisierte Welle auf ein unsymmetrisches Ziel, zum Beispiel auf ein Flugzeug, so wird eine elliptisch polarisierte Welle reflektiert. Das bedeutet aber nach dem oben Gesagten, daß zwei zirkular polarisierte Wellen mit entgegengesetztem Drehsinn und verschiedener Amplitude reflektiert werden (Bild 8).

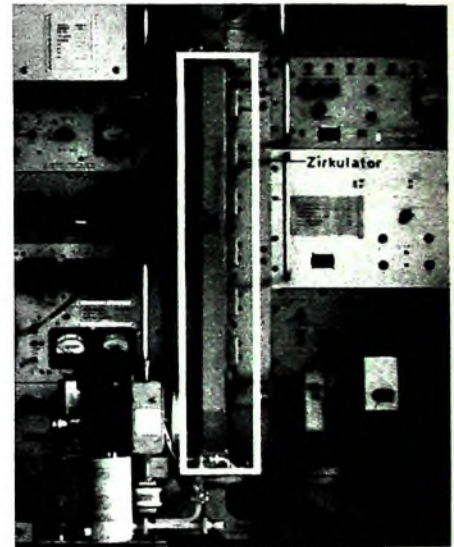


Bild 4. Ferrit-Zirkulator

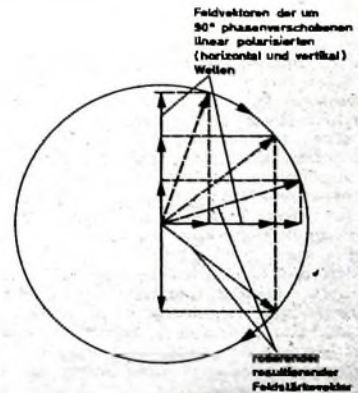


Bild 5. Entstehung einer zirkular polarisierten Welle aus zwei um 90° phasenverschobenen und senkrecht aufeinanderstehenden linearen Wellen

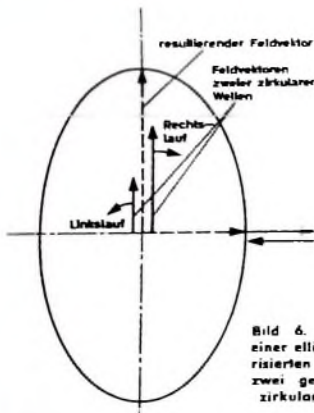


Bild 6. Entstehung einer elliptisch polarisierten Welle aus zwei gegenläufigen zirkularen Wellen

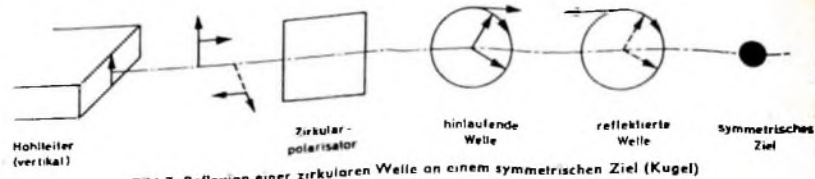


Bild 7. Reflexion einer zirkularen Welle an einem symmetrischen Ziel (Kugel)

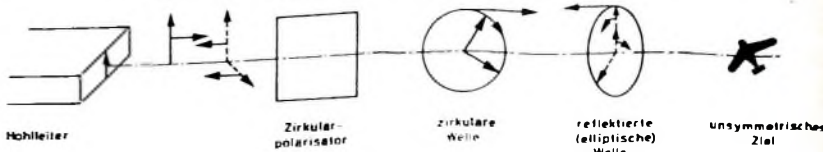


Bild 8. Reflexion einer zirkularen Welle an einem unsymmetrischen Ziel (Flugzeug); die rücklaufende Welle ist elliptisch polarisiert

Die Zirkularpolarisations-Einrichtung, mit der die Rundstrahlradaranlagen jetzt ausgerüstet sind, erfüllt zwei Aufgaben: Zuerst wandelt sie die linear polarisierte Welle, die der Radarsender in den Hohlleiter gibt, in eine zirkular polarisierte Welle um, und in der Empfangsrichtung wandelt sie dann eine rechtsdrehende zirkulare Welle beispielsweise in eine horizontal polarisierte lineare Welle und eine linksdrehende zirkulare Welle in eine vertikal polarisierte lineare Welle um. Die Hohlrohrleitungen, die die Sendeenergie vom Sender zur Antenne und die Empfangsenergie von der Antenne zum Empfänger leiten, sind immer so dimensioniert, daß sie entweder nur horizontal oder nur vertikal polarisierte Wellen übertragen. Quer polarisierte Wellen sind im Hohlleiter nicht existenzfähig.

Es gibt eine Vielzahl von Zirkularpolarisator-Konstruktionen. Hier soll diejenige beschrieben werden, die man bei den Rundstrahlradaranlagen der Flugsicherung anwendet. Die Sendeenergie wird über einen Rechteckhohlleiter als vertikal polarisierte Welle zur Antenne geführt. Der elektrische Feldstärkevektor steht hierbei senkrecht. Bevor man die Energie dem Hornstrahler zuführt, durchläuft sie noch eine besondere Hohlleiterkombination. Das von der Sende-Empfangs-Anlage kommende Hohlleiterende ist an ein Übergangstück (Bild 9) angeschlossen, das einen stofffreien Übergang zu einem quadratischen Hohlleiterstück bildet. Dieses ist um 45° gedreht auf das Übergangstück aufgesetzt. Hier wird die vertikal polarisierte Welle in zwei senkrecht zueinander stehende Komponenten gleicher Amplitude zerlegt (zwei quer polarisierte Wellen). In dem quadratischen Hohlleiterstück ist noch ein dielektrischer Streifen als Phasenschieber so angebracht, daß er nur eine der beiden Komponenten in der Phasenlage beeinflusst. Das Dielektrikum vergrößert die Laufzeit der einen Komponente, so daß am Ende des quadratischen Hohlleiters zwischen den beiden Wellen eine Phasenverschiebung von 90° herrscht. Bildet man jetzt aus den beiden Komponenten die Resultierende, so erhält man einen Vektor, der sich fortlaufend dreht, also eine zirkular polarisierte Welle, die unmittelbar dem Hornstrahler zugeführt wird.

Trifft die vom Antennenreflektor ausgestrahlte zirkular polarisierte Welle auf kugelförmige Regentropfen, so werden die beiden Komponenten der zirkularen Welle mit gleicher Amplitude und ohne Phasenänderung reflektiert und laufen in den Antennenreflektor und Hornstrahler zurück. Sie durchlaufen den Rechteckhohlleiter mit Phasenschieber, wobei die gleiche Komponente, die bei der Ausstrahlung

eine zeitliche Phasenverschiebung von 90° erhalten hat, nochmals eine 90°-Verschiebung erfährt, so daß am Eingang zum Übergangstück eine Phasenverschiebung von 180° zwischen den beiden Komponenten besteht. Ermittelt man jetzt den resultierenden Vektor aus den beiden Komponenten, so ergibt sich eine horizontale elektrische Feldkomponente (lineare horizontale Welle), die in dem anschließenden Rechteckhohlleiter (der zum Empfänger führt) nicht existieren kann. Eine von Regentropfen reflektierte Welle kann also vom Empfänger nicht aufgenommen werden.

Wird die zirkular polarisierte Welle dagegen an einem unsymmetrischen Ziel (zum Beispiel einem Flugzeug) reflektiert, dann werden die beiden Komponenten der zirkularen Welle mit verschiedener Amplitude und oft auch mit verschiedener Phasenlage reflektiert. Das bedeutet, daß

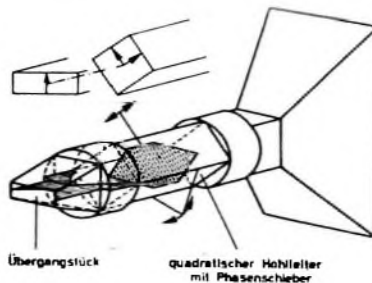


Bild 9. Prinzip der Zirkularpolarisations-Einrichtung

die zurücklaufende Welle elliptisch polarisiert ist. Sie kann nun in zwei gegenläufige zirkular polarisierte Wellen mit verschiedener Amplitude und je nach der örtlichen Lage der Ellipse auch mit verschiedener Phasenlage aufgeteilt werden. Die eine zirkulare Welle hat den gleichen Drehsinn wie die von einem symmetrischen Ziel reflektierte und wird in der Zirkularpolarisations-Einrichtung in eine horizontal lineare Welle umgewandelt. Diese Welle ist, wie schon erwähnt, im Hohlleiter nicht existenzfähig. Bei der entgegengesetzt rotierenden Welle muß die Komponente, die beim sendeseitigen Durchlaufen der Zirkularisations-Einrichtung im Phasenschieber erfahren hat, auf Grund der entgegengesetzten Drehrichtung in Empfangsrichtung den Phasenschieber so durchlaufen, daß diese Komponente eine zeitliche Verschiebung von 90° erhält. Nun sind beide Komponenten wieder in Phase, und am Hohlleiterende des Übergangstückes erscheint eine vertikal po-

larisierte lineare Welle, die vom Rechteckhohlleiter zum Empfänger geführt wird. Es wird also ein Teil des von einem unsymmetrischen Ziel reflektierten Signals zur Anzeige gebracht, während das von einem symmetrischen Ziel reflektierte Signal nicht angezeigt werden kann.

Da aber nur ein Teil des von einem unsymmetrischen Ziel ankommenden Signals den Empfänger erreicht, ergibt sich bei eingeschalteter Zirkularpolarisation eine Reichweitenverminderung der Radaranlage. Der maximale Reichweitenverlust kann bis zu 25% betragen. Um den Verlust nur dann in Kauf nehmen zu müssen, wenn Regen vorhanden ist, wurde der Phasenschieber der Zirkularpolarisations-Einrichtung veränderbar von 0...180° aufgebaut. Dadurch können sowohl vertikal lineare und zirkulare als auch horizontale lineare Wellen ausgestrahlt werden. Damit auch die Amplituden der beiden Komponenten der Welle veränderbar sind, ist das quadratische Hohlleiterstück von 0...90° drehbar angeordnet. Dies hat den Vorteil, daß auch elliptisch polarisierte Wellen abgestrahlt werden können, bei denen das Achsenverhältnis und die Orientierung der Ellipse beliebig wählbar sind.

Bei der $(1/\sin^2)$ -Antennencharakteristik der Radarantennen kann die optimale zirkulare Welle nur an der Nase des Diagramms abgestrahlt werden. Dort liegt also auch

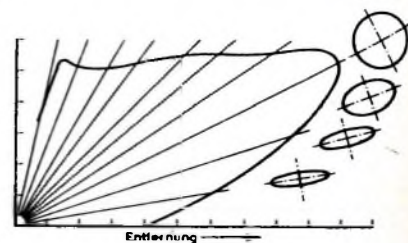


Bild 10. Verlauf der Elliptizität am Rande des vertikalen Antennendiagramms

das Maximum der Regenochlössung. An den Rändern des Diagramms geht die zirkulare Welle in eine mehr oder weniger elliptische Welle über (Bild 10). Durch die variable Zirkularpolarisations-Einrichtung kann man das Maximum der Zirkularität an jede Stelle des Antennendiagramms verschieben. Damit ist es möglich, Echos von solchen Regenwolken optimal zu unterdrücken, die von beliebigen Punkten der Antennencharakteristik erfaßt werden. Das Einstellen des Phasenschiebers und des quadratischen Hohlleiters erfolgt durch Fernsteuerung (motorisch).

(Fortsetzung folgt)

Die neue Leistungspentode EL 503 für NF-Endstufen

Als Nachfolgetyp der im Jahre 1948 entwickelten Leistungspentode EL 34 hat Valvo eine neue 27,5-W-Endpentode mit der Typenbezeichnung EL 503 in das Vertriebsprogramm aufgenommen. Die Röhre ist in Allglastechnik mit Magnovalsockel ausgeführt. Die Berücksichtigung jüngster Fortschritte in der Röhrentechnologie, besonders die Anwendung einer neuartigen Steuergitterkonstruktion bei der EL 503, ermöglicht den Aufbau von Gegentakt-Endstufen mit kleinen Abmessungen und niedrigen Speise- und Steuerspannungen. Dadurch ergeben sich Einsparungen beim Stromversorgungsnetzteil und beim Ausgangsübertrager.

eine bestimmte Strahlungsfläche erforderlich ist, wurden deren Querabmessungen und damit der Kolbendurchmesser von 33 mm auf 40 mm vergrößert. Die geringe Einbauhöhe der Röhre von nur 76 mm wurde schließlich durch Verlegung des Pumpstutzens zwischen die Sockelstifte erreicht (Bild 1). Besondere Beachtung verdient die ungewöhnliche Ausbildung des Steuergitters (Bild 2).

Die Schattenstellung eines üblichen Spannungsgitters (im allgemeinen mit dünnen Drähten und kleinen Steigungen) mit einem Reckgitter ist praktisch kaum zu verwirklichen. Für die Röhre EL 503 wurde deshalb

sondern als Bündelungsrahmen ausgebildet. Die Röhre EL 503 gehört demnach zum Typ der „beam power“-Pentoden. Schließlich ist zu erwähnen, daß durch eine Bedeckung der Anode mit Nickeloxyd eine geringe Sekundärelektronenemission, das heißt eine weitere Verbesserung der Stromverteilung, erreicht wurde.

2. Datenvergleich der Röhren EL 34 und EL 503

In Tab. I sind die Kenndaten der Röhren EL 34 und EL 503 einander gegenübergestellt. Ein Vergleich der Werte für praktisch gleiche Arbeitspunkteinstellung zeigt, daß die Steilheit der neuen Röhre mit $S = 23 \text{ mA/V}$ mehr als doppelt so hoch und das Stromverteilungsverhältnis mit $I_{a1}/I_{g2} = 12$ um etwa 75% höher liegt als bei der EL 34. Die Gitterwechselspannung für Vollaussteuerung ist demnach nur etwa halb so groß. Anode und Schirmgitter der EL 503 dürfen im Dauerbetrieb maximal mit 27,5 W beziehungsweise 6 W belastet werden. Der maximal zulässige Katodenstrom $I_{k \text{ max}} = 200 \text{ mA}$ ist um etwa 30% höher als bei der Röhre EL 34.

Vergleicht man schließlich die Betriebsdaten beider Röhrentypen für die im Datenblatt angegebene Gegentakt-AB-Einstellung, so zeigen sich die mit der EL 503 erreichten Verbesserungen sehr deutlich (Tab. II). Eine Endstufe mit 2 x EL 503 liefert bei einer Betriebsspannung von nur

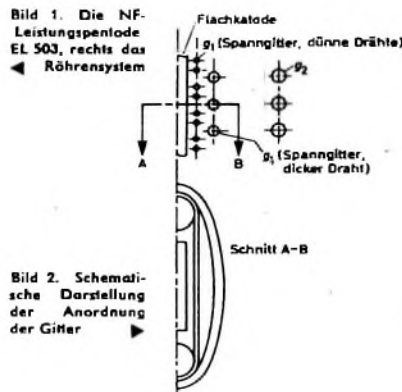
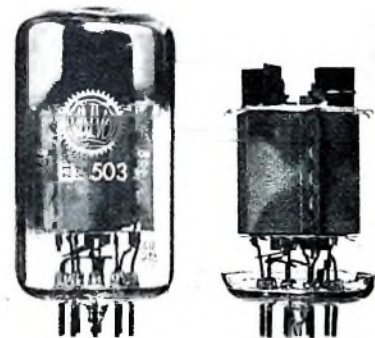


Bild 2. Schematische Darstellung der Anordnung der Gitter



Bei Leistungspentoden ist die sichere Beherrschung der Schirmgitterverlustleistung während der Lebensdauer besonders schwierig. Vom Röhrenentwickler wird daher ein großes Stromverteilungsverhältnis I_{a1}/I_{g2} bei niedriger Schirmgitterspannung angestrebt. Beide Anforderungen sind bei der Röhre EL 503 durch Schattenstellung von Schirmgitter und Steuergitter sowie durch entsprechende Dimensionierung der Elektroden weitgehend erfüllt worden. Das Steuergitter ist zum Erreichen einer großen Steilheit ($S = 23 \text{ mA/V}$) als Spannungsgitter, das Schirmgitter mit Rücksicht auf eine wirtschaftliche Lösung als konventionelles Reckgitter ausgeführt. Die Schattenstellung wird durch die besondere Ausführung des Steuergitters in Verbindung mit dem in üblicher Art ausgebildeten Schirmgitter erreicht.

Im folgenden wird der Aufbau der Röhre beschrieben, und ihre wichtigsten Daten werden mitgeteilt. Als Anwendungsbeispiel wird ein Gegentakt-AB-Verstärker angeführt, der bei 265 V Anodenspannung und $U_{\text{eff}} = 0,2 \text{ V}$ Eingangsspannung 30 W Ausgangsleistung an den Außenwiderstand $R_{\text{aa}} = 2,4 \text{ k}\Omega$ bei etwa 1% Klirrgrad liefern kann.

1. Aufbau der Röhre

Im Hinblick auf größere mechanische Elektrodenstabilität (Mikrofonie) und erhöhte Widerstandsfähigkeit gegen thermische Wechselbeanspruchungen (Lebensdauer) ist die Systemlänge der Röhre EL 503 mit 30 mm um etwa 25% gegenüber ihrem Vorläufertyp verringert worden. Da bei unveränderter Belastung der Anode

ein spezielles Steuergitter entwickelt: Drei Drähte – zwei dünne ($15 \mu\text{m}$) und ein dickerer ($35 \mu\text{m}$) – werden mit einer Steigung von jeweils $720 \mu\text{m}$ gewickelt. Dieses dreigängig gewickelte Gitter wirkt sich auf die Stromsteuerung wie ein solches mit einer Steigung von $240 \mu\text{m}$ aus. Das Schirmgitter mit einer Steigung von $720 \mu\text{m}$ hat Schattenstellung zu dem dickeren Draht des Steuergitters. Die Schattenstellung von Gittern mit $720 \mu\text{m}$ Steigung macht keine Schwierigkeiten. Der dickere Draht des Steuergitters ist zur Verbesserung der Elektronenoptik schwach oval gewickelt. Der Abstand der dünnen Drähte von der Katode ist etwa $150 \mu\text{m}$, der des dickeren Drahtes etwa $250 \mu\text{m}$. Um den Einfluß der thermischen Gitteremission infolge Aufheizung durch die großflächige Katode kleinzuhalten, sind die Gitterdrähte vergoldet und unter anderem große Kühlfahnen an den Gitterstegen befestigt (Bild 1).

Um den Leistungswiderstand zu verkleinern, ist das Bremsgitter nicht wie bei der Röhre EL 34 als gewickeltes Gitter,

Tab. I. Kenndatenvergleich der Röhren EL 34 und EL 503

	EL 34	EL 503
U_a V	250	250
U_{eff} V	250	250
U_{el} V	13,5	13,2
I_a mA	100	100
I_{g1} mA	14,9	8,5
S mA/V	11	23
r_a kOhm	15	7,3
μ_{eff}	11	13

Tab. II. Betriebsdaten der Röhren EL 34 und EL 503 für Gegentakt-AB-Betrieb

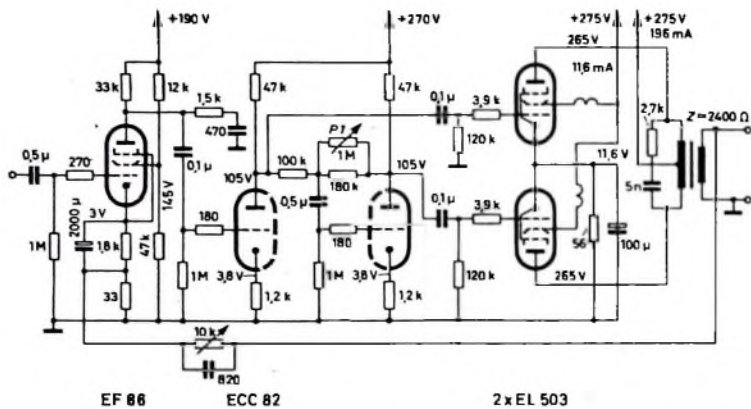
	EL 34		EL 503	
R_{aa} kOhm	3,4		2,4	
R_{eff} Ohm	470 ¹⁾		0	
R_b Ohm	130 ¹⁾		56 ¹⁾	
U_b V	375		265	
U_{eff} V	375		265	
U_{eff} V	0	21	0	11,5
I_a mA	2 x 75	2 x 95	2 x 100	2 x 118
I_{g1} mA	2 x 11,5	2 x 22,5	2 x 8,5	2 x 32,5
P_o W	0	35	0	40
k_{eff} %	—	5	—	5

¹⁾ gemeinsamer Widerstand für beide Röhren

265 V und 11,5 V Steuerspannung 40 W Ausgangsleistung bei 5% Klirrgrad an den Lastwiderstand von $2,4 \text{ k}\Omega$. Die empfohlene Ausgangsimpedanz $R_{\text{aa}} = 2,4 \text{ k}\Omega$ stellt das Optimum dar zwischen verfügbarer Nutzleistung und nichtlinearen Verzerrungen und ist um etwa 30% kleiner als bei einem entsprechenden, mit den Röhren EL 34 bestückten Verstärker. Damit kann bei unveränderter unterer Grenzfrequenz die Hauptinduktivität des Ausgangsübertragers verringert, also eine beträchtliche Kostenersparnis erreicht werden. Der Wirkungsgrad der Endstufe beträgt 50% und ist um 10% größer als bei der EL 34.

3. Schaltungsbeispiel

Bild 3 zeigt die Schaltung eines 30-W-Gegentakt-AB-Verstärkers mit zwei Röhren EL 503 in der Endstufe, der Eingangspentode EF 86 als Spannungsverstärker und der Zweifachtriode ECC 82 als Treiber-



EF 86 ECC 82 2x EL 503

Bild 3 30-W-Gegentakt-AB-Verstärker mit den Röhren EL 503 in der Endstufe (die angegebenen Spannungen sind bei kurzgeschlossenem Eingang gemessen)

Bild 4 Anoden- und Schirmgitterströme, Eingangsspannung und Klirrgrad der Schaltung nach Bild 3 in Abhängigkeit von der Ausgangsleistung

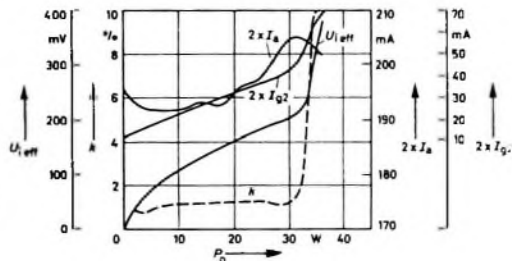
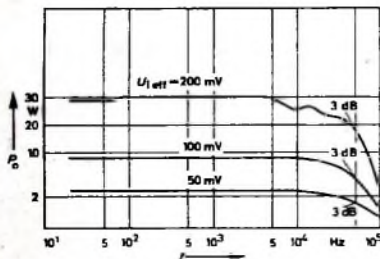


Bild 5 Leistungsfrequenzgang der Schaltung nach Bild 3 bei verschiedenen Eingangsspannungen



und Phasenumkehrstufe. Die Endröhren werden mit 265 V Anodenspannung betrieben und liefern 30 W Ausgangsleistung bei einer Eingangsspannung von $U_{i\text{eff}} = 0,2 \text{ V}$; der Klirrgrad beträgt 1,2 %.

Mit dem Potentiometer P_1 im Anodenkreis der Phasenumkehrstufe lassen sich die Steuerspannungen der Endröhren so einstellen, daß die durch geradzählige Harmonischen verursachten nichtlinearen Verzerrungen minimal werden. Auf diese Weise können geringe Unterschiede der Röhrenkennlinien ausgeglichen werden. Um hochfrequente Schwingungen der Endstufe zu unterdrücken, sind in die Schirmgitterleitungen der EL 503 kleine HF-Drosseln und vor die Gitter Widerstände von 3,9 kOhm geschaltet. Die Anwendung von Drosseln an Stelle von Widerständen in den Schirmgitterkreisen ist aus folgendem Grund empfehlenswert: Beim Übergang von Leerlauf auf Vollaussteuerung wächst der Schirmgitterstrom der Endröhren etwa um den Faktor 3 an. Um die verfügbare Ausgangsleistung nicht unnötig zu begrenzen, muß der Innenwiderstand der Schirmgitterspannungsquelle kleingehalten werden. Die gleiche Forderung trifft für den Anodenkreis zu. Serienwiderstände in Form von größeren ohmschen Wicklungswiderständen im Übertrager ergeben bei Aussteuerung in den B-Betrieb beträchtliche Leistungsverluste.

Um die Verzerrungen herabzusetzen, hat der Verstärker eine über alle Stufen wirksame Gegenkopplung von 20 dB. Die Gegenkopplungsschleife ist von der Sekundärwicklung des Ausgangsübertragers (8 Ohm) in den Katodenkreis der Röhre EF 86 geführt. Einer Instabilität des Verstärkers an der oberen Frequenzgrenze wirken drei RC-Glieder zur Korrektur des Amplituden- und Phasengangs in diesem Bereich entgegen. Der 820-pF-Kondensator in der Gegenkopplungsschleife und das RC-Glied (2,7 kOhm, 5 nF) über der Primärwicklung des Übertragers eliminieren den Einfluß seiner Streuinduktivität. Das Netzwerk (1,5 kOhm, 470 pF) im Anodenkreis der Eingangspentode setzt die Verstärkung für höhere Frequenzen herab. Eine Kontrolle der Übertragungseigenschaften des Verstärkers mit periodischen Rechteckimpulsen ermöglicht es, in einfacher Weise die erforderlichen Werte der Korrekturglieder zu bestimmen, deren Größe in starkem Maße von den Eigenschaften des Übertragers abhängt.

Im Bild 4 sind der Verlauf von Eingangsspannung, Schirmgitter- und Anodenstrom der Endröhren sowie der Klirrgrad in Abhängigkeit von der Ausgangsleistung dargestellt. Mit wachsender Ansteuerung bis zu $P_0 = 30 \text{ W}$ ändert sich der Klirrgrad nur wenig und beträgt etwa 1 %. Bei größeren Ausgangsleistungen steigen die Verzerrungen infolge Begrenzung durch die Endstufe stark an. Der Klirrgrad wird vorwiegend von der 4. und der 5. Harmonischen bestimmt. Die von der Endstufe tatsächlich abgegebene Nutzleistung ist größer als die verfügbare Ausgangsleistung. Bei $k = 1,5 \%$ beziehungsweise 5 % betragen die entsprechenden Nutzleistungen 40,6 W und 42 W.

Der Spannungsfrequenzgang des Verstärkers verläuft geradlinig zwischen 20 Hz und etwa 20 kHz, die 3-dB-Frequenzgrenzen des Leistungsfrequenzganges betragen 8 Hz und 50 kHz (Bild 5).

Persönliches

Verleihung des Werner-von-Siemens-Rings
Am 13. Dezember 1965 wurde vom Bundespräsidenten der Werner-von-Siemens-Ring den neuen Ringträgern Fritz Leonhardt, Walter Schottky und Konrad Zuse überreicht.

Professor Dr.-Ing. Fritz Leonhardt, Stuttgart, erhielt den Werner-von-Siemens-Ring in Anerkennung seiner hervorragenden Leistungen als Statiker und Konstrukteur moderner, künstlerisch bedeutsamer Brücken- und Ingenieurbauten, insbesondere in der Entwicklung und Gestaltung von Spannbetonkonstruktionen. Er hat unter anderem auch den Stuttgarter Fernsehturm konstruiert.

Prof. Dr. phil. Dr.-Ing. E. h. Walter Schottky, Pretzfeld über Forchheim (Oberfr.), erhielt die Auszeichnung in Würdigung seiner bahnbrechenden Arbeiten zum physikalischen Verständnis vieler Erscheinungen, deren theoretische Beherrschung bedeutende technische Anwendungen, insbesondere auf den Gebieten der Verstärkerrohren und der Halbleiter, wesentlich gefördert hat.

Dipl.-Ing. Dr.-Ing. E. h. Konrad Zuse, Bad Hersfeld, wurde in Anerkennung seiner grundlegenden Idee zu einer programmgesteuerten Rechenanlage und ihrer ersten Verwirklichung ausgezeichnet. Er hat die Entwicklung moderner Datenverarbeitungsanlagen eingeleitet.

Weitere Auszeichnung für K. Zuse

Dipl.-Ing. Dr.-Ing. E. h. Konrad Zuse, der Gründer der seit Herbst 1964 zur deutschen Brown-Boveri-Gruppe gehörenden ältesten europäischen Herstellerfirma für programmgesteuerte Digital-Rechenmaschinen, ist am 1. Dezember 1965 in Las Vegas (Nevada/USA) mit der Harry Goode Memorial Award ausgezeichnet worden. Der nach dem amerikanischen Mathematiker und Ingenieur Harry H. Goode benannte Preis dient zur Förderung und Ehrung hervorragender Leistungen auf dem Gebiet der Informationsverarbeitung und wurde unter der Schirmherrschaft der American Federation of Information Processing Societies (AFIPS) 1964 erstmals an Professor H. H. Aiken verliehen.

P. F. S. Otten 70 Jahre

Am 31. Dezember 1965 vollendete Dipl.-Ing. P. F. S. Otten, Vorsitzender des Aufsichtsrats der N. V. Philips' Gloeilampenfabrieken, Eindhoven, sein 70. Lebensjahr.

P. F. S. Otten wurde 1895 in Berlin geboren, wo sein Vater als Ingenieur bei der AEG tätig war. Zwei Jahre später wanderten seine Eltern nach Holland aus. 1924 kam P. F. S. Otten zu Philips; 1939 wurde er Präsident der Gesellschaft. Im Frühjahr 1961, also nach 37jähriger Tätigkeit, übernahm er den Vorsitz des Aufsichtsrates und trat das Amt eines Präsidenten der Gesellschaft an seinen Nachfolger, Dipl.-Ing. F. J. Philips, ab.

E. Maschewski 25 Jahre bei Philips

Am 5. Januar 1966 ist Erich Maschewski, Direktor des Filialbüros Berlin der Deutschen Philips GmbH, 25 Jahre bei Philips.

E. Maschewski wurde 1912 in Kibarten geboren und trat 1934 nach Absolvierung einer Fachschule in Insterburg in die Litauische Philips AG ein. Nach dem Kriege arbeitete E. Maschewski erst im Philips-Filialbüro Dortmund und übernahm dann 1951 die Verkaufsteilung der Bielefelder Niederlassung. Seit 1955 leitet er das Berliner Filialbüro.

H.-J. Griese 50 Jahre

Dr.-Ing. H.-J. Griese wurde am 27. 12. 1915 in Wismar geboren. Er studierte Fernmeldetechnik an der TH Hannover und promovierte dort 1942. Bis 1944 war er im Laboratorium Feuerstein als Abteilungsleiter mit nachrichtentechnischen Entwicklungen beauftragt und arbeitete nach dem Kriege bis 1949 als Entwicklungsleiter bei dem damaligen Laboratorium Wennebasiel (jetzt Sennheiser electronic). Von 1949 bis 1951 war Dr. Griese bei Grundig, von 1952 bis einschließlich 1955 am Rundfunktechnischen Institut in Nürnberg tätig. Am 1. 1. 1956 begann er seine Tätigkeit wieder bei Sennheiser electronic als Entwicklungsleiter. In neuerer Zeit wurde er unter anderem auch durch seine drahtlosen Mikrofone sowie durch die neuartigen Transistor-Kondensatormikrofone bekannt. Er ist Mitglied verschiedener Fachnormenausschüsse.



E. FISCHER u. E. KUHRMEIER
Schaub-Lorenz, Pforzheim

Rundfunk

Schaltungstechnik des Reiseempfängers „Intercontinental“

1. Allgemeines

Die wachsende Beliebtheit des Kurzwellenempfangs veranlaßte Schaub-Lorenz, das neue Gerät „Intercontinental“ auf den Markt zu bringen, das eine Lücke im bisherigen Geräteangebot schließt. „Intercontinental“ hat 8 Wellenbereiche, und zwar UKW, 5x KW, MW sowie LW. Damit das Gerät, dessen Blockschaltung Bild 1 zeigt, den gestellten hohen Anforderungen (besonders beim Empfang von Kurzwellensendern) gerecht wird, ist folgenden Gesichtspunkten besondere Aufmerksamkeit

ist. Beim Betrieb des Gerätes an einer Außenantenne wird das Eingangssignal bei LW kapazitiv am Fußpunkt des Vorkreises eingespeist, bei MW dient die LW-Spule als hochinduktive Koppelspule, während für KW 1 eine separate niederinduktive Koppelspule vorhanden ist. In den Bereichen KW 2...KW 5 gelangt das Eingangssignal über einen Verkürzungskondensator an den Hochpunkt des Vorkreises; dabei ist der Verkürzungskondensator so dimensioniert, daß die Außenantenne auf den Wert der dynamischen Kapazität des Teleskopstabes verkürzt wird. Beim Anschließen einer Außenantenne sind automatisch die LW- und MW-Ferritstabsulen abgeschaltet und durch abgeschirmte Vorkreise ersetzt.

Die infolge elektrostatischer Aufladungen der Antenne auftreten können. Außerdem läßt sich mit dem AF 136 bei niederohmiger Anpassung ein günstiges Signal-Rausch-Verhältnis bei gutem Kreuzmodulationsverhalten erreichen. Das verstärkte vorselektierte Antennensignal wird am abstimmbaren Zwischenkreis nochmals selektiert und gelangt dann an die Basis der Mischstufe.

Zur Vermeidung von Übersteuerungseffekten und Frequenzverwerfungen sind Mischer T 5 und Oszillator T 6 getrennt. Die Oszillatortspannung wird dem Emittor des Mischtransistors zugeführt. Die entstehende ZF von 460 kHz wird dem Collectorkreis entnommen und gelangt über

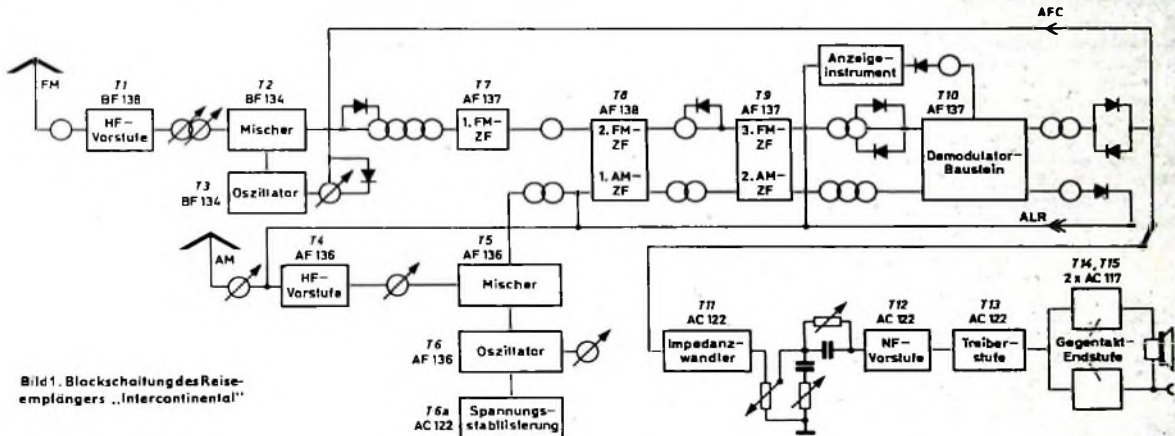


Bild 1. Blockschaltung des Reiseempfängers „Intercontinental“

geschenkt worden: großer Signal-Rausch-Abstand, gute Spiegelwellenselektion, hohe Trennschärfe, gute Einstellbarkeit und große Wiederkehrgenauigkeit, hohe Wiedergabequalität vor allem bei UKW, universelle Einsatzmöglichkeit (Netzanschluß, Außenbatterieanschluß, TA/TB-Buchse, Ohrhörerbuchse, Außen- und Autoantennenanschluß), einfache und übersichtliche Bedienungselemente.

2. Schaltungsbeschreibung

2.1 AM-HF-Teil

Der AM-HF-Teil wird in der Hauptsache aus dem Tastenaggregat und dem Kurzwellenbaustein gebildet. Der Kurzwellenbaustein enthält einen Drehschalter zum Wählen eines der fünf Kurzwellenbereiche sowie sämtliche Kurzwellenspulen. Alle übrigen Bauteile der AM-HF-Stufe bis zum Mischer einschließlich des 1. ZF-Filters sind auf dem Tastenaggregat untergebracht. Mit dem Tastenschalter kann man die Wellenbereiche UKW, KW, MW oder LW wählen, wobei nach dem Drücken der Kurzwellentaste am Drehschalter einer der fünf Kurzwellenbereiche eingestellt werden kann.

Für die Bereiche LW, MW und KW 1 hat das Gerät 2 Ferritstäbe, während bei KW 2 bis KW 5 eine Teleskopantenne wirksam

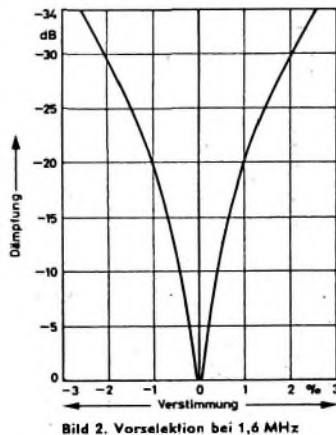


Bild 2. Vorselektion bei 1,6 MHz

„Intercontinental“ besitzt zur Erhöhung der Trennschärfe (Bild 2) je einen abgestimmten Vor- und Zwischenkreis. Das Antennensignal gelangt vom selektiven Vorkreis an den geregelten Vorstufentransistor T 4. Hierfür wurde der Drifttransistor AF 136 gewählt, um einen Ausfall des Transistors durch hohe Impulsspitzen zu vermeiden,

das 1. ZF-Filter an die Basis des 1. ZF-Transistors T 8.

Die Oszillatortransistorspannung wird mit dem Transistor T 6a stabilisiert, um die Oszillatortransistorspannung unabhängig von der Betriebsspannung konstant zu halten. Auf eine elektronische KW-Lupe wurde verzichtet, da durch den Feintrieb die Einstellbarkeit von KW-Sendern recht gut ist. Die Einstellgenauigkeit ist bei 20 MHz noch 2 kHz je Skalenteil.

2.2 UKW-Teil

Der UKW-Teil bildet einen separaten Baustein, der in einem Abschirmgehäuse untergebracht ist.

Wegen der Bestückung des UKW-Teils mit drei Silizium-Planar-Transistoren erreicht man hohe Verstärkung, niedrige Rauschzahl und einen temperaturstabilen Oszillator. Das Eingangssignal gelangt über ein auf Bandmitte abgestimmtes T-Glied auf die Basis des in Emitterschaltung arbeitenden Transistors T 1. Das verstärkte Eingangssignal wird über ein abstimmbares Bandfilter dem Emittor des Mischtransistors T 2 zugeführt. Mischer und Oszillator sind auch hier zur Vermeidung von Übersteuerungseffekten und Frequenzverwerfungen getrennt. Die Oszillatortransistorspannung wird der Basis des

Mischtransistors zugeführt. Am Collectorkreis entsteht das ZF-Signal von 10,7 MHz. Um bei hohem Eingangssignal Übersteuerungen des ZF-Verstärkers und Frequenzverfälschungen des Oszillators zu vermeiden, ist der Collectorkreis durch eine vorgespannte Diode bedämpft. Die Vorspannung ist sehr hoch gewählt, damit an der Diode keine Mischung stattfindet. An den Oszillatorkreis ist eine Kapazitätsdiode D2 angekoppelt (Bild 3). Sie dient zur auto-

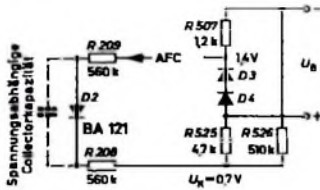


Bild 3. Prinzipschaltung zur Kompensation der Collectorkapazitätsänderung bei Betriebsspannungsschwankungen

matischen Frequenzkorrektur und zur Stabilisierung der Oszillatorfrequenz gegen Spannungsschwankungen

Bei sinkender Betriebsspannung U_B wird die Collectorkapazität größer und der Spannungsabfall U_K an R 525 kleiner. Damit steigt die Gesamtspannung an der Kapazitätsdiode, und ihre Kapazität verringert sich. Bei geeigneter Dimensionierung heben sich die Kapazitätsänderungen auf, und die Oszillatorfrequenz bleibt stabil.

Eine Stabilisierungsschaltung mit drei weiteren Siliziumdioden hält die Basisspannungen im UKW-Teil konstant.

2.3. ZF-Verstärker

Der ZF-Verstärker besteht aus einem dreistufigen AM-ZF-Verstärker und einem vierstufigen FM-ZF-Verstärker, wobei die letzten drei Stufen als kombinierte AM-FM-Stufen arbeiten. Für die 1. FM-ZF-Stufe und den AM-Mischer wurden getrennte Transistoren verwendet. Man erspart sich dadurch das etwas schwierige Umschalten der HF und kann beide Stufen optimal auslegen.

2.3.1. FM-ZF-Verstärker 10,7 MHz

Auf den FM-Mischer im UKW-Teil folgt ein Vierkreisfilter, das bei der erforderlichen Bandbreite (geringer Klirrfaktor, Bild 4) für eine gute Trennschärfe sorgt.

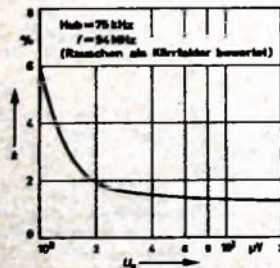


Bild 4. Klirrfaktor bei UKW-Empfang in Abhängigkeit von der Antennenspannung U_a

Die 1. ZF-Stufe T 7 arbeitet in neutralisierter Emitterschaltung. Der Collector ist über einen Kreis an den Emittor der in unneutralisierter Basischaltung arbeitenden 2. ZF-Stufe T 8 angepaßt. Die Basischaltung erweist sich als günstiger, um einen stabilen ZF-Verstärker zu erhalten und die infolge Streuung der Neutrali-

sation auftretenden Toleranzen zu vermeiden; deshalb wird auch für die 3. ZF-Stufe die Basischaltung bevorzugt. Die Übertragung zwischen den beiden Stufen erfolgt über einen Kreis, dem eine vorgespannte Diode parallel liegt. Sie soll eine zu starke Übersteuerung der 3. ZF-Stufe verhindern. Um die Selektion des ZF-Verstärkers vor allem bei kleinen Signalen zu erhöhen, liegt zwischen der 3. ZF-Stufe und dem Demodulator ein Filter. Dem Sekundärkreis sind zwei vorgespannte Dioden parallel geschaltet, um beide Halbwellen des ankommenden Signals zu begrenzen. Die Schwellenspannung ist so eingestellt, daß der Demodulator bei der größten AM-Unterdrückung arbei-

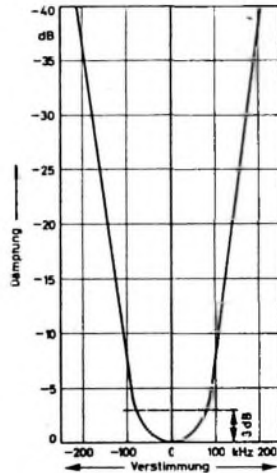


Bild 5. FM-ZF-Durchlaßkurve (ohne Ratiodfilter)

Bild 6. AM-ZF-Durchlaßkurve

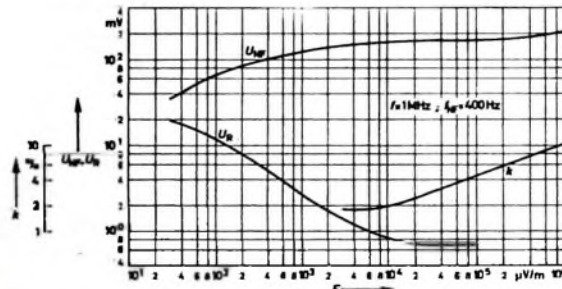
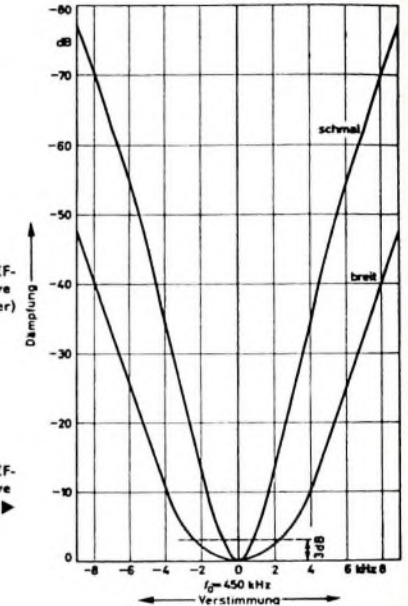


Bild 7. NF-Spannung U_{uv} , Rauschspannung U_{rausch} und Klirrfaktor k als Funktion der Empfangsleistung E ; Signal-Rausch-Kurven bei einem Modulationsgrad $m = 30\%$, Klirrfaktor bei $m = 80\%$ gemessen

tet. Er bildet einen universellen Baustein, wie er auch im Gerät „Touring“ verwendet wird. Der in Emitterschaltung arbeitende Treibertransistor speist einen symmetrisch aufgebauten Ratiodetektor. Zwischen seinen beiden Belastungswiderständen werden NF-Signal und Nachstimmspannung abgenommen. Die Nachstimmspannung wird über ein Siebglid der Kapazitätsdiode D 2 (Bild 3) zugeführt. Mit der hohen Verstärkung von UKW-Teil und ZF-Verstärker wird ein guter Begrenzungseinsatz und wegen der kleinen Rauschzahl des UKW-Bausteins ein guter Signal-Rausch-Abstand erreicht. Die FM-ZF-Durchlaßkurve ist im Bild 5 dargestellt.

2.3.2. AM-ZF-Verstärker

Alle Transistoren des dreistufigen AM-ZF-Verstärkers arbeiten in Emitterschaltung. Die Filter der 1. und der 2. ZF-Stufe können in ihrer Bandbreite umgeschaltet werden. Die AM-ZF-Durchlaßkurve zeigt

neue NF-Signal über ein ZF-Siebglid dem NF-Verstärker zugeführt, und die ebenfalls entstehende Regelspannung gelangt an die Basiswiderstände der Regelstufen. Sowohl die HF-Vorstufe als auch die 1. AM-ZF-Stufe werden abwärts geregelt. Die Regeleigenschaften des AM-Teils veranschaulicht Bild 7.

2.3.3. Abstimmanzeige

Zur Anzeige dient ein Drehspulinstrument. Bei AM erfolgt die Anzeige durch die Regelspannung. Ein Pol des Instruments liegt am unterteilten Emittorwiderstand der geregelten 1. AM-ZF-Stufe, der andere Pol über eine Diode an einer stabilen Vergleichsspannung. Diese wird so eingestellt, daß vor Einsetzen der Regelung der Zeiger des Instruments gerade seine Nullstellung verläßt. Dadurch erhält die Diode ihre Schwellenspannung, und es werden auch noch schwache Sender angezeigt.

Um bei der FM-Anzeige ohne zusätzlichen Verstärker eine genügend große Spannung

zu erhalten, wird sie erst in der letzten ZF-Stufe gewonnen. Diese begrenzt aber schon bei kleinen Antennensignalen, und die Anzeige hätte ein sehr breites Maximum. Deshalb wird ein Pilotkreis kapazitiv über die Neutralisationswicklung an den letzten ZF-Transistor T 10 angekoppelt. Die Kopplung ist unterkritisch, um eine Verformung der Diskriminatorcurve zu vermeiden. Das jetzt selektive ZF-Signal wird gleichgerichtet und dem Instrument zugeführt. Das Rauschen zwischen den einzelnen FM-Stationen wird mit gleichgerichtet, und das Instrument behält daher einen Grundausschlag, so daß nicht mehr der ganze Bereich für die Senderabstimmung zur Verfügung steht. Um dies auszugleichen, erhöht man für den UKW-Bereich die Emitterspannung durch Vergrößern der Regelspannung von T 8. Zur Kontrolle des Batteriezustands zeigt das Instrument nach Betätigung eines Umschalters die Betriebsspannung an.

2.3.4. Prinzip der Bandbreiteumschaltung

2.3.4.1. Forderungen

- Keine Änderung der Mittenfrequenz,
- Einsattlung in Stellung „breit“ darf 5 % nicht überschreiten,
- die Verstärkung V_a in Stellung „schmal“ soll größer sein als die Verstärkung V_b auf „breit“, um den Lautstärkeunterschied infolge Fehlens der hohen NF-Frequenzen auszugleichen, und zwar soll $V_a/V_b \approx 1,2$ sein,
- die Leitungen zu den Umschaltkontakten sollen von Bandfilterpunkten niedriger Impedanz abgehen.

2.3.4.2. Wirkungsweise

2.3.4.2.1. Bandbreiteschaltung mit gemischter Kopplung

Der Primär- und der Sekundärkreis eines AM-ZF-Bandfilters (Bild 8) sind über die Koppelkapazität C_K unterkritisch gekoppelt. Um einen genügend großen Bandbreiteunterschied zu erreichen, muß das Filter einmal unterkritisch, das anderemal überkritisch gekoppelt sein. In der Stellung

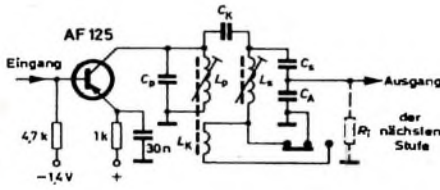


Bild 8. Bandbreiteumschaltung, gemischte Kopplung

„breit“ wird eine zusätzliche induktive Kopplung über L_K vorgenommen. Dadurch läßt sich eine kritische beziehungsweise überkritische Kopplung erreichen. Allerdings wird die Einsattlung auf „breit“ unerwünscht groß, und außerdem ändert sich die Mittenfrequenz infolge der unterschiedlichen Kopplung. Diese in einigen Geräten übliche Schaltung erfüllt die oben gestellten Forderungen aber nicht und ist nur verwendbar, wenn nur eine ZF-Stufe umgeschaltet wird. Um beim „Intercontinental“ eine besonders hohe Trennschärfe in Stellung „schmal“ zu erhalten, sind zwei Stufen in ihrer Bandbreite umschaltbar. Dazu wurde eine andere Bandbreiteumschaltung entwickelt, die die erwähnten Nachteile ausschließt.

2.3.4.2.2. Bandbreiteschaltung mit kapazitiver Kopplung und Mittenfrequenzkorrektur

Durch Zuschalten von C_{K2} (Bild 9) wird die zunächst unterkritische Kopplung überkritisch. Außerdem ändert sich die Mittenfrequenz, und zwar so, als ob zu den Kreiskapazitäten C_a und C_b die zusätzliche Koppelkapazität C_{K2} parallel geschaltet würde. Um nun eine Mittenfrequenzkorrektur vornehmen zu können, muß beim Zuschalten von C_{K2} zu C_{K1} die Kreiskapazität um C_{K2} verringert wer-

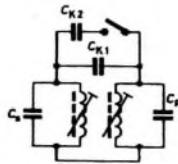


Bild 9. Vergrößern der Kopplung durch Zuschalten von C_{K2}

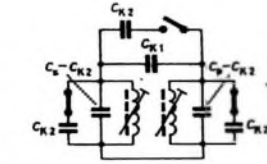


Bild 10. Korrektur der Mittenfrequenz durch Verringern der Kreiskapazitäten beim Zuschalten von C_{K2}

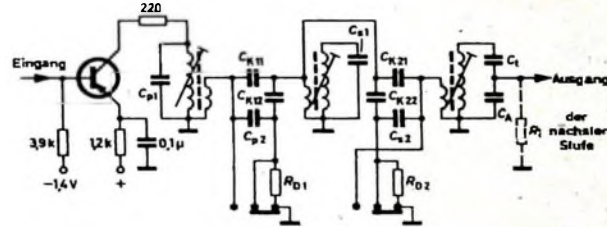


Bild 11. Bandbreiteumschaltung mit kapazitiver Kopplung und Mittenfrequenzkorrektur

Bild 12. Dreikreisfilter mit frequenzkorrigierter Bandbreiteumschaltung

den (Bild 10). Mit dieser Lösung läßt sich die Forderung a) nach Abschnitt 2.3.4.1. erfüllen. Die Mittenfrequenz ändert sich vor allem bei Kreisen mit geringer Güte stark, da hier C_{K2} im Verhältnis zu den Kreiskapazitäten C_D und C_S größer ist als bei Kreisen hoher Güte, jeweils gleiche Kopplungsfaktoren bei „breit“ und „schmal“ vorausgesetzt.

Um die bei überkritischer Kopplung auftretende Einsattlung zu vermeiden, muß bei gegebener Bandbreite ein Kreis zusätzlich bedämpft werden, zweckmäßigerweise der Primärkreis, damit die innere Verstärkung des Transistors kleiner wird. Durch das Bedämpfen des Primärkreises setzt man zugleich die Verstärkung auf den für die Bandbreitestellung „breit“ erforderlichen Betrag herab. Mit dieser Maßnahme lassen sich bei geeigneter Dimensionierung die Forderungen b) und c) erfüllen. Damit der Forderung d), niederohmige Leitungen zu den Schaltern, nachgekommen wird, erfolgten die Kopplung sowie die Bedämpfung über Koppelwindungen auf den Kreiswindungen.

Die im Bild 11 dargestellte Schaltung ist nach diesen Gesichtspunkten aufgebaut. Über C_{K1} wird die Grundkopplung vorgenommen. Bei Stellung „schmal“ liegen über die Koppelwindungen den Kreiskapazitäten die Korrekturkapazitäten C_{K2} beziehungsweise C_{K2} parallel. Sie werden je nach Kopplung und Kreisgüte in den

Kreis transformiert. Der Dämpfungswiderstand R_D ist kurzgeschlossen. Wird nun auf „breit“ umgeschaltet, werden die Korrekturkapazitäten abgeschaltet und C_{K2} zur Vergrößerung der Kopplung mitverwendet. Durch das Abschalten der Korrekturkapazitäten wird die Mittenfrequenz erhöht, aber gleichzeitig durch die stärkere Kopplung wieder verkleinert. Beide Änderungen sind gleich groß, aber gegenläufig wirksam. Daher bleibt die Mittenfrequenz konstant. Der Dämpfungswiderstand R_D bedämpft den Primärkreis. Dadurch wird die Verstärkung entsprechend Forderung c) geringer (größere Verstärkung in Stellung „schmal“ als in Stellung „breit“).

Der Abgleich des Filters erfolgt in Stellung „schmal“, da sich ein unterkritisches Filter leichter abstimmen läßt als ein überkritisch gekoppeltes.

Um beim „Intercontinental“ die Selektion zu erhöhen, wird in der 2. ZF-Stufe an

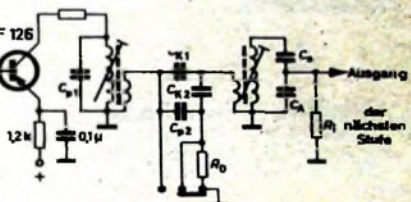


Bild 11. Bandbreiteumschaltung mit kapazitiver Kopplung und Mittenfrequenzkorrektur

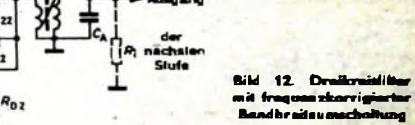


Bild 12. Dreikreisfilter mit frequenzkorrigierter Bandbreiteumschaltung

Stelle eines umschaltbaren Zweikreis- ein umschaltbares Dreikreisfilter verwendet (Bild 12).

Da die Mittenfrequenz des beschriebenen Filters sich nicht ändert und eine kritische Kopplung bei genügend großer Bandbreitenvariation möglich ist, wird die gleiche Umschaltart analog auf das Dreikreisfilter angewendet. Bedämpft werden in der Stellung „breit“ der Primär- und der Tertiärkreis. Zur Umschaltung sind nur zwei Umschaltkontakte erforderlich. Damit auch in der Stellung „schmal“ eine einwandfreie Sprachverständlichkeit gewährleistet ist, werden die Tiefen nach dem AM- Demodulator abgesenkt, und zugleich wird eine Amplitudenkorrektur vorgenommen.

2.4. NF-Verstärker

Der NF-Verstärker besteht aus vier Stufen, und zwar einem Impedanzwandler mit nachfolgendem Regelnetzwerk, einer Vorstufe, einer Treiberstufe und einer eisenlosen Gegentakt-Endstufe.

„Intercontinental“ hat eine TA/TE-Buchse, an die Tonbandgeräte und Kristalltonabnehmer direkt angeschlossen werden können. Um bei Schallplattenwiedergabe mit Kristalltonabnehmern eine gute Klangqualität zu erreichen, ist die 1. NF-Stufe T 11 als Impedanzwandlerstufe mit hohem Eingangswiderstand ausgelegt. An den niederohmigen Ausgang dieser Stufe

sind Tonbandgeräteeingang sowie Lautstärkeregel und Klangreglernetzwerk angeschlossen. Darauf folgen die Vorstufe mit T 12 sowie die Treiberstufe T 13. Vom Treiberübertrager wird die eisene Gegendtakt-Endstufe T 14, T 15 gesteuert, die 2 W

konnten günstige Werte erreicht werden, wie Bild 14 zeigt. Bei Ziehen des Netzsteckers aus der Rückwand schaltet das Gerät automatisch auf Eigenbatteriebetrieb um. Zum Anschließen einer Außenbatterie dient eine Fremd-

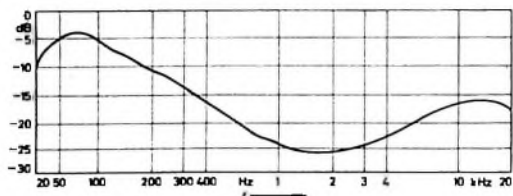
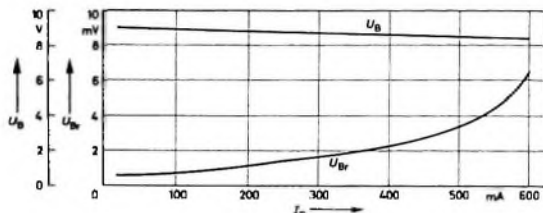


Bild 13. NF-Frequenzgang über HF ($f = 98 \text{ MHz}$), mit Preamphasis gemessen

Bild 14. Betriebsspannung U_B und Brummspannung U_{Br} in Abhängigkeit von der Stromaufnahme



Ausgangsleistung abgibt. Infolge starker Gegenkopplungen und Wegfalls des Ausgangsübertragers erreicht man einen guten Frequenzgang (Bild 13) bei geringem Klirrfaktor.

2.5. Netzteil

Der Empfänger arbeitet normalerweise mit 6 Monozellen je 1,5 V. Um ihn an ein Wechselstromnetz (110...240 V) anschließen zu können, hat er ein eingebautestabilisiertes Netzteil. Die Stabilisierungsschaltung liefert eine konstante Betriebsspannung von 9 V. Auf kleine Brummspannung wurde großer Wert gelegt. Mit reichlich bemessenen Siebmitteln

spannungsbuchse; sie schaltet gleichzeitig die Eigenbatterie und den Netzgleichrichter ab. Die Fremdspeisung läuft über die Stabilisierungsschaltung. Bei Spannungen von 6...9 V arbeitet die Stabilisierungsschaltung nicht, die Speisespannung liegt also direkt am Gerät. Wird die Spannung größer als 9 V, dann wird die Stabilisierung wirksam und hält die Ausgangsspannung auf 9 V konstant.

Zum Anschließen eines Kassettentonbandgerätes beziehungsweise Batterie-Plattenspieler liegt die Betriebsspannung des Gerätes auch an besonderen Kontakten der TA/TB-Ruchse.



Kurt Nowack gestorben

Die Ausbildung zum Kaufmann seine berufliche Laufbahn zunächst bei Siemens & Halske und später bei der zur Telefunken-Gruppe gehörenden Klangfilm GmbH. Von 1933 an wurde er im Rundfunk-Inlandsvertrieb von Telefunken tätig, und ein Jahr später wechselte er in die Exportabteilung des Unternehmens über, in der er bis 1943 arbeitete. In der Nachkriegszeit übernahm Kurt Nowack sehr bald die Leitung der Berliner Telefunken-Geschäftsstelle (1947-1950). Weitergehende Aufträge im In- und Auslandsvertrieb führten den 1953 zum Vertriebsdirektor ernannten Nowack nach Stuttgart und Hannover. Mit seiner Ernennung zum Generalbevollmächtigten (1957) wurde dann die Bedeutung der ihm gestellten Aufgaben im Telefunken-Warengeschäft verdeutlicht: Unter seiner Verantwortung konzentrierte die Gesellschaft Entwicklung, Fertigung und Vertrieb für dieses Geschäft in Hannover und Berlin.

Kurt Nowack schaffte es in wenigen Jahren, mit seinen Mitarbeitern die weltweite Geltung des Namens Telefunken auf diesen Gebieten zurückzugewinnen und damit an die Tradition der Gesellschaft in den zwanziger und dreißiger Jahren anzuknüpfen. — 1960 folgte die Berufung zum stellvertretenden Vorstandsmitglied, und 1963 wurde Nowack ordentliches Vorstandsmitglied der Telefunken AG.

Kurt Nowack hat sich mit seiner ganzen Kraft dem großen Arbeitspensum gewidmet, das er sich selbst und den Männern aufgegeben hatte, die mit ihm zusammen viele Jahre in treuer Gemeinschaft am Aufbau des Warengeschäftes von Telefunken mitgewirkt haben. Seine Persönlichkeit hat seinem Lebenswerk das Gepräge gegeben. Sie hat ihm darüber hinaus gehalten, eine Vielzahl von Freunden im In- und Ausland zu gewinnen. Sein früher Tod ist für seine Freunde und für Telefunken ein großer und schmerzlicher Verlust.

Direktor Kurt Nowack, Mitglied des Vorstandes und Leiter des Geschäftsbereiches „Geräte“ der Telefunken AG, ist am 12. Dezember 1965 im Alter von 57 Jahren an den Folgen einer schweren Krankheit überraschend gestorben. Fast vier Jahrzehnte war er dem Unternehmen verbunden, an dessen Aufbau in der Nachkriegszeit er entscheidend mitgewirkt hat und dessen Vorstand er, verantwortlich für das gesamte Gerätegeschäft von Telefunken, seit 1960 angehörte. Zahlreichen Aufsichtsrats- und Verwaltungsräten in- und ausländischer Beteiligungsgesellschaften der Telefunken AG hat er seine weitreichenden Kenntnisse und großen Erfahrungen zur Verfügung gestellt. Von 1962-1964 war Kurt Nowack Vorsitzender des Fachverbandes „Rundfunk und Fernsehen“ im ZVEI und anschließend 15 Jahre Beiratsmitglied dieses Industrieverbandes. Als einer der Repräsentanten der deutschen Rundfunk- und Fernseh-Geräteindustrie genoss Direktor Nowack in Industrie- und Handelskreisen den Ruf eines international anerkannten Fachmannes, der sich selbstlos auch für das Gedeihen dieses Wirtschaftszweiges einsetzte.

Kurt Nowack wurde am 19. Januar 1908 in Berlin geboren. In seiner Vaterstadt begann nach der Aus-

Stereo bei den Rundfunkanstalten

Die Stereo-Kommission der ARD hatte Ende Oktober 1965 Vertreter der Technik, der Musikabteilungen und eine Reihe von Tonmeistern zu einer vergleichenden Tagung über die augenblickliche Entwicklung der Stereophonie nach Berlin eingeladen.

Das Abhören vieler stereophonischer Produktionen ergab, daß die Erfahrungen der einzelnen Anstalten ziemlich parallel laufen. Es wurde allerdings betont, daß insbesondere der SFB infolge der sehr großen Erfahrung auf diesem Gebiet bereits eindrucksvolle Produktionen vorweisen konnte.

Nachdem man bisher das Hauptaugenmerk auf die stereophonischen Produktionen von Opern-, Orchester- und Choraufnahmen gelegt hatte, soll sich die besondere Aufmerksamkeit künftig den Aufnahmen mit weniger Instrumenten und Solo-Aufnahmen zuwenden. Die Frage, ob Stereo-Aufnahmen für Soloinstrumente noch sinnvoll seien, ist allgemein bejaht worden, da die Stereophonie ein grundsätzlich anderes Ergebnis bringt als die Mono-Aufnahme.

Entgegen der geäußerten Meinung, man solle sich unter Zurückstellung einer optimalen Kompatibilität der optimalen Lösung des stereophonen Problems widmen, war die überwiegende Mehrheit der Anwesenden der Meinung, daß gerade die Kompatibilität auf abschbare Zeit für alle Rundfunksendungen unbedingte Voraussetzung bleiben müsse.

Die Bedeutung der Stereophonie im Hörspiel war auf der Tagung unumstritten. Es herrschte zwar Einigkeit darüber, daß das Hörspiel durch neue Effekte bereichert werden könne, offenbar besteht aber nicht die Absicht, die Kunstform des einkanalen Hörspiels zugunsten der Stereophonie aufzugeben. Man wird also auch weiterhin mit beiden Formen des Hörspiels rechnen müssen.

Westdeutsches Fernsehen

Am 17. 12. 1965 begann der WDR im dritten Fernsehprogramm mit dem „Westdeutschen Fernsehen“. Die Sendezeit umfaßt zunächst täglich etwa drei Stunden (13 bis 14 Uhr und 19 bis etwa 21 Uhr). Ein ständiger Bestandteil des täglichen Programms ist beispielsweise in der Zeit von 19.15 bis 19.50 Uhr die Sendung „Hierzulande - Heutzutage (Prisma des Westens)“. Das „Westdeutsche Fernsehen“ wird über die UHF-Sender Aachen (Kanal 58), Bonn (Kanal 49), Dortmund (Kanal 53), Düsseldorf (Kanal 55), Monschau (Kanal 50), Münster (Kanal 45) und Wuppertal (Kanal 42) ausgestrahlt. Sechs weitere Sender sind außer einer Anzahl von Füllsendern geplant, und zwar Bielefeld (Kanal 46), ERG-gebirge (Kanal 48), Hochsauerland (Kanal 40), Minden (Kanal 57), Nordhelle (Kanal 60) und Wesel (Kanal 48).

Gastarbeiter-Programm über Teutoburger Wald IV

Für die Gastarbeiter im ostwestfälischen Raum ist nunmehr seit dem 5. Dezember 1965 eine neue Frequenz eingerichtet worden: Der Sender Teutoburger Wald IV strahlt jetzt das gesamte Gastarbeiter-Programm täglich von 18.00 bis 22.00 Uhr auf der Frequenz 88,1 MHz (Kanal 4) mit einer Strahlungsleistung von 3 kW aus. Die bisherige Frequenz, Teutoburger Wald III, die nur die Italienisch-Sendung ausstrahlte, dient zukünftig ganz dem dritten Hörfunkprogramm des Westdeutschen Rundfunks.

KW-Automatik-Rundfunksender

Die ersten fernbedienbaren Kurzwellen-Rundfunksender mit automatischer Abstimmung liefert Telefunken im Auftrag der Deutschen Bundespost für deren Sendestelle Jülich, über die die Programme der Deutschen Welle ausgestrahlt werden. Es handelt sich um zwei 100-kW-Sender, mit denen die Anzahl der bereits vorhandenen, noch mit Handbedienung betriebenen acht Telefunken-Sender gleicher Leistung ergänzt wird.

HLTTL-Logikschaltungen nach dem „Buried Epitaxial Layer“-Verfahren

Der Weg zu Logikschaltungen mit hohem Signalspannungspegel

Die Herstellung integrierter Schaltungen hat sich im wesentlichen auf nichtlineare Anwendungszwecke, das heißt auf die Verwendung in digitalen Logikschaltungen, konzentriert. Der Grund hierfür liegt in erster Linie in der Schwierigkeit, Kapazitäten und Induktivitäten monolithisch im Halbleitermaterial darzustellen. Widerstände erhält man gewöhnlich durch Verunreinigung eines positiv leitenden Substrats mit fünfwertigen Elementen. Im Grundmaterial ergibt sich dabei eine Art „Paket“, dessen Ränder eine in Sperrichtung betriebene pn -Sperrschicht darstellen. Aber die Realisierung von Widerständen sehr kleiner und sehr großer Werte ist nicht einfach, da diese ungünstige Abmessungen (große Höhe oder große Breite) des Widerstandspakets im Halbleiter bedingen. Entsprechende Widerstände werden deshalb teuer, und die Gefahr des Produktionsausfalls infolge Überschreitens von Fertigungstoleranzen wird vergrößert. Widerstandstoleranzen von maximal 5%, wie man sie in vielen Fällen für analoge Halbleiterschaltungen benötigt, sind in der Serienfertigung von Festkörperschaltungen nicht ohne weiteres zu verwirklichen. Der Widerstandswert von nach den bisher üblichen Methoden in Festkörperschaltungen hergestellten Widerständen ist im wesentlichen eine Funktion der Diffusionstemperatur und der Zeit. Reide sind für alle Komponenten der Schaltung gleich, und das Verhältnis bestimmter Widerstände zueinander ist deshalb für alle hergestellten Schaltungen des gleichen Typs nahezu konstant. Diese Tatsache ist aber für schaltende Anordnungen von größerer Wichtigkeit als das Einhalten der absoluten Widerstandswerte.

Ein entscheidender Faktor bei der serienmäßigen Fertigung integrierter Schaltungen sind die Herstellungskosten. Weiterhin ist man unter anderem bestrebt, die Betriebsfrequenzen der Festkörperschaltungen zu erhöhen. Der Weg bei der Herstellung geeigneter Schaltungen führte über die DCTL-Technik (Direct Coupled Transistor Logic), über RTL-Schaltungen (Resistor Transistor Logic) und über DTL-Schaltungen (Diode Coupled Transistor Logic) schließlich zu den TTL-Schaltungen (Transistor Transistor Logic) oder MECL-Schaltungen (Multimitter Coupled Transistor Logic). Mit diesen konnten bei Anwendung des Planar-Epitaxial-Verfahrens und fotolithografischer Prozesse sowie durch extrem kleine Maskentoleranzen Betriebsfrequenzen von etwa 50 MHz im übersteuerten Bereich erzielt werden. Die Immunität gegen Störspannungen lag aber nur bei etwa 50 ... 100 mV und der Ausgangsspannungspegel in der Größenordnung von 600 ... 800 mV. Kapazitive Lasten konnten praktisch nicht geschaltet werden. Weiterentwicklungen dieser „Low Level“-Schaltungen (Schaltungen mit niedrigem Signalspannungspegel) ergaben schließlich HLTTL-Schaltungen (High Level Transistor Transistor Logic), das heißt Logikschaltungen mit höherem Signalspan-

nungspegel. Mit diesen HLTTL-Schaltungen konnten die erwähnten Nachteile und Schwierigkeiten überwunden werden. Die Schaltungen sind wesentlich unanfälliger gegen Störspannungen. Einfache Anpaßbarkeit untereinander und vielseitige Verwendbarkeit sind weitere Vorteile; außerdem lassen sich mit ihnen Lasten mit hohem kapazitiven Anteil (etwa 100 pF) beherrschen, wie es bei früheren monolithischen Schaltkreisen kaum der Fall war.

Herstellung von HLTTL-Schaltungen

Die Fertigung der HLTTL-Schaltungen erfolgt nach dem „Buried Epitaxial Layer“-Verfahren (Bild 1). Aktive Schichten (zum Beispiel die Collectorschichten von Transistoren) werden dabei durch Aufwachsenlassen weiterer Schichten im Material „eingegraben“. Die einzelnen Arbeitsgänge bei der Herstellung sind folgende:

1. Erzeugen stark dotierter negativ leitender ($n+$ -) Schichten im positiv leitenden Material. Es handelt sich hierbei um die gut leitenden Collectorteile von Transistoren.
2. Aufwachsenlassen einer schwach positiv leitenden Epitaxialschicht, die anschließend leicht negativ leitend dotiert wird. Diese Schicht stellt epitaxiale Collectorteile mit höherem spezifischen Widerstand und an anderen Stellen der integrierten Schaltung Widerstandsschichten dar.
3. Erzeugen einer Oxidschicht über der Epitaxialschicht.
4. Auffotografieren der „Fenster“ auf einen auf die Oxidschicht aufgetragenen lichtempfindlichen Film mit Hilfe von Masken; Einätzen der erforderlichen Öffnungen in die Oxidschicht.
5. An den entsprechenden Stellen entstehen Transistoren durch Diffusion der Basisschichten (p). Es folgen ein erneutes Oxidieren, Fotografieren, Ätzen und eine Diffusion der Emitterschichten (n), wie es in der Planartechnologie üblich ist.
6. Überziehen der Oberfläche mit einer endgültigen Oxidschicht, Auffotografieren der Stellen, an denen die stärkeren Drahtanschlüsse angeheftet werden, Einätzen dieser Öffnungen, Aluminisieren der freigelegten Elektrodenanteile durch Niederschlag von Aluminiumdampf.
7. Funktionstest aller Transistoren, Dioden und Widerstände; Markieren der unbrauchbaren Stellen, Zersägen der Kristallscheibe in Einzelschaltungen, Auflöten der geprüften Schaltungen auf den Teller eines TO-5-Gehäuses oder eines Flachgehäuses, Anheften der Drahtverbindungen an die metallisierten Stellen mit Hilfe eines Ultraschallverfahrens.
8. Anschließend werden nach dem hermetischen Verschluss der Gehäuse alle Schaltungen visuell, mechanischen und elektrischen Prüfungen sowie einem Dichtigkeitsstest (Heliumverfahren) unterworfen. Der Grund zum Erzeugen der niederohmigen ($n+$ -) Collectorschichten ist - abgesehen von der Notwendigkeit, einen sperrschichtfreien Übergang zum Collectoranschluß zu erreichen - in dem Restspan-

ungsverhalten der Transistoren zu sehen. Es liegen gleiche Verhältnisse wie bei einzelnen Transistoren vor. Würde man auf diese Schichten verzichten, dann würde sich der Transistorwiderstand im Restspannungsgebiet um etwa das Fünfzig- bis Hundertfache vergrößern.

In diesem Zusammenhang ist auch erwähnenswert, daß die Eigenschaften der Transistoren in integrierten Schaltungen den Erfordernissen der jeweiligen Schaltung genau angepaßt werden können; die Eigenschaften von Einzeltransistoren stellen dagegen immer einen Kompromiß zwischen den Bedürfnissen der Anwender-

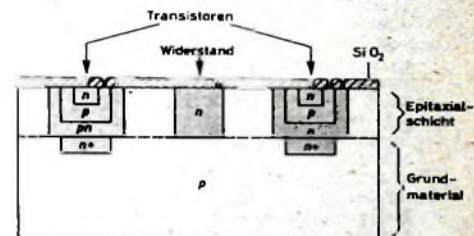


Bild 1. Schematische Darstellung des „Buried Epitaxial Layer“-Verfahrens

seite und den Gegebenheiten des Herstellungsverfahrens dar. Die Anpassung an die Erfordernisse der Schaltung opfert naturgemäß mehrere Freiheitsgrade und damit die Möglichkeit, den einzelnen Komponenten der integrierten Schaltungen ihrer Funktion entsprechende optimale Eigenschaften zu geben. Schon aus diesem Grunde hatte man frühzeitig die Idee verworfen, eine Art integrierte Einheitsschaltung zu entwickeln, die durch unterschiedliche Verdrahtung innerhalb des Gehäuses den verschiedenen Anwendungsfällen Rechnung getragen hätte. Universelle Verwendbarkeit und damit Gleichheit der Transistorarten hätte die Entwicklungsgrundlage darstellen müssen und damit die Arbeitsgeschwindigkeit dieser Schaltungen wesentlich verringert.

Der brauchbare Prozentsatz aller hergestellten Schaltungen eines Typs weist eine gewisse umgekehrte Proportionalität zu den Abmessungen des Kristalls auf; die einzige Möglichkeit aber, die Impulsverzögerungszeit (ein Kriterium für die Brauchbarkeit) zu verkleinern, ist die Verringerung der durch die isolierenden pn -Schichten dargestellten Kapazitäten. Alle Abmessungen einer Schaltung mußten deshalb so verkleinert werden, wie es mit den präzisen Fertigungsmethoden noch möglich war. Die Abmessungen einer HLTTL-NAND-Schaltung mit 2×4 Eingängen sind zur Zeit etwa $1 \text{ mm} \times 1 \text{ mm}$. Die hierbei erreichten Parasitärkapazitäten sind geringer als 1,5 pF (etwa 50 ... 60 pF in früheren Ausführungen).

Die höhere Zuverlässigkeit monolithischer Schaltungen gegenüber herkömmlichen Schaltungen ist in der kleinen Anzahl metallischer Zwischenverbindungen begründet, ferner in dem Angleich und

der Kompensation thermischer Abhängigkeiten und Zeitkonstanten sowie deren Verringerung (kleinere Masse) und schließlich in dem hermetischen Abschluß der gesamten Schaltung. Daneben sind jedoch noch drei weitere Probleme im Zusammenhang mit HLTTL-Schaltungen von Wichtigkeit:

Fertigungstoleranzen Um den Prozentsatz des Ausschusses niedrigzuhalten, müssen sehr präzise Prozeßsteuerungen bei der Herstellung der Schaltungen eingesetzt werden. Diese beseitigen nicht nur unsichere subjektive Einflüsse während der Fertigung, sondern sorgen auch für eine wesentliche Einengung der Toleranzbereiche. Bei der Herstellung von HLTTL-Schaltungen ist dies gut gelungen.

Verkleinerung der Kristallfläche. Da in einer monolithischen Schaltung die Sperrschichten zum Beispiel aller Dioden zur gleichen Zeit eindiffundiert werden, ist die Wahrscheinlichkeit, einwandfreie Dioden zu erhalten, praktisch gleich der Wahrscheinlichkeit, eine einzige einwandfreie Diode in dem Kristall herzustellen. Daher sind die Ausfallraten monolithischer Schaltungen weitgehend unabhängig von der Komplexität der Schaltungen (ausgedrückt durch die Anzahl der Einzelkomponenten). Die Ausfallraten monolithischer Schaltungen bewegen sich deshalb auch in der gleichen Größenordnung wie diejenigen einzelner Halbleiter-Bauelemente. Es liegt jedoch eine gewisse Abhängigkeit zwischen der Ausfallrate und den Abmessungen der verwendeten Siliziumkristalle vor. Man verspricht sich von der Verringerung der Kristallabmessungen eine Verbesserung der Zuverlässigkeit.

Ultraschallverfahren zum Anheften der Anschlußdrähte. Wegen der einheitlichen Verwendung von Aluminium als Kontaktmaterial werden Kontaktierungsschwierigkeiten am Kristall vermieden. Bisher verwendete intermetallische Gold-Aluminium-Verbindungen werden infolge der Anwesenheit von Silizium oft brüchig und sehr schlecht leitend. Da bei den HLTTL-Schaltungen an den vergoldeten Enden der isoliert durch den Gehäuseboden hindurchgeführten äußeren Verbindungsdrähte kein Silizium anwesend ist, treten die erwähnten Erscheinungen nicht auf. Auch nach einer Lagerung von mehreren tausend Stunden bei 300°C konnte an den Verbindungsstellen keine Verringerung der Zugfestigkeit festgestellt werden.

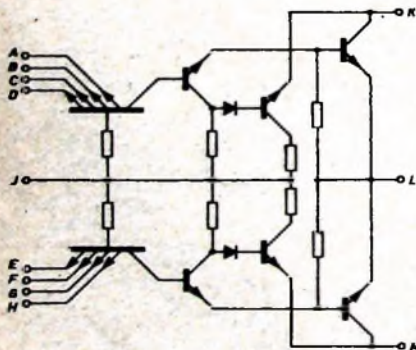


Bild 2. Schaltung eines NAND-Gliedes mit 2 x 4 Eingängen von Transistron

Ausgeführte HLTTL-Schaltungen

Das Grundelement der von der amerikanischen Transistron Electronic Corp. hergestellten HLTTL-Schaltungen ist ein NAND-Glied mit 2 x 4 Eingängen (Bild 2). Durch Kombinationen mit weiteren gleichen Elementen könnten bereits alle logischen Funktionen in einem Rechner ausgeführt werden, indem man es entweder als NAND-Glied (positiver Eingangsimpuls) oder als NOR-Glied (negativer Eingangsimpuls) verwendet. Speicherelemente für Register (Flip-Flop) lassen sich mit einem kreuzgekoppelten Paar herstellen. Jede Hälfte des NAND-Gliedes enthält folgende Hauptteile:

Multiemitter - Eingangstransistor (Und-Oder-Funktion). Ist das Potential aller Emittoren +1,8 V oder mehr, dann wird die Collector-Basis-Sperrschicht in Durchlaßrichtung betrieben und schaltet den folgenden Phasenumkehrtransistor ein.

Phasenumkehrtransistor. Er schaltet den unteren der beiden Ausgangstransistoren bei den angegebenen Verhältnissen über die Koppeldiode aus und den anderen ein.

Koppeldiode. Sie hat im wesentlichen zwei Aufgaben zu erfüllen, und zwar die der Immunität gegenüber Störspannungen (1 V bei 25°C und 0,6 V im gesamten Temperaturbereich) sowie die der einwandfreien Anpassung der Phasenumkehrstufe an den unteren Ausgangstransistor.

Endstufe mit zwei Transistoren. Ist das Eingangssignal an einem oder mehreren Emittoren des Eingangstransistors weniger als +1,8 V, dann schaltet der untere Ausgangstransistor die Last ein, deren Spannungsabfall um die Restspannung dieses Transistors und die Spannung an dessen Collectorwiderstand (Kurzschlußschutz des Ausgangs) niedriger ist als die Betriebsspannung. Die Lastspannung ist in diesem Zustand etwa 3 V. Ist die Spannung an den Eingangsemittoren höher als 1,8 V, dann schaltet der untere Transistor die Last ab, während der obere Transistor die Last kurzschließt und die Ausgangsspannung auf 0,2 V begrenzt (Collector-Emitter-Restspannung dieses Transistors). Am Ausgang parallel zur Last auftretende Kapazitäten werden auf diese Weise während der Impulspausen stets entladen, so daß sich die Impulslaufzeit im Bereich 15 ... 300 pF Lastkapazität nur um etwa 1/10 ns je pF erhöht.

Die hohe Ausgangsbelastbarkeit („Fan Out“) = 1 ... 7 beziehungsweise 1 ... 20 ergibt sich durch die Anordnung der Endstufe. Der Einschalttransistor arbeitet in Collectorbasisschaltung. Hierbei spielt der Kurzschlußschutzwiderstand im Collectorkreis eine untergeordnete Rolle. Pufferstufen sind daher bei Logikschaltungen dieser Art im allgemeinen nicht erforderlich. Die genannten „Fan-Out“-Zahlen gelten für den gesamten Temperaturbereich, die Störspannungsimmunität gilt für maximalen „Fan Out“.

Messungen der Impulslaufzeit wurden bei 25°C Umgebungstemperatur mit einer Lastkapazität von 15 pF durchgeführt. Abgesehen von 3,3% Außenseitern, lagen alle anderen Meßwerte unter 14 ns und mehr als 50% unterhalb von 10 ns. Es ist somit

1) „Fan Out“: Anzahl gleicher Schaltungen, die parallel geschaltet als Last an den Ausgang angeschlossen werden können.

möglich, im übersteuerten Bereich arbeitende Festkörper-Logikschaltungen mit Impulslaufzeiten von 10 ns oder weniger in vernünftigen Stückzahlen herzustellen. Obwohl es bereits nur mit dem NAND-Glied möglich wäre, den Logikteil eines Rechners zu entwickeln, würde dies nicht unbedingt ökonomisch sein, und zwar auch, wenn man sich entschliesse, nur diese Schaltung zu verwenden, um beispielsweise die Wartung der Geräte und die Ersatzteilbeschaffung zu vereinfachen. Weitere komplementäre Schaltungen können den Geräteentwurf vereinfachen und eine mehrfache Überdimensionierung vermeiden. Man hat daher bei Transistron weitere Glieder entwickelt, die mit dem beschriebenen NAND-Glied eine komplette Familie von HLTTL-Schaltungen bilden, und zwar unter anderem ein NAND-Glied mit 1 x 8 Eingängen, ein NAND-OR-Glied mit 2 x 4 Eingängen, NAND- und NAND-OR-Glieder mit 4 x 2 Eingängen und mit 3 x 3 Eingängen, einen universellen Verstärker mit acht Eingängen sowie Zweiphasen- und Einphasen-Flip-Flop.

Die HLTTL-Schaltungen sind für die Temperaturbereiche -55 ... +125°C und 0 bis 75°C ausgelegt. Auch außerhalb des eingegrenzten Bereiches arbeiten die Schaltungen noch einwandfrei. Sie sind erhältlich in TO-5-Gehäusen mit zwölf Anschlüssen sowie in keramischen Flachgehäusen mit vierzehn Anschlüssen. Beide Gehäusetypen sind hermetisch dicht verschlossen. Das Flachgehäuse ist innen metallisiert. Es läßt deshalb etwas höhere Verlustleistungen zu, die je Glied 20 mW (ein) und 10 mW (aus) betragen. Die Verlustleistung des normalen Zweiphasen-Flip-Flop ist 30 mW, die des Einphasen-Flip-Flop 75 mW. Die Betriebsspannung ist in allen Fällen 5 V ± 10%.

Eine dritte Ausführungsform in TO-5-Gehäusen mit acht Anschlüssen ist für einen Temperaturbereich 10 ... 50°C vorgesehen. Bei der Beschränkung dieser Reihe auf acht Anschlüsse ist sie nicht so flexibel wie die beiden anderen Ausführungen.

(Nach Vorträgen von Dr. T. Longo, Transistron Electronic Corp.)

BF 161 • Ein neuer Si-Planartransistor für DMF

SGS-Fairchild hat neu den BF 161, einen Si-Planartransistor mit einer Durchbruchspannung von etwa 50 V, herausgebracht. Dieser außergewöhnlich gute Kennwert ermöglicht die Herstellung von Schaltkreisen mit sehr günstigen Leistungs- und Rauschpegeln (bisherige Transistoren waren meistens auf 12-V-Betrieb beschränkt). Bei einer Versorgungsspannung von beispielsweise 24 V arbeitet der BF 161 mit einer Leistungsverstärkung von 12 dB und einem Rauschpegel von 6,5 dB bei 800 MHz. Seine Collectorverlustleistung von 175 mW erlaubt den vollen Einsatz einer automatischen Vorwärtsregelung, und seine Basis-Emitter-Durchbruchspannung von 5 V (sie ist zehnmal so hoch wie bei üblichen Germanium-Halbleiterbauelementen) stellt gegenüber statischen Entladungen der Antenne einen nicht zu verachtenden Sicherheitsfaktor dar. Niedriger Sperrstrom, Stabilität und enge Streuung der Kennlinien tragen zu den verbesserten Eigenschaften des BF 161 bei. Dank seiner höheren Maximal-Sperrschichttemperatur eignet sich der BF 161 auch gut zum Einsatz in gemischtestückten Fernsehgeräten.

Die »Short-Backfire« Eine neuartige Empfangsantenne für das gesamte UHF-Fernsehband

Die Short-Backfire hat mehrere Eigenschaften, die sie besonders als Empfangsantenne für den UHF-Fernsehband von 470...790 MHz geeignet erscheinen lassen. Ihre wichtigste Eigenschaft sind die in beiden Ebenen besonders „sauberen“ Richtdiagramme, in denen alle Seitenzipfel um wenigstens 20 dB und die Aufnahme aus der Rückwärtsrichtung meistens um mehr als 30 dB unter dem Maximum liegen. Sie kann für Gewinne von 10...20 dB und für einen Frequenzbereich von 1:2 gebaut werden und ist wegen ihrer kurzen, vom Gewinn unabhängigen axialen Bauhöhe besonders unempfindlich gegen inhomogene Empfangsfelder. Außerdem nimmt sie fast unabhängig von der Frequenz immer die gleiche Energie aus dem Empfangsfeld auf, so daß sich die bestmögliche Bildqualität im gesamten UHF-Bereich ergibt. Die gleiche Short-Backfire läßt sich durch Variation des kleineren Reflektors auch auf jeden beliebigen Teilbereich des UHF-Bereichs umstellen und dann als Kanalgruppenantenne mit erhöhtem Gewinn verwenden. Neben diesen Eigenschaften ist es auch der einfache mechanische Aufbau (dieser läßt sich gegenüber der gezeigten Form noch wesentlich vereinfachen, ohne die Diagramme so stark zu verändern), der die Short-Backfire zu einer Antenne mit vielversprechenden Aussichten für das UHF-Fernsehen, auch für das Farbfernsehen, macht.

Neuere Arbeiten auf dem Gebiet der Backfire-Antenne¹⁾ haben zu der Erkenntnis geführt, daß ihre Wirkungsweise auf dem Entstehen von Hohlraumschwingungen beruht, die sich zwischen den beiden Reflektoren der Backfire ähnlich wie im Schwingungsraum eines Lasers ausbilden. Auf Grund dieser Ergebnisse wurden zwei Antennentypen entwickelt, denen man wegen ihres hohen Gewinns, ihrer niedrigen Seitenzipfel und Rückwärtsstrahlung sowie ihres besonders einfachen und kompakten Aufbaues ein weites und vielseitiges Anwendungsgebiet voraussagen kann. Der erste Typ ist die einige Wellenlängen lange Backfire-Antenne, die aus zwei ebenen, parallel zueinander angeordneten Reflektoren und einem dazwischenliegenden, auf einer Seite gespeisten Oberflächenwellenleiter besteht. Mit dieser Antenne lassen sich Gewinne von 30 dB erreichen, wie man sie bisher nur mit Parabolantennen oder Dipolfeldern erhielt. Das Hauptanwendungsgebiet dieses Backfire-Typs liegt in der Radioastronomie und bei Raketen- und Satellitenmessungen.

Der zweite Typ ist die „Short-Backfire“, die bei einer axialen Länge von etwa einer halben Wellenlänge nur aus zwei ebenen Reflektoren und einem dazwischenliegenden Speiseelement besteht. Sie hat einen Gewinn von mehr als 13 dB bezogen auf den Halbwellendipol, der sich bei annähernd gleich guten Diagrammen mit einer Yagi-Antenne nur mit mehr als der zehnfachen axialen Länge erreichen läßt. Da die Short-Backfire für einen Frequenzbereich von mehr als 1:2 optimal dimensioniert werden kann, eignet sie sich besonders als Empfangsantenne für den gesamten UHF-Fernsehband.

Im folgenden wird nach einer allgemeinen Besprechung der Wirkungsweise und des Gewinns von Backfire-Antennen vor allem die Short-Backfire betrachtet und ihre Eignung als UHF-Fernsehantenne an Hand von gemessenen Strahlungsdiagrammen bewiesen.

1. Wirkungsweise der Backfire-Antenne

Modelle von Backfire-Antennen für verschiedene Frequenzbereiche sind im Schrifttum [1...5] beschrieben. Dort wird gezeigt, daß die Anwendung des Backfire-Prinzips auf den Längsstrahler dessen Gewinn um 6 dB erhöht. Im Bild 1 ist mit *M* der größere und mit *R* der kleinere von zwei ebenen Reflektoren bezeichnet, die parallel zueinander und senkrecht zur Längsachse im Abstand *L* angeordnet sind. *D* sind Dipole, die ähnlich wie bei einer Yagi-Antenne einen Oberflächenwellenleiter bilden, *F* ist das Speiseelement.

¹⁾ Die Arbeiten wurden in den US Air Force Cambridge Research Laboratories, Bedford, Mass., USA, durchgeführt.

Der beträchtliche Gewinnanstieg der Backfire-Antenne wurde bisher dadurch erklärt, daß die sich entlang der Achse ausbildende Oberflächenwelle die Antennenlänge mehrmals durchläuft. Neuere Untersuchungen [6, 7] haben aber gezeigt, daß die Wirkungsweise der Backfire-Antenne durch diese Annahme nicht genügend er-

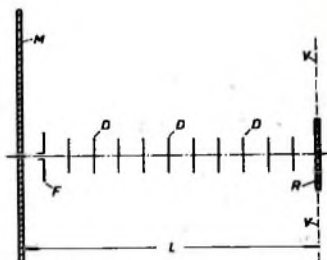


Bild 1. Anwendung des Backfire-Prinzips auf einen Längsstrahler

klärt werden kann. Vielmehr ist der Gewinnanstieg um 6 dB auf die - bei optimaler Wahl der Antennenparameter - erhebliche Vergrößerung der virtuellen Aperturfläche zurückzuführen, die sich auf der Seite des kleineren Reflektors *R* in einer durch diesen verlaufenden Ebene ausbildet. Dabei wirkt der Raum zwischen *M* und *R*, obwohl er nach außen hin offen ist, als Resonanzhohlraum (ähnlich dem eines Lasers). Innerhalb dieses Hohlraums baut sich eine stehende Welle mit annähernd axialsymmetrischer Feldverteilung auf. Um die optimale Vergrößerung der Aperturfläche (höchsten Antennengewinn) zu erreichen, muß der Abstand zwischen *M* und *R* als Vielfaches der halben Wellenlänge gewählt werden.



Der sich durch den gesamten Hohlraum ausdehnende Oberflächenwellenleiter hat die Aufgabe, die Energie in der Achse konzentriert zu halten und die seitliche Abstrahlung innerhalb der Antenne zu verhindern. Das ist um so wichtiger, je länger die Antenne ist. Bei der Short-Backfire wird er jedoch nicht mehr benötigt, da deren Aufbau so kompakt ist, daß die gesamte vom Speiseelement kommende Energie praktisch ohne seitliche Strahlungsverluste im Feld der stehenden Hohlraumwelle enthalten ist. Während der Mehrfachreflexion zwischen *M* und *R* wird dann ein Teil der Hohlraumenergie aus der virtuellen Apertur der Backfire-Antenne (*V-V* im Bild 1) mit einem Diagramm abgestrahlt, das eine Funktion der Amplituden- und Phasenverteilung in dieser Apertur ist.

2. Gewinn einer Backfire-Antenne

Der Gewinn einer Backfire-Antenne hängt hauptsächlich von ihrer Länge und der Größe des Reflektors *M* ab, vorausgesetzt, daß die Phasengeschwindigkeit des Oberflächenwellenleiters auf den für die jeweilige Länge optimalen Wert (in dem im Bild 1 gezeigten Beispiel durch passende Wahl von Höhe und gegenseitigem Abstand der Dipole) eingestellt ist. Dabei ist zu beachten, daß wegen der Spiegelung der Antenne am größeren Reflektor annähernd die der doppelten Antennenlänge entsprechende Phasengeschwindigkeit eingestellt werden muß. Ferner muß zur Erfüllung der Resonanzbedingung für den Backfire-Hohlraum die axiale Länge der Antenne als Vielfaches der halben Wellenlänge gewählt werden. Bei optimaler Einstellung aller Parameter wird ein Gewinnanstieg um 6 dB gegenüber dem eines gleich langen Längsstrahlers erreicht, der

Bild 2. Versuchsmuster einer Short-Backfire für 3 GHz

Wasserspiegel

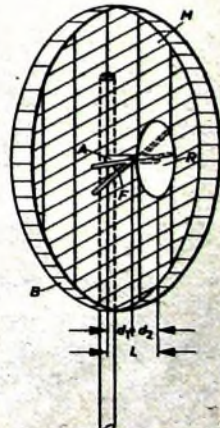


Bild 3. Skizze des Versuchsmusters einer Short-Backfire für den UHF-Fernsehband 470 bis 790 MHz

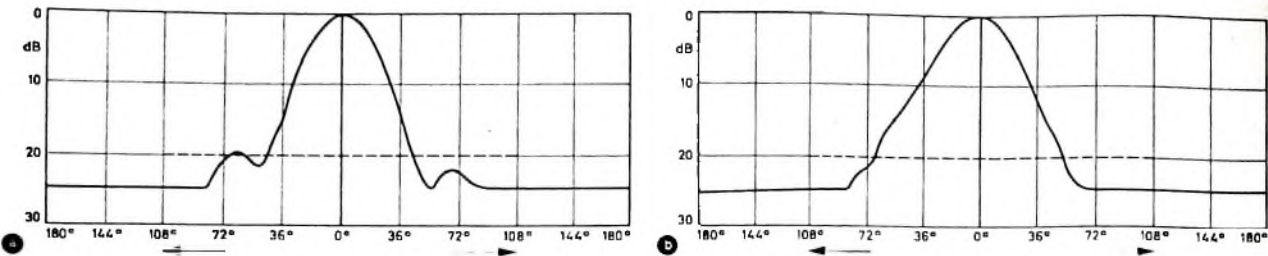


Bild 4. Richtdiagramme für die Horizontalebene (a) und Vertikalebene (b) einer optimal dimensionierten Short-Backfire für 3000 MHz bei horizontaler Polarisation des Empfangsfeldes

sich bei sehr langen Backfire-Antennen durch eine besondere Form des Reflektors M noch auf über 8 dB erhöhen läßt Dimensionierungsunterlagen für Backfire-Antennen sind in [7] zu finden. Danach beträgt ihr Gewinn bezogen auf den Kugelstrahler

$$G_0 \approx 60 \frac{L}{\lambda}$$

Eine vier Wellenlängen lange Backfire-Antenne für 3000 MHz, die einen Gewinn von 23,5 dB bezogen auf den Kugelstrahler hat, ist in [8], das Versuchsmuster einer 3000-MHz-Short-Backfire (Bild 2) ist in [9] beschrieben.

3. Aufbau der Short-Backfire

Die Short-Backfire, von der Bild 3 die Skizze eines Versuchsmodells für den UHF-Fernsehbereich (470 ... 790 MHz) zeigt, ist der kürzestmögliche Backfire-Typ. Er besteht nur aus drei Bauteilen: dem größeren und kleineren Reflektor M beziehungsweise R und dem zwischen diesen liegenden Speiseelement F . Beide Reflektoren, die hier kreisförmig gewählt sind, können als Gitternetz oder aus parallelen Stäben hergestellt sein. Der kleinere (R) ist in seiner einfachsten Form eine mit beliebigen Ausstattungen versehene Blechscheibe F und R sind an einem Metallstab A befestigt, der senkrecht zur Fläche von M aus deren Mittelpunkt herausragt. Die Abstände der Reflektoren M und R vom Speiseelement F sind mit d_1 beziehungsweise d_2 bezeichnet. Der Abstand $d_1 + d_2$ gibt die gesamte axiale Länge L der Short-Backfire an. B ist ein auf dem

Umfang von M angebrachter Rand, der vor allem zur Herabsetzung der Aufnahme von Rückwärtsstrahlung dient.

Für eine gegebene Wellenlänge λ_0 werden bei einem Durchmesser des Reflektors M von $2 \lambda_0$ optimale Verhältnisse für folgende Daten erreicht:

$$\begin{aligned} \text{Durchmesser von } R &= 0,50 \lambda_0 \\ \text{Breite } B &= 0,20 \lambda_0 \\ d_1 &= 0,25 \lambda_0 \\ d_2 &= 0,25 \lambda_0 \end{aligned}$$

Die bei horizontaler Polarisation über 360° gemessenen Richtdiagramme dieser Antenne in der Horizontal- und Vertikalebene sind im Bild 4 dargestellt. Man sieht, daß in beiden Diagrammen sämtliche Seitenzipfel um mindestens 20 dB unter dem Maximum liegen. Die aufgenommene Rückwärtsstrahlung liegt weit unter dem noch ablesbaren 25-dB-Wert und hat, wie besondere Messungen gezeigt haben, meistens Werte unter 30 dB. Es sei hierbei betont, daß die Short-Backfire ihren hohen Gewinn infolge starker Erhöhung der Richtwirkung in der Vertikalebene (bei horizontaler Polarisation des Empfangsfeldes) erhält. Sie hat damit Empfangseigenschaften ähnlich denen einer Gruppe von zwei übereinander angeordneten Yagis und ermöglicht - trotz des hohen Gewinns - Empfang in einem verhältnismäßig weiten Winkelbereich.

4. Short-Backfire für den gesamten UHF-Fernsehbereich

Short-Backfire-Antennen mit größtmöglicher Bandbreite erhält man dann, wenn man die Antenne so dimensioniert, daß die

optimale Backfire-Wirkung bei der höchsten Frequenz des gewählten Bereiches erreicht wird. Das erfordert die optimale Dimensionierung von M , R und L für diese Frequenz sowie die Verwendung eines ausreichend breitbandigen Speiseelements. Eine derartige Antenne stellt dann die Kombination einer Short-Backfire (für die hohen Frequenzen) und einer Reflektorwandantenne (für die niedrigen Frequenzen) dar. Ihr Gewinn, der seinen Höchstwert bei der höchsten Frequenz hat, nimmt nach niedrigeren Frequenzen hin langsam ab bis die Backfire-Wirkung praktisch verschwunden ist, wenn der Reflektor R klein gegenüber der Wellenlänge geworden ist. Bei noch niedrigeren Frequenzen wirkt die Antenne nur noch als Reflektorwandantenne, deren Gewinn - in der unteren Hälfte des UHF-Fernsehbereiches - ungefähr proportional der Frequenz ist.

Auf diese Weise läßt sich eine Short-Backfire-Antenne für einen Frequenzbereich von mehr als 1:2 herstellen, deren Gewinn nahezu proportional mit der Frequenz ansteigt. Dies bedeutet, daß sie (wie die Parabolantenne) bei gleicher Feldstärke am Empfangsort unabhängig von der Frequenz immer die gleiche Energie aufnimmt und daher auch immer die gleiche Antennenspannung an die Zuleitung zum Empfänger liefert. Im Gegensatz dazu geben Empfangsantennen mit konstantem Gewinn unter den gleichen Bedingungen eine proportional mit ansteigender Frequenz abnehmende Spannung, wodurch sich die Bildqualität bei den höheren Frequenzen merkbar ver-

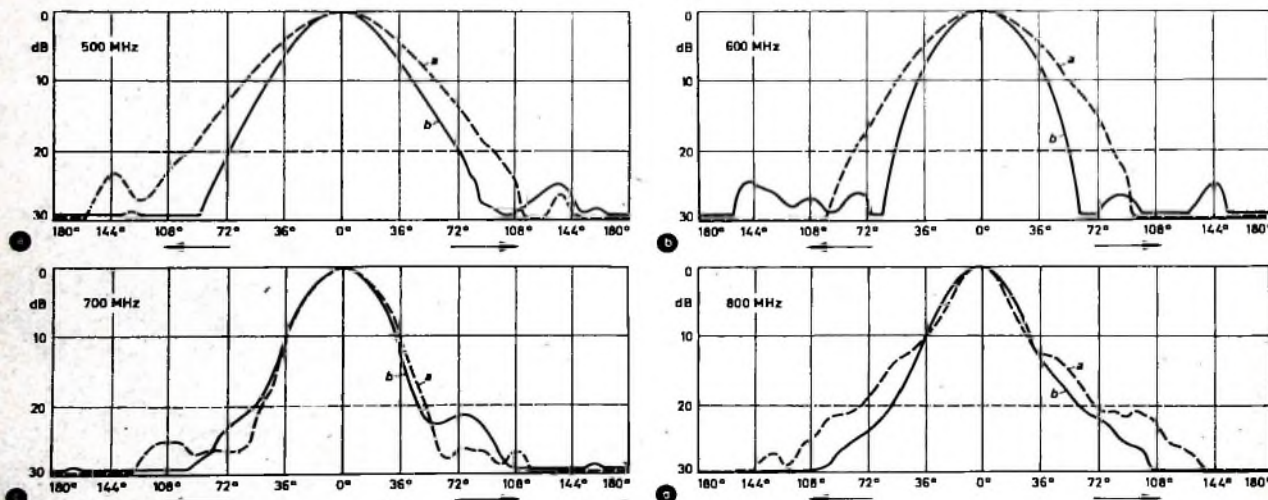


Bild 5. Richtdiagramme einer Short-Backfire mit Einleitspeisung für den UHF-Bereich bei 500, 600, 700 und 800 MHz und horizontaler Polarisation des Empfangsfeldes (a) Horizontalebene, b) Vertikalebene

schlechtern kann. (Dieser Tatsache, die in [10] ausführlich besprochen ist, wurde nach Ansicht des Verfassers bisher zu wenig Beachtung beigemessen.)

5. Diagramme von Short-Backfire-Antennen mit Einfach- und Doppelspeisung

Umfangreiche experimentelle Untersuchungen wurden an zwei für einen Frequenzbereich von 1:2 gebauten Short-Backfire-Modellen durchgeführt. Da ein reflexionsfreier Raum zur Verfügung stand, können die hier gezeigten Diagramme als weitgehend frei von Reflexionsstörungen betrachtet werden.

Beim ersten Modell handelt es sich um eine Short-Backfire mit Einfachspeisung. Die Richtdiagramme dieser Antenne sind im Bild 5 für die Frequenzen 500, 600, 700 und 800 MHz dargestellt. Man sieht, daß alle Seitenzipfel in beiden Ebenen um wenigstens 20 dB und die Rückwärtsstrahlung (in der 180°-Richtung) meistens um mehr als 30 dB unter dem Maximum liegen. Der mit der Antenne erreichbare Höchstgewinn ist 13 dB bezogen auf den Halbwelligendipol bei 800 MHz und im gesamten Frequenzbereich annähernd proportional der Frequenz. Eine solche Antenne hat für den Bereich 470...790 MHz einen Durchmesser von 750 mm und eine axiale Länge von 250 mm.

Höhere Gewinne können mit einer Kombination von zwei Short-Backfire-Antennen vor einem gemeinsamen vergrößerten

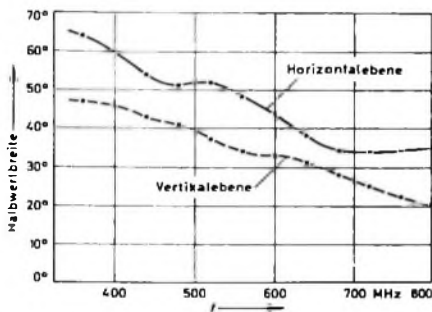


Bild 6. Halbwertbreite der Richtdiagramme einer Short-Backfire für 470...790 MHz mit Doppelspeisung

Reflektor *M* erreicht werden. Eine derartige doppelspeisende Short-Backfire wurde als zweites Modell untersucht. Die gemessenen Diagramme in der Horizontal- und Vertikalebene haben praktisch die gleiche gute Qualität wie die des ersten Modells. Den Verlauf der Halbwertbreiten (horizontaler und vertikaler Öffnungswinkel) als Funktion der Frequenz zeigt Bild 6. Der Maximalgewinn ist bei der höchsten Frequenz 15 dB bezogen auf den Halbwelligendipol. Diese Antenne stellt praktisch die Kombination von zwei sich überlappenden Short-Backfire-Antennen dar, wobei der beiden gemeinsame Reflektor *M* für den Bereich 470...790 MHz eine ovale Form mit den Achsenlängen 750 und 1125 mm hat.

Nach derselben Methode lassen sich auch Short-Backfire-Antennen mit Gewinnen über 20 dB bezogen auf den Halbwelligendipol bauen, wenn der entsprechend vergrößerte Reflektor *M* noch vertretbar ist. Zum Beispiel wurde mit einer Short-Backfire mit Viertspeisung ein Maximalgewinn von 18 dB bezogen auf den Halbwelligendipol erreicht. Die Umrechnung

ihrer Abmessungen für den Bereich 470 bis 790 MHz ergibt bei unveränderter axialer Länge der Antenne von 250 mm eine Reflektorfläche von etwa 1,6 m².

Schrifttum

- [1] Ehrenspeck, H. W.: The backfire antenna, a new type of directional line source. Proc. IRE (Correspondence) Bd. 48 (1960) S. 109-110
- [2] Jasik, H.: Antenna engineering handbook. New York 1961, McGraw-Hill
- [3] Ehrenspeck, H. W.: Reflection antenna employing multiple director elements and multiple reflection of energy to effect increased gain. U.S. Patent Nr. 3,122,745, Februar 1964; weitere Patente angemeldet
- [4] Ehrenspeck, H. W.: The backfire antenna, a new type of directional line source. AFCRL 712 (August 1961), Air Force Cambridge Research Laboratories, Bedford, Mass.

- [5] Strom, J. A., u. Ehrenspeck, H. W.: Backfire antennas for SHF, UHF and VHF Bands. AFCRL-63-114 (April 1963), Air Force Cambridge Research Laboratories, Bedford, Mass.
- [6] Ehrenspeck, H. W.: The backfire antenna: new results. Proc. IEEE (Correspondence) Bd. 53 (1965) S. 638-641
- [7] Zucker, F. J.: The backfire antenna: a qualitative approach to its design. Proc. IEEE (Correspondence) Bd. 53 (1965) S. 746-747
- [8] Ehrenspeck, H. W.: The backfire, a high gain cavity antenna. Vortrag auf dem Internationalen URSI Symposium on EM Wave Theory in Delft, Holland, im September 1965
- [9] Ehrenspeck, H. W.: The short backfire antenna. Proc. IEEE (Correspondence) Bd. 53 (1965) S. 1138-1140
- [10] Ehrenspeck, H. W.: UHF-Mehrbereichsantennen für die Ränder IV/V. Radio-Fernseh-Phono-Praxis (1965) Nr. 7/8, S. 708-715

Datenübertragung auf Fernmeldeleitungen

Das Herz eines jeden Datenverarbeitungssystems ist die zentrale elektronische Rechenanlage, der die zu verarbeitenden Daten eingegeben werden müssen. Bei weitverbreiteten Unternehmungen fallen die zu verarbeitenden Daten nicht nur bei der Zentrale, sondern auch an entfernt liegenden Orten an. Die Belege und Unterlagen müßten dann erst zur Zentrale befördert werden. Für das Sammeln und Heranführen von Daten an zentrale Rechner, für die Rückübermittlung der vom Rechner gefundenen Ergebnisse und für den gegenseitigen Nachrichtenaustausch zwischen verschiedenen Rechenanlagen können aber die gewünschten Daten auch über Fernmeldeleitungen der Post übertragen werden.

Für diese mannigfachen Anwendungsgebiete hat die Deutsche Bundespost unter dem Begriff „Datendienst“ eine Reihe verschiedener Datenübertragungsmöglichkeiten vorgesehen. Die Auswahl wird hauptsächlich nach der anzuwendenden Übertragungsgeschwindigkeit und nach der geforderten Fehlersicherheit der Übertragung zu treffen sein. Sie richtet sich nach der Datenmenge und der Dringlichkeit der Übermittlung.

Jede Datennachrichte besteht aus Einzelzeichen, die jeweils durch eine bestimmte Anzahl von Informationsschritten (Stromelementen) dargestellt werden. Diese Informationsschritte werden nach dem angelsächsischen Sprachgebrauch als Bit bezeichnet. Die Anzahl der Bits je Zeichen und ihre Kombinationsmöglichkeit ist durch den vereinbarten Code festgelegt. Die Datenübertragungsgeschwindigkeit wird in Bits je Sekunde (bit/s) angegeben. Die Deutsche Bundespost wird Leitungen für alle international genormten Datenübertragungsgeschwindigkeiten zur Verfügung stellen, und zwar für 50 bit/s, 100 bit/s, 200 bit/s, 600 bit/s und 1200 bit/s.

Die Übertragung von Daten ist bereits in den öffentlichen Fernmeldeetzen zugelassen worden. So eignet sich das Telexnetz für niedrige Geschwindigkeiten (Übertragungsgeschwindigkeit 50 bit/s). Als ein bedeutender Schritt der Weiterentwicklung wurde im Oktober 1965 auch das öffentliche Fernsprechnet für höhere Datenübertragungsgeschwindigkeiten zugelassen. Die hierzu notwendigen Übertragungsgeräte (Modems) werden von der

Deutschen Bundespost als posteigene Zusatzrichtungen zu Fernsprechan schlüssen bereitgestellt (monatliche Gebühr 195 DM für wahlweise 600 oder 1200 bit/s) und unterhalten.

Der neue Modem unterteilt das Frequenzband des benutzten Fernsprekanals in zwei Bereiche: Den breiten (oberen) Bereich benötigt der eigentliche Datenkanal für die Übertragung von 600/1200 bit/s, den schmalen (unteren) Bereich benötigt ein Hilfskanal für die Übertragung von Steuer- und Quittungssignalen. Dieser Hilfskanal kann zum Beispiel von der angeschlossenen Rechenanlage dazu benutzt werden, durch Rückübertragung und Zeichenvergleich zwischen Send- und Empfangsstelle Übermittlungsfehler zu erkennen. Wenn die auf den Leitungen des öffentlichen Fernsprechnetes im Durchschnitt erreichbare Bit-Fehlerwahrscheinlichkeit von 10^{-4} ... 10^{-5} (1...10 fehlerhafte Bits unter 100 000 Bits) für den vom Benutzer vorgesehenen Verwendungszweck nicht ausreicht, muß der Teilnehmer in Verbindung mit seinen Endgeräten entsprechende Fehlerschutzrichtungen vorsehen.

Eine Fernsprechverbindung, die zur Datenübertragung herangezogen werden soll, wird in gleicher Weise wie jede andere Fernsprechverbindung hergestellt. Nachdem sich der angerufene Teilnehmer gemeldet hat, werden zwischen Anrufer und Angerufenem die Einzelheiten der Datenübertragung abgesprochen (Übertragungsgeschwindigkeit, Code, Umschaltung auf Datenbetrieb, Rückschaltung auf Sprechbetrieb). Dann wird vom Daten-Endgerät durch ein Signal von Fernsprechbetrieb auf Datenbetrieb umgeschaltet. Soll die Fernsprechverbindung auf den Sprechapparat zurückgeschaltet werden, dann ist vom Daten-Endgerät aus das Signal zur Umschaltung zu geben.

Die Planung für die Zukunft sieht unter anderem noch vor: Bereitstellung weiterer Modem-Typen für den Einsatz im Fernsprechnet (auch billige Geräte für breite Anwendungsgebiete); Schaffung eines Schnelltelegrafennetzes als Ergänzung zum Telexnetz für Übertragungsgeschwindigkeiten bis zu 200 bit/s (vorzugsweise für elektromechanisch arbeitende Daten-Endgeräte); Breitbandleitungen für Übertragungsgeschwindigkeiten von mehreren 1000 bit/s.

Modulator und Netzteil für 144-MHz-Kleinsender

Technische Daten

- Empfindlichkeit für 100% Modulation:
am Eingang Band: 500 mV
am Eingang Mikrofon: 3 mV
- Ausgangsspannung für 100% Modulation an
6 kOhm: 500 V_m
- Störabstand: etwa 38 dB
(wenn beide Regler voll aufgeregt sind)
- Frequenzbereiche:
ab Eingang Mikrofon: 350... 4800 Hz
ab Eingang Band: 250... 4800 Hz
- Anodenspannung für den Sender: 300 V
- Heizung: 6,3 V_m
- negative Sperrspannung: -50 V
- Bestückung:
EF 804, ECC 83, ELL 80, 3 x BY 103
- Betriebsspannung: 220 V_m
- Leistungsaufnahme: etwa 75 VA

Im Heft 11/1965, S. 436-440, der FUNK-TECHNIK ist ein moderner Kleinsender für 144 MHz beschrieben. Für diesen Kleinsender wurde jetzt auch ein Anoden-

beiden Hälften der Primärwicklung des Ausgangsübertragers Ü 2 sind mit je 10 nF (C 23, C 24) überbrückt. Diese Kondensatoren müssen eine Wechselspannungsbelastbarkeit von wenigstens 400 V haben. Die Ausgangswicklung des Modulationsübertragers wird über eine abgeschirmte Leitung mit der Buchse Bu 3 verbunden. Der Transformator Tr 1 liefert alle erforderlichen Spannungen. Die beiden Heizwicklungen sind parallel geschaltet, damit die benötigte Gesamtstromstärke erreicht

wird für normalen Betrieb auf ihren Maximalwert von -50 V eingestellt. Die hier angewendete Sende-Empfangs-Umschaltung, bei der Rö 1 und Rö 2a bei Empfang gesperrt werden, hat den Vorteil, daß der Modulator sofort gesperrt ist, wenn vergessen wurde, das Stromversorgungskabel für den Sender anzuschließen. Der Modulator wäre in diesem Fall nicht belastet, und es könnten dann gefährliche Spannungsüberschläge in den Endröhren und im Ausgangsübertrager des Modula-



Bild 1. Ansicht des Modulator- und Sendernetzteils

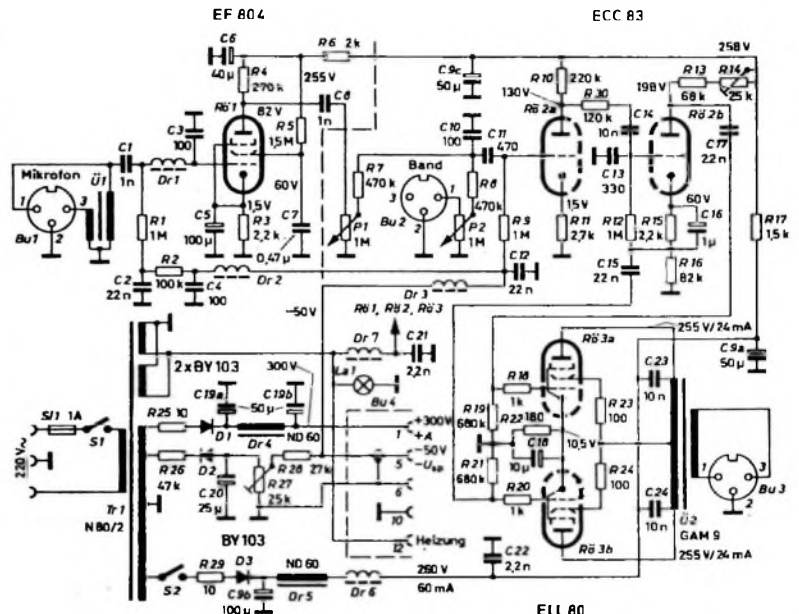
Schirmgitter-Modulator entwickelt (Bild 1), der gleichzeitig auch die Betriebsspannungen für den Sender liefert.

Schaltung

Bild 2 zeigt die Schaltung des Modulators. Die Mikrofoneingangsspannung gelangt von einem hochohmigen Mikrofon über Anschluß 1 und von einem niederohmigen Mikrofon über Anschluß 3 der Buchse Bu 1 und den Übertrager Ü 1 zum Kondensator C 1, der die Tiefen absenkt. Das nachfolgende Tiefpaßfilter Dr 1, C 3 verhindert das Eindringen von HF in den Modulator. Die Mikrofonspannung wird in der Röhre Rö 1 (EF 804) verstärkt und über C 8 zum Mikrofonregler P 1 geführt.

An Bu 2 kann man ein Tonbandgerät als Rufmaschine für Contestbetrieb anschließen. Die beiden Potentiometer P 1 und P 2 sind über R 7 und R 8 entkoppelt. Alle Leitungen zu den Potentiometern müssen abgeschirmt werden. Der Kondensator C 10 senkt die hohen Frequenzen ab. Mit C 11 erfolgt die Ankopplung der NF an das erste System der ECC 83 (Rö 2a). Das in dieser Röhre verstärkte Signal gelangt über den RC-Bandpaß R 30, C 14, C 13, R 12 zum Gitter der Phasenumkehrstufe Rö 2b. Mit dem Regler R 14 kann man die Symmetrie der Ansteuerung für die beiden Endröhrensysteme einstellen.

Die Gegentakt-Endstufe arbeitet mit der Verbundröhre ELL 80 (Rö 3a, Rö 3b). Die



ELL 80

Bild 2. Schaltung des Modulator- und Netzteils

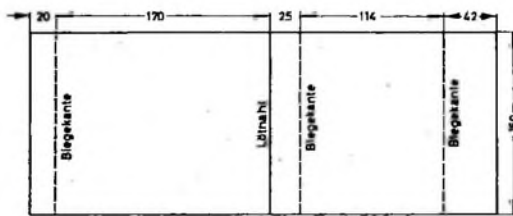


Bild 3. Konstruktions-skizze für das Chassis

wird. In der Heizleitung zu den Modulatorröhren liegt das HF-Siebglied Dr 7, C 21. Als Gleichrichter für die Anodenspannungen und die Sperrspannung dienen Siliziumdioden. Die Anodenspannung für den Modulator ist getrennt abschaltbar (S 2) und mit Dr 6 und C 22 HF-mäßig entkoppelt. Die negative Sperrspannung ist für die Sende-Empfangs-Umschaltung notwendig

auftreten. Bei Sendebetriebliegt der Anschluß 5 von Bu 4 über den Schalter S 2 im Sender an Masse. Damit hierbei keine Masseschleife entsteht, wird über den Anschluß 6 der Buchse Bu 4 eine getrennte Masse in Form einer Abachirmung bis zum Sender mitgeführt, die nur am Masseanschluß des Potentiometers R 27 an Masse liegt. Um die HF vom Modulator fernzuhalten, sind in die Zuleitungen zu den

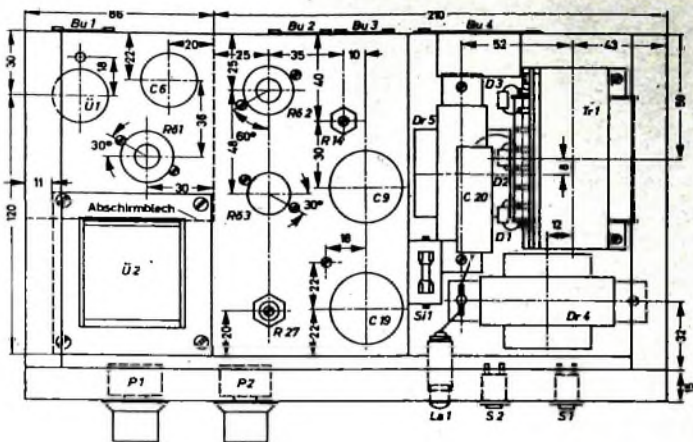


Bild 4. Anordnung der Einzelteile auf den Montageplatten

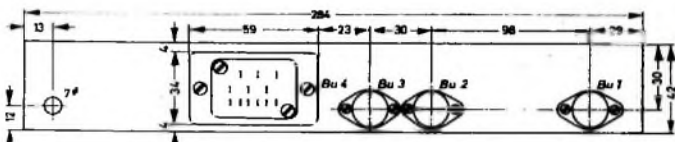


Bild 5. Skizze für den Einbau der Anschlußbuchsen an der Geräterückseite

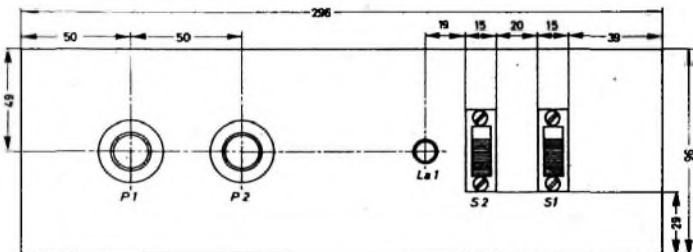


Bild 6. Einzelteilanordnung an der Frontplatte

Steuergittern von R61 und R62a Siebglieder (Dr 2, C 4; Dr 3, C 12) geschaltet.

Mechanischer Aufbau

Das Gerät könnte in einem handelsüblichen Flachgehäuse untergebracht werden. Dazu muß man allerdings ein Spezialchassis anfertigen, dessen Abmessungen und Konstruktionsdetails im Bild 3 angegeben sind.

Die einzelnen Chassistelle werden aus 1,5 mm dickem verzinkten Stahlblech hergestellt und anschließend verlötet. Dann bringt man alle notwendigen Bohrungen im Chassis an und montiert die mechanischen Einzelteile wie Transformatoren, Drosseln, Lötäume, Röhrenfassungen und Buchsen (Bilder 4 und 5). Es ist ratsam, den Modulationsübertrager Ü2 mit Schrauben aus magnetisch nichtleitendem Material (zum Beispiel Messing) anzuschrauben. Die Frontplatte kann anschließend nach Bild 6 bearbeitet und bestückt werden.

Das bereits vormontierte Chassis wird nun in den Gehäuserahmen eingesetzt und nur mit vier Schrauben befestigt (Bild 7). Am Transformator Tr 1 bringt man an den oberen Schrauben, die das Blechpaket zusammenhalten, eine Lötösenleiste für die Dioden an. Der Siebelektrolytkondensator C 20 für die Sperrspannung ist frei tragend

montiert. Jetzt kann man das Gerät verdrahten (Bild 8). Es empfiehlt sich, mit dem Netzteil zu beginnen und dann den Verstärker von der Mikrofonstufe bis zur Endstufe fortlaufend zu verdrahten.

Die beiden Entkopplungswiderstände R 7, R 8 und die Kondensatoren C 10, C 11 werden direkt an den Potentiometern festgelötet. Um freien Zugang zu den Buchsen auf der Rückseite des Modulators zu haben, bringt man Ausschnitte in der Rückwand des Gehäuses an.

Inbetriebnahme und Abgleich

Bevor man den Modulator zum erstenmal einschaltet, kontrolliert man die Verdrahtung auf etwaige Fehler und schließt die Sekundärwicklung des Modulationstransformators mit einem Widerstand von etwa 8 kOhm (8 W) ab. Außerdem muß der Schleifer des Reglers R 27 an den masseseitigen Anschlag gedreht werden, damit der Modulator für die folgenden Messungen nicht gesperrt ist. Nach dem ersten Einschalten mißt man zunächst die Anodenspannungen. Die Betriebsspannung an der Mittelanzapfung des Modulationsübertragers sollte etwa 260 V sein. Die Leerlaufspannung für den Sender muß bei 450 V liegen.

Nun schließt man an die Mikrofonbuchse einen Tongenerator an und kontrolliert an

der Sekundärwicklung des Modulationsübertragers die Form der Ausgangsspannung und den Frequenzgang. Der Abfall der Höhen läßt sich leicht durch Vergrößern oder Verkleinern von C 13 variieren, während der Abfall der Tiefen mit C 14 verändert werden kann. Soll dabei die Höhenunterdrückung konstant bleiben, dann muß C 13 ebenfalls in geringem Maße geändert werden. Falls im Modulator ein starkes Brummen auftreten sollte, kann es zweckmäßig sein, die Heizleitungen abzuschirmen. Außerdem sollte die sogenannte Massepunktverdrahtung angewendet werden, bei der alle zu einer Röhre gehörenden Masseverbindungen an das Röhren der betreffenden Röhrenfassung gelötet werden, das dann mit dem Massepunkt zu verbinden ist.

Anschließend schaltet man den Tongenerator an den Eingang „Band“ und stellt ihn auf 800 Hz ein. Mit R 14 wird nun die Ansteuerung der beiden Endröhrensymmetriert, indem man abwechselnd an den Steuergittern der EL1.80 die Spannung mit dem Oszillografen kontrolliert. Als Abschlußtest wird ein Übertrager mit etwa 6 kOhm Primärimpedanz und 4 Ohm Sekundärimpedanz an den Modulatorausgang angeschlossen. Über einen Lautspre-



Bild 7. Blick auf das Chassis



Bild 8. Verdrahtung unter dem Chassis

cher, der mit der Sekundärwicklung dieses Übertragers verbunden ist, kann man den Verstärker akustisch kontrollieren.

Die Kontrolle der Modulationstiefe erfolgt mit einem Oszillografen, den man an den Senderausgang ankopplert. Es ist zweckmäßig, während der erstmaligen Modulationseinstellung im Monitor mitzuhören, damit man sich einprägt, wie die eigene Sprache bei 100% Modulation klingt. Unter Umständen ist es auch vorteilhaft, ein



Bild 9. Gesamtansicht des 144-MHz-Senders (oben) und des Modulators mit Sendernetzteil

Clipper-Filter mit Sprachbegrenzer¹⁾ zu verwenden. Damit wird bei richtiger Einstellung eine Übermodulation in den Sprachspitzen vermieden, so daß das sogenannte „Splattern“ kaum mehr stört. Der Mikrofoneingang hat eine so große Verstärkungsreserve, daß ohne weiteres auch unempfindlichere als normale Kristallmikrofone oder dynamische Mikrofone verwendet werden können.

Zusammenschaltung mit dem Sender

Die Kombination von Sender und Modulator (Bild 9) erfordert in der Senderschaltung einige Änderungen. Im endgültigen

3 mm Abstand und auf 5 mm Länge parallel zur Seele des Antennenkabels (direkt an der Buchse Bu 1) geführt. Die Spule L 8 besteht aus 3 Windg. 1 mm CuL mit einem Windungsabstand von 2 mm (Spulendurchmesser 10 mm). Um das Instrument bei der Outputmessung nicht zu überlasten, mußte noch ein Vorwiderstand R 16 vor den Regler R 15 gesetzt werden. Für die Zusammenschaltung von Modulator und Sender für Masse, Heizung und Anodenspannung läßt sich ein handelsübliches Kabel „NYM“ (3 × 1,5 mm²) verwenden. Zusätzlich sind noch ein abgeschirmtes Kabel für die Zuführung der

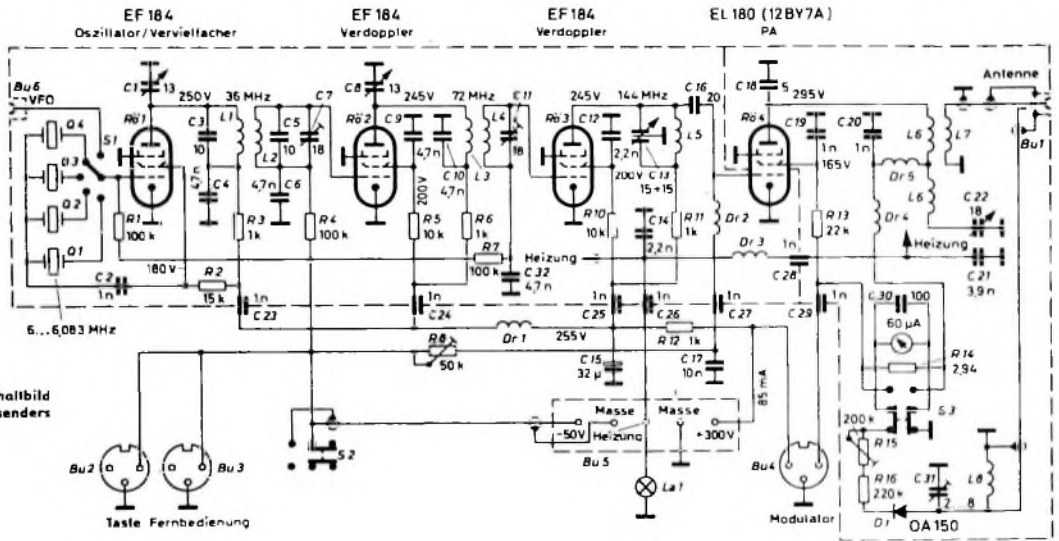
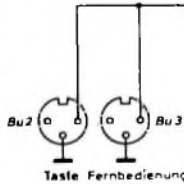


Bild 10. Geändertes Schaltbild des 144-MHz-Kleinsenders



Einselteilliste

Widerstände	(Dralawid)
Rollkondensatoren „Tropfrol F“, 400 V	(Wima)
Rollkondensatoren „Durolit“, 1000 V	(Wima)
Elektrolytkondensatoren	(NSF)
Breithand-Drosselspulen „VK 200 20“	(Valuo)
Potentiometer „1-4683 lin.“ (R 27)	(Preh)
Potentiometer „1-4806“ (P 1, P 2)	(Preh)
Einstellregler „1-5706 lin.“ (R 14)	(Preh)
Röhrenfassungen mit Abschirmkragen und Haube	(Preh)
Normbuchsen „8-7619“	(Preh)
Stecklinse	(Jautz)
Skalenlampchen, 7 V, 0,3 A	(Pertriz)
Lötstützpunkte	(Klar & Bell-schmidt)
Sicherungshalter	(Roka)
Feindrehung, 0,6 A, mittelträge	(Wickmann)
Buchse „T 2011“	(Tuchel)
Modulationsübertrager „GAM 9“, R _{ab} = 11 kOhm	(Engel)
Netztransformator „N 80/2“	(Engel)
Netzdrosseln „ND 60“	(Engel)
Schalter „103“	(Marquardt)
Drehknöpfe „491 82“	(Mentor)
Gehäuse „71 bs“	(Leistner)
Röhren ELL 80, ECC 83, EF 804	(Telefunken)
Stützdioden BY 103	(Intermetall)
Bezug der angegebenen Bauelemente nur über den einschlägigen Fachhandel	

Schaltbild des Senders (Bild 10) entfällt jetzt die Lampe La 2, und der Widerstand R 9 wurde durch den Widerstand R 28 im Modulator ersetzt. Die Leitung für die negative Sperrspannung ist aus den genannten Gründen abgeschirmt. Außerdem wird das Meßinstrument direkt an seinen Klemmen mit einem 100-pF-Kondensator überbrückt und der Schwingkreis zur Outputmessung mit Koaxialkabel angekoppelt. Wie auch im Bild 10 angedeutet, wird die Seele der Ankopplungsleitung mit etwa

¹⁾ Diefenbach, W. W.: Sprachclipper für höhere Ansprüche. Funk-Techn. Bd 20 (1965) Nr. 2, S. 59-60

negativen Sperrspannung sowie ein zweidrahtiges abgeschirmtes Kabel zur Verbindung von Bu 4 im Sender und Bu 3 im Modulator notwendig. Bei diesem Kabel sollte die Isolation der beiden Innenleiter nicht zu schwach sein, da die Leiter Spannungen bis zu 600 V gegen Masse führen können.

Das im Sender eingebaute Outputmeter erleichtert die Abstimmung. Die Anzeige des Instruments stimmt einwandfrei mit der tatsächlich abgestrahlten Leistung überein, so daß außer einem Monitor für die Modulationskontrolle keine weiteren Zusatzgeräte erforderlich sind.

INTERNATIONALE ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU

brachte im Dezemberheft 1965 unter anderem folgende Beiträge

Maßwerte: Erlassung · Übertragung · Verarbeitung

Gegentaktmaßzahler mit magnetisch steuerbaren Widerständen

Realisierung eines Butterworth-Tiefpasses mit sehr niedriger Grenzfrequenz durch RC-Glieder und Transistorverstärker

Untersuchungen über nichtlineare Verzerrungen von HF-Regeltransistoren

Maßwertaufnehmer zur elektrischen Messung nichtelektrischer Größen

Prozeßrechenanlagen

Digitale Meßgeräte

Digitale Frequenzzähler

Elektronik in aller Welt · Angewandte Elektronik · Aus Industrie und Wirtschaft · Persönliches · Neue Bücher · Neue Erzeugnisse · Industriedruckschriften · Kurznachrichten

Format DIN A 4 · monatlich ein Heft · Preis im Abonnement 11,50 DM vierteljährlich, Einzelheft 4 DM · Zu beziehen durch jede Buchhandlung im In- und Ausland, durch die Post oder direkt vom Verlag

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH · Berlin-Borsigwalde

Postanschrift: 1 BERLIN 52

Neue Einseitenband-Quarzfilter

Das Einseitenbandfilter hat im Sender die Aufgabe, von den zwei Seitenbändern eines Amplitudenmodulierten Signals, bei dem der Träger schon unterdrückt wurde, ein Seitenband durchzulassen und das andere möglichst stark zu dämpfen. Die Bandbreiten solcher Filter bei -6 dB Dämpfung liegen zwischen 2,1 und 3 kHz. Die Bandbreite für 50...60 dB Dämpfung darf bei guten Filtern nicht mehr als doppelt so hoch sein. Man legt die Trägerfrequenz entweder auf die „obere“ oder die „untere“ Filterflanke (Punkte OSB oder USB in den Bildern 1 und 2). Wenn der Quarz auf der frequenztieferen Flanke liegt, überträgt das Filter das obere Seitenband, wenn er dagegen auf der Flanke mit der höheren Frequenz liegt, läßt das Filter das untere Seitenband durch.

Da in der Sender-Endstufe Verzerrungen entstehen, die nur um 25...30 dB schwächer als das Nutzseitenband sind und auch an der Stelle des unterdrückten Seitenbandes liegen, genügt für den Sender eine Seitenbandunterdrückung von 40...45 dB. Unter Seitenbandunterdrückung versteht man den in dB gemessenen Abstand zwischen dem vom Filter durchgelassenen Modulationsprodukt (zum Beispiel bei erzeugtem oberem Seitenband und einer Modulationsfrequenz von 1 kHz; Trägerfrequenz + 1 kHz) und dem dazu in bezug auf die Trägerfrequenz spiegelbildlichen Modulationsprodukt (Trägerfrequenz - 1 kHz). Aus den Bildern 1 und 2 ist ersichtlich, daß die Seitenbandunterdrückung bei tiefen Modulationsfrequenzen schlechter ist als bei höheren. Das ist auf die endliche Steilheit der Filterflanken zurückzuführen. Deshalb beschneidet man im Modulationsverstärker die Tiefen bis etwa 400 Hz.

Seit kurzem sind nun auch Einseitenband-Quarzfilter mit einer Mittenfrequenz von 9 MHz aus deutscher Produktion erhältlich (Kristallverarbeitung Neckarbischofheim). „XF 9 a“, das erste dieser neuen Filter, hat eine Bandbreite von 2,8 kHz bei einer Dämpfung von 6 dB (Bild 1 und Tab. 1). An beiden Seiten der Durchlaßkurve kommen Höcker bis 47 dB hoch. Der Hersteller gibt eine Weitabselektion von größer als 45 dB an, das heißt, überall außerhalb der Durchlaßkurve im Bereich ±300 kHz von der Filtermittenfrequenz entfernt ist die Dämpfung größer als 45 dB.

Wenn man die Trägerfrequenz auf die 30-dB-Punkte der Durchlaßkurve legt, erhält man einen NF-Übertragungsbereich von 400...3200 Hz. Schon bei Modulationsfrequenzen von 500 Hz an ist die Seitenbandunterdrückung 45 dB. Das Filter un-

terdrückt hierbei zusätzlich den Träger um 30 dB. Erstaunlich ist auch die geringe Welligkeit im Durchlaßbereich des Filters (< 1 dB) und die geringe Grunddämpfung des Filters (< 3 dB).

Der Verfasser hat mehr als 30 Filter des Typs „XF 9 a“ durchgemessen. Kein Filter unterschreitet die vom Hersteller angegebenen Werte. Mit dem „XF 9 a“ steht ein preisgünstiges Senderfilter zur Verfügung, das man bei nicht zu hohen Anforderungen auch in Empfängern und Transceivern (Sendeeempfängern) einsetzen kann. Da jedoch für Empfängeranwendungen zweckmäßigerweise die Weitabselektion noch besser als beim „XF 9 a“ sein muß, entwickelte derselbe Hersteller für hochwertige Empfänger und Transceiver noch das Quarzfilter „XF 9 b“ (Bild 2 und Tab. 1). Seine Bandbreite bei 6 dB Dämpfung wurde auf 2,4 kHz verringert, um eine möglichst hohe Sprachverständlichkeit bei größtmöglicher Störfreiheit zu erreichen. Es überträgt bei entsprechender Einstel-

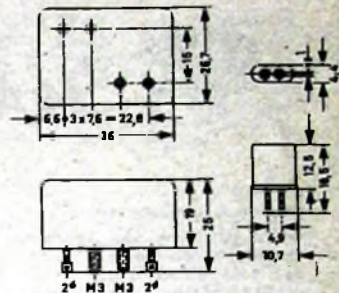


Bild 3. Abmessungen der Gehäuse beider Filter und der Trägerquarze

Sowohl das Filter „XF 9 a“ als auch das Filter „XF 9 b“ sind in einem kleinen, aus Aluminium tiefgezogenen Gehäuse mit den Abmessungen 36 mm x 26,7 mm x 19 mm eingebaut (Bild 3). Es ist erstaunlich, daß man in diesem Kästchen, dessen Volumen nur etwa 1/3 des Volumens einer Streichholzschachtel ist, vier (beim „XF 9 b“ sogar sechs) Quarze und die zugehörigen Schaltelemente unterbringen konnte.

Beim Einbau der Quarzfilter ist auf eine einwandfreie Erdung der Bodenplatte zu achten. Ferner soll die Entkopplung der Stufen vor und nach dem Filter beim

Tab. 1. Technische Daten der Quarzfilter „XF 9 a“ und „XF 9 b“

	XF 9 a	XF 9 b
Bandmittenfrequenz	9,0 MHz	9,0 MHz
Bandbreite bei 6 dB Dämpfung	2,8 kHz	2,4 kHz
bei 50 dB Dämpfung	4,3 kHz	4,6 kHz
bei 60 dB Dämpfung		5,3 kHz
Weitabselektion innerhalb ± 300 kHz	> 45 dB	> 80 dB
Durchlaßdämpfung	< 3 dB	< 4 dB
Welligkeit	< 1 dB	< 2 dB
Abschluß	500 Ohm parallel mit 30 pF	620 Ohm parallel mit 30 pF
maximale Eingangsspannung	2 V _{eff}	2 V _{eff}
Temperaturbereich	-20...+70 °C	-20...+70 °C
mitgeliefertes Zubehör	2 Trägerfrequenzquarze für unteres und oberes Seitenband im Subminiaturhalter „HC 25/U“, 2 Quarzdammen	

lung der Trägerquarze (Trägerfrequenz auf 20-dB-Punkte der Durchlaßkurve) den Bereich von 400...2800 Hz. Seine 60-dB-Bandbreite ist 4,6 kHz (80 dB: 5,3 kHz). Die Weitabselektion (innerhalb ±300 kHz von der Mittenfrequenz aus) wurde durch zwei zusätzliche Quarze auf über 80 dB verbessert.

Ein seit September 1965 in einem Transceiver verwendetes Filter „XF 9 b“ hält die vom Hersteller genannten Daten gut ein. Die höhere Weitabselektion und die verringerte Bandbreite haben zu einer wesentlichen Verringerung der Störungen beim Empfang und zu einer höheren Seitenbandunterdrückung beim Senden gegenüber einem teureren vorher eingesetzten Filter geführt.

„XF 9 a“ mindestens 60 dB und beim „XF 9 b“ mindestens 90 dB sein (jeweils ohne Filter gemessen). Am Ein- und Ausgang der Filter sind 30-pF-Trimmkondensatoren anzuordnen, die die unterschiedlichen Schaltkapazitäten ausgleichen. Sie sind auf geringste Welligkeit im Durchlaßbereich abzustimmen. Außerdem ist es wichtig, darauf zu achten, daß die Filter mit den vorgeschriebenen Abschlußwiderständen betrieben werden, da sonst die technischen Daten nicht eingehalten werden können.

Jedem Filter liegen zwei Trägerquarze für das untere und das obere Seitenband bei. Beim Empfänger kann man diese Quarze zur Steuerung des Überlagerungsoszillators benutzen, der das Zwischenfrequenzsignal in den NF-Bereich heruntermisch (BFO). Anwendungsbeispiele sind in Datenblättern der Filter und im Schrifttum [1, 2, 3] zu finden.

Schrifttum

- [1] Hillebrand, F.: Einseitenbandsender-Baustein „HS 1000 A“. Funk-Techn. Bd. 20 (1965) Nr. 24, S. 996-997
- [2] Hillebrand, F.: Der SSB-Sender-Baustein HS 1000 A. DL-QTC Bd. 38 (1965) Nr. 12, S. 721-727
- [3] Hillebrand, F.: Einseitenband-technik für den Funkamateuer. München 1965. Franzis

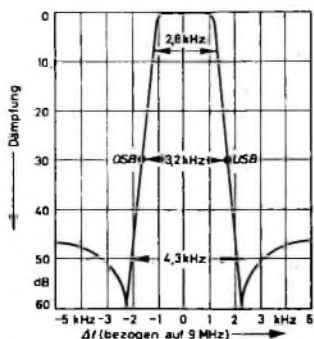


Bild 1. Durchlaßkurve des SSB-Quarzfilters „XF 9 a“ mit den markierten Trägerfrequenzen für das obere Seitenband (OSB) und untere Seitenband (USB)

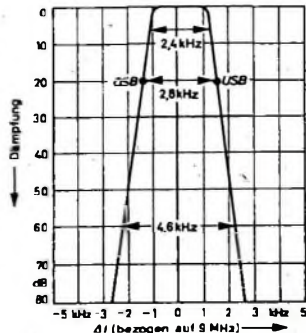


Bild 2. Durchlaßkurve des Quarzfilters „XF 9 b“



SCHALLPLATTEN für den Hi-Fi-Freund

Schubert, Kammermusik

Oktett F-dur op. 166; Follere Quintett A-dur; Natturua Es-dur op. 148; Streichquintett C-dur op. 163; Streichquartett G-dur op. 161; Klaviertrio Es-dur op. 100; 3 Sonatinen für Violine und Klavier; Klaviermusik zu vier Händen; Sonaten a-moll op. 42 und G-dur op. 78

Im Bewußtsein vieler Musikfreunde lebt Franz Schubert (1797—1828) als der große Meister des Liedes mit Klavierbegleitung. In der Tat hat er diese Gattung von Musik auf kaum wieder erreichte Höhen geführt. Aus seinem umfangreichen Schaffen, im wesentlichen einer Periode von nur 14 Jahren entstammend, sind die kammermusikalischen Werke nicht fortzudenken, unter denen die späten Streichquartette eine bevorzugte Stellung einnehmen. Einen gut ausgewählten Querschnitt durch das kammermusikalische Schaffen Schuberts gibt diese Kasette der Deutschen Grammophon, die erfreulicherweise zur Abrundung des Bildes auch einige ausgewählte Werke für zwei- und vierhändiges Klavier sowie für Violine und Klavier enthält. Kammermusik-Ensembles und Solisten, die sich im internationalen Musikleben eines hervorragenden Rufes erfreuen, sind hier die berufenen Interpreten Schubertscher Kammermusik. Genannt seien beispielsweise das Philharmonische Oktett Berlin, das Koockert-Quartett und das Amadeus-Quartett, das Trio di Trieste, Wolfgang Schneiderhan, Violine, und Walter Klien, Klavier, sowie Paul Badura-Skoda, Jörg Demus und Wilhelm Kempff, Klavier.

Das 1826 entstandene Streichquartett G-dur ist Schuberts letztes Quartett. Ebenso wie das zwei Jahre später vollendete Streichquintett C-dur, ist es ein Werk aus der Zeit der höchsten Schaffenskraft des Meisters. Es ist erfüllt von dem Kampf zwischen Hell und Dunkel, wie er beispielsweise in dem Andante con moto des 2. Satzes zum Ausdruck kommt. Er beginnt mit einem Bild des Friedens, aber von scharf kontrastierenden, hart markierten Rhythmen werden die Kantilenen des Violoncellos durchbrochen. Der in Mail begonnene Satz klingt jedoch friedlich in einem erlösenden Dur aus. Schuberts einziges Streichquintett entstammt der gleichen zeitlichen Sphäre. Eine reiche Palette an Klangbildern kennzeichnet dieses Werk, und nicht zuletzt ist es das zweite Violoncello, das zur Steigerung der Leuchtkraft der Klangfarben beiträgt. Im Follere-Quintett treten zum Klavier Gei-

ge und Bratsche, das Violoncello und der Kontrabaß. Es ist ein reizendes Werk voll unbeschwerter Musizieren, das nicht zuletzt durch seinen 4. Satz mit den Variationen über das bekannte Schubert-Lied besonders populär geworden ist. Das Oktett F-dur steht in seinem musikalischen Inhalt ranggleich neben Beethovens Septett. Wegen der Fülle köstlicher musikalischer Gedanken und der Schönheit der Klangbilder gehört auch dieses Werk zu den Meisterwerken der Kammermusik. Wie Schubert in einem Brief vom 31. März 1824 an einen Freund schrieb, wollte er sich mit diesem Oktett den Weg zur Sinfonie bahnen. Eine kleine Kostbarkeit der Kammermusik ist das Natturua Es-dur für Klavier, Violine und Violoncello, das leider neben den beiden Klaviertrios nur wenig bekannt geworden ist. Um so erfreulicher, daß es in dieser Sammlung nun weiten Kreisen zugänglich gemacht wird.

In den Klaviersonaten Schuberts offenbart sich der Kampf des Romantikers um die Sonatenform. Besonderer Wertschätzung erfreut sich die G-dur-Sonate mit ihrem zarten, klanglichen Duft. Mit den vierhändigen Klavierwerken führte Schubert diese Musikgattung nach Mozarts Tod zu einem neuen Höhepunkt. So ist beispielsweise das Allegro a-moll — vom Verleger damals „Lebensstürme“ betitelt — ein gewaltvoller Sonatensatz, dem die ebenfalls im Todesjahr Schuberts entstandene Fantasia f-moll nicht nachsteht.

Mit den vorliegenden Aufnahmen erhält der Hi-Fi-Freund einen repräsentativen Querschnitt durch das Kammermusikwerk Schuberts, der hohen Anforderungen gerecht wird. Gewiß sind bei genauerem Zuhören manche feinen akustischen (nicht qualitativen) Unterschiede hörbar. Aber das kann auch kaum anders sein, weil die einzelnen Aufnahmen zu verschiedenen Zeiten von verschiedenen Toningenieurern gemacht worden sind. Jede Aufnahme in sich bietet aber einen abgerundeten und geschlossenen Eindruck. Vorzügliches hat die Aufnahmetechnik geleistet. Sie läßt in Stereo den intimen Klang dieser Musiken plastisch und naturnah vor unseren Ohren entstehen.

Die als Sonderangebot im Rahmen der „Meisterwerke in Geschenkausgaben“ erschienene Kasette ist zum Vorzugspreis nur bis zum 15.1.1966 erhältlich. Im Laufe des Jahres 1966 werden die Platten nach und nach als Einzelaufnahmen auf den Markt kommen.

Deutsche Grammophon
SKL 170/177 (Stereo)

Chopin, Aus dem Klavierwerk

Klavierkonzerte Nr. 1 und Nr. 2; Andante spianato et Grande Polonaise; Klaviersonaten Nr. 2 und Nr. 3; 24 Etüden; 4 Scherzi; 4 Impromptus; 4 Balladen; 17 Walzer; 10 Nocturnes

Tamas Väsary, Klavier; Berliner Philharmoniker unter Jerzy Semkow und Janos Kulka

Im Rahmen des Sonderangebotes „Meisterwerke in Geschenkausgaben“ erschien diese „Chopin-Kasette“. Man könnte sie als die repräsentative Sammlung der Werke Chopins bezeichnen, wenn nicht die Mazurkas, Préludes und Polonaisen fehlen würden. Bei der Herausgabe einer Kasette muß man jedoch daran denken, daß einem solchen Sammelwerk hinsichtlich seines Umfangs gewisse Grenzen gesetzt sind. Unter diesem Gesichtspunkt betrachtet, kann man deshalb der hier getroffenen Auswahl nur zustimmen. Das musikalische Phänomen dieser Aufnahmen ist Tamas Väsary. Was der 1933 geborene Ungar hier geleistet hat, ist hoher Anerkennung wert. Wieder einmal mehr hat man bei seinen Interpretationen Gelegenheit, die makelloste Technik zu bewundern. Schwierigkeiten scheint es für ihn nicht zu geben, denn mit geradezu schlafwandlerischer Sicherheit meistert er selbst die schwierigsten Passagen. Immer wieder ist man fasziniert von der Präzision des Anschlags und von den perlenden Laufen, nicht minder aber auch von seinem Einfühlungsvermögen für feinste Nuancierungen und seinen Ausdrucksmöglichkeiten. Nicht umsonst ist der noch junge Väsary für viele der hervorragendsten Chopin-Interpreten der jungen Generation.

Gute Arbeit hat auch die Technik geleistet. Der weite Frequenzumfang der Aufnahmen läßt nicht nur alle Feinheiten des Anschlags bestens zur Geltung kommen, sondern er gibt diesen Aufnahmen auch etwas von jener Wirklichkeitsnähe, die für gute Hi-Fi-Aufnahmen kennzeichnend ist. Dank des sinnvollen Einsatzes der Stereo-Technik beweist sich wieder einmal mehr, welchen Vorteil Stereo auch für die Wiedergabe von Einzelinstrumenten zu bieten vermag. Daß alle Aufnahmen praktisch rumpelfrei und unbedingt klavierfest sind, sei nur der Vollständigkeit halber am Rande erwähnt.

Nicht zu Unrecht hat man von Chopin gesagt, er habe den Belcanto des Klaviers entdeckt und den Höhepunkt romantischer Verzierungskunst erreicht. Hört man die hier dargebotenen Werke,

dann wird auch dem Nichtmusiker klar, wech begnadeter Melodiker der Kampanist war. Wie bei vielen großen Musikern, ist auch bei ihm eine der Wurzeln seines Schaffens die heimliche Volksmusik. Immer wieder klingen Melodien und Rhythmen aus seiner polnischen Heimat an. Die Melodienseligkeit vieler Nocturnes hingegen erinnert manchmal an italienische Vorbilder. — Die beiden Klavierkonzerte sind in ihrer formalen Struktur eigenwillig und ganz auf das Virtuositentum des Pianisten abgestellt. Beiden ist als Mittelsatz ein Larghetto gemeinsam, das den ganzen Reiz Chopinscher Musik entfaltet. Die Klaviersonaten Nr. 2 und Nr. 3 zählen zu den reifsten Leistungen der nachbeethovenischen Zeit, während die Balladen als instrumentales Epos eine Schöpfung Chopins sind. In den Etüden ist zwar immer eine spieltechnische Schwierigkeit der Ausgangspunkt. Die vollendete Beherrschung des Stiffes läßt aber die Chopinschen Etüden zu echten Kunstwerken werden, bei denen die Originalität das Pädagogische nahezu überdeckt.

Auf den musikalischen Inhalt der in dieser Kasette zusammengelassenen Werke weiter einzugehen, ist leider an dieser Stelle nicht möglich. Es sei dieserhalb auf das vorzüglich gestaltete Begleitheft zu dieser Kasette verwiesen, die ebenso wie die „Schubert-Kasette“ nur bis zum 15.1.1966 lieferbar ist. Im Laufe des Jahres 1966 werden aber auch diese Platten als Einzelaufnahmen erhältlich sein.

Deutsche Grammophon
SKL 162/169 (Stereo)

The Latin Sound of Henry Mancini

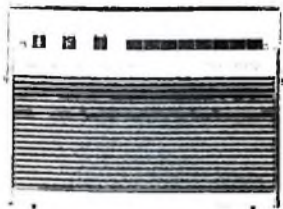
Und hier einmal lateinamerikanische Musik ganz anders als sonst. Henry Mancini stellt nicht den Rhythmus, sondern die Melodie in den Vordergrund. So entsteht über dem gut akzentuierten Rhythmus als Hintergrund ein Klangbild, das mit viel Einfühlungsvermögen für Stereo mit sehr sauberen Tiefen und Höhen ganz exzellent aufgenommen ist. Von den zwölf Titeln seien hier nur erwähnt „Baia“ mit den vielfach geteilten Streichern, „Carnavalia“ mit den hohen Flöten oder die besonders schön arrangierten Titel „The Breeze and I“ und „Preciosa“ sowie „Perhaps, Perhaps, Perhaps“ mit dem langsamen Rhythmus gegeneinander gesetzten einzelnen Instrumenten. Kurz: ein Leckerbissen für alle Freunde südamerikanischer Rhythmen und Melodien.

RCA LSP-3356 (Stereo)

Die ersten Reiseempfänger der neuen Saison

Blaupunkt

Das neue Kofferempfänger-Programm von Blaupunkt umfaßt sechs Typen. Unverändert aus dem Vorjahr wurde als einziges Gerät der Empfänger „Lido“ übernommen. Für alle fünf neuen Modelle sind Autohalterungen mit automatischem Anschluß an Autobatterie, Autoantenne und Autolautsprecher lieferbar. Die Halterungen können nachträglich durch ein Sicherheitsschloß ergänzt werden. Bei Betrieb in der Autohalterung wird automatisch auf erhöhte Ausgangs-



„Riviera Omnimat“ (Teak) von Blaupunkt

leistung umgeschaltet und eine Klangumschaltung vorgenommen. Die Geräte haben eine besondere Anschlußbuchse für Autoantenne, so daß sie im Auto auch ohne eine besondere Halterung betrieben werden können. Empfänger mit gespreiztem KW-Bereich („Derby“, „Riviera“) sind in diesem Bereich für 40 - 51 m ausgelegt.

Lido 95 300

UML, 6/10 Kreise, 9 Trans + 3 Halbleiterdioden + 1 Se-Stabi, 4 Drucktasten, Klangschalter, Gegentakt-Endstufe 1 W, 1 Lautsprecher 8,5 cm Ø, Ferritantenne für ML, Teleskop für U, Anschlüsse für TA/TB, Autoantenne und Kleinhörer, Stromversorgung aus Batterien 9 V oder über zusätzlichen Netzteil, Abmessungen 24 cm x 15,2 cm x 7,5 cm, Gewicht 1,8 kg (m. B.)

Diva 7 656 490

UML, 6/11 Kreise, 9 Trans + 4 Halbleiterdioden + 1 Se-Stabi, 5 Drucktasten, stufenloser Klangregler, Gegentakt-Endstufe 1 W bei Kofferbetrieb und 2 W bei Autobetrieb, 1 Lautsprecher 10 cm Ø, Ferritantenne für ML, Teleskop für U, Anschlüsse für TA/TB, Autohalterung, Autoantenne und Kleinhörer, Stromversorgung aus Batterien 9 V oder aus Autobatterie 6/12 V oder über zusätzlichen Netzteil, Abmessungen 25,6 cm x 16,2 cm x 7,7 cm, Gewicht 2 kg (m. B.)

Derby 600 Automatic 7 656 700

UKML, 7/10 Kreise, 11 Trans + 4 Halbleiterdioden + 1 Se-Stabi, abschaltbare automatische UKW-Scharfabstimmung (Begrenzung des Nachstimmhubes und gute Nachstimmwirkung auch bei schwachen Sendern durch zusätzlichen Transistorverstärker), 5 Drucktasten, getrennte Tiefen- und Höhenregler, Gegentakt-Endstufe 2 W bei Kofferbetrieb und 3 W bei Autobetrieb, 1 Lautsprecher 16 cm Ø, Ferritantenne für ML, Teleskop für UK, Anschlüsse für TA/TB, Autohalterung, Autoantenne und Kleinhörer, Stromversorgung aus Batterien 9 V oder aus Autobatterie 6/12 V oder über zusätzlichen Netzteil, Abmessungen 27 cm x 19,6 cm x 8,5 cm, Gewicht 3,2 kg (m. B.)

Derby 660 Automatic US

Wie vorstehend, jedoch mit den Empfangsbereichen VHF-FM (87,4 ... 108 MHz), SW I (40 bis 51 m), SW II (60 ... 146 m), AM (515 bis 1620 kHz)

Riviera Omnimat 7 656 800

UKML, 8/14 Kreise, 11 Trans + 11 Halbleiterdioden + 1 Si-Kapazitätsdiode, abschaltbare automatische UKW-Scharfabstimmung, Ab-

stimmanzeleinstrument, 1 Drucktasten (davon 3 UKW-Stationstasten), getrennte Tiefen- und Höhenregler, Gegentakt-Endstufe 2 W bei Kofferbetrieb und 4 W bei Autobetrieb, 1 Lautsprecher 15,5 cm x 9,5 cm, Ferritantenne für ML, 2 Teleskope für K und U, Anschlüsse für TA/TR, Autohalterung, Autoantenne und Kleinhörer, Stromversorgung aus Batterien 9 V oder aus Autobatterie 6/12 V oder über zusätzlichen Netzteil, Abmessungen 31,3 cm x 19,4 cm x 9,5 cm, Gewicht 4,2 kg (m. B.)

Riviera Omnimat (Teak)

Wie vorstehend, jedoch mit Teakgehäuse

Graetz

Das Graetz-Reiseempfänger-Programm enthält acht Gerätetypen. Drei Typen („Flirt 40 F“, „Grazia 41 F“, „Flip 42 F“) sind Taschenempfänger. Es folgen die beiden UKW-Kofferempfänger „Pagino K 43 F“ und „Pagino L 43 F“ sowie die UKW-Koffer- und -Autoempfänger „Page 45 F“ (jetzt mit vier Wellenbereichen), „Superpage 47 F“ sowie „Superpage H 47 F“. Autohalterungen mit automatischer Umschaltung auf Autoantenne, Autobatterie, Autolautsprecher und Steuerleitung für Automatikantenne gibt es für den „Page“ und für die „Superpage“-Modelle (Betrieb im Auto auch ohne Halterung über besondere Anschlußbuchse für Autoantenne möglich).

Flirt 40 F

M, 5 Kreise, 6 Trans + 1 Halbleiterdiode, Gegentakt-Endstufe 0,1 W, 1 Lautsprecher 5 cm Ø, Ferritantenne, Stromversorgung aus Batterien 9 V, Abmessungen 9,5 cm x 6 cm x 3 cm, Gewicht 0,18 kg (m. B.)

Grazia 41 F

UM, 3/10 Kreise, 9 Trans + 4 Halbleiterdioden, Gegentakt-Endstufe 0,6 W, 1 Lautsprecher 10 cm Ø, Ferritantenne für M, Teleskop für U, Anschluß für Kleinhörer, Stromversorgung aus Batterien 6 V oder über zusätzlichen Netzteil, Abmessungen 17,5 cm x 10,5 cm x 5 cm, Gewicht 0,6 kg (m. B.)

Flip 42 F

UM, 5/8 Kreise, 10 Trans + 3 Halbleiterdioden, automatische UKW-Scharfabstimmung, Gegentakt-Endstufe 0,11 W, 1 Lautsprecher 7 cm Ø, Ferritantenne für M, Teleskop für U, Anschluß für Kleinhörer, Abmessungen 12 cm x 7,5 cm x 3,5 cm, Gewicht 0,25 kg (m. B.)

Pagino L 43 F

UML, 6/9 Kreise, 9 Trans + 3 Halbleiterdioden + 1 Se-Diode, 4 Drucktasten, Sprachmusik-Taste, Gegentakt-Endstufe 600 mW, 1 Lautsprecher 10 cm Ø, Ferritantenne für ML, Teleskop für U, Stromversorgung aus Batterien 6 V oder über zusätzlichen Netzteil, Abmessungen 28 cm x 16 cm x 8 cm, Gewicht 2 kg (m. B.)

Pagino K 43 F

Wie vorstehend, jedoch UKM

Page 45 F

UKML, 7/11 Kreise, 9 Trans + 8 Halbleiterdioden, automatische UKW-Scharfabstimmung, 6 Drucktasten, getrennte Tiefen- und Höhenregler, Gegentakt-Endstufe 1 W bei

Kofferbetrieb und 2,5 W bei Autobetrieb, 1 Lautsprecher 8 cm x 15 cm, Ferritantenne für ML, 2 Teleskope für UK, Anschlüsse für Autohalterung, Autoantenne und Kleinhörer, Stromversorgung aus Batterien 6 V oder aus Autobatterie 6/12 V oder über zusätzlichen Netzteil, Abmessungen 28 cm x 17 cm x 8 cm, Gewicht 2,5 kg (m. B.)

Superpage 47 F

UKML, 7/12 Kreise, 10 Trans + 8 Halbleiterdioden, abschaltbare automatische UKW-Scharfabstimmung; umschaltbare AM-Handbreite, 8 Drucktasten, getrennte Tiefen- und Höhenregler, Gegentakt-Endstufe 0,1 W (Spar-schaltung) und 2,5 W bei Kofferbetrieb sowie 6 W bei Autobetrieb, 1 Lautsprecher 11 cm x 18 cm, Ferritantenne für ML, 2 Teleskope für U, abschaltbarer KW-Rahmen, Anschlüsse für TA/TB, Kassetten-Abspielergerät, Autohalterung, Autoantenne und Kleinhörer, Stromversorgung aus Batterien 7,5 V oder aus Autobatterie 6 V (12 V über Adapter) oder über zusätzlichen Netzteil, Abmessungen 28 cm x 18 cm x 9,2 cm, Gewicht 3,8 kg (m. B.)

Superpage H 47 F

Wie vorstehend, jedoch modernes Teakgehäuse

Schaub-Lorenz

Über einen der neuen Kofferempfänger von Schaub-Lorenz, den „Intercontinental“ für die Wellenbereiche 05UKML, wird ausführlich auf den Seiten 15-18 berichtet.

Touring 70 Universal

Das Spitzengerät ist wieder der „Touring“. Die neue Bezeichnung „Touring 70 Universal“ weist schon auf die vielseitige Verwendung des Gerätes als Koffergerät, Autoempfänger und vollwertiges Heimgerät hin. Durch viele Versuche im Akustiklabor entstand die wohl augenfälligste Veränderung des „Touring“: seine Gehäuseform. Die Klanggelassenheiten konnten damit wesentlich verbessert werden. Die Abstimmung im KW-Bereich wird durch eine KW-Lupe erleichtert. Auch die Bandbreiteumschaltung für den sendermäßig sehr stark belegten AM-Bereich wurde beibehalten. Die Umschaltung ist mit dem Höhenregler kombiniert und somit doppelt wirksam. Im schmalbandigen Betrieb wird die normale Bandbreite von etwa 6,5 kHz auf etwa 3,5 kHz herabgesetzt bei einer Selektionsverbesserung von rund 16 dB. Die abschaltbare UKW-Abstimmautomatik enthält zwei Selendioden zur Begrenzung des Halte- und Fangbereiches. Die Gegentakt-Endstufe ergibt eine Ausgangsleistung von 2,5 W bei Kofferbetrieb und 5 ... 8 W beim Betrieb im Kraftwagen.

Die bisher fünfpolige Tonabnehmerbuchse wurde in eine siebenpolige Ausführung geändert. An den zwei neu hinzugekommenen Kontakten liegt die Speisespannung für den eventuellen Anschluß eines Schaub-Lorenz-Kassetten-Abspielergerätes „Tourcord“.

Weitere Kurzdaten: UKML, 7/13 Kreise, 10 Trans + 9 Halbleiterdioden, 6 Drucktasten, getrennte Regler für Tiefen und Höhen, 1 Lautsprecher 13 cm x 18 cm, Ferritantenne für ML, 2 Teleskope für K und U, KW-Rahmenantenne, Anschlüsse für TA/TR, Autohalterung, Autoantenne und Kleinhörer, Stromversorgung aus Batterie 7,5 V oder Autobatterie 6/12 V oder über zusätzlichen Netzteil, Abmessungen 30 cm x 28 cm x 9,5 cm, Gewicht 3,4 kg (m. B.)



„Superpage H 47 F“ (Graetz)



„Touring 70 Universal“ (Schaub-Lorenz)

Stereo-Mikrofon-Vorverstärker

Stereo-Mikrofon-Vorverstärker

Die Stereo-Mikrofonvorstufe (Bild 1) ist ein weiterer Baustein des Stereo-Verstärkers¹⁾ Hiermit können Stereo-Übertragungen mit einem hoch- oder niederohmigen Stereo-Mikrofon durchgeführt werden

1) Diefenbach, W. W.: Stereo-Verstärker-Baustein Funk-Techn. Bd. 20 (1965) Nr. 23, S. 958

Diefenbach, W. W.: Stereo-Klangregel-Baustein Funk-Techn. Bd. 20 (1965) Nr. 24, S. 1002

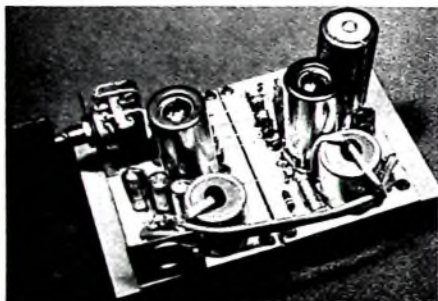


Bild 1. Gesamtansicht des betriebsfertigen Stereo-Mikrofon-Vorverstärkers

Schaltung

Der Einfachheit halber wird hier nur ein Kanal beschrieben. Die Ausführungen gelten grundsätzlich auch für den zweiten Kanal

Als Verstärkerröhren werden die rausch- und brummarmen Röhren EF 804 verwendet (Bild 2). Die Mikrofonspannung gelangt von Bu 1 über den Eingangsubtrager U 1 (Kontakt 1, niederohmig) oder direkt über C 2 (Kontakt 3, hochohmig) zum Gitter der Röhre Ro 1. Das Brummgitter ist mit der Katode verbunden. Der Katodenwiderstand R 2 erzeugt die negative Gittervorspannung. C 3 ist der Abblockkondensator. Das Schirmgitter, das seine Betriebsspannung über R 3 erhält, liegt über C 4 NF-mäßig an Masse. Über C 5 wird die verstärkte Anodenwechselspannung ausgekoppelt und zum Lautstärkereglers P 1a geführt. Vom Schleifer des Reglers gelangt die NF über die RC-Kombination R 5, C 6, die die hohen Frequenzen anhebt, und über C 7 zur Lötöse Va. Dort wird die Klangregelstufe, die im Heft 24/1965, S. 1002, der FUNK-TECHNIK veröffentlicht wurde, mit kurzen Drahtstückchen angeschlossen.

Mechanischer Aufbau

Da Mikrofonverstärker sehr empfindlich gegenüber Brummeinstreuungen sind,

für ausreichende Übersprechdämpfung zwischen dem linken und rechten Kanal sorgt

Die Resopalbrettchen, auf denen die Bauteile montiert werden (Bild 5), haben die Abmessungen 63 mm x 100 mm. Die meisten Bauelemente sind stehend befestigt. Ihre Anschlüsse werden durch entsprechende Bohrungen im Brettchen geführt und auf der Unterseite verdrahtet. Die Nietlötlösen sind so angeordnet, daß man für die Verbindungen jeweils nur kurze Drahtstückchen einlöten muß. Die NF wird von der Eingangsbuchse Bu 1 dem zweiten Baustein über abgeschirmte Leitungen zugeführt, damit keine Brummstörungen auftreten können.

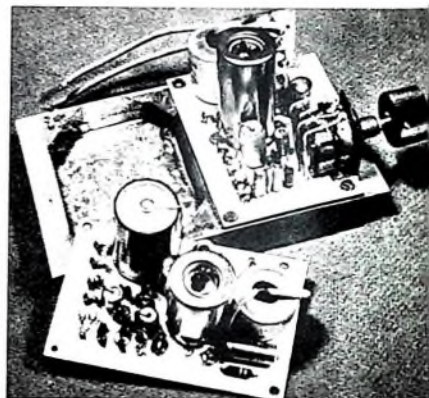


Bild 3. Ansicht des Stereo-Mikrofon-Vorverstärkers (Platte für einen Kanal herausgenommen)

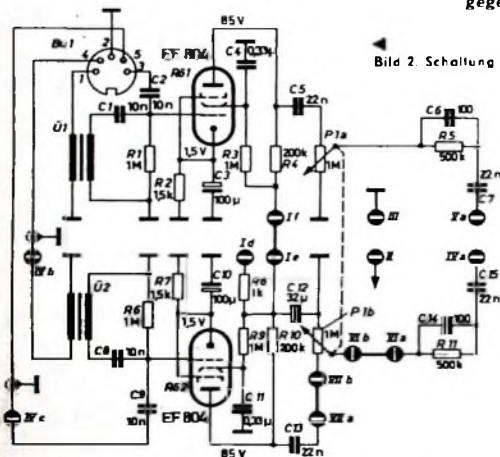


Bild 2. Schaltung des Stereo-Mikrofon-Vorverstärkers

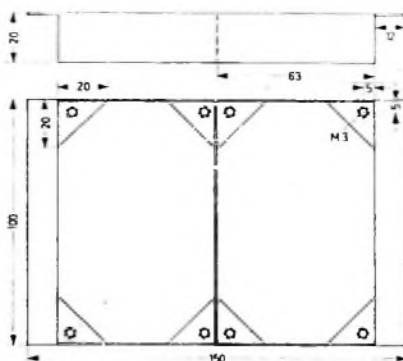
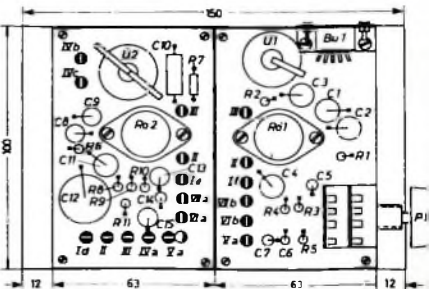


Bild 4. Konstruktionszeichnung für das Abschirmgehäuse

Bild 5 (unten). Einzelteileanordnung der beiden Vorverstärker-Platten



- | | |
|---|-------------------------|
| Widerstände, 0,5 W | (Resista) |
| Rollkondensatoren | (Wima) |
| „Tropylol F“, 400 V | (Wima) |
| Elektrolytkondensatoren, 100 µF/15 V | (Telefunken/NSF) |
| Elektrolytkondensator, 22 µF, 350/385 V | (Preh) |
| Potentiometer „1-4800“, pos. log. | (Preh) |
| Buchse „8-7505“ | (Preh) |
| Röhrensockel mit Abschirmkragen und Haube | (Sennheiser electronic) |
| Eingangsubtrager „TMB 102/1 : 25/200“ | (Rim) |
| Drehknopf | (Stocco) |
| Nietlötlösen | (Telefunken) |
| Röhren EF 804 | |

Bezug der angegebenen Bauelemente nur über den einschlägigen Fachhandel

wurde die Stufe in ein kleines Abschirmgehäuse eingebaut (Bild 3), dessen Abmessungen denen der bereits beschriebenen Bausteine entsprechen. Die einzelnen Gehäuseteile werden nach Bild 4 aus 0,75 mm dickem verzinktem Stahlblech angefertigt und zusammengelötet. Dann feilt man unebene Kanten ab, reinigt das Gehäuse und lackiert es mit Hammer-schlag-Lack

In die Eckbleche, auf die die Chassis aufgesetzt werden, schneidet man M-3-Gewinde. Zwischen den beiden Bausteinen liegt eine Abschirmwand, die unerwünschte Kopplungen verhindert und



Durch Messen zum Wissen

P. ALTMANN

Fortsetzung von FUNK-TECHNIK Bd 20 (1965) Nr. 24, S. 1005

2.5 Meßbereichserweiterungen

Wiederholt war hier schon von den verschiedenen Meßbereichen der Vielfachinstrumente die Rede. Sie lassen sich bei diesen Instrumenten durch Betätigen eines Schalters leicht einstellen. Wir wollen nun überlegen, auf welchen Grundprinzipien diese Meßbereichwahl beruht, und betrachten zunächst die für Spannungsmeßbereiche maßgebende Schaltung nach Bild 15. Hier handelt es

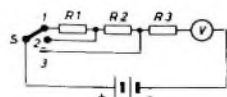


Bild 15. Meßbereichserweiterung bei Voltmetern

16 sich um einfache Vorwiderstände R_1 , R_2 und R_3 , die mit dem Schalter S wahlweise in den Meßstromkreis gelegt werden. Zur Berechnung dieser Vorwiderstände gibt es eine einfache Formel:

$$R_v = R \left(\frac{U}{V} - 1 \right)$$

Darin bedeutet R den Widerstand der Drehspule des Instrumentes, U den gewünschten Meßbereich und V den Meßbereich des Instrumentes ohne Vorwiderstand. Der Vorwiderstand R_v ist mit den Widerständen im Bild 15 identisch. Müssen die Vorwiderstände - zum Beispiel bei Verwendung von Instrumenten mit hohem Eigenverbrauch - erhebliche Leistungen verarbeiten, so werden sie warm, und dann ist ihre Temperaturabhängigkeit zu berücksichtigen. Kleinere Widerstände stellt man daher zweckmäßigerweise aus einem Draht mit kleinem Temperaturkoeffizienten, beispielsweise Konstantan oder Nickelin, her. Für größere Widerstände können Festwiderstände verwendet werden, die es ebenfalls mit kleinem Temperaturkoeffizienten gibt. Der Selbstbau eines umschaltbaren Voltmeters ist jedoch nicht lohnend, da man niemals die Genauigkeit eines fertigen Vielfachinstrumentes erreicht und trotzdem viel Geld für die Einzelteile aufwenden muß. Zur Orientierung kann man jedoch einige Versuche unter Verwendung der vorstehenden Formel machen.

Es gibt auch Strommesser mit umschaltbaren Meßbereichen. Die verschiedenen Bereiche werden hier durch Parallelschalten von Widerständen zu dem betreffenden Strommesser gewonnen. Der größte Teil des Meßstroms durchfließt dann den Parallelwiderstand, während nur ein kleiner Anteil durch das Amperemeter fließt. Die Größe der benötigten Parallelwiderstände kann man wieder nach einer einfachen Formel berechnen:

$$R_p = R_i \cdot \frac{I_1}{I - I_1}$$

Darin bedeutet I_1 den für den Vollausschlag benötigten Instrumentenstrom, R_i den Innenwiderstand des Instrumentes und I den zu messenden Höchststrom, bei dem sich Vollausschlag des Instrumentes ergeben soll; R_p ist der erforderliche Parallelwiderstand. Er kann also um so kleiner sein, je höher der zu messende Strom und je kleiner der Instrumenten-Innenwiderstand ist.

Bei der praktischen Ausführung eines Amperemeters mit umschaltbaren Meßbereichen ist zu beachten, daß während des Meß-

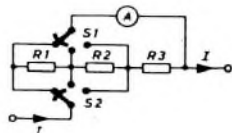


Bild 16. Meßbereichserweiterung bei Strommessern

vorganges der eigentliche Betriebsstromkreis nicht unterbrochen wird. Auch darf niemals der Fall eintreten, daß der volle Betriebsstrom durch das meistens empfindliche Meßwerk des Instrumentes fließt. Bild 16 zeigt, wie man vorgehen muß. Die Widerstände R_1 , R_2 und R_3 können mit dem Schalter S_1 wahlweise parallel zu A gelegt werden, wobei als Gesamt-Nebenschlußwiderstand die Reihenschaltung der Widerstände wirksam

ist. Gleichzeitig schaltet der mit S_1 gekuppelte Schalter S_2 den Hauptstromkreis um, so daß der Meßstrom jeweils die Widerstände durchfließt, die gerade parallel zu A geschaltet sind. Die Schaltarme müssen so ausgeführt sein, daß beim Umschalten keine Unterbrechung des Stromkreises eintreten kann. Die Breite des Schaltarmes muß daher größer sein als der jeweilige Abstand zwischen den äußeren Umfängen der Kontaktbolzen. Dann ist gewährleistet, daß der Strom während des Umschaltens nicht unterbrochen wird und daß eine Beschädigung des Instrumentes nicht möglich ist. Auch vom Bau eines Vielfach-Strommessers möchten wir aus den bereits genannten Gründen abraten.

Selbstverständlich kann man auch Ohmmeter umschaltbar ausführen. Im einfachsten Fall erfolgt das durch Umschalten des Vorwiderstandes nach Bild 11. In der Praxis wird man allerdings parallel zu R_x ebenfalls einen Widerstand legen und dann beide Widerstände umschalten, damit das Instrument beim Kurzschluß der Meßklemmen in jedem Widerstands-Meßbereich Vollausschlag zeigt.

2.6 Messung von Gleichstromleistungen

Die elektrische Gleichstromleistung ist, wie wir aus den früheren Beitragsreihen wissen, das Produkt aus Strom und Spannung. Will man daher zum Beispiel die in einem Widerstand R_x verbrauchte Leistung messen, dann kann man die Schaltungen nach Bild 10 verwenden. Die Leistung ergibt sich durch Multiplizieren von Spannung und Strom. Hinsichtlich der Verwendbarkeit der einzelnen Schaltungen (Bilder 10a und 10b) gilt prinzipiell das im Abschnitt 2.4 Gesagte. Bei hochohmigen Widerständen verwendet man daher die Schaltung nach Bild 10b, bei niederohmigen die nach Bild 10a. Ein Nachteil der Strom-Spannungsmethode ist die erforderliche Berechnung der Leistung. Trotzdem wendet man dieses Verfahren sehr oft an, weil die benötigten Instrumente meistens ohnehin zur Verfügung stehen.

Ist der Widerstand bekannt, so läßt sich die Leistung auch aus einer einzigen Strom- oder Spannungsmessung berechnen. Dann ergibt sich bei Spannungsmessungen die Leistung zu $P = U^2/R$, bei Strommessungen zu $P = I^2 \cdot R$. Die Genauigkeit der Messung hängt davon ab, wie genau U beziehungsweise I bestimmt werden kann und wie genau der Wert von R bekannt ist.

Wesentlich bequemer ist die Ermittlung der Leistung mit einem Wattmeter. Ein Wattmeter ist ein sogenanntes dynamometrisches Meßwerk mit zwei Spulen. An die „Spannungsspule“ wird die zugehörige Spannung angeschlossen, während man die „Stromspule“ wie ein Amperemeter in den Stromkreis schaltet. Auf Grund der Konstruktion dieses Instrumentes ergibt sich ein Zeigerausschlag, der der Leistung P unmittelbar proportional ist. Man kann daher die Skala des Wattmeters direkt in Leistungswerten eichen. Hinsichtlich der Genauigkeit gelten prinzipiell die gleichen Überlegungen, wie wir sie bereits bei der Strom-Spannungsmethode angestellt haben. Mit dem Schalter S im Bild 17, das die Anschaltung eines Wattmeters W zeigt, kann der Spannungsspulenanschluß wahlweise hinter oder vor der Stromspule angeschlossen werden. Das entspricht den Schaltungen nach Bild 10a beziehungsweise 10b. Bei kleinen Widerständen R wird man in der rechten Schal-

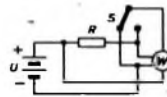


Bild 17. Grundschialtung des Wattmeters

terstellung arbeiten, um möglichst genau die Spannung messen zu können. Bei großen Widerständen ist dagegen die linke Schalterstellung vorzuziehen, damit die Stromspule den Strom der Spannungsspule nicht mitmißt. Bei der Benutzung von Wattmetern muß man aber darauf achten, daß weder die Spannungsspule noch die Stromspule überlastet wird. Solche Überlastungen sind nämlich möglich, ohne daß dabei der Zeiger über den Endausschlag hinausgeht. Fließt beispielsweise schon ein übergroßer Strom durch die Stromspule, so kann die Spannung trotzdem an der Spannungsspule so niedrig sein, daß der Zeiger des Wattmeters in der Mitte der Skala stehenbleibt. Das Gleiche gilt hinsichtlich Überlastung der Spannungsspule. Die vorgeschriebenen Werte müssen daher stets genau eingehalten werden.

Im allgemeinen genügt zur Bestimmung von Gleichstromleistungen die Strom-Spannungsmethode, so daß man sich die Anschaffung eines teuren Wattmeters ersparen kann. Man muß jedoch wissen, wie es verwendet wird.

2.7 Messung des Innenwiderstandes von Gleichstromquellen

Wie aus den früheren Beitragsreihen bekannt ist, hat jede Stromquelle einen inneren Widerstand R_i . Er errechnet sich zu

$$R_i = (E - U)/I,$$

wobei E die EMK der Stromquelle, I der Belastungsstrom und U die Spannung unter Belastung (die Klemmenspannung) bedeutet. Ist der äußere Belastungswiderstand R bekannt, so kann man den Innenwiderstand auch durch die Beziehung

$$R_i = E/I - R$$

ausdrücken. Wie wir sehen, muß der Innenwiderstand stets aus einigen Meßwerten berechnet werden, im ersten Fall aus E , U und I , im zweiten Fall aus E , I und R .

Eine einfache, aber recht „barbarische“ Methode wäre die Messung des Kurzschlußstroms I_k der betreffenden Stromquelle. Dazu müßte man ihr nur ein Amperemeter parallel schalten, dessen Innenwiderstand klein gegenüber dem Innenwiderstand der Stromquelle ist, und dann gilt $R_i \approx E/I_k$. Solche Methoden kann man aber nur anwenden, solange der Innenwiderstand der Stromquelle so groß ist, daß sie durch den dann auftretenden Kurzschlußstrom nicht beschädigt wird. Gute Gleichstromquellen haben dagegen meistens sehr kleine Innenwiderstände, und der sich ergebende Kurzschlußstrom würde in vielen Fällen die

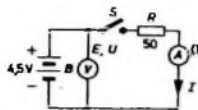


Bild 18. Schaltbild zur Innenwiderstandsmessung

Stromquelle zerstören. Innenwiderstände normaler Gleichstromquellen werden daher nach Bild 18 mit einem äußeren Belastungswiderstand gemessen.

21 Es sei die Aufgabe gestellt, den Innenwiderstand einer Taschenlampenbatterie B zu messen. Dazu legen wir parallel zur Batterie das Voltmeter V mit entsprechendem Meßbereich und schließen über den Schalter S den Belastungswiderstand R an, der in Reihe mit dem Strommesser A liegt. Ist S offen, so messen wir mit V die Leerlaufspannung E . Ist der Schalter geschlossen, dann fließt ein Belastungsstrom I , den wir mit A ermitteln. Gleichzeitig zeigt das Voltmeter V die Klemmenspannung U an. Nun sind E , U und I bekannt, und wir können den Innenwiderstand ausrechnen. Praktisch vorkommende Meßwerte sind etwa $E = 4,5$ V, $U = 4,3$ V und $I = 0,086$ A. Dann erhalten wir $R_i = (4,5 - 4,3) / 0,086 = 2,32$ Ohm. Bei Anwendung der zweiten Formel erhalten wir das gleiche Ergebnis: $R_i = \frac{4,5}{0,086} - 50 = 2,32$ Ohm. Das also ist der Innenwiderstand einer üblichen Taschenlampenbatterie.

Die angegebenen Zahlenwerte sind Meßgrößen, die sich bei einer gerade vorhandenen Taschenlampenbatterie ergaben. Führt man den Versuch mit beliebigen Batterien durch, so wird man natürlich gewisse Abweichungen bemerken. Die Größenordnung von 2...3 Ohm für den Innenwiderstand unverbrauchter Batterien stimmt jedoch recht genau.

Die beschriebene Messung ist für die Batterie unschädlich, da der Belastungsstrom durchaus im zulässigen Rahmen liegt. Wie wäre es aber bei der Kurzschluß-Methode? Wir kennen jetzt den ungefähren Innenwiderstand und können uns ausrechnen, daß der Kurzschlußstrom den Wert $I_k = E/R_i = 4,5/2,32 \approx 2$ A haben würde. Einer solchen Belastung ist keine Taschenlampenbatterie, auch nicht kurzzeitig, gewachsen. Sie würde auch bei nur sehr kurzzeitiger Messung erheblich an Lebensdauer einbüßen. Daraus ergibt sich, daß die Methode der Kurzschlußstrommessung im vorliegenden Fall viel zu „brutal“ wäre. Das gilt natürlich noch mehr für die Messung von Innenwiderständen leistungsfähiger Stromquellen, beispielsweise von Akkumulatoren. Würde man etwa versuchen, den Innenwiderstand einer voll geladenen Autobatterie durch eine Kurzschlußstrommessung zu ermitteln, so würden viele tausend Ampere fließen, was unter Umständen sogar den Experimentierenden in Gefahr bringen könnte. Immerhin braucht man bei Batterien von dieser Größenordnung schon erheblich höhere Belastungsströme als bei Taschenlampenbatterien, um einen meßbaren Unterschied zwischen Leerlauf- und Klemmenspannung zu erhalten. Hier liegt der Belastungsstrom in der Größenordnung von etwa 6 A, so daß man mit Belastungswiderständen von rund 1 Ohm bei 6-V-Autobatterien rechnen muß. Dann könnte man nach der beschriebenen Methode auch deren Innenwiderstand bestimmen.

22 Auf die gleiche Weise können wir auch den Innenwiderstand eines Netzgerätes, gleichgültig ob es mit Röhren oder mit Transistoren bestückt ist, ermitteln. Man muß nur immer darauf achten, daß der Belastungsstrom den zulässigen Höchststrom des Netzgerätes nicht überschreitet. Das gilt besonders für transistorstabilisierte Netzgeräte, so daß wir bei diesen Messungen sehr vorsichtig vorgehen müssen.

Es ist empfehlenswert, Messungen an verschiedenen Stromquellen auszuführen. Sie geben ein gutes Gefühl für die auftretenden Innenwiderstände und zeigen außerdem manche andere interessante Erscheinung. Beispielsweise werden wir feststellen, daß der Innenwiderstand stark verbrauchter Taschenlampenbatterien wesentlich größer ist als der von frischen Batterien, was bei batteriebetriebenen Rundfunkempfängern zu Rückkopplungen führen kann. Es ist auch interessant, den Innenwiderstand transistorstabilisierter oder röhrenstabilisierter Netzgeräte in Abhängigkeit von der Arbeitspunkteinstellung der Röhren oder Transistoren zu bestimmen. Solche Messungen vermitteln sofort ein viel tieferes Verständnis der betreffenden Schaltung, als wenn man sie nur aufbaut und in Betrieb nimmt.

In diesem Zusammenhang sei noch darauf hingewiesen, daß der Innenwiderstand einer Gleichstromquelle in manchen Fällen nicht konstant ist, sondern vom Strom abhängt. Deshalb ergibt sich ein weiterer interessanter Versuch, wenn die Innenwiderstandsbestimmung nach Bild 18 bei verschiedenen Belastungswiderständen, etwa abgestuft zwischen 10 und 100 Ohm, erfolgt. Man berechnet für jeden Belastungswiderstand den Innenwiderstand und wird sehen, daß sich nicht immer derselbe Wert ergibt. Ähnliches gilt natürlich auch für andere Stromquellen. Die Gründe dafür hängen mit dem inneren Aufbau der jeweiligen Stromquelle zusammen und sind recht verschiedenartig. Das elektrische Verhalten der Stromquelle „nach außen hin“ zeigen solche Messungen jedoch mit großer Deutlichkeit.

2.8 Bestimmung des Wirkungsgrades

Die Bestimmung des Wirkungsgrades ist genau genommen eigentlich eine Rechenaufgabe, der nur Meßwerte zugrunde liegen. Der Wirkungsgrad ist immer das Verhältnis der Nutzleistung zur insgesamt zugeführten Leistung. Bezogen auf unsere Taschenlampenbatterie im Abschnitt 2.7, wollen wir als Nutzleistung die in R (Bild 18) verbrauchte Leistung und als Gesamtleistung denjenigen Wert bezeichnen, der in R und in R_i auftritt. Die an R_i auftretende Leistung ist natürlich für Nutz Zwecke verloren. Wir erhalten für die Nutzleistung die Formel $P_R = U^2/R$, für die Gesamtleistung dagegen $P_G = E^2/(R + R_i)$. Der Wirkungsgrad berechnet sich zu $\eta = P_R/P_G$, so daß wir

$$\eta = \frac{U^2/(R)}{E^2/(R + R_i)}$$

erhalten. Wir können diese Formel nach einer Umformung auch

$$\eta = \frac{U^2}{E^2} \left(1 + \frac{R_i}{R} \right)$$

schreiben. Setzen wir die bei der Bestimmung des Innenwiderstandes erhaltenen Werte in die obige Formel ein, so ergibt sich

$$\eta = \frac{18,5}{20,3} \left(1 + \frac{2,32}{50} \right) = 0,951$$

Der Wirkungsgrad hat also den Wert 0,951 beziehungsweise 95,1 %. Wir erkennen übrigens aus den vorstehenden einfachen Formeln sofort, wann man den besten Wirkungsgrad erreicht, nämlich dann, wenn R_i verschwindend klein gegenüber R ist. Der Klammersausdruck wird dann etwa 1, und $U \approx E$, so daß wir einen Wirkungsgrad von annähernd 1 erhalten. Wird dagegen R sehr klein gegenüber R_i , arbeiten wir also nahezu im Kurzschlußbetrieb, so wird U und damit auch der Wirkungsgrad nahezu Null. Ein Wirkungsgrad von 50 % ergibt sich bei $R_i = R$. Dann verteilt sich nämlich die EMK gleichmäßig auf R_i und R , und der Klammersausdruck wird 2. Ferner ist dabei $U^2/E^2 = (0,5 E)^2/E^2 = 0,25$ und $2 \cdot 0,25 = 0,5$. Mit diesen einfachen Formeln kann man also jederzeit den Wirkungsgrad einer Gleichstromanordnung berechnen.

2.9 Anpassung

Der Begriff Anpassung wurde bereits in den früheren Beiträgen näher erörtert. Wir wollen hier festhalten, daß man einer Stromquelle dann die maximale Leistung entnehmen kann, wenn man den Außenwiderstand gleich ihrem Innenwiderstand wählt. Bei diesem Zustand herrscht „Leistungsanpassung“. Ein zahlenmäßiges Bild davon gibt ein kleiner Versuch unter Verwendung der Schaltung nach Bild 19. Wir verwenden wieder eine Taschenlampenbatterie als Stromquelle, vergrößern jedoch „künstlich“ ihren Innenwiderstand R_i durch Reihenschaltung eines ohmschen Widerstandes von 50 Ohm. Zwischen den Anschlüssen a und b haben wir dann eine Stromquelle mit einem scheinbaren Innenwiderstand von etwa 50 Ohm. Diese belasten wir nun mit dem Regelwiderstand R_a von etwa 500 Ohm, dem ein Spannungs-

messer V parallel geschaltet ist. Der Strom wird mit A gemessen. Die Vielfachinstrumente reichen für diesen Versuch vollkommen aus.

Wir beginnen die Messung mit dem Höchstwert von R_2 , bei dem wir den sich ergebenden Strom und die auftretende Spannung notieren. Dann verringern wir R_2 in Stufen von etwa 50 Ohm und notieren jeweils die zusammengehörenden Strom- und Spannungswerte. Schließlich schließt man R_2 kurz, wobei natürlich die Spannung U Null wird. Auf diese Weise erhalten wir zusammengehörende Wertepaare von Strom und Spannung, die wir jeweils miteinander multiplizieren und dann nach Bild 20 als Kurve dar-

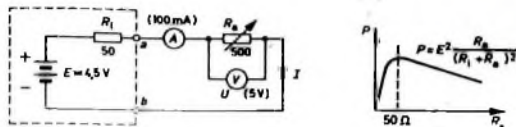


Bild 19 (links). Versuchsschaltung zur Anpassungs- und Wirkungsgradmessung. Bild 20 (rechts). Typische Form einer Anpassungskurve

stellen. Sie stellt den Zusammenhang zwischen der abgegebenen Leistung P , die wir durch Multiplikation von Strom und Spannung berechnet haben, und dem jeweils zugehörigen Wert von R_2 dar und hat ungefähr den im Bild 20 angedeuteten Verlauf. Zunächst steigt die Kurve steil an, durchläuft bei $R_2 = 50$ Ohm ein Maximum und fällt dann wesentlich flacher wieder ab. Dadurch haben wir meßtechnisch nachgewiesen, daß tatsächlich bei $R_2 = R_1$ an R_2 das Maximum der Leistung auftritt. Wir könnten den Verlauf dieser Kurve auch berechnen und wollen einmal die einfache zugehörige Formel kurz ableiten. Es ist

$$I = \frac{E}{R_1 + R_2}$$

und ferner

$$U = I \cdot R_2$$

Daraus ergibt sich die an R_2 auftretende Leistung zu

$$P = U \cdot I = \frac{I \cdot R_2 \cdot E}{R_1 + R_2} \\ = E^2 \cdot \frac{R_2}{(R_1 + R_2)^2}$$

Wenn wir in dieser Gleichung $R_1 = R_2$ setzen, so erhalten wir

$$P_{\max} = E^2 \cdot \frac{R_2}{(2 R_2)^2} \\ = \frac{E^2}{4 R_2}$$

als Höchstleistung im Fall der Leistungsanpassung. Man mache sich einmal die Mühe und setze bei gegebenem Wert von E und R_1 verschiedene Werte für R_2 in die Endformel ein und berechne jeweils die Leistung P . Dann erhält man in Abhängigkeit von R_2 Werte für P , die, abhängig von R_2 nach Bild 20 aufgetragen, den dargestellten Kurvenverlauf ergeben. Rechnungen dieser Art sind vielleicht etwas zeitraubend und machen ein wenig Mühe, vermitteln aber besonders gut das Verständnis für die Zusammenhänge. Zur Berechnung der Zahlenwerte genügt ein Rechenschieber; die Genauigkeit braucht nicht sonderlich groß zu sein.

2.10. Messung statischer Röhrendaten

Wir können uns in diesem Abschnitt mit Andeutungen begnügen, weil wir bereits solche Messungen im Heft 23/1963, S. 883-885, ausführlich besprochen haben. Wenn die Messungen damals durchgeführt wurden, wird man gesehen haben, worauf es ankommt. Erwähnt sei nur, daß wir, wenn die Messungen wiederholt werden sollen, zweckmäßigerweise mit stabilisierten Netzgeräten arbeiten, um wirklich stets konstante Spannungen zu haben. Wichtig ist vor allem die Aufnahme der Gitterspannungs-Anodenstrom- und der Anodenspannungs-Anodenstrom-Kennlinie. Wir können dafür beliebige Röhren verwenden und gehen genau nach den Anweisungen im Heft 23/1963 vor. Es sei insbesondere auf Bild 64 verwiesen, in dem angedeutet ist, daß das Anodenstrominstrument wirklich nur den relativ schwachen Anodenstrom und nicht etwa zusätzlich noch den Strom des Anodenspannungsvoltmeters mißt. Sonst treten erhebliche Meßfehler auf. Im übrigen sind die Messungen genau beschrieben worden.

(Fortsetzung folgt)

Neuerscheinung

Praxis der Rundfunk-Stereofonie

von WERNER W. DIEFENBACH

AUS DEM INHALT

Zur Entwicklung des Stereo-Rundfunks
Drahtgebundene Stereo-Übertragungen · Erste AM-Stereofonie-Sendungen · Codierte UKW-FM-Stereo-Sendungen · Rundfunk-Stereofonie in einzelnen Ländern

Grundlagen der Rundfunk-Stereofonie
Die FCC-Stereo-Norm · Deutsche Modifikation der FCC-Norm · Methoden der Decodierung

Technik der Rundfunk-Stereofonie vom Sender bis zum Empfänger
Sendersseite · Stereo-Empfangsgeräte

Service und Reparatur von Stereo-Rundfunkempfängern

Nachrüsten von Decodern · Aufstellen von Stereo-Rundfunkanlagen · Meßeinrichtungen für Werkstätten · Reparatur von Stereo-Rundfunkempfängern und Decodern

Selbstbau von Decodern und Stereo-Generatoren
Einfacher Transistor-Decoder · Transistor-Decoder mit Stereo-Anzeige und Umschaltautomatik · FM-Stereo-Service-Generator

Schrifttum / Sachwörter

145 Seiten · 117 Bilder · 11 Tabellen · Ganzleinen 19,50 DM

Zu beziehen durch jede Buchhandlung im Inland und Ausland sowie durch den Verlag

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH

Berlin · Borsigwalde · Postanschrift: 1 Berlin 52



Wir müssen unsere Meß-Gruppe erweitern und suchen mehrere

Meßtechniker

(Hoch- oder Fachschulingenieure, Fachrichtung Elektrotechnik)

Wenn Sie mit den Methoden und Möglichkeiten der elektrischen Messung mechanischer und thermischer Größen vertraut sind und der Umgang mit Oszillografen und Direktschreibern für Sie ebenso selbstverständlich ist, dann erwarten wir gerne Ihre ausführliche Bewerbung mit den üblichen Unterlagen, Gehaltsansprüchen und Angabe des möglichen Eintrittstermines an unsere Personalabteilung.

ALFRED TEVES

Maschinen- und Armaturenfabrik KG, 6000 Frankfurt/Main, Rebstocker Straße 41-53

Zur Ergänzung unserer Redaktion

suchen wir einen

jüngeren Mitarbeiter

möglichst Betriebswirt, Volkswirt
oder Wirtschaftsingenieur

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

LICHTTECHNIK

1 Berlin-Borsigwalde (52)
Eichborndamm 141-167

Elektroniker

gesucht für mein Labor, das mit 70 Mitarbeitern vorwiegend Forschungs-Institute der Medizin mit einem großen Programm fortschrittlicher Geräte in Röhren- und Transistortechnik versorgt. Arbeitsfreude und intelligente zuverlässige Mitarbeit erwartet. Entsprechende Berufsausbildung oder Berufspraxis ist nachzuweisen. Leistungsgemäße Bezahlung. Freizügig geregelte Arbeitszeit. Überstunden zugelassen. Bewerbungen schriftlich erbeten mit üblichen Unterlagen.

Dr.-Ing. J. F. Tönnies, 78 Freiburg i. Br.,
Schöneckstr. 10, F: 0761-46383.



**Rundfunk
DEUTSCHE WELLE**
Anstalt des öffentlichen Rechts

Wir suchen zum baldigen Eintritt

Filmtechniker(innen)

für die Ein- und Ausgangsprüfung von Kopien aller Art.

Negativabzieherin

für Negativschnitt (Fotolaborantin kann eingearbeitet werden).

Sie finden bei uns eine vorteilhafte Vergütung, Dauerbeschäftigung, 13. Monatsgehalt, 5-Tage-Woche, Beihilfe in Krankheitsfällen, Kinderzuschlag ab erstem Kind, Trennungentschädigung und Umzugskostenbeihilfe, Fahrtkostenzuschuß, verbilligtes gutes Mittagessen in modern eingerichteter Kantine, Erholungsurlaub je nach Lebensalter und Tätigkeit von 4-5 Wochen.

Richten Sie bitte Ihre Bewerbung mit Lebenslauf, Lichtbild, Angabe der Gehaltswünsche und des frühestmöglichen Eintrittstermins an:

DEUTSCHE WELLE
Personalabteilung
5 Köln, Brüderstraße 1

Welcher

Techniker

Alter 25 bis 30 Jahre, mit sicherem Auftreten, redigewandt, ist daran interessiert, im Vertrieb und in der technischen Beratung für elektronische Geräte mitzuwirken.

Einsatzgebiet Düsseldorf — Bochum — Siegen.

Bewerbungen erbeten unter

F 108 an ANNONCEN-SCHÜRMANN,
4 Düsseldorf 1, Postfach 7520



suchen für ihr Tochterunternehmen in Österreich, in unmittelbarer Nähe von Salzburg einen

Betriebsleiter

Wir erwarten in erster Linie ausgeprägte Initiative sowie Erfahrung auf dem Gebiet der Rundfunk-, Fernsehgeräte-Technik.

Der Bewerber muß sich als Persönlichkeit durchsetzen können und fertigungstechnische Erfahrungen auf den oben genannten Gebieten gesammelt haben, zusätzlich sind Refa-Kenntnisse erwünscht. Unser modern eingerichteter Industriebetrieb liegt in landschaftlich schöner Gegend nahe der deutschen Grenze und hat eine Belegschaft von rund 400 Mitarbeitern.

Wir fertigen Rundfunk- und Fernsehgeräte sowie Baugruppen für solche Geräte.

Wir bieten eine ausbaufähige Dauerstellung, angenehme Arbeitsbedingungen, 5-Tage-Woche, Altersversorgung. Wohnung kann gestellt werden.

Nur qualifizierte Herren, die den gestellten Anforderungen gewachsen sind und eine Eignung durch ihre bisherige Tätigkeit nachweisen können, bitten wir, bei Zusicherung voller Diskretion, um Bewerbung mit einem tabellarisch übersichtlichen, handgeschriebenen Lebenslauf, Referenzen, Zeugnisschriften, neuem Foto, Angabe des frühesten Eintrittstermins, Wohnungswünsche und Gehaltsansprüche an

KÖRTING RADIO WERKE GMBH

8211 - GRASSAU/CHIEMGAU



stets griffbereit

Vor Verlust und Beschädigung geschützt, bilden die Hefte in den praktischen

● **Sammelmappen**
mit Stabelhängevorrichtung
für die Hefte des laufenden Jahrgangs
oder in den

● **Einbanddecken**
für jeweils einen kompletten Jahrgang

ein Nachschlagewerk von bleibendem Wert

Ausführung: Ganzleinen mit Titelprägung

Preis der Sammelmappe: 6,80 DM zuzüglich Versandkosten

(Berlin: 1 Sammelmappe 40 Pf, bis 3 Sammelmappen 80 Pf; Bundesgebiet: bis 3 Sammelmappen 80 Pf)

Preis der Einbanddecke: 5,30 DM zuzüglich Versandkosten

(Berlin: bis 2 Einbanddecken 40 Pf, bis 6 Einbanddecken 80 Pf; Bundesgebiet: bis 6 Einbanddecken 80 Pf)

● Lieferung bei Voreinsendung des Betrages auf das Postscheckkonto VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH, Berlin West 7664

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH

Berlin-Borsigwalde · Postanschrift: 1 Berlin 52, Eichborndamm 141-167



**TECHNIX
Katalog
neu!**

Amateurlink - Radiotechnik - Elektronik - Transistortechnik - Bausätze und fertige Geräte - Meßinstrumente für Bastler und Service - Bauteile - Rohren - Transistoren - Funkgeräteeinheiten - Fachbücher - Bastelbücher - Werkzeuge u. v. a.
130 S. Großformat, viele Abbild. Schutzgeb. 1,50 in Briefm. oder Nachd. (+ Kosten)

Technik Versand, 28 Bremen 17, Abt. K 13 Postfach

Kaufgesuche

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

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

Unterricht

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

TRANSFORMATOREN

Serien- und Einzelherstellung, speziell Kleintransformatoren. Geben Sie uns Ihre Wünsche bekannt, wir beraten Sie gerne. Vorerst noch kurze Lieferzeiten.

H Krouskopf - Elektrotechnik

7541 Engelsbrönd - Calw Württ.



VOLLMER

- 2 VU-Meter mit Umschalter „Band direkt“
- stufenloser Umpulregler
- Bandgeschwindigkeiten 9,5 und 19,05 cm/sec.

GEMA-Einwilligung vom Erwerber einzuholen

EBERHARD VOLLMER · 731 PLOCHINGEN a. N. · POSTFACH 88

Magnetbandgerät Typ 200 Stereo-Mono, dreimotorig, gedacht für Hi-Fi-Anlagen, also ohne Mikrofonverstärker und Leistungsstufe.



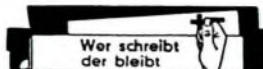
GÖRLER

**Bausteine für
Labors
Werkstätten
Amateure**

u.a. Transistor-UKW-Tuner, Stereo-ZF-Verstärker, Stereo-Decoder. Ausführliche Beschreibungen mit Bild und Schaltplan in der RIM-Bausteinfibel DM 3,---. Bei Nachnahme DM 4,30.

RADIO-RIM Abt. F 2

8 München 15 · Postfach 275



Magler - Kassen halten schnell +! - fest, ordentlich, gliedern gut, sichern autom. und alles ist noch Saftlos getrennt zu schneller Abrechnung zur Verfügung. Fordern Sie bitte unverbindlich Prospekt 182 Magler - Kassenfabrik 71 Hellbrunn

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH, Berlin-Borsigwalde, Postanschrift: 1 Berlin 52, Eichborndamm 141-167, Tel.: (03 1) 4 12 10 31, Telegramme: Funktechnik Berlin, Fernschreiber: 01 81 632 vrkt. Chefredakteur: Wilhelm Rath, Stellvertreter: Albert Jönckel, Techn. Redakteure: Ulrich Rodke, Fritz Gutschmidt, sämtlich Berlin, Chefkorrespondent: Werner W. Diefenbach, Kempten/Allgäu, Anzeigendirektion: Walter Borlich, Anzeigenleitung: Marianne Weidemann, Berlin, Chefgraphiker: B. W. Beerwirth, Berlin, Zahlungen an VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH, Postscheck: Berlin West 7664 oder Bank für Handel und Industrie AG, 1 Berlin 65, Konto 79302. Die FUNK-TECHNIK erscheint monatlich zweimal, Preis je Heft 2,80 DM, Auslandspreis lt. Preisliste. Die FUNK-TECHNIK darf nicht in Lesezirkel aufgenommen werden. Nachdruck - auch in fremden Sprachen - und Vervielfältigungen (Fotokopie, Mikrofilm, Mikrofiche usw.) von Beiträgen oder einzelnen Teilen daraus sind nicht gestattet. Satz und Druck: Druckhaus Tempelhof, Berlin



98309

10020

Stadt
E.-Thälmann-Str. 56



TOURING-Klangform bietet mehr!

Der meistgekaufte Universalsuper
überrascht Sie mit neuer Form
und noch besseren
Klangeigenschaften!

Mit diesem Motiv stellen wir Millionen Verbrauchern den neuen TOURING 70 vor. Seine neue Form und die noch besseren Klangeigenschaften werden ihm mit Ihrer Unterstützung seine Spitzenposition im Markt sichern. Wir werben in den nächsten Monaten intensiv in Quick, Stern, Revue, Kristall, Bunte Illustrierte sowie in führenden Motorzeitschriften für den neuen TOURING. Wir weisen ausdrücklich darauf hin, daß nur qualifizierte Fachgeschäfte ihn führen.

Auch der neue TOURING 70 Universal ist preisgebunden und kostet überall DM 340,-.



SCHAUB-LORENZ