

BERLIN

FUNK- TECHNIK

A 3109 D

+ 23

1964

1. DEZEMBERHEFT



Ein neuer Verkaufserfolg



**Fernseh-
Tischgerät
TOKIO**



Mit der neuesten Großbildröhre der Welt von

**Kuba
IMPERIAL**

Olympiade steigerte die Nachfrage nach Fernsehgeräten

Im Oktober 1964 meldeten 142 787 Fernsehsehteilnehmer bei der Bundespost ein neues Gerät an. Das Ergebnis des Oktobers 1963 (Neuzugang 119 139) wurde damit um 19,8 % übertroffen.

Die Gesamtzahl der Fernsehsehteilnehmer in der Bundesrepublik und in West-Berlin hat zum 31. Oktober 1964 eine Höhe von 9 677 653 erreicht. Zur Jahreswende erwartet der Fachverband Rundfunk und Fernsehen im ZVEI den zehnmillionsten Teilnehmer.

122 Ingenieurschulen in der Bundesrepublik

Nach dem neuesten Ingenieurschulverzeichnis des VDI bestanden am 1. September 1964 in der Bundesrepublik und in West-Berlin 122 staatliche und von den Kultusministern anerkannte Ingenieurschulen. Seit dem 1. Januar 1963 sind zwölf neue Ingenieurschulen eröffnet worden. Außerdem wurden zusätzlich zehn Ausbildungsstätten als Ingenieurschulen anerkannt. Im Wintersemester 1963/64 hatten die deutschen Ingenieurschulen insgesamt 54 118 Studierende.

Das neue Verzeichnis ist bei der VDI-Auskunftsstelle für Ingenieurausbildung, 4 Düsseldorf, Postfach 10 250, erhältlich.

VDE/VDI-Fachgruppe Elektrisches und Wärmetechnisches Messen

Auf der dritten Internationalen Konferenz für Meßtechnik und Gerätebau (IMEKO III) vom 14.-18. September 1964 in

Stockholm wurde die VDE/VDI-Fachgruppe „Elektrisches und Wärmetechnisches Messen“ des Verbandes Deutscher Elektrotechniker und des Vereins Deutscher Ingenieure als Vollmitglied in das Ständige Internationale Vorbereitungs-Komitee (SIVK) aufgenommen. Die IMEKO fördert den internationalen Erfahrungsaustausch von Wissenschaftlern aller Spezialgebiete der Metrologie.

Auch Polen mit Elektronik in Hannover

Erstmals beteiligte sich Polen mit seiner Elektronik-Industrie an der Hannover-Messe 1965 (24. April bis 2. Mai 1965). Neben der deutschen Elektronik-Industrie werden sich somit - nach dem augenblicklichen Stand der Anmeldungen - namhafte Hersteller von elektronischen Bauelementen und Baugruppen sowie von elektronischen Meß-, Prüf- und Regelgeräten aus 13 Staaten - vornehmlich auch aus Großbritannien, Frankreich und den USA - an der Hannover-Messe beteiligen.

Rufzeichenliste der deutschen Amateurfunkstellen - Ausgabe 1964

Die Neuauflage der Rufzeichenliste der deutschen Amateurfunkstellen - Ausgabe 1964 - wurde Mitte Oktober 1964 an die Oberpostdirektionen geliefert. Sie ist vom Bundesministerium für das Post- und Fernmeldewesen herausgegeben und vom Fernmeldetechnischen Zentralamt bearbeitet worden. Die Rufzeichenliste wird zum Preis von 2,50 DM abgegeben.

R. Jahre der Roederstein-Gruppe eingegliedert

Die Berliner Spezialfabrik für Kondensatoren Richard Jahre wurde nach Umwandlung in eine KG unter Wahrung ihrer Selbstständigkeit ab 1. November 1964 der Firmengruppe Roederstein eingegliedert.

Begründet ist der Zusammenschluß in dem langjährigen Wunsch von Richard Jahre, sein Lebenswerk durch Anschluß an einen Firmenverband zu erhalten und zu sichern, sowie in dem Bemühen der Firmengruppe Roederstein, das Produktionsprogramm noch weiter zu vervollständigen.

Ernst Sachs firmiert jetzt unter ERSÄ

Seit dem 22. September 1964 firmiert die bisherige „Ernst Sachs, Erste Spezialfabrik elektr. LötKolben und Löt-bäder KG“ offiziell unter „ERSÄ Ernst Sachs KG“. Im Verhältnis zur Aussage des früheren Firmennamens hat sich das Lieferprogramm inzwischen um Plastik-Kolben, Lötmaschinen und Zubehör sowie um andere Spezialgeräte erweitert.

Körting-Zweigwerk in Österreich

Die Körting Radio Werke verfügen jetzt über zusätzliche Fertigungskapazitäten im österreichischen Zweigwerk Grodig/Salzburg. Dort werden Rundfunkchassis, komplette Rundfunkempfänger und seit kurzer Zeit auch Fernsehgeräte gefertigt.

Service-Lehrgänge bei Kuba/Imperial

Seit dem vergangenen Jahr finden bei Kuba/Imperial in Wolfenbüttel alle zwei Wochen laufend dreitägige Service-Lehrgänge statt. Sämtliche Kurse sind bis Ende dieses Jahres voll belegt. Durchschnittlich nehmen an einem Lehrgang 25 bis 30 Fachhändler und Techniker teil. Die Thematik der Service-Lehrgänge ist in verschiedenen Sachgebieten gegliedert; im Vordergrund steht die Transistorentechnik und deren Anwendung in Fernsehgeräten des Hauses Kuba/Imperial.

Tastwahl-Telefone im ersten Großeinsatz

Am 6. November 1964 übergab die SEL an die Bayerische Gemeindebank in München die erste Tastwahl-Großnebenstellenanlage Deutschlands mit 67 Amtseleitungen, 800 Teilnehmern - davon 600 mit Tastwahl - und 80 Innenverbindungen.

In diesem ersten großartigen Einsatz wird nachgewiesen, in welchem Maße heute auch im Fernsprecheverkehr eine Rationalisierung möglich ist; eine mehrstellige Zahl ist einfacher, bequemer und schneller eingetastet als mit der Nummernscheibe gewählt.

HORNFUNK
FERNSEHEN
PHONO
MAGNETTON
HI-FI-TECHNIK
AMATEURFUNK
MESSTECHNIK
ELEKTRONIK



AUS DEM INHALT

1. DEZEMBERHEFT 1964

Bausteine und Bausätze	847
Die Vorgänge bei der Abtastung von Schallplatten	848
13. Internationaler Wettbewerb der besten Tonaufnahme (IWT) 1964	850
Persönliches	850
Messung des Phasengangs von Hi-Fi-Verstärkern	851
Neue Möglichkeiten direkter Energieumwandlung	855
Drahtlose Energieversorgung von Flugkörpern mit Hilfe von Mikrowellen ...	856
Zählrichtungen für Spannungen und Ströme	857
Meßtechnik	
Vielfachmeßgerät mit dauergespeistem Transistorverstärker	859
Transistormeßverstärker für kleine Gleichspannungen mit sehr hochohmigem Eingang	862
Für den KW-Amateur	
Eine 20-Elemente-Dipolzeile für das 70-cm-Band	864
FT-Bastel-Ecke	
Transistor-HF-Vorstufe für 30 MHz	866
Eine Lanze für den Bastler	866
Kleinstzulässiger Lastwiderstand von Röhren und Halbleitern in Abhängigkeit von ihrer zulässigen Verlustleistung	868
„Rainbow“, ein neues Marconi-Sturmwarn-Radargerät	870
Fernseh-Service	
Neben dem Bild entsteht ein zweites, schwächeres Bild gleichen Inhalts	871
Über das Bild laufen punktförmige Störungen	871
Für den Tonband-Amateur	
Es muß bei der Tonaufnahme nicht knacken	873
Neue Bücher	873
Unser Titelbild: Erfolgsversprechende Versuche zur drahtlosen Energieübertragung von der Erde zu Flugkörpern mit Hilfe von Mikrowellen führte die Raytheon Comp. durch. In der aus vielen Halbleiterdioden bestehenden Spezialantenne des für die Versuche verwendeten kleinen Helicopters werden die empfangenen Mikrowellen in Gleichstrom umgewandelt (s. S. 856).	
Aufnahme: Raytheon Comp.	
Aufnahmen: Verfassers, Werkaufnahmen. Zeichnungen vom FT-Atelier nach Angaben der Verfassers. Seiten 842, 844-846, 863, 865, 867, 869, 872 und 874-876 ohne redaktionellen Teil	

Rundfunk-Stereophonie



NDR

Hamburg (86,7 MHz)

Versuchssendungen montags bis sonntags 13.30-15.00 Uhr

Hannover (95,9 MHz)

Versuchssendungen montags bis sonntags 13.30-15.00 Uhr

SFB

1. 12. 1964 (92,4 MHz)

16.00-17.00 Uhr

Opernkonzert

1. 12. 1964 (88,75 MHz)

20.40-21.20 Uhr

Orchesterkonzert

5. 12. 1964 (88,75 MHz)

00.05-01.00 Uhr

Parlez-moi d'amour - ein jazz

6. 12. 1964 (92,4 MHz)

10.05-11.00 Uhr

Orchesterkonzert

6. 12. 1964 (88,75 MHz)

20.00-22.00 Uhr

Promenadenkonzert

9. 12. 1964 (92,4 MHz)

19.35-20.45 Uhr

Operellenkonzert

9. 12. 1964 (88,75 MHz)

21.30-22.00 Uhr

Jazz

11. 12. 1964 (92,4 MHz)

19.35-21.35 Uhr

La Bohème (Oper)

12. 12. 1964 (88,75 MHz)

20.05-21.30 Uhr

Unterhaltungsmusik

Versuchssendungen montags bis freitags 17.00-18.00 Uhr sowie an jedem 1. Sonntag im Monat

17.00-18.00 Uhr (96,3 MHz)

SR (95,5 MHz)

6. 12. 1964, 23.00-24.00 Uhr

Orchesterkonzert

Versuchssendungen montags bis freitags 17.00-17.45 Uhr, sonntags

abends 11.00-12.00 Uhr

WDR

Langenberg (99,2 MHz), Münster

(89,7 MHz), Nordhelle (98,1 MHz),

Teutoburger Wald (97,0 MHz)

Versuchssendungen montags bis freitags

17.30-18.30 Uhr, sonntags

abends 10.45-11.45 Uhr

Stereo-Testfrequenzsendungen zum

Decodiergleich montags bis sonntags

abends 9.00-9.30 Uhr



4179.4/63

Lorenz-Lautsprecher, von denen man spricht

Moderne Form, große Lautstärke, vielseitig verwendbar als Zweitlautsprecher in Wohnung und Büro als Seitenlautsprecher bei Stereowiedergabe - als Zusatzlautsprecher im Auto - für die Wiedergabe bei Tonband- und Diktiergeräten, bei Gegensprech- und Rufanlagen

phoni DM 22.-*, Frequenzbereich: 120 bis 13000 Hz, stoßfestes Kunststoffgehäuse in Grau, Effenbein oder Rot, Maße: 160 x 140 x 65 mm

phoni II mit Lautstärkeregler DM 34.50*, Frequenzbereich: 80 bis 15000 Hz, stoßfestes Kunststoffgehäuse in Grau oder Effenbein, Maße: 235 x 200 x 87 mm

sekundo mit Lautstärkeregler DM 28.-*, Frequenzbereich: 120 bis 12000 Hz, stoßfestes Kunststoffgehäuse in Grau, Maße: 176 x 101 x 98 mm

*unverbindliche Richtpreise



... die ganze Nachrichtentechnik

Standard Elektrik Lorenz AG Stuttgart

Geschäftsbereich Bauelemente · 7300 Eßlingen, Fritz-Müller-Straße 112

Sieben Meilen hinter dem Mond

Möchten Sie sieben Meilen hinter dem Mond sein? Nun, diese alte Redensart trifft eigentlich die ewig Gestrigen; ihr Mond ist lediglich der vertraute, sagenumwobene Erdtrabant, dessen silbernes Licht über Länder und Meere fließt und der durch Zauberspiel Ebbe und Flut zwischen ihnen hin- und herwogen läßt. Den Kindern zeigen sie den Mann im Mond und treiben im nächtlichen Schein manch seltsamen Spuk. Wahrscheinlich aber sind Sie ein ganz unromantischer Zeitgenosse, der — womöglich mit der Fahrkarte in der Hand — darauf brennt, erst auf und dann hinter den Mond zu kommen; weit mehr als sieben Meilen.

Seit jeher sehen Menschen den Mond aber auch mit den Augen der Entdecker und mit der Logik der Wissenschaft. Schon die Babylonier wußten, daß der Mond nicht selbst leuchtet, sondern wie die Erde Sonnenlicht reflektiert. Sie ergründeten die Saros-Periode, den Zyklus von Mond- und Sonnenfinsternissen. Einer der sieben Weisen Griechenlands brachte babylonische Erkenntnisse zu den Hellenen, die dann im fünften Jahrhundert v. Chr. erkannten, daß der Mond eine steinerne Kugel ähnlich der Erde ist. Noch vor der Zeitwende war seine Größe ermittelt, und um 100 n. Chr. sprach Plutarch bereits von Bergen und Tälern auf dem Mond; hiermit war der Höhepunkt antiker Satellitenforschung erreicht.

Mehr als 1500 Jahre vergingen, bevor der Mond durch Keplers Fernrohr wenigstens etwas näher rückte. In den folgenden Jahrhunderten blieb er für die Wissenschaft eines der „höchsten“ Ziele, dem mit allen Mitteln moderner Technik zugestrebt wurde. Die Notzeiten zweier Weltkriege begünstigten die rasante technische Entwicklung, gekrönt — 1957 — vom Start des ersten künstlichen Satelliten. Eine Schranke auf dem Wege zum Mond war geöffnet, und zwei Jahre später schon gelingt es: Lunik III gerät „sieben Meilen hinter den Mond“. Als später Ranger VII das Porträt vom Mann im Mond tausendfach zur Erde funkt und ihm dann mitten ins Gesicht springt, erstarrt dieses Antlitz zu kaltem, nacktem Gestein.

Ein weiter Weg von Keplers Fernrohr über das Radioteleskop auf dem Mt. Palomar und Ranger VII zum Mond! Raketen tragen Trabanten und Menschen in den Weltraum, elektronische Systeme leiten sie und führen sie gegebenenfalls sicher zurück. Elektronik, Inbegriff und Grundlage fortschrittlicher Technik, sie erst ermöglichte sensationelle Erfolge in unserem Jahrhundert. Elektroniker zu sein, wurde ein begehrter, zukunftsweisender Beruf. Konventionelle Techniker lernen um; ihr Wissen schöpfen sie aus der Praxis und aus hochwertiger technischer Literatur.

Der VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH¹⁾ empfiehlt hierfür allen Technikern und Studierenden außer den bekannten Fachzeitschriften²⁾ seine Fachbücher aus vielen Zweigen der Elektronik — beispielsweise das HANDBUCH FÜR HOCHFREQUENZ-UND ELEKTRO-TECHNIKER³⁾ —, denn stets sind bewährte Fachbücher auch sehr beliebte Weihnachtsgeschenke.

¹⁾ Berlin-Borsigwalde (1 Berlin 52, Eichborndamm 141—167)

²⁾ INTERNATIONALE ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU, FUNK-TECHNIK und andere

³⁾ der VII. Band mit aktuellen Beiträgen zur Elektronik ist erst vor wenigen Wochen erschienen

BEWÄHRTE *FACHBÜCHER* — BELIEBTE *WEIHNACHTSGESCHENKE*

Handbuch für Hochfrequenz- und Elektro-Techniker

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

Handbuch der Industriellen Elektronik

von Dr. REINHARD KRETMANN
 336 Seiten · 322 Bilder · Ganzl. 19,50 DM

Schaltungsbuch der Industriellen Elektronik

von Dr. REINHARD KRETMANN
 224 Seiten · 206 Bilder · Ganzl. 19,50 DM

Spezialröhren Eigenschaften und Anwendungen

von Dipl.-Ing. FRITZ CUBASCH
 439 Seiten · 319 Bilder · 13 Tab. · Ganzl. 32,— DM

Oszillografen-Meßtechnik

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

Fundamente der Elektronik

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

Schaltungen und Elemente der digitalen Technik

Eigenschaften und Dimensionierungsregeln
 zum praktischen Gebrauch
 von KONRAD BARTELS / BORIS OKLOBDIJA
 156 Seiten · 103 Bilder · Ganzl. 21,— DM

Elektronik für den Fortschritt

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

Klangstruktur der Musik

Erkenntnisse musik-elektronischer Forschung
 224 Seiten · 140 Bilder · Ganzl. 19,50 DM

Elektrische Nachrichtentechnik

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

Antennenanlagen für Rundfunk- und Fernsehempfang

von Dr.-Ing. AUGUST FIEBRANZ
 235 Seiten · 165 Bilder · 22 Tab. · Ganzl. 22,50 DM

Prüfen · Messen · Abgleichen Fernsehempfänger-Service

von WINFRIED KNOBLOCH
 108 Seiten · 39 Bilder · 4 Tab. · Ganzl. 11,50 DM

Transistor-Schaltungstechnik

von HERBERT LENNARTZ / WERNER TAEGER
 254 Seiten · 284 Bilder · 4 Tabellen · 280 Formeln
 Ganzl. 27,— DM

Kompodium der Photographie

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

Wörterbuch

der Photo-, Film- und Kinotechnik
 mit Randgebieten Englisch · Deutsch · Französisch
 von Dipl.-Ing. WOLFGANG GRAU
 663 Seiten · Ganzl. 39,50 DM

Praxis der Schmalfilmvertonung demonstriert an Siemens-Geräten

von PETER STÜBER
 52 Seiten · 12 Bilder · Broschiert 6,— DM

FACHZEITSCHRIFTEN *Gutscheine für Geschenkabonnements auf Anforderung*

FUNK-TECHNIK

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

INTERNATIONALE ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU

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

RUNDUNK-FERNSEH-GROSSHANDEL

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

LICHTTECHNIK

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

PHOTO-TECHNIK UND -WIRTSCHAFT

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

KINO-TECHNIK Film · Fernsehen

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

MEDIZINAL-MARKT / ACTA MEDICOTECHNICA

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

KAUTSCHUK UND GUMMI · KUNSTSTOFFE

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

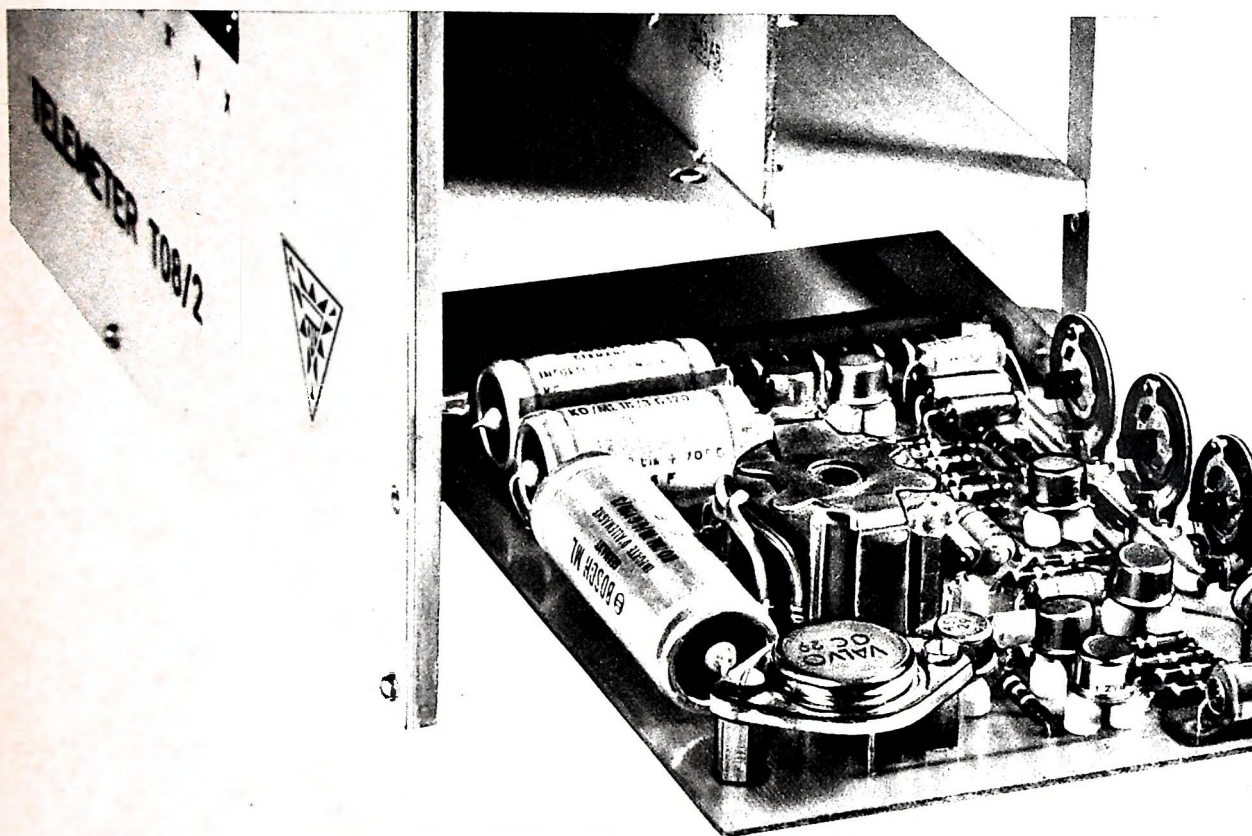
Zu beziehen durch jede Buchhandlung im In- und Ausland sowie durch den Verlag · Spezialprospekte und Probehefte auf Anforderung

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH

BERLIN-BORSIGWALDE
 Postanschrift: 1 Berlin 52



**Fehlerortung
in Kabeln
schnell und sicher
... auch hier
BOSCH-Kondensatoren**

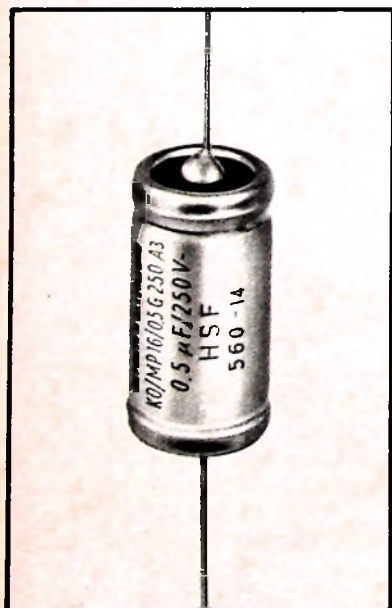


Das Telemeter der Kieler Howaldtswerke AG, Abteilung Apparatebau, erlaubt als Impuls-Echo-Meßgerät (Radarprinzip) die genaue Ortung der verschiedenen vorkommenden Fehler in pupinisierten Kabeln, ohne daß dabei zusätzliche Meßschaltungen notwendig sind.

Das Gerät ist das einzige seiner Art und hat sich ausgezeichnet bewährt. Selbstheilende BOSCH ML-Kondensatoren sind wichtige Bestandteile des Telemeter und tragen wesentlich zur Zuverlässigkeit des Geräts bei. BOSCH MP- und ML-Kondensatoren heilen bei Durchschlägen selbst und sind unempfindlich gegen kurzzeitige Überspannungen. Sie sind kurzschlußsicher und praktisch induktionsfrei. Für BOSCH-Kondensatoren gibt es eine mehrjährige Garantie. Bitte benutzen Sie den nebenstehenden Coupon, wir übersenden Ihnen dann ausführliche Unterlagen über BOSCH MP- und ML-Kondensatoren, oder schreiben Sie uns, unsere Spe-

zialisten beraten Sie jederzeit gerne. BOSCH hat die älteste Erfahrung mit MP-Kondensatoren.

BOSCH



An ROBERT BOSCH GMBH **Coupon**
STUTTGART

Kondensatorenbau 28
7000 Stuttgart 1 Postfach 50

Bitte senden Sie mir Ihre Druckschriften über
BOSCH MP- und ML-Kondensatoren für die
Nachrichtentechnik

Name/Abt. _____

Firma _____

Anschrift _____



Chefredakteur: WILHELM ROTH

Chefkorrespondent: WERNER W. DIEFENBACH

Bausteine und Bausätze

Die Konstruktionstechnik der Rundfunkempfänger der Vorkriegszeit ist noch in guter Erinnerung. Man fertigte ein einheitliches Chassis, auf dem organisch alle Stufen, vorwiegend in der Reihenfolge des Schaltbildes, angeordnet waren. Eine Ausnahme machte gelegentlich der Netzteil. Der schwere Netztransformatoren — er belastete die Montageplatte einseitig — wurde bei einigen Herstellern neben das Chassis als getrennte Einheit gesetzt. Allerdings bereiteten die vielen Transformatoranschlüsse gewisse Schwierigkeiten. Man löste dieses Problem durch eine Netzteilplatte, auf der neben dem Netztransformatoren Gleichrichterröhre, Kondensatoren und Siebdrossel Platz fanden.

Diese Technik darf man als den Beginn des organischen Bausteinsystems im Radiogerätebau ansehen. Ganz allgemein fördern Bausteine die Rationalisierung, weil man so billiger und zweckmäßiger fertigen kann. Zunächst führte man Bausteine in den Spitzenempfängern und in Musikröhren ein. Oft war es der Verstärkerbaustein, der getrennt fabriziert und getrennt eingesetzt wurde. Als der UKW-Rundfunk kam, mußte man Bausteine auch aus Gründen der sicheren Abschirmung herstellen. Der UKW-Baustein erreichte die von der Bundespost empfohlenen Mindestwerte an Störstrahlung, gleichzeitig aber auch hohe Empfindlichkeit bei geringem Rauschen. Für den UKW-Baustein sprach in der Anfangszeit auch die Service-Situation. Nicht jede Werkstatt war in der Lage, komplizierte Fehler sofort zu beheben und anschließend den Empfänger richtig abzugleichen, ohne den UKW-Teil in seiner Funktion zu beeinträchtigen.

Seit es UKW-Bausteine gibt, ist der Baustein-Gedanke systematisch gewachsen. Unsere heutigen Rundfunkempfänger in gedruckter Schaltungstechnik kommen ohne Bausteine nicht mehr aus. Man findet hier als Bausteine außer dem UKW-Teil häufig den Stromversorgungsstell, den ZF-Teil, den Stereo-NF-Verstärker und schließlich den Stereo-Rundfunk-Decoder. Für den Fachhandel bringt diese Fertigungstechnik Vorteile für Kundendienst und Service. Die Industrie kann andererseits noch mehr rationalisieren als bisher und durch höhere Fertigungstückzahlen für bestimmte Bausteine, die für mehrere Modelle universell verwendbar sind, zu niedrigeren Preisen kommen.

Auch wer Geräte selbst baut, um seine Kenntnisse zu erweitern oder seinem Hobby nachzugehen, schätzt das Bausteinsystem als einen beachtlichen Fortschritt. Schon seit Jahren setzt sich die Tendenz durch, mühsame Konstruktionsarbeit durch einfachere Baumethoden zu ersetzen. Das früher so häufige eigene Wickeln von Spulen und Transformatoren ist heute nicht mehr so beliebt. Gerade beim Spulnwickeln gibt es viele Pannen, wenn man beispielsweise einen Super baut oder einen KW-Sender mit Frequenzvervielfachung konstruieren will. Auch wenn die Resonanzfrequenzen von Spulen und Filtern stimmen sollten, kommt es immerhin noch auf den richtigen Abgleich an. Je nach Gerät sind hier oft Meßeinrichtungen notwendig, die man normalerweise nur in guten Industrielaboratorien findet. Hier ist die Bausteinmethode eine wertvolle Hilfe.

Für den KW-Amateur bietet der Markt schon seit längerer Zeit ein interessantes Angebot. Beliebte sind beim Senderbau als VFO bezeichnete Steuersender mit veränderbarer Frequenz ausreichend hoher Frequenzkonstanz und genügender Ausgangsleistung, mit denen man übliche Sender-Endstufen betreiben kann. Besonders interessant sind Steuersender für umschaltbare Kurzwellenbänder (10...80 m). Zum Bau von Sender-Endstufen stehen auch umschaltbare Pi-Filter zur Verfügung. Der UKW-Amateur schätzt ferner den UKW-Konverter als wertvolle Hilfe, denn er bietet — mit einem Spitzensuper zusammengeschaltet — Spitzenempfangsleistungen auf 144 MHz, ob es sich nun um optimale Empfindlichkeit oder optimale Trennschärfe handelt. Schließlich wird der Start des Newcomers auf dem 2-m-Band durch UKW-Einbauper erleichtert. Sie kommen in verschiedenen Modifikationen auf den Markt, sind in

Chassisform gebaut und verlangen lediglich den Zusammenbau mit NF- und Netzteil in einem geeigneten Empfängergehäuse.

Die guten Absatzerfolge von Bausteinen ermutigen dazu, für den Bau von Rundfunkempfängern und Verstärkern ein komplettes Programm von Baueinheiten in gedruckter Schaltung herauszubringen. Miniaturtechnik und Transistorisierung sind wesentliche Vorzüge. Es handelt sich um kleine Schaltungseinheiten wie UKW-Tuner, ZF-Verstärker, NF-Vorverstärker und dergleichen, mit denen man komplette Schaltungen funktionsfähiger Empfänger in einfacher Weise aufbauen kann. Eine ähnliche Synthese ist auf dem Verstärkergebiet möglich. Besonders interessant sind hier ein Mischverstärker-Baustein mit Klangregelstufe, eine Phasenumkehrstufe, ein Vibrato-Baustein und schließlich ein dreistufiger NF-Verstärker mit Gegentakt-Endstufe. Ein anderer transistorisierter Baustein erleichtert die Konstruktion kompletter Mischverstärker bis 20 W Ausgangsleistung; er enthält eine Mikrofonvorstufe mit Mischmöglichkeit mit einem Tonträger (Tonband, Schallplatte, Rundfunk), eine Klangregelstufe mit getrennter Höhen- und Tiefenregelung und einen Leistungs- transistor zum Ansteuern von Treiberstufen.

Auch mit Bausteinen kann man eigene konstruktive Ideen verwirklichen. Allerdings muß man die Probleme der Anpassung der einzelnen Stufen gründlich überlegen. Es darf nicht vorkommen, daß die Eingangs- und Ausgangsspannungen der Baueinheiten zu klein oder zu groß sind. Die Funktion der Geräte ist sonst in Frage gestellt.

Bausteine kommen in Chassisform oder zum Teil auch schon in Blockform auf den Markt. Die Fragen des zweckmäßigen Einbaues in ein bestimmtes Gehäuse, der äußeren Ausstattung des Gerätes, die Wahl geeigneter Drehknöpfe und die Gesamtgestaltung der Frontseite bleiben für individuelle Wünsche offen. Wenn man aber bedenkt, wie mühsam es heute ist, moderne Skalen, elegante Drehknöpfe oder passende Schalter für die Bereich- oder Klangwahl zu finden, die in Form und Abmessungen harmonisch zusammen passen, dann wird man einem anderen Selbstbauverfahren mit kompletten Bausätzen Existenzberechtigung einräumen müssen.

Es gibt Fabrikanten und Versandgeschäfte, die seit Jahren mit Bausätzen gute Umsätze machen. Ein solcher Bausatz enthält praktisch alles für den Selbstbau notwendige Material. Im idealen Fall muß man noch nicht einmal eine Schraube zusätzlich kaufen. Bausätze für Empfänger, Sender, Hi-Fi-Stereo-Verstärker und Meßgeräte aller Art sind heute lieferbar. Sie enthalten auch das Gehäuse, die geeichte Skala und anderes Zubehör. Die Frontseite ist gewöhnlich mit Hinweisen für alle Bedienungsfunktionen beschriftet. Dazu wird meistens ein Handbuch geliefert, das den Zusammenbau in Einzelheiten beschreibt, den etwa vorzunehmenden Abgleich genau angibt und Tipps für die etwaige Fehlersuche erteilt, wenn irgendwo beim Zusammenbau etwas falsch gemacht worden ist. Die ganze Konstruktionsarbeit besteht also in der Montage der Bauelemente (wobei durchaus mehrere Bauelemente schon zu Bausteinen zusammengefaßt sein können), der Ausführung der Verdrahtung und den üblichen Kontrollarbeiten bei der ersten Inbetriebnahme. Die Verdrahtung selbst beschränkt sich vielfach auf das Lötten weniger Verbindungen zwischen einzelnen, in gedruckter Schaltung ausgeführten Montageplatten. Diese Bausätze bieten die Gewähr, mit einem Minimum an Zeit und Kosten zu guten Leistungen zu kommen. Ein Röhrenvoltmeter läßt sich beispielsweise einschließlich aller anfallenden Arbeiten innerhalb von fünf Stunden funktionsgerecht aufbauen. Für einen KW-Sender darf man etwa die dreifache Zeit ansetzen. Solche Bausätze werden übrigens oft auch bereits fertig geliefert. Aus der Preisdifferenz errechnet sich leicht die Ersparnis durch den Selbstbau. Sie ist ein echter Gewinn, den man bei anderen Selbstbauverfahren nicht immer buchen kann.

Werner W. Diefenbach

Die Vorgänge bei der Abtastung von Schallplatten¹⁾

Die Schallplatte hatte seit jeher eine nicht zu unterschätzende Bedeutung. Etwa bis zum Jahre 1950 galt sie jedoch als reine Musikkonserven. Inzwischen hat eine gewaltige technische Entwicklung eingesetzt, die die Schallplatte neben dem FM-Rundfunk und dem Tonband zu einer hochwertigen NF-Quelle werden ließ. Dies zeigte sich nicht zuletzt in den steigenden Absatzfiguren der Schallplattenindustrie. Heute reicht das Repertoire von der vollständigen Opernaufnahme in Stereo-Technik über den Jazz, die Unterhaltungsmusik und den Schlager bis zur Sprach- und Geräuschplatte. Das Anwendungsgebiet ist kaum noch zu überblicken. War einige Jahre nach dem Krieg die Schellackplatte mit 78 U/min der alleinige Herrscher, so sind heute Platten mit 33 1/2 U/min bevorzugter Standard. Auch die Rillenabmessungen wurden in starkem Maße verändert; an Stelle der früheren Normalrille dominieren heute die Mikro- und Stereorrille. Obgleich die Technik der Schallplatte und deren Abtastung leicht überschaubar scheinen, bestehen doch häufig Unklarheiten über den Zusammenhang der einzelnen Größen. Nachstehend soll daher eine zusammenfassende Darstellung aller bei der Abtastung von Schallplatten entscheidenden Fragen gegeben werden.

DK 681.85

1. Geometrische Abmessungen der Schallplattenrille

Um die Vorgänge bei der Abtastung von Schallplatten und die sich daraus ergebenden Zusammenhänge richtig verstehen zu können, muß man sich zunächst klar machen, in welchen Dimensionen diese Vorgänge ablaufen. Dazu seien einmal die geometrischen Abmessungen einer Schallplattenrille in ihrer zeitlichen Entwicklung (Bild 1) betrachtet. In DIN 45 533 ... 45 547 sind entsprechende Vereinbarungen fest-

oder Pincheffekt trägt zu einer modulationsabhängigen Eintauchtiefe bei.

2. Verhalten der Schallplattenmasse

2.1. Verformungsgrenzen

Der heute gebräuchliche Werkstoff für Schallplatten ist ein Polymerisationsprodukt auf PVC-Basis. Man kann ihn in die Gruppe der Thermoplaste einreihen. Chemisch gesehen handelt es sich um eine langkettige Molekülverbindung, deren Kettenlänge Einfluß auf die physikalischen

einer Platte bei einer bestimmten Temperatur als Funktion der Zeit messen. So lassen sich zumindest vergleichende Messungen an verschiedenen Preßmassen anstellen. Berücksichtigt man alle diese äußeren Einflüsse, dann kommt man etwa zu einer statischen Belastungsgrenze von 20 kp/mm² und einer dynamischen Belastungsgrenze von etwa 70 kp/mm² (bezogen auf die heute vorzugsweise benutzte Plattenlaufgeschwindigkeit von 33 1/2 U/min).

2.2. Beanspruchungen

Für die Beanspruchung des Schallplattenwerkstoffes sind die Auflagekraft, die Rückstellkraft, der Abtastradius und die auf die Nadelspitze bezogene effektive Masse aller schwingenden Teile des Abtastsystems von entscheidender Bedeutung. Alle diese Größen lassen sich in eine Beziehung zueinander bringen.

2.2.1. Auflagekraft

Unter der Auflagekraft versteht man nach DIN 45 538 die Vertikalkomponente der Kraft, die von der Abtastnadel auf die Schallplatte ausgeübt wird. Gemessen wird sie in pond. Bezeichnet man diese Vertikalkomponente mit P , dann ist die senkrecht auf eine Rillenflanke wirkende Kraftkomponente $\frac{P}{\sqrt{2}}$, da jede Rillenflanke

unter 45° zur Vertikalen geschnitten wird (Bild 3). Als Folge der auf die Rillenflanke wirkenden Kraft drückt sich der kugelförmige Teil der Abtastnadel so tief in die Rillenwand ein, bis der Flächen- und der Rillendruck von der Rillenwand ohne weitere Verformung aufgenommen werden kann. Die eingedrückte Fläche hat etwa die Form einer Kugelkalotte. Die Auflagekraft läßt sich durch drei verschiedene Varianten darstellen: die statische, die dynamische und die spezifische Auflagekraft.

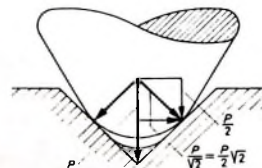
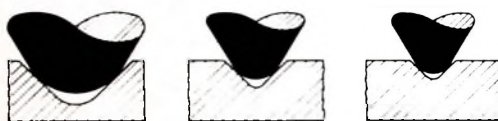


Bild 3. Zerlegung der Auflagekraft in einzelne Komponenten

Unter der statischen Auflagekraft versteht man die zum Beispiel mittels einer Federwaage bei der Frequenz Null gemessene Auflagekraft.

Die dynamische Auflagekraft ergibt sich bei laufender Platte und eventuell auftretenden Auf- und Abbewegungen des Abtastsystems (beispielsweise Platte mit Höhenschlag, Klemmeffekt oder Tiefschrift bei einer Stereo-Platte).



	Normalrille N 78	Mikrorille M 45 / M 33	Stereorrille St 45 / St 33
Rillenbreite	≥ 100 µm	≥ 55 µm	≥ 40 µm
Verrundung des Rillengrundes	≤ 25 µm	≤ 4 µm	≤ 4 µm
Flankenwinkel	88° ± 5°	90°	90°
Verrundung des Abtastflans	60 µm	12 - 25 µm	12 - 18 µm

Bild 1. Die geometrischen Abmessungen einer Schallplattenrille nach DIN 45 533, 45 536, 45 537, 45 546 und 45 547

Bild 2. Die verschiedenen Lagen der Abtastnadel in der Schallplattenrille



Abtastnadel berührt auf Rillenflanke (falsch)
Abtastnadel berührt auf dem Rillengrund (falsch)
Abtastnadel berührt die Mitte der Rillenflanke (richtig)

gelegt worden. Diese Werte bestimmen auch die Abmessungen der Abtastnadel. Bedingung ist, daß die Abtastnadel weder auf der Rillenschulter noch auf dem Rillengrund aufsitzt. Der Grund dafür ist darin zu suchen, daß bei zu großem Abtastradius die Gefahr des Herausschleuderns bei großen Beschleunigungen quer zur Rillenaufrichtung oder bei zu kleinem Abtastradius die Gefahr von zusätzlichen Verzerrungen als Folge ungenügender Führung der Abtastnadel besteht. Die ideale Lage der Abtastnadel ergibt sich somit durch eine Berührung der Mitte der Rillenflanken, wobei natürlich ein gewisser Toleranzbereich nach oben oder unten gegeben ist (Bild 2).

Unabhängig von dem „statischen“ Wert der Eintauchtiefe, der sich aus Rillenabmessungen und Abrundungsradius der Abtastnadel ergibt, ist diese – zum Beispiel bei Stereo-Platten – von dem jeweiligen Tiefschriftanteil abhängig. Auch der später noch zu besprechende Klemm-

und mechanischen Eigenschaften der Preßmasse hat. Wie bei jedem anderen Werkstoff lassen sich auch hier zwei Verformungsbereiche definieren, und zwar erstens die elastische und zweitens die plastische Verformung. Innerhalb des elastischen Bereiches gehört der Werkstoff dem Hooke'schen Gesetz, das heißt, Verformungsgrad und einwirkende Kraft stehen in einem linearen Verhältnis zueinander. Die Verformung geht nach Rücknahme der Last wieder auf Null zurück. Bei der plastischen Verformung erreicht die Belastung so hohe Werte, daß eine bleibende Deformation eintritt. Genaue Werte lassen sich für die Elastizitätsgrenze, die für die Schallplattenabtastung von besonderem Interesse ist, leider nicht angeben, da diese Grenze außer von der Kettenlänge der Moleküle noch von vielen anderen Parametern, unter anderem von der Temperatur und der Zeit der Belastung, abhängt. Letzteres ist auf das „Fließen“ des Werkstoffes zurückzuführen. Um sich dennoch einen ungefähren Überblick über die Beschaffenheit der Preßmasse zu verschaffen, kann man die Viskosität als Funktion der Temperatur, die Vickershärte und die Durchbiegung

¹⁾ Nach einem Vortrag des Verfassers anlässlich des 3. Fachhändlerseminars des Deutschen High Fidelity Instituts vom 14. bis 16. September 1964 in Bad Soden

Die spezifische Auflagekraft P_{spez} erhält man schließlich durch mathematische Beziehungen, indem man eine der beiden vorgenannten Kräfte auf eine Fläche von 1 mm^2 umrechnet.

Die Druckverteilung auf die in den Plattenwerkstoff eingedrückte Kugelkalottenfläche ist schwieriger mathematischen Beziehungen unterworfen. Dies ist ohne weiteres einzusehen, da die einzelnen Kraftkomponenten durch Vektoren dargestellt werden, die nicht nur durch ihre Größe, sondern auch durch ihre Richtung definiert sind. Um dennoch einen praktisch brauchbaren mathematischen Zusammenhang zu finden, geht man von einer Kreisfläche F aus, die gleichmäßig belastet wird. Damit ergibt sich zwischen dem Kreisdurchmesser D und der Kreisfläche F die Beziehung

$$F = \frac{D^2}{4} \cdot \pi \quad (1)$$

und daraus der Zusammenhang $F \sim D^2$. Diese wichtige Proportion besagt, daß die eingedrückte Fläche das 0,25fache ergibt, wenn der drückende Durchmesser auf den halben Wert heruntergeht. Daraus ist abzuleiten, daß unter Beibehaltung der Auflagekraft die eingedrückte Fläche auf ein Viertel ihres Wertes heruntergeht, wenn der Abtastradius auf die Hälfte verringert wird. Da in diesem Fall die gesamte Auflagekraft auf ein Viertel der Fläche drückt, bekommt man die 4fache spezifische Auflagekraft und damit eine 4fache Belastung des Plattenmaterials. Soll der ursprüngliche Belastungsfall wiederhergestellt werden, dann müßte also die Auflagekraft auf ein Viertel verringert werden. Rechnerisch ergibt sich

$$F = \frac{0,71 \cdot P}{P_{spez}} \quad (2)$$

und daraus

$$P = \frac{F \cdot P_{spez}}{0,71} \quad (3)$$

sowie schließlich bei Einsetzen von Gl. (1) in Gl. (3)

$$P = \frac{D^2 \cdot \pi \cdot P_{spez}}{4 \cdot 0,71} \quad (4)$$

Nimmt man beispielsweise für die elastische Grenze des Plattenmaterials für P_{spez} einen mittleren Wert von 40 kp/mm^2 und weiterhin einen eingedrückten Durchmesser D von $10 \mu\text{m}$ an (gilt etwa für einen $18\text{-}\mu\text{m}$ -Abtaster), dann folgt für die zulässige Auflagekraft

$$\begin{aligned} P &= \frac{10^2 \cdot 10^{-6} \cdot \pi \cdot 40 \cdot 10^3}{4 \cdot 0,71} \\ &= \frac{10^{-4} \cdot \pi \cdot 10^4}{0,71} \\ &= \frac{\pi}{0,71} = 4,42 \text{ p} \approx 4,5 \text{ p.} \end{aligned}$$

Dieser Zusammenhang zwischen Abtastradius und Auflagekraft ist interessant genug, um - in einer Tabelle zusammengestellt - einige Werte genauer zu betrachten (Tab. I).

Dem letzten Wert aus Tab. I ist zum Beispiel zu entnehmen, daß die Belastung des alten Schellackmaterials trotz der großen Auflagekräfte früherer Tonabnehmer nicht größer war, als bei neuzeitlichen Preßmassen und modernen Abtastern. Allerdings muß man dabei berücksichtigen, daß infolge der Härte des Materials die Ein-

Tab. I. Beispiele der zulässigen Auflagekraft der Abtastnadel bei verschiedenen Abtaststrichen (bezogen auf ein errechnetes Beispiel, und zwar unter sonst gleichen Bedingungen)

Abtastradius [μm]	Zulässige Auflagekraft [p]
5	0,35
12	2
16	3,1
18	4,5
25	8,7
65	59

dringtiefe der Abtastnadel geringer war, so daß sich eine höhere spezifische Belastung als die im Rechenbeispiel angenommenen 40 kp/mm^2 einstellen.

2.2.2. Rückstellkraft

Eine weitere wichtige Größe bildet die Rückstellkraft. Um die Abtastnadel am Herausgleiten zu hindern, muß für den statischen Abtastfall

$$\text{Auflagekraft} > \text{Rückstellkraft}$$

gelten.

Der statische Abtastfall liegt vor, wenn die infolge der Rillenmodulation auftretenden Beschleunigungskräfte vernachlässigbar sind. Das dürfte bis etwa 500 Hz der Fall sein. Ähnlich wie bei der Auflagekraft, lassen sich auch hier zwei verschiedene Kräfte definieren: die statische und die dynamische Rückstellkraft. Unter der statischen Rückstellkraft wird die bei einer Auslenkung der Abtastnadel erfolgende Gegenkraft, die die Abtastnadel wieder in ihre Ruhelage zwingen will, verstanden. Sie gehorcht bis zu großen Auslenkungen dem Hooke'schen Gesetz (hier sollen zusätzliche magnetische Kräfte, die zwischen Anker und Magnetpolen vorhanden sind und bei großen Amplituden eine Verschiebung erfahren, außer acht gelassen werden) und entspricht der sogenannten Auslenkhärte. Die bei Abtastsystemen angegebenen Werte beziehen sich allgemein auf eine Auslenkung von $1 \mu\text{m}$. Man spricht in diesem Fall von einer statischen Rückstellkonstante und gibt sie in $\text{p}/\mu\text{m}$ oder $\text{p}/60 \mu\text{m}$ an (früher auch häufig $\text{p}/100 \mu\text{m}$). Diese statische Rückstellkonstante liegt bei modernen Abtastsystemen in der Größenordnung von $2 \cdot 10^{-2}$ bis $0,8 \cdot 10^{-2} \text{ p}/\mu\text{m}$. Geht man von der bei Seitenschrift nach DIN 45 537 (bei $33\frac{1}{3} \text{ U/min}$) genormten Spitzenschnelle von $\hat{v} = 10 \text{ cm/s}$ bei 1000 Hz aus und wendet das Gesetz

$$a = \frac{\hat{v}}{\omega} \quad (5)$$

an, wobei \hat{v} die Spitzenschnelle, a die Amplitude und $\omega = 2\pi f$ die Kreisfrequenz ist, dann erhält man eine Amplitude von maximal $100 \mu\text{m}$. Mit diesem Wert würde sich eine Rückstellkraft von $0,8 \dots 2 \text{ p}$ einstellen. Wird beispielsweise eines der früher gebräuchlichen Abtastsysteme mit einer statischen Rückstellkonstante von etwa $50 \cdot 10^{-3} \text{ p}/\mu\text{m}$ eingesetzt, dann ergibt dies eine Rückstellkraft von 50 p (1).

Während die statische Rückstellkraft bei der Frequenz Null gemessen und allein durch die Federkonstante dargestellt wird, ergibt sich die dynamische Rückstellkraft aus dem Produkt

$$P = m \cdot b, \quad (6)$$

wobei die Meßfrequenz anzugeben ist. Hierbei spielt also die effektive Masse m aller bewegten Teile des Abtastsystems sowie deren Beschleunigung b , die man aus

$$b = \hat{v} \cdot \omega = \hat{v} \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \quad (7)$$

erhält, eine wichtige Rolle. Für die Beschleunigungskräfte, die vorwiegend bei hohen Frequenzen auftreten, gilt für eine sichere Nadelführung das Gesetz

$$\left. \begin{array}{l} \text{Produkt aus ru-} \\ \text{hender Masse } m, \\ \text{und Erdbes-} \\ \text{chleunigung } g \end{array} \right\} > \left\{ \begin{array}{l} \text{Produkt aus be-} \\ \text{wegter Masse } m_b \\ \text{und Querbe-} \\ \text{schleunigung } b. \end{array} \right.$$

Wird für die maximale Schnelle $\hat{v} = 10 \text{ cm/s}$ und für die Frequenz $f = 15000 \text{ Hz}$ eingesetzt, dann ergibt sich nach Gl. (7) für die Querbeschleunigung

$$b = \hat{v} \cdot 2 \cdot \pi \cdot f = 0,1 \cdot 2 \cdot \pi \cdot 15 \cdot 10^3 = 9400 \text{ m/s}^2.$$

Hierbei wurde vorausgesetzt, daß die Auflagekraft P so groß ist, daß die Abtastnadel nicht durch die vertikale Beschleunigungskomponente nach oben gedrückt wird, sondern Kontakt mit der Rillenflanke behält. Dieser als Beispiel errechnete Wert ist etwa 1000mal so groß wie die Erdbeschleunigung g mit $9,81 \text{ m/s}^2$. Nimmt man weiterhin für Nadel- und Nadelträger eine bewegte Masse m_b von 3 mg an, so muß die ruhende (nicht bewegte) Masse m des kompletten Abtastsystems also einen Wert von mindestens 3 g haben, um eine sichere Nadelführung zu gewährleisten (Bild 4). Bei hohen Frequenzen ist jedoch zu berücksichtigen, daß

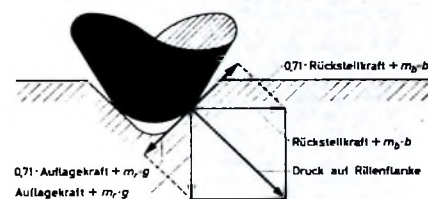


Bild 4. Zusammensetzung der an den Berührungspunkten der Rillenflanken der Schallplatte wirkenden Kräfte beim dynamischen Abtastfall

je nach Güte des Abtastsystems ein Teil der bewegten Masse m_b abgekoppelt und daher nur partiell zum Schwingen angeregt werden kann. Dies würde zu einer kleineren effektiven bewegten Masse bezogen auf die Nadelspitze führen. Gleichzeitig muß aber auch ein gewisser Sicherheitsfaktor in Rechnung gesetzt werden, da beim Abtasten einer modulierten Rille immer statische Kräfte und Beschleunigungskräfte zugleich auftreten. Die bewegte Masse m_b ist es auch, die bei hohen Frequenzen und gleichzeitig auftretender großer Schnelle den Hauptanteil an der Abnutzung des Plattenwerkstoffs liefert.

Statt der im deutschen Sprachgebrauch bisher vielfach üblichen Rückstellkraft muß noch die im Ausland und jetzt auch in deutschen Normen erwähnte Nachgiebigkeit (englisch: compliance) genannt werden. Sie stellt den Reziprokwert der Rückstellkraft dar und wird in cm/dyn ausgedrückt (gemessen bei einer Auslenkung von $80 \mu\text{m}$), wobei $1 \text{ p} = 981 \text{ dyn}$ ist. Erwähnt werden muß noch, daß auch die Nachgiebigkeit in der Senkrechten beispielsweise bei der Abtastung von Stereoplatten von großer Bedeutung ist. Während die Abtastnadel bei reiner Seitenschrift nach dem Gegentakprinzip von der Rille allein geführt wird und somit die Rückstellkraft praktisch Null sein könnte (sie muß einen gewissen Mindestwert haben, um der Tonarmlagerreibung und einem horizontalen Plattenschlag durch Exzentrizität entgegenwirken zu können),

muß bei der Abtastung von Tiefenschrift eine Vorspannung in Form einer vertikalen Rückstellkraft vorhanden sein; die Größe richtet sich nach der Auflagekraft. Beide zusammen halten die Abtastnadel in einen Gleichgewichtszustand. Die vertikale Rückstellkraft stellt wiederum mit der Masse des Abtastsystems und der auf das Abtastsystem bezogenen Masse des Tonarmes ein schwingendes System dar, das bei der Abtastung von Tiefenschrift die untere Grenzfrequenz bestimmt.

2.2.3. Zusammenfassung der notwendigen Maßnahmen

Mit der Herabsetzung der Auflagekraft zur Schonung des Plattenwerkstoffes und mit der Verwendung kleinerer Abtaststrahlen zur besseren Wiedergabe der höchsten Frequenzen entstehen demnach eine Reihe von neuen Problemen, die zwar nicht unlösbar sind, jedoch an die Gerätehersteller hohe Anforderungen stellen. So

müssen gleichzeitig die Rückstellkraft, die schwingende Nadelmasse, die Tonarmlagerreibung und nicht zuletzt auch die Tonarmmasse verringert werden, von der verstärkten Staubempfindlichkeit ganz zu schweigen. Eine kleine Tonarmmasse setzt wiederum ein kleines Trägheitsmoment des Tonarmes voraus, da sonst die durch vertikalen Plattenschlag oder Klemmeffekt auftretenden Beschleunigungskräfte keine sichere Haftung der Abtastnadel in der Rille mehr gewährleisten würden. Die Tonarmmasse ihrerseits bildet mit der Elastizität der Nadel die sogenannte Schüttelresonanz, die möglichst unterhalb des Hörbereiches liegen sollte, um eine verlustlose Abtastung der unteren Grenzfrequenz zu erhalten. Ganz wesentlich aber ist die vorgenannte absolute Begrenzung aller Verbesserungsabsichten durch das Zusammenwirken von vertikaler Nachgiebigkeit, dynamischer Masse und Auflagekraft. (Fortsetzung folgt)

Persönliches

R. Otto 70 Jahre

Am 31. Oktober 1964 wurde Dipl.-Ing. Reinhold Otto, Leiter der Technischen Kommission im Fachverband Empfangsantennen, 70 Jahre.

Nach dem ersten Weltkrieg studierte er an der TH München und begann 1923 seine Berufstätigkeit in Berlin bei Siemens & Halske, und zwar zunächst auf dem Gebiet der kommerziellen Rundfunk- und Funkgeräte und später als Entwicklungsleiter für Rundfunkgeräte und elektroakustische Geräte. In den vierziger Jahren führte sein Weg über Arnstadt, Heidenheim und Erlangen schließlich nach Karlsruhe, wo er 1947 im neugegründeten Kernwerk für Radiotechnik die Leitung der Rundfunktechnik übernahm. Später wurde ihm die Technische Verbindungsstelle für Funkgeräte und dann die TS Elektronik übertragen.

Am 1. Januar 1960 konnte Reinhold Otto nach einem arbeits- und erfolgreichen Berufsleben in den Ruhestand treten. Seine Freude an der Arbeit ließ ihn jedoch nicht ruhen; noch heute steht er der Technischen Kommission im Fachverband Empfangsantennen im ZVEI vor, deren Leitung er im Dezember 1952 übernommen hatte.

A. Schmidt 25 Jahre bei der Deutschen Grammophon

Alfred Schmidt, Leiter der Aufnahmeabteilung der Deutschen Grammophon Gesellschaft, Hamburg/Hannover, feierte am 1. November 1964 sein 25jähriges Dienstjubiläum.

Veränderungen bei Blaupunkt

Mit Wirkung von 1. Oktober 1964 wurde Heinz Hoffmann die Leitung des Inlandverkaufs der Blaupunkt-Werke GmbH übertragen. Vorher war er Leiter des Verkaufsbüros Frankfurt.

Die Leitung des Verkaufsbüros Frankfurt übernahm am 1. Oktober 1964 Reinhard Kaiser, der vor dieser Zeit im Bereich der Blaupunkt-Verkaufsgeschäftsführung in Hildesheim tätig war.

Als Leiter des Verkaufsbüros Hamburg zeichnet seit dem 1. November 1964 Werner Noll verantwortlich. W. Noll war vorher bereits an leitenden Stellen der Verkaufsbüros Bielefeld und Hamburg tätig.

Ernst Meyer, der bisherige Leiter des Verkaufsbüros Hamburg, übernimmt ein anderes verantwortungsvolles Aufgabengebiet innerhalb des Bosch-Firmenverbandes.

13. Internationaler Wettbewerb der besten Tonaufnahme (IWT) 1964

Nachdem in den letzten Sommerwochen die nationalen Vorentscheidungen über die besten Tonaufnahmen der Amateure stattgefunden hatten, konnte nunmehr in der Zeit vom 23. bis 27. Oktober der diesjährige 13. Internationale Wettbewerb der besten Tonbandaufnahmen der Welt (IWT) durchgeführt werden. Für die organisatorische Abwicklung zeichneten der Schweizerische Tonjögervverband sowie Radio Lausanne verantwortlich. An dieser Stelle sei allen beteiligten Damen und Herren herzlich gedankt für die aufmerksame Betreuung der in- und ausländischen Gäste. Auch in technischer Hinsicht war im Funkhaus des Senders Lausanne alles vorzüglich organisiert, so daß — allein vom äußeren Rahmen her betrachtet — diese Veranstaltung als durchaus gelungen zu bezeichnen ist.

Dem eigentlichen IWT ging — wie in jedem Jahr — zunächst der Kongreß der FICS (Fédération Internationale des Chasseurs du Son) voraus, auf dem zahlreiche Fragen der Organisation, der Mitgliedschaften, des Reglements, des Tagungsstands für den nächsten IWT usw. erörtert wurden. Ferner stand die Wahl des Präsidenten sowie des Generalsekretärs auf dem Programm.

Der auf dem letztjährigen Kongreß in Lüttich gewählte Präsident, René Monnat (Schweiz), wurde in seinem Amt bestätigt. Ferner wurde dem langjährigen Generalsekretär der FICS, Dr. Jan Mees (Großbritannien), durch einstimmige Wiederwahl ebenfalls das uneingeschränkte Vertrauen der angeschlossenen Tonjögervverbände der einzelnen Länder ausgesprochen. Beide Herren nahmen die Wahl mit einem herzlichen Dankeswort für das nächste Jahr an.

Die Abhör-sitzungen selbst nebst anschließender Preisverteilung nahmen fast drei volle Tage in Anspruch, da die Anzahl der Einsendungen auch in diesem Jahr abermals gestiegen war. Insgesamt kamen 62 Aufnahmen zum Vortrag, die aus 18 Nationen eingesandt worden waren. An dem diesjährigen Wettbewerb beteiligten sich folgende Länder: Belgien, Brasilien, Bundesrepublik Deutschland, Chinesische Volksrepublik, Dänemark, Frankreich, Großbritannien, Japan, Jugoslawien, Kanada, die Niederlande, Österreich, Rumänien, Schweiz, Sowjetunion, Südafrika, Tschechoslowakei, USA.

Die Anzahl der aus Übersee eingegangenen Arbeiten ist dabei gegenüber den früheren Wettbewerben erfreulich größer geworden, was als ein Beweis des weitestehenden Interesses anzusehen ist, den dieser alljährlich durchgeführte Wettbewerb auf dem ganzen Erdball findet.

Auch diesmal wieder hatten es sich etliche passionierte Tonjäger nicht nehmen lassen, aus Belgien, Frankreich, den Niederlanden, Westdeutschland und sogar aus Großbritannien — teilweise sogar per Motorrad — nach Lausanne zu fahren, um als Gäste an den Abhör-sitzungen teilzunehmen.

Rückblickend auf diese Tagung kann folgendes festgestellt werden: Ohne Überheblichkeit darf behauptet werden — der Verfasser ist seit Jahren auch Mitglied der Nationalen Jury —, daß das Niveau des 13. IWT im großen und ganzen betrachtet nicht so überzeugend gewesen ist wie zum Beispiel in den drei letzten Wettbewerben in Lüttich, Straßburg und Berlin, ja, daß das Niveau sogar unter dem des diesjährigen Nationalen Wettbewerbs gelegen haben dürfte. Gewiß — diese Meinung mag subjektiv sein; im Gespräch mit den ausländischen Jurymitgliedern ließ sich aber eine ähnliche Tendenz feststellen.

Es fehlte leider die Aufnahme, die — wie damals 1961 in Berlin — die Jury förmlich vom Stuhl riß. Sicherlich liegt es auch daran, daß im Laufe der Zeit natürlich alle Spielarten, Tricks und Raffinessen innerhalb der einzelnen Kategorien (Montagen, Dokumentaraufnahmen und Reportagen, musikalische oder gesprochene Aufnahmen, einmalige Tondokumente sowie Trickaufnahmen oder technische Montagen) schon abgehandelt worden sind und es damit von Mal zu Mal schwieriger wird, Arbeiten anzufertigen, die aus der großen Masse der üblichen Aufnahmen besonders herausragen. So braucht es nicht zu verwundern, daß zwar die höchstbewertete Aufnahme eine Durchschnittspunktzahl von 17,16 (Maximum: 20 Punkte) erreichte, die danach folgenden Aufnahmen aber nur eine relativ erheblich niedrigere Durchschnittsquote erzielten.

Den Großen Preis in Mono erhielt Mr. R. S. King, ein 40jähriger Verkaufschef aus Oxford, der den Einfall hatte, einmal die Installationsanlagen führender Hotels akustisch näher zu untersuchen. So kannte er die individuellen Klangerzeugnisse verschiedener Waschbecken auf sein Tonband und nahm auch hierbei das Badezimmerbecken seines eigenen Hauses nicht aus. Mit einem spritzigen Text versehen, war diese „Becken-Symphonie“ mit ihren röhrenden und gurgelnden Geräuschkulissen abfließenden Wassers von der Idee her originell, technisch einwandfrei und hätte einen Sonderpreis für die beste Humoraufnahme verdient — wenn es diesen schon gegeben hätte!

Der Große Preis in Stereo ging diesmal in die Schweiz, und zwar an Emil A. Fellmann für die Aufnahme „Contropunkt“.

Auch die Bundesrepublik konnte wiederum mit Erfolg aus diesem Wettbewerb hervorgehen. In der Kategorie C (musikalische oder gesprochene Aufnahmen, Maximaldauer 4 min) erhielten den ersten Preis Georg Schreier (Maschinenbauer aus Mainz) für seine „Improvisationen mit der Tonleiter“ und den zweiten Preis Karl Duscheck, Lackiermeister aus Braunschweig, für „Das alte Schloß von Baskerville“. Ferner gelang es der Bundesrepublik, in der Gesamtwertung den „Preis der Nationen“ zu gewinnen.

Herzlichen Glückwunsch allen erfolgreichen Teilnehmern am diesjährigen NWT und IWT und viel Glück zum 14. IWT, der im nächsten Jahr voraussichtlich in London stattfinden wird. H-e

Die Informationen Mitteilungen der FUNK-TECHNIK für die Radiowirtschaft

berichten seit Anfang des Jahres 1950 aktuell, zuverlässig und reichhaltig über kommerzielle Belange der Branche. Sie erscheinen zweimal monatlich und werden an Abonnenten der FUNK-TECHNIK, soweit sie Angehörige der Rundfunk-, Fernseh- und Phonowirtschaft sind, zur persönlichen Unter- richtung kostenlos geliefert.

Wollen Sie unter obigen Voraussetzungen die

Die Informationen

laufend erhalten, dann schreiben Sie bitte eine Postkarte an

Vertriebsabteilung der FUNK-TECHNIK
1 Berlin 52, Eichborndamm 141-167

Messung des Phasengangs von Hi-Fi-Verstärkern

DK 621.317.373: 621.375.029.4

1. Einleitung

Der Einfluß der Phasenlage verschiedener Schwingungen innerhalb eines Klanges wurde bereits von Ohm und Helmholtz untersucht. Sie stellten fest, daß zwar die Kurvenform einer zusammengesetzten Schwingung, jedoch nicht der vom menschlichen Ohr wahrgenommene Klang-eindruck phasenabhängig ist. Neuere Untersuchungen hingegen haben ergeben, daß diese im „Ohmschen Gesetz der Akustik“ formulierte Hypothese allenfalls bei mittleren Hörfrequenzen Gültigkeit hat. Dies hängt unter anderem mit dem Integrationsvermögen des Ohres zusammen, das den Unterschied zwischen dem phasenunabhängigen Analysieren eines Klanges und dem Hören der Umhüllenden bestimmt. In der letzten Zeit gewannen mit der Verbreitung der High-Fidelity-Technik die Probleme der phasengetreuen Übertragung erneut an Bedeutung, besonders in der Stereo-Technik, bei der sich Phasendifferenzen zwischen beiden Kanälen im Hinblick auf das Richtungshören störend auswirken können. Man konnte auch bei verschiedenen Verfassern von Abhandlungen über die für Hi-Fi-Anlagen zu fördernde Übertragungsqualität Angaben über die höchstzulässigen Phasenfehler lesen. Es wäre wünschenswert, über die Verstärker hinaus auch die anderen Glieder der Übertragungskette – besonders die mit elektromechanischer und elektroakustischer Umwandlung – zu betrachten. Dazu müßten die im folgenden behandelten grundsätzlichen Verfahren der Phasemessung zwischen zwei elektrischen Größen entsprechend erweitert werden. Es sei noch erwähnt, daß Amplitudengang, Phasengang und Ausgleichsvorgänge (Ein- und Ausschwingen) unter bestimmten Bedingungen eng miteinander verbunden sind (Theorie der Netzwerke geringster Phasendrehung). Dieser in vielen Fällen bestehende feste mathematische Zusammenhang ersetzt jedoch die Messung des Phasengangs nicht, weil oft schon beträchtliche Phasenfehler sich nicht aus dem Amplitudengang in dem interessierenden Frequenzbereich, sondern erst außerhalb dessen erkennen lassen. Ohne an dieser Stelle näher auf die Bedeutung von Phasenfehlern im Hinblick auf die elektroakustische Übertragungsqualität einzugehen, werden nachstehend für Hi-Fi-Verstärker geeignete Meßmethoden beschrieben. Dazu kann man die in Labor und Werkstatt üblicherweise vorhandenen Meßgeräte (Tongenerator, Röhrevoltmeter, Oszillograf und hochohmiges Universalinstrument) verwenden.

2. Allgemeines über die Meßmethoden

Wer sich näher mit der Wechselstromtechnik beschäftigt hat, weiß, daß man Phasemessungen am einfachsten mit Hilfe von Lissajous-Figuren auf einem Oszillografenschirm ausführen kann. Darüber hinaus gibt es in der einschlägigen Literatur [1, 2] etwa zwanzig verschiedene mehr oder weniger aufwendige Verfahren, angefangen bei solchen, die in direkt anzeigenden, in Grad geeichten, betriebsbereit käuflichen Geräten verwirklicht sind, bis zu den meist indirekten,

mit einfacheren Geräten durchzuführenden Methoden. Hier sollen drei für den gelegentlichen Gebrauch im Labor oder in der Werkstatt geeignete Verfahren für den Praktiker beschrieben werden, und zwar Meßverfahren mit Lissajous-Figuren, Meßverfahren mit Nulldurchgangsmarkern sowie die Drei-Spannungsmessermethode. Die Angaben beziehen sich hauptsächlich auf die Messung des Phasengangs der Ausgangsspannung von Verstärkern gegenüber deren Eingangsspannung. Sie können jedoch mit entsprechenden Geräten auch auf andere Übertragungsglieder angewendet werden.

Allen Meßverfahren ist gemeinsam, daß der Phasenwinkel nur als Überschuß φ über 0° oder ein ganzzahliges positives oder negatives Vielfaches von 360° bestimmt wird. Das heißt auch, daß die absolute Vor- oder Nachteilung auf Grund der Messung nicht erkannt werden kann.

Diese Vieldeutigkeit ist aber unerheblich, weil fast immer nicht der absolute Phasenwinkel, sondern nur die auf einen bestimmten willkürlich mit 0° definierten Phasenwinkel bezogene positive (Vor-eilung) oder negative (Nach-eilung) Winkeldifferenz interessiert. Bei Verstärkern wählt man die Bezugsphasenlage (0°) im allgemeinen im mittleren Teil des Frequenzbereichs (1000 Hz). Eine außerdem innerhalb einer Periode noch vorhandene Doppeldeutigkeit wird mit einem noch zu beschreibenden Verfahren beseitigt. Die Einspeisung des Prüfsignals ist niederohmig, der Abschluß des Ausgangs des zu messenden Verstärkers muß betriebsmäßig, das heißt mit dem Nenn-Abschlußwiderstand, erfolgen.

3. Messung mit Lissajous-Figuren

Bei dieser bekanntesten Methode der Phasenwinkelmessung werden wie im Blockschaltbild (Bild 1) gezeigt ist, der

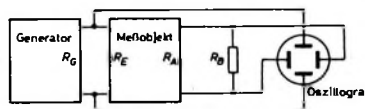


Bild 1. Schaltung zur Phasemessung mit Lissajous-Figuren: $R_G < R_E$ (R_G Innenwiderstand des Generators, R_E Eingangswiderstand des Meßobjekts, R_A Ausgangswiderstand des Meßobjekts, R_B betriebsmäßiger Abschlußwiderstand des Meßobjekts)

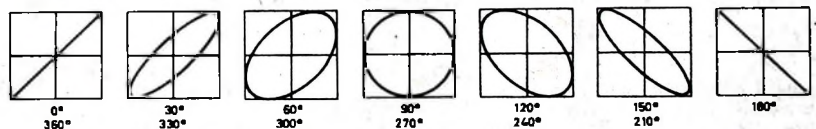


Bild 2. Lissajous-Figuren bei gleicher Amplitude in beiden Ablenkrichtungen des Oszillografen

eine Ablenkung eines Oszillografen und der Eingang des zu prüfenden Verstärkers aus einem dazu sehr niederohmigen Sinus-Generator gespeist. Der betriebsmäßig mit R_B abgeschlossene Ausgang des Verstärkers wird mit dem anderen Ablenkkeingang des Oszillografen verbunden. Die Verstärker des Oszillografen werden so eingestellt, daß ein

vorhandenes Rasternetz möglichst voll ausgeschrieben wird. Es entsteht dann im Spezialfall gleicher horizontaler und vertikaler Amplituden auf dem Oszillografenschirm je nach dem Phasenwinkel zwischen beiden Spannungen eine unter 45° nach oben oder unten geneigte Gerade, eine ebenso geneigte Ellipse oder ein Kreis. Die entstehenden Figuren sind im Bild 2 dargestellt.

Man erkennt, daß die Messung infolge Gleichheit im 1. und 4. Quadranten sowie im 2. und 3. Quadranten doppeltso ist. Wenn der Phasenwinkel 0° oder 180° überschreitet, muß diese Doppeldeutigkeit mit der im Abschnitt 6. beschriebenen Methode beseitigt werden. Abgesehen davon, ist der Phasenwinkel φ bestimmt durch die Art der Neigung der Ellipse (nach oben von $0^\circ \dots 90^\circ$ und von $270^\circ \dots 360^\circ$, nach unten von $90^\circ \dots 270^\circ$) und durch den von der Ellipse auf einer der Mittellinien umfaßten Abschnitt im Vergleich zur entsprechenden Spitze-Spitze-Amplitude. Das Verhältnis der horizontalen zur vertikalen Spitze-Spitze-Amplitude kann beliebig sein, wenn nur eine Mittellinie und deren Schnittpunkte mit der Lissajous-Figur erkennbar sind. Die Generatorspannung ist mit demjenigen Ablenkkeingang zu verbinden, in dessen Richtung man die Abschnitlänge ablesen will. Dann hat man den Vorteil, daß die Bezugsspannung wegen der Konstanz der Generatorspannung ebenfalls konstant bleibt und ein Amplitudengang des Meßobjekts nicht stört. Für spezielle Fälle könnte durch Frequenzvervielfachung der direkt dem Oszillografen zugeführten Spannung die Ablesegenauigkeit noch gesteigert werden.

An Hand eines Beispiels wird der Meßvorgang im folgenden beschrieben. Zur Kontrolle der Oszillografenverstärker und des sonstigen Einflusses der Meßanordnung werden die Geräte nach Bild 3 zusammen geschaltet. Dabei entsprechen die Impedanz- und Spannungswerte weitgehend der Meßschaltung, weil sowohl der Ausgang des zu prüfenden Verstärkers verwendet und durch die Widerstände $R_1 \parallel R_2 = R_G$ auch der Quellwiderstand des Generators nachgebildet wird. Die Spannung an R_1 soll möglichst der Eingangsspannung des Prüfings bei der Messung entsprechen. Beim Durchdrehen des Frequenzbereiches muß das Schirmbild unverändert bleiben, das heißt, die

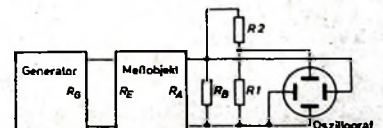


Bild 3. Prüfung des Meßaufbaus für die Lissajous-Figuren-Methode: $R_1 \parallel R_2 = R_G$

Phasendifferenzen innerhalb des Frequenzbereiches müssen Null sein. Ist dies nicht der Fall, dann ist nach der hier beschriebenen Methode der Phasengang der Meßanordnung aufzunehmen und von der Meßkurve des Prüflings abzuziehen.

Dabei kann man auch erkennen, ob außer den meist relativ geringen Phasendrehungen der Meßanordnung zwischen dem Horizontal- und Vertikalverstärker des Oszillografen eine Phasendrehung um 180° besteht. Dies ist nämlich der Fall, wenn sich die Anzahl der Verstärkerstufen in den beiden Meßverstärkern um eine ungerade Zahl unterscheidet. In der Schaltung nach Bild 3 sind bis auf die bereits erwähnten geringen Abweichungen des Phasenwinkels und bis auf den Amplitudenunterschied die beiden Eingänge parallel geschaltet und haben dadurch keine Phasendifferenz. Ist diese auch in den Meßverstärkern 0° , so entsteht entsprechend Bild 2 eine nach rechts oben verlaufende Linie; bei 180° Phasenunterschied ist die Linie dagegen nach links oben geneigt.

Wird die ermittelte Meßkurve auf einen Bezugswinkel bezogen, dann braucht man diese konstante Verschiebung um 180° nicht besonders zu berücksichtigen. Interessiert aber, unabhängig von der bereits erwähnten Vieldeutigkeit um Vielfache von $\pm 360^\circ$ (volle Perioden), die absolute Phasenverschiebung innerhalb einer Periode, dann müssen 180° vom Meßergebnis des Prüflings abgezogen oder hinzugezählt werden, so daß der erhaltene Winkel kleiner als 360° wird. Wegen der Vieldeutigkeit um $\pm 360^\circ$ als Summand ist es gleichgültig, ob man zunächst 180° addiert und dann 360° subtrahiert (falls dies mehr als 360° ergibt) oder gleich 180° abzieht. Die eigentliche Messung erfolgt nach der im Bild 1 gezeigten Schaltung. Die im allgemeinen relativ hohe Ausgangsspannung des Prüflings legt man zweckmäßigerweise an den meist weniger verstärkenden Horizontalverstärker. Den höherempfindlichen vertikalen Eingang verbindet man mit der niedrigen, in den Prüfling eingespeisten Spannung, die infolge der konstanten Generatorspannung ebenfalls konstant bleibt, so daß man mit einem an der vertikalen Mittellinie geeignet angebrachten Maßstab oder mit der Rastereinteilung den Ellipsenabschnitt $2y$ oder y bei den verschiedenen Frequenzen ablesen kann (Bild 4). Man muß nur

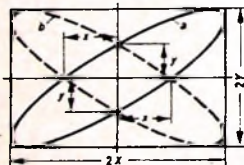


Bild 4. Meßwerte an Lissajous-Figuren; a positiv geneigte Ellipse, b negativ geneigte Ellipse

darauf achten, daß bei einem Amplitudengang des Meßobjekts gleiche Auslenkungen nach rechts und links von der Mittellinie erhalten bleiben, obwohl die horizontale Spitze-Spitze-Amplitude beliebig sein kann. Der gesuchte Phasenwinkel φ wird nach

$$\sin \varphi = \frac{2y}{2Y} = \frac{y}{Y}$$

beziehungsweise

$$\varphi = \arcsin \frac{y}{Y}$$

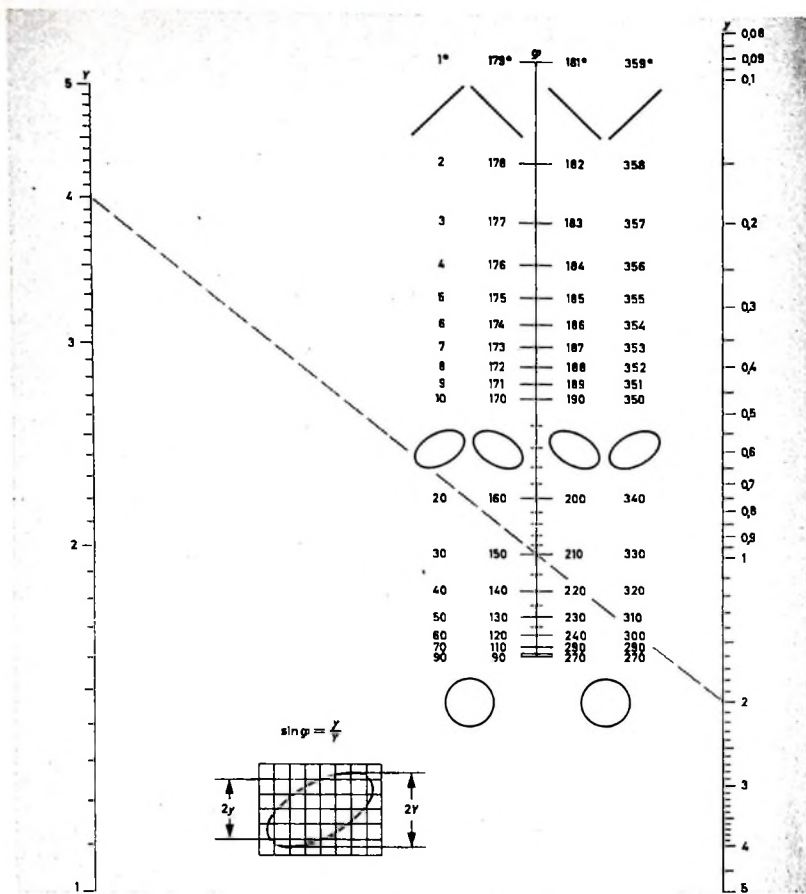


Bild 5. Nomogramm zur Ermittlung des Phasenwinkels φ mit Hilfe von Lissajous-Figuren

einer Rechentafel entnommen. Hierbei kann man die Division durch $2Y$ beziehungsweise Y vermeiden, wenn man den Maßstab so ausbildet, daß $2Y$ beziehungsweise Y die Einheit ist.

Zur einfacheren Auswertung der Lissajous-Figur verwendet man zweckmäßigerweise das im Bild 5 gezeigte Nomogramm [5]. Zunächst ermittelt man mit Hilfe des Rasters oder eines durchsichtigen Maßstabs die Strecken $2Y$ und $2y$ oder Y und y . Dabei ist es gleichgültig, ob als Maßeinheit Zentimeter, Zoll oder Rasterteilstriche genommen werden. Die beiden zugehörigen Punkte auf den äußeren Leitern des Nomogramms verbindet man nun durch eine Linie. Sie schneidet die mittlere Zahlenleiter für den gesuchten Phasenwinkel φ bei einem bestimmten Wert (im eingezeichneten Beispiel bei 30° beziehungsweise 150° , 210° und 330°). Das Ergebnis ist zunächst vierdeutig. Zwei der Möglichkeiten kann man bei Beachtung der im Nomogramm skizzierten Ellipsenneigung (nach links oder rechts) sofort ausschließen. Die verbleibende Doppeldeutigkeit kann dann nach der im Abschnitt 6. beschriebenen Methode beseitigt werden.

Zum besseren Verständnis wird für die mathematisch interessierten Leser die Ableitung gegeben:

Am Horizontalverstärker liegt das Signal $x = X \sin(\omega t + \varphi)$,

am Vertikalverstärker liegt die Spannung $y = Y \sin \omega t$.

Nach Umformung und mit

$$\sin(a - b) = \sin a \cos b - \cos a \sin b$$

sowie

$$\cos a = \sqrt{1 - \sin^2 a}$$

entsteht

$$y = Y (\sin \omega t \cos \varphi - \cos \omega t \sin \varphi),$$

und mit $x = X \sin \omega t$ erhält man

$$y = Y \left(\frac{x}{X} \cos \varphi - \sin \varphi \sqrt{1 - \frac{x^2}{X^2}} \right). \quad (1)$$

Durch Einsetzen kann man hieraus leicht die Spezialfälle ableiten. Mit $Y = 1$ wird für $\varphi = 0^\circ$ ($\cos 0^\circ = 1$, $\sin 0^\circ = 0$)

$$y = \frac{1}{X} x,$$

und für $\varphi = 180^\circ$ ($\cos 180^\circ = -1$; $\sin 180^\circ = 0$) erhält man

$$y = -\frac{1}{X} x.$$

Dies sind reziprok zur Horizontalamplitude steigende oder abfallende Geraden (bei $X = 1$ ist die Neigung 45°). Für $X = 1$ und $\varphi = 90^\circ$ oder 270° erhält man einen Kreis mit dem Radius 1

$$x^2 + y^2 = 1.$$

Aus Gl. (1) erhält man die Schnittpunkte mit der Mittellinie $x = 0$

$$\sin \varphi = \pm \frac{y}{Y}$$

und daraus

$$\varphi = \pm \arcsin \frac{y}{Y}.$$

Dies zeigt, daß im Gegensatz zu der weitverbreiteten Ansicht die Horizontalamplitude X nicht in das Ergebnis eingeht. Ebenfalls aus Gl. (1) kann man beispielsweise mit $x = 1$ oder $y = 1$ erkennen, daß die Ellipsen bei $\varphi = 0^\circ \dots 90^\circ$ und $270^\circ \dots 360^\circ$ von links unten nach rechts oben, bei $\varphi = 90^\circ \dots 270^\circ$ von links oben nach rechts unten geneigt sind.

4. Messung mit Nulldurchgangsmarken

Diese Meßmethode ist der Messung mittels Lissajous-Figuren eng verwandt. Sie wurde vor einigen Jahren beschrieben [3, 4] und kann nur begrenzt angewendet werden. Während bei Lissajous-Figuren der ursprüngliche Nulldurchgangszeitpunkt der phasenverschoben auf den Oszillografenschirm gelangenden Schwingung durch die direkt auf den anderen Ablenkeingang gegebene Schwingung übertragen wird, ist bei der Messung mit Nulldurchgangsmarken diese Marke am Prüfsignal selbst angebracht, so daß man nur dieses allein dem Oszillografen zuzuführen braucht.

Dieser Kunstgriff hat allerdings den Nachteil, daß damit Phasenmessungen nur bis zu einer Frequenz weit unterhalb der oberen Grenze des Übertragungsbereiches ausgeführt werden können. Die Marke als Unstetigkeitsstelle im Prüfsignal enthält nämlich Frequenzen, die beträchtlich oberhalb der Meßfrequenz liegen, die aber von dem Prüfling noch übertragen werden müssen, damit die Marke erkennbar bleibt. Die Meßschaltung ist im Bild 6 gezeigt. Infolge der beiden antiparallel geschalteten, vorgespannten Dioden $D1$ und $D2$

quenzgangs des Prüflings entweder die Spitze-Spitze-Amplitude mitmessen oder durch Nachstellen mit einem phasenabhängigen Teiler konstanthalten muß.

5. Drei-Spannungsmesser-Methode

Im Gegensatz zu den beiden vorher beschriebenen Methoden benötigt man bei diesem Verfahren keinen Oszillografen, sondern nur einen möglichst hochohmigen, ungeordneten Wechselspannungsmesser für den entsprechenden Frequenzbereich. Die Drei-Spannungsmesser-Methode ist nur anwendbar, wenn Eingang und Ausgang des Meßobjekts einseitig mit derselben Masseleitung verbunden sind.

Die Wirkungsweise geht aus dem im Bild 8 gezeigten Schaltbild und dem zugehörigen Vektordiagramm hervor. Um trotz der meist sehr geringen Eingangsspannung des Meßobjekts einen mit normalen Zeigerinstrumenten gut ablesbaren Ausschlag zu erhalten, teilt man die Ausgangsspannung des Generators - von einem möglichst der Verstärkerausgangsspannung entsprechenden Wert - phasenkonstant (niederohmig) auf den erforderlichen Eingangspegel. So vermeidet man auch Gegen- oder Rückkopplungen über den hochohmigen Spannungsmesser. Der reziproke Wert der Spannungsteilung der zur Messung von U_1 auf den Eingang zurückgeführten Spannung sollte mindestens 50mal größer sein als die Spannungsverstärkung des Prüflings (Innenwiderstand des Spannungsmessers $\geq 50 R_G$).

Zwischen der Eingangsspannung U_1 und der Ausgangsspannung U_2 des Prüflings besteht mit der möglichst hochohmig ge-

Daraus folgt

$$\frac{\varphi}{2} = \arcsin \frac{U_3}{2 U_1}$$

und schließlich

$$\varphi = 2 \arcsin \frac{U_3}{2 U_1} \quad (2)$$

Zur Messung schließt man den Spannungsmesser an den Generator an, dessen Ausgang möglichst auf eine dem Verstärkerausgang gleiche Spannung einstellbar sein soll (bei Universalmeßgeräten möglichst ≥ 3 V). Beim Durchdrehen des Frequenzbereiches überzeugt man sich, daß das Instrument die konstante Generatorspannung auch konstant anzeigt. Nach dem Aufbau der Schaltung gemäß Bild 8a stellt man U_1 so ein, daß dieser Wert direkt am Ausgang des Meßobjekts (unter Berücksichtigung von dessen Frequenzgang) bei keiner Frequenz überschritten wird. Dadurch ist es möglich, immer $U_2 = U_1$ = const einzustellen. Der Wert sollte möglichst eine runde Zahl sein, weil das die Ausrechnung erleichtert.

Zur eigentlichen Messung wird bei den vorgesehenen Frequenzen $U_2 = U_1$ = const eingestellt und, nachdem S umgeschaltet ist, U_3 abgelesen. Der mögliche Wert liegt mit $U_2 = U_1$ bei $U_3 = 0 \dots 2 U_1$. Die erhaltenen Werte dividiert man durch U_1 . Bei Verwendung von Röhrevoltmetern wählt man zweckmäßigerweise $U_1 = U_2 = 1$ V, da man den gesuchten Phasenwinkel dann besonders einfach ermitteln kann, weil die Division durch U_1 entfällt.

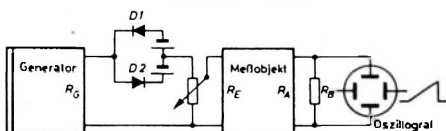
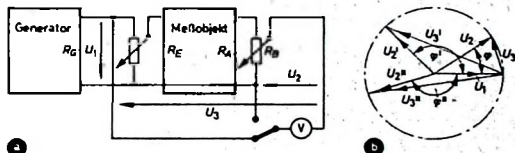


Bild 6. Prinzipschaltung zur Messung des Phasenwinkels mit Hilfe von Nulldurchgangsmarken

Bild 7. Kurvenverlauf der Signalspannung: a) unverzerrte Sinuskurve, b) mit Marken, c) mit phasenverschobenen Marken hinter dem Meßobjekt



Bild 8. Drei-Spannungsmesser-Methode: a) Meßaufbau (der Spannungsmesser muß genügend hochohmig gegenüber R_G und R_A sein und darf nicht markbar als Gegen- oder Rückkopplung wirken), b) Vektordiagramm für drei verschiedene Phasenlagen φ , φ' und φ''



messenen Spannung U_3 zwischen den beiden „heißen“ Eingangs- und Ausgangsanschlüssen eine einfache Beziehung. Das im Bild 9 dargestellte Vektordiagramm zeigt, daß für den Fall $U_1 = U_2$ ein gleichschenkeliges Dreieck entsteht. Mit der gestrichelt eingezeichneten Winkelhalbierenden ergeben sich daraus zwei recht-

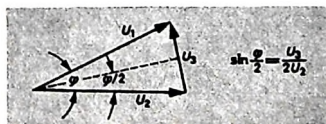


Bild 9. Vektordiagramm für die Drei-Spannungsmesser-Methode bei $U_1 = U_2$. Durch die Winkelhalbierende (gestrichelt gezeichnet) entstehen zwei rechtwinklige Dreiecke

winklige Dreiecke. Für den halben Phasenwinkel $\varphi/2$ gilt dann

$$\sin \frac{\varphi}{2} = \frac{U_3}{2 U_1}$$

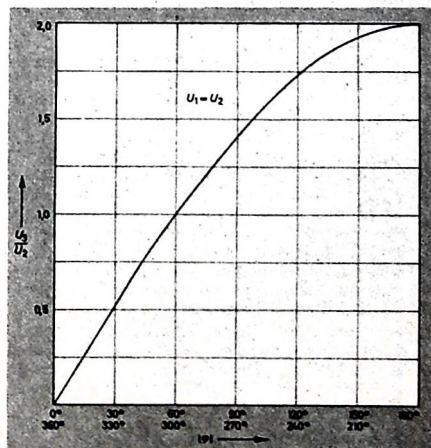


Bild 10. Kurve zur Ermittlung des Phasenwinkels φ aus den Meßwerten der Drei-Spannungsmesser-Methode (Beseitigung der Doppeldeutigkeit s. Abschnitt 6.)

entsteht aus der reinen Sinusschwingung die im Bild 7 dargestellte Kurvenform. Vorteilhaft ist, daß man zur Messung einen einfachen Oszillografen ohne Anschlüsse für den Horizontalverstärker verwenden kann. Je nach der Größe des Phasenwinkels zwischen Eingangs- und Ausgangsspannung des Prüflings sieht das oszillografierte Signal so aus, als wären die Marken auf der Sinuskurve weitergewandert. Der Abstand zweier Marken in vertikaler Richtung, bezogen auf den Spitze-Spitze-Wert, entspricht dem Sinus des Phasenwinkels φ , das heißt

$$\sin \varphi = \frac{y}{Y}$$

oder

$$\varphi = \arcsin \frac{y}{Y}$$

Dabei ist zu beachten, daß auch hier die Anzeige innerhalb einer Periode doppeldeutig ist, was mit Hilfe der später beschriebenen Methode vermieden werden kann.

Die Ablesung auf dem Oszillografenschirm wird im allgemeinen noch erleichtert, wenn das Kippgerät ausgeschaltet wird. Bei geeigneter Einstellung der Helligkeit erscheinen die Marken dann als Helligkeitsmodulation auf einer senkrechten Linie. Ein Nachteil dieser Phasenmeßmethode ist, daß man wegen des eingehenden Fre-

Mit dem gemessenen Wert U_2/U_1 kann man den gesuchten Phasenwinkel in einfacher Weise aus der im Bild 10 dargestellten Kurve ermitteln, die mit Hilfe von Gl. (2) errechnet ist. Die sich dabei für φ ergebende Doppeldeutigkeit läßt sich mit der im Abschnitt 6. beschriebenen Methode beseitigen.

6. Beseitigung der Doppeldeutigkeit

Da die beschriebenen Meßmethoden innerhalb einer Periode doppeldeutig sind, werden im folgenden Maßnahmen beschrieben, dies zu beseitigen. Die eingangs erwähnte Vieldeutigkeit um Vielfache von $\pm 360^\circ$ als Summand zu φ interessiert in der Praxis nicht und soll deshalb hier nicht behandelt werden. Die Doppeldeutigkeit besteht darin, daß man, von einem Vielfachen von $\pm 360^\circ$ ausgehend, für φ oder $360^\circ - \varphi$ das gleiche Meßergebnis erhält. Dies entspricht auch $\pm \varphi$ oder $\varphi = 180^\circ \pm \alpha$. Daraus geht hervor, daß die Doppeldeutigkeit nur stört, wenn in der Reihe der verschiedenen Meßwerte 0° oder 180° vorkommen. Dann kann man nämlich nicht erkennen, ob φ ein relatives Maxi-

des durch den Meßaufbau bedingten Meßfehlers zeigen. Bei Messungen muß man allgemein darauf achten, daß durch den Anschluß der Meßgeräte die Verhältnisse am Meßobjekt möglichst wenig geändert werden. Die gemessenen Werte gelten nämlich sonst nur, solange die Meßgeräte angeschlossen sind, und verändern sich beim Einschalten des Prüflings in die elektroakustische Übertragungskette. Bei Phasenmessungen ist dies besonders kritisch, weil schon dann nennenswerte Phasenverschiebungen auftreten können, wenn sich die sonstigen Meßwerte nur wenig geändert haben.

Der Schaltung im Bild 1 kann man entnehmen, daß ein Meßfehler infolge Kabelkapazität auf der Generatorseite nicht auftreten kann, weil der Verstärkereingang und der eine Ablenkeingang direkt parallel geschaltet sind. Auch ein durch relativ große Kabelkapazitäten verursachter Phasengang der Generatorspannung gegenüber dessen EMK ist ohne Bedeutung, weil dieser gleichermaßen auf den Verstärker und den Ablenkeingang wirkt.

Um den Einfluß der Kabelkapazität zahlenmäßig zu erfassen, betrachtet man zunächst die im Bild 12 gezeigte Ersatzschaltung. Dabei ist vereinfachend angenommen, daß der Eingangswiderstand R_g des angeschlossenen Prüflings oder Meßgeräts sehr groß gegenüber dem Innenwiderstand R_i ist. In diesem Fall kann man R_g bei der Berechnung der Phasenverschiebung vernachlässigen. Da die Spannung U_C am Kondensator gegenüber der Spannung U_R am Innenwiderstand um 90° phasenverschoben ist, gilt das ebenfalls im Bild 12 dargestellte Vektordiagramm, das ein rechtwinkliges Dreieck ist. Dafür gelten die Beziehungen

$$U^2 = U_R^2 + U_C^2,$$

$$\cos \varphi_C = \frac{U_C}{U} \quad \text{oder} \quad \tan \varphi_C = \omega C R_i,$$

und

$$\varphi_C = \arccos \frac{U_C}{U} = \arctan \omega C R_i. \quad (3)$$

φ_C gibt die Phasenverschiebung zwischen der EMK und der Spannung U_C am Kondensator (die gleichzeitig die Eingangsspannung ist) an. Aus dem Verlauf der Cosinus-Funktion für kleine Winkel ($\cos \varphi \approx 1$) oder Tab. I erkennt man, daß beispielsweise gegenüber einer tiefen Frequenz, bei der $U_C \approx U$ ($U_R = 0,01 U$; $\varphi_C \approx 0,5^\circ$) ist, bei der 10fachen Frequenz $U_C = 0,995 U$, also bei nur 0,5% Amplitudenabfall, eine Phasenverschiebung von $5,75^\circ$ und damit ein Fehler von etwa 6° besteht. Mit üblichen Voltmetern ist aber ein Pegelrückgang um 0,5% kaum erkennbar. Man muß deshalb den Phasenfehler rechnerisch nach Gl. (3) ermitteln. 5° Phasenwinkelfehler entstehen beispielsweise bei 25 kHz, wenn ein Kabel mit 65 pF an einen Vorverstärker ausgang mit 10 kOhm Innenwiderstand angeschlossen wird. Bei Messungen mit Generatoren wird.

Tab. I. Phasendrehung φ_C eines RC-Gliedes in Abhängigkeit vom Amplitudenverhältnis U/U_C zwischen Ein- und Ausgangsspannung

$\frac{U_C}{U}$	Amplitudenabfall [%]	Phasenwinkel φ_C [°]
1,0	0	0
0,9995	0,05	1,85
0,995	0,5	5,75
0,95	5	18,2
0,9	10	25,8
0,8	20	36,8
0,7	30	45,5
0,6	40	60
0,5	50	72,5
0,4	60	84,3
0,3	70	89,6
0,2	80	
0,1	90	
0,01	99	

den üblichen Ausgangswiderständen von maximal 600 Ohm einerseits und den Endverstärkeranschlüssen für niederohmige Lautsprecher andererseits sind die Fehler selbst bei hohen Frequenzen sehr klein.

Schrifttum

- [1] V. V. V. F.: Hochfrequenzmeßtechnik. München 1953, C. Hauser Verlag
- [2] Zinke, O., u. Brunswig, H.: Hochfrequenz-Meßtechnik. Stuttgart 1959, S. Hirzel Verlag
- [3] Rose, G.: Der Oszillograf als Meßgerät. Phasenmessung. Funk-Techn. Bd. 13 (1958) Nr. 3, S. 81-82
- [4] Czeck, J.: Oszillografen-Meßtechnik. Berlin-Borsigwalde 1959, Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik
- [5] Brindley, L. W.: Phase-shift nomogram. Electronics Wld. Bd. 72 (1964) Nr. 5, S. 31

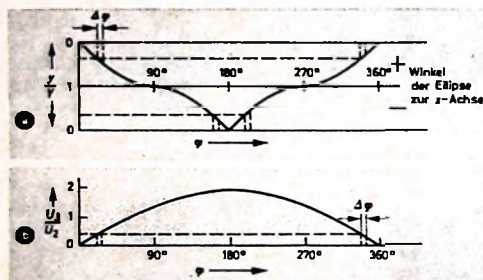


Bild 11. Kurven zur Beseitigung der Doppeldeutigkeit mittels zusätzlich hervorgerulener Phasenverschiebung; man erkennt, daß sich die Kurven bezüglich der Ablesegenauigkeit ergänzen. a) φ als Funktion von y/Y (der besseren Übersicht wegen ist der Bereich 0...1 für positive und negative Neigung der Ellipse getrennt aufgetragen), b) $\varphi = f(U_2/U_1)$

mum oder Minimum hat oder die 0° - oder die 180° -Linie geschnitten wird.

Zum besseren Verständnis sind im Bild 11 die erhaltenen Meßwerte für die Lissajous- und die Drei-Spannungsmesser-Methode in Abhängigkeit vom Phasenwinkel dargestellt. Aus den Kurven ist zu erkennen, daß man die Doppeldeutigkeit beseitigen kann, wenn man eine zusätzliche Phasenverschiebung $\Delta \varphi$ von bekannter Richtung erzeugt. Beispielsweise wird durch Parallelschalten eines Kondensators geeigneter Größe zum Ausgang des Prüflings der Phasenwinkel größer. Erhält man beim Anschalten des Parallelkondensators eine breitere Ellipse (breiterer Mittellinienabschnitt), dann liegt φ bei nach rechts oben verlaufender Ellipse zwischen 0° und 90° , bei nach rechts unten geneigter Ellipse zwischen 180° und 270° . Wird die Ellipse beim Zuschalten des Kondensators dagegen schmaler, so liegt der Phasenwinkel bei nach rechts oben verlaufender Ellipse zwischen 270° und 360° , bei nach rechts unten geneigter Ellipse zwischen 90° und 180° . Beim Betrachten von Bild 11 ist zu beachten, daß die Nulllinien oben und unten liegen, die Mittellinienabschnitte also zur dazwischen liegenden Linie hin größer werden.

Bei der Drei-Spannungsmesser-Methode liegt φ bei Ansteigen von U_2 mit parallel geschaltetem Kondensator im Bereich $0^\circ \dots 180^\circ$ und bei Absinken im Bereich $180^\circ \dots 360^\circ$.

7. Meßfehler

Abschließend soll unabhängig von der Genauigkeit der verwendeten Meßinstrumente eine kurze Betrachtung die Größe

Nur die Verbindung zwischen dem Verstärker Ausgang und dem anderen Ablenkeingang kann einen Meßfehler verursachen. Wie man aus der rechnerischen Behandlung erkennen kann, ist dieser Fehler bei niederohmigen Lautsprecheranschlüssen (4, 8 oder 16 Ohm) bedeutungslos klein, zumal man dabei meist wegen des niedrigen Widerstands auf abgeschirmte Kabel verzichten kann. Bei einem getrennt aufgestellten Vorverstärker mit viel hochohmigerem Ausgang muß allerdings der Einfluß der Kabelkapazität berücksichtigt werden. Sie kann sowohl beim Meßaufbau als auch in der betriebmäßig zusammengeschalteten Anlage den Phasengang beeinflussen.

Für Messungen nach der Drei-Spannungsmesser-Methode muß man bei der Dimensionierung der im Bild 8 eingezeichneten Spannungsteiler den Einfluß der Kabelkapazität gering halten oder abgeschirmte

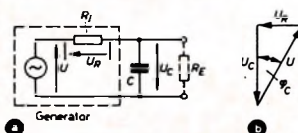


Bild 12. Phasendrehendes RC-Glied mit nachfolgender Ausgangsspannung: a) Prinzipschaltung, b) Vektordiagramm

Kabel vermeiden. In beiden Fällen ist es günstig, die Teiler möglichst niederohmig auszuführen, was bei üblichen Endverstärkeranschlüssen und meist auch bei Generatoranschlüssen leicht verwirklicht werden kann.

Neue Möglichkeiten direkter Energieumwandlung

Fortsetzung aus FUNK-TECHNIK Bd. 19 (1964) Nr. 22, S. 807

DK 621.311.25: 621.039

2. Thermionische Generatoren

2.1. Grundprinzip

Die Grundidee ist ebenfalls alt. Sie geht auf Thomas Edison (1883) zurück. Ein thermionischer Generator, auch als thermionische Diode oder Plasmadiode bezeichnet, kann mit der Vakuumdiode oder mit einem Thermoelement verglichen werden (Bild 7). Die Katode k wird durch

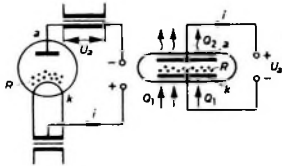


Bild 7. Vergleich Vakuumdiode — thermische Diode; k = Katode, a = Anode (Sammler), R = Raumladungswolke, Q_1 = Wärmezufuhr, Q_2 = Wärmeabfuhr

irgendein Mittel auf sehr hohe Temperaturen von etwa $T_k = 1200 \dots 2500^\circ\text{K}$ erwärmt. Die Anode a soll dagegen eine Temperatur $T_a \leq 1000^\circ\text{K}$ annehmen. Das ist meistens nur durch Kühlung zu erreichen, da die Anode durch Strahlung von der Katode her erwärmt wird. Die Katode k und die Anode a sind Metallelektroden, die gegeneinander isoliert in einem evakuierten Glasgefäß eingeschmolzen sind; ihr Abstand muß sehr gering sein.

Bei genügend hoher Erwärmung werden durch die im Katodenmaterial entstehenden Wärmebewegungen der Elektronen einige der Elektronen so hoch beschleunigt, daß ihre kinetische Energie imstande ist, die Austrittsarbeit ϕ_k zu überwinden, die gegen die abstoßenden Kräfte der Raumladungswolke geleistet werden muß. Sind genügend Elektronen durchgestoßen, dann kommt es schließlich zu einer Elektronenwanderung zur Anode, also zum Stromfluß. Der Unterschied gegenüber der Vakuumdiode besteht darin, daß bei dieser ein elektrisches Spannungsfälle den Strom zum Fließen bringt (man muß eine Spannungsquelle U_a anlegen), während bei der thermionischen Diode ein Wärmegefälle (durch Erwärmung und Abkühlung hervorgerufen) zur Bildung einer elektrischen Spannung U_a und damit ebenfalls zum Stromfluß i führt. Man hat es bei der thermionischen Diode daher mit einer direkten Energieumwandlung von Wärme in elektrischen Strom zu tun.

2.2. Wirkungsweise

Infolge der den elektrischen Strom hemmenden Raumladungswolke R , die sich aus negativen Elektronen zusammensetzt, sind nur sehr geringe Ströme erreichbar. Deshalb kommt es sehr darauf an, den Elektronen die Austrittsarbeit zu erleichtern. Das ist in erster Linie durch Eliminierung dieser Raumladungswolke möglich. Zwei Wege wurden hierzu beschritten:

a) Verringerung des Elektrodenabstandes auf eine Distanz von $< 0,02 \text{ mm}$; das ist schwierig und nur mit hoher Präzision zu erreichen;

b) Einbringen von positiven Ladungsträgern zur Neutralisation der Raumladungswolke.

Die zweite Methode ist heute die am meisten verwendete. Man bringt dazu Caesium auf die Katode auf, weil dieses Element am leichtesten ionisierbar ist. Die neutralen Caesiumatome sollen in positive Ionen und negative Elektronen verwandelt werden. Die Ionen dienen zur Neutralisation und fliegen zur Katode, während sich die Elektronen zusammen mit den aus der Katode emittierten Elektronen zur Anode bewegen (Bild 8). Damit wird auch der Wirkungsgrad verbessert. Im Bild 9 sind errechnete Kurven für Caesiumdioden dieser Art aufgezeichnet. Aus den Kurven ist ersichtlich, daß zu jeder Katodentemperatur T_k eine optimale Austrittsarbeit ϕ_k gehört, die zwischen 2 und 3 eV liegt, wobei Wirkungsgrade bis zu 30% zu erwarten sind. Das sind Werte, die für eine praktische Anwendung bereits reiz-

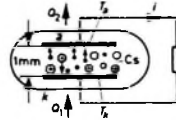


Bild 8. Caesiumdiode; der Zwischenraum zwischen den Elektroden ist mit ionisiertem Cs gefüllt (● = Elektronen, ⊕ = Ionen, ○ = neutrale Atome)

Bild 9. Wirkungsgrad η einer Cs-Diode mit neutralisierter Raumladung in Abhängigkeit von der Katodentemperatur T_k für verschiedene Katodenaustrittsarbeiten ϕ_k und Stromdichten j (nach A. Schock, J. appl. Phys., 1961, S. 1564)

voll sind; theoretisch sollten sogar etwa 40% erreichbar sein.

Wie Bild 9 ebenfalls erkennen läßt, gehören zum optimalen Wirkungsgrad η bestimmte Werte von ϕ_k und T_k . Ein hoher Cs-Dampfdruck erniedrigt ϕ_k , verkürzt aber gleichzeitig die freie Weglänge der Elektronen, wodurch es zu unerwünscht heftigen Zusammenstößen kommt. Deshalb muß man einen Kompromiß schließen. Bei $\phi_k \geq 3 \text{ eV}$ genügt die Oberflächenionisation an der Katode zur Neutralisation, bei kleinerem ϕ_k muß künstlich ionisiert werden.

Auch auf die Temperaturdifferenz $\Delta T = T_k - T_a$ kommt es an. Je größer diese Temperaturdifferenz ist, um so höher wird die Spannungsausbeute. Für $\Delta T = 1000^\circ\text{K}$ ergibt sich ungefähr 1 V. Gegenüber einem Thermoelement ist das immerhin ein großer Fortschritt, da das Thermoelement unter gleichen Bedingungen nur etwa 1 mV zu liefern vermag.

T_k läßt sich jedoch nicht beliebig hoch treiben; oberhalb eines Wertes von maximal 2500°K tritt praktisch kein weiterer Gewinn mehr ein. Eine Wirkungsgradverbesserung durch stärkere Kühlung der Anode (T_a auf unter 900°K) erreichen zu können, ist — wie die Theorie zeigt — auch nicht zu erwarten.

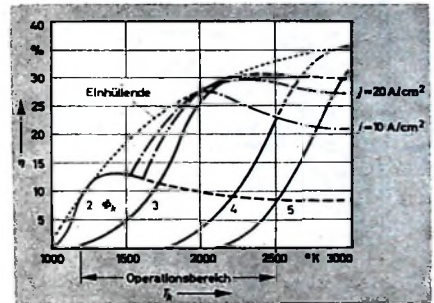
Caesiumdampf hat nun den Nachteil, sehr korrosiv zu sein. Das erfordert spezielle

Elektrodenmaterialien, die nicht nur den hohen Temperaturen standhalten, sondern auch der korrosiven Wirkung von Cs widerstehen müssen. Es kommen Wolfram, Tantal, Karbide und Nitride in die engere Wahl. Versuche, an Stelle von Caesiumdampf andere Gase zu verwenden, führten noch zu keinen Erfolgen.

Neuerdings entdeckte man, daß eine Zugabe von CsF die Verhältnisse verbessert. Dadurch kann der Abstand der Elektroden auf über 1 mm vergrößert und der Wirkungsgrad um einige Prozent verbessert werden. Die Versuche sind noch nicht abgeschlossen.

2.3. Zukunftsanwendungen der Cs-Diode

Es kommt auch darauf an, billige und ergiebige Wärmequellen zu finden. Hier sind bereits günstige Lösungen gefunden worden, wie die folgenden Beispiele zeigen.



2.3.1. Anwendungen im Atomreaktor

Von großer Bedeutung ist, daß die Cs-Diode mit geringem Aufwand für den Reaktorbetrieb verwendet werden kann. Die Methode ist ebenso genial wie einfach: Man ersetzt die Katode der Diode durch den Kernbrennstoffstab des Atomreaktors, der auf beliebig hohe Temperaturen gebracht werden kann (die maximale Temperatur ist heute lediglich durch technologische Probleme begrenzt wie Schmelzpunkt, Dampfdruck usw.). Ein weiterer Vorteil ergibt sich dadurch, daß die vom Brennstoffelement ausgehenden γ -Strahlen dazu beitragen, das Caesium kräftig zu ionisieren.

Verschiedene Ausführungskonzeptionen sind in Vorbereitung. Sie werden besonders von Wissenschaftlern in den USA und in der UdSSR emsig verfolgt, da sie vor allem für Raumfahrzeuge verlockend sind.

Aber auch für größere Kraftwerke wird die direkte Energiegewinnung in Betracht gezogen. An Stelle der Elektrizitätserzeugung in der bisher üblichen Art über Dampfaggregate und Turbinen bietet sich mit der Cs-Diode die Möglichkeit, die im Atomreaktor auftretende Wärme direkt in Elektrizität umzuwandeln. Sofern es gelingt, die notwendigen hohen Temperaturen zur Katodenaufheizung der Cs-Diode zu erreichen, läßt sich auch der

Wirkungsgrad auf etwa 30 % steigern und durch Nachschaltung von Dampfturbinen sogar auf insgesamt etwa 60 %.

Für eine entsprechende Energiegewinnung aus Atomreaktoren liegen verschiedene Projekte vor.

a) Ein Vorschlag nach Bild 10 sieht Brennstoffstäbe (UO_2) als Katodenmaterial vor, während als Anode (Collector) das Canning (das heißt die Ummantelung des Kernbrennstoffstabes zur Verhinderung des Austritts der radioaktiven Zerfall-

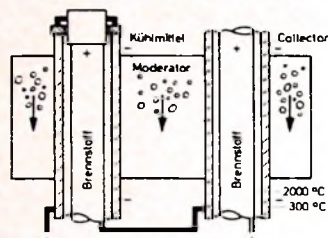


Bild 10. Prinzip eines Kernreaktors für direkte Energieumwandlung mittels Cs-Diode; die einzelnen Brennstoffelemente werden durch Sammelschienen verbunden und können direkt Strom über geeignete Wandler an angeschlossene Verbraucher liefern

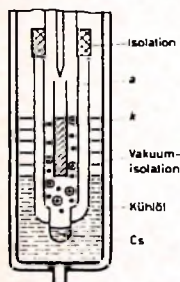


Bild 11. Nukleares thermionisches Brennstoffelement „Los Alamos“; die von der Anode abzuführende Wärme kann in einem nachgeschalteten Dampferprozess ausgenutzt werden

Bild 12. Kernbrennstoffelement mit direkter Energieumwandlung durch eine Kombination von thermionischer und thermoelektrischer Umwandlung (nach Westinghouse)

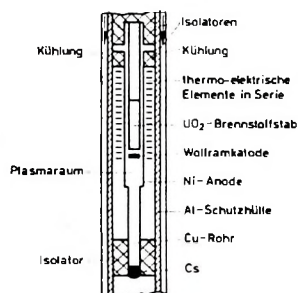
produkte) dient. Dabei wird der Moderator gleichzeitig als Kühlmittel für die Anode verwendet. Es ist einfach, mehrere Elemente hintereinander zu schalten und damit höhere Spannungen zu erreichen. Die höchsten im Laboratoriumsbetrieb erreichten Stromdichten waren 30 A/cm^2 ; bei einem Potential von 1 V ist das schon eine recht hohe Energiedichte. Auf dieser Basis projiziert man den Bau eines Reaktors für 40 MW mit direkter Energieumwandlung, und zwar mit einer Brennstoffoberfläche von 500 m^2 . Das Fehlen jeglicher bewegter Teile, die große Lebensdauer des Caesiums, das geringe Gewicht und der (allerdings nur bei hohen Temperaturen erreichbare) große thermodynamische Wirkungsgrad von über 80 % macht Reaktoren mit Cs-Diode sehr attraktiv.

b) Bild 11 zeigt ein Element des nuklearen thermionischen Reaktors „Los Alamos“. Hier wird die Verwendung von Zirkonkarbid-Urankarbid (ZrC-UC) bei Temperaturen von 2000°C als Brennstoffelement und als zugleich emittierende Katode versucht. Der Collector (Anode) besteht aus Stahl und wird mit Öl gekühlt. Das gesamte Element ist vakuumdicht abgeschlossen. Im Versuchsreaktor wurde eine Leistung von 30 W bei 3 V Spannung gemessen. Eine größere Ausföhrung mit einer sehr großen Anzahl von Brennstoffelementen ist vorgesehen, jedoch ist der Investitionsaufwand groß, und beträchtliche Schwierigkeiten müssen noch überwunden werden.

c) Mitarbeiter von Westinghouse warteten kürzlich mit einem Projekt nach Bild 12 auf. Es handelt sich um die Kombination eines Reaktors mit thermionischem und thermoelektrischem Wandler. Die vielversprechende „Tandem-Einheit“ soll in der Lage sein, 5 ... 30 W Ausgangsleistung zu liefern. Sie ist für automatische Wetterstationen, Meeresleuchtbojen und verschiedene andere Anwendungen bei der Marine vorgesehen. Von besonderem Interesse sind diese Generatoren auch für Satelliten, um sie mit Hilfe solcher Aggregate auf einfache Art mit elektrischem Strom zu versorgen.

Bei diesem Projekt wird indirekte Heizung einer Wolframkatode durch ein Uranbrennstoffelement (UO_2) angewandt. Die aus Nickel bestehende Anode wird indirekt über Thermoelemente und die Aluminiumhülle gekühlt. Die Thermoelemente sind in Reihenschaltung rings um die Anode angeordnet.

d) die Thermo-Electron-Engineering Corp. hat versuchsweise für Satellitenzwecke Dioden mit etwa 6 cm Durchmesser gebaut, die von einem Radioisotop bestrahlt wurden und eine Leistung von etwa 5 W abgaben. Der Wirkungsgrad η ist etwa



6 %. Die Kosten je Anordnung werden mit 20 000 DM angegeben, sind also relativ hoch. Man hofft mit 5-kW-Typen bei einem Preis von 400 DM/kW einen Wirkungsgrad von 15 % zu erreichen.

2.3.2. Andere Anwendungen

Außer in den beschriebenen Kernreaktoren spezieller Bauart, bei denen es auf besonders geringes Volumen und Gewicht ankommt, ist auch der Einsatz in der Raketentechnik vorgesehen. Mehrere Versuchsreihen wurden bereits gestartet und verliefen recht vielversprechend.

Im zivilen Sektor wird zum Beispiel die Aufheizung von Cs-Dioden mit Sonnenenergie mittels Parabolspiegels versucht. Die Thompson Romo Woolridge Inc. befaßt sich gegenwärtig mit dem Bau solcher Energiewandler, die im Brennpunkt kleiner Aluminium-Speziesspiegel angeordnet sind und so die Sonnenenergie direkt in Elektrizität umwandeln. Obwohl erst primitive Ausführungen vorhanden sind, ließen sich mit diesen bereits doppelt so hohe Wirkungsgrade wie mit Si-Photozellen erreichen.

Auch als Hochtemperaturstufe in Verbindung mit thermischen Maschinen sind Cs-Dioden geeignet. Wenn sie dem Dampferprozess vorgeschaltet werden, sollte es möglich sein, auf einen Gesamtwirkungsgrad von maximal 60 % zu kommen. Bis zur technischen Verwirklichung ist aber noch ein weiter Weg. (Fortsetzung folgt)

Drahtlose Energieversorgung von Flugkörpern mit Hilfe von Mikrowellen



Am 28. Oktober 1964 führte in Burlington, Mass., USA, die Raytheon Comp. zum ersten Male öffentlich die drahtlose Energieübertragung mit Hilfe von Mikrowellen vor. Vom Erdboden aus wurde über eine den üblichen Radarantennen ähnliche Parabolspiegelantenne die gebündelte Mikrowellenenergie senkrecht nach oben zu einem in 15 m Höhe schwebenden kleinen Helikopter gestrahlt. Unter dem Helikopter war eine gleichrichtende Spezialantenne angebracht. Sie bestand aus einigen tausend kleinen je etwa 1 cm langen Halbleiterdioden. Die auf diese Spezialantenne (s. Titelbild) auftreffende Mikrowellenstrahlung wurde von den Dioden gleichgerichtet. Der Gleichstrom trieb einen Gleichstrommotor an, auf dessen Achse die 1,8 m langen Rotorblätter des Helikopters saßen. (Über die verwendeten Frequenzen enthält die vorliegende Meldung keine Angaben; es heißt etwa: „Ähnlich wie sie für Radar benutzt werden.“)

Bei dieser Versuchsausführung handelt es sich um eine Entwicklung, die von Raytheon für die US Air Force durchgeführt wurde. Sprecher gaben an, daß die drahtlose Übertragung großer Leistungen von revolutionärer Wichtigkeit sei. Die kontinuierliche Energieversorgung vom Boden her zu in der Luft operierenden Flugkörpern würde ganz neue Möglichkeiten schaffen. Mit diesem Verfahren könnten fliegende Plattformen mit Energie versorgt werden, die sich beispielsweise für Fernsehübertragungen, als Funkbaken, für navigatorische Zwecke und Wettermeldungen, für Verwendungen im Vermessungswesen usw. einsetzen lassen.

Bei der Demonstration wurde der senkrecht auf- und abgleitende Helikopter noch an Seilen geführt, die das Flugzeug direkt über dem Mikrowellenstrahl hielten. Unter Ausnutzung bekannter Methoden der Richtstrahltechnik können Weiterentwicklungen jedoch zu Luftfahrzeugen führen, die sich automatisch auf den Mikrowellenstrahl einstellen.

Die Vorführanlage arbeitete mit 5 kW Generatorleistung. Mit Hilfe einer ebenfalls von Raytheon neu entwickelten Amplituden-Röhre läßt sich aber eine fast 100mal so große Leistung bei Wirkungsgraden von etwa 70 Prozent erzeugen. Damit dürfte dann über lange Zeiträume hinweg die Energieversorgung von Helikoptern möglich sein, die sich in Höhen bis zu 15 000 m bewegen.

Zählrichtungen für Spannungen und Ströme

Schluß von FUNK-TECHNIK Bd. 19 (1964) Nr. 22, S. 810

DK 537.313

5. Wahl der Spannungs- und Strompfeile bei Vierpolen

Hier wird folgende Darstellungsweise für die Spannungen zugrunde gelegt: Ein Spannungspfeil ist ein Zählpfeil, der aus- sagt, daß mit dem neben diesem Pfeil stehenden Formelzeichen die Spannung des Pfeilansfangs gegen den der Pfeilspitze zugeordneten Bezugspunkt gemeint ist. Hat das Formelzeichen ein positives Vorzeichen, so bedeutet dies, daß die Spannung positiv gegen den Bezugspunkt ist, hat es ein negatives Vorzeichen, dann ist die Spannung des Pfeilansfangs negativ gegen den Bezugspunkt (Pfeilspitze). Diese Wahl der Zählpfeile entspricht der Darstellung der Klemmenspannungen (s. Abschnitt 1.3.). Damit man auch bezüglich der Spannungspfeile zu einer einheitlichen Darstellung gelangt, hat man sich bei Vierpolen auf die im Bild 12 an-

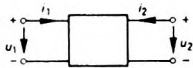


Bild 12. Einheitliche Festlegung der Spannungs- und Strompfeile bei einem Vierpol; Spannungspfeile kennzeichnen Klemmenspannungen, Strompfeile gelten für symmetrische Vorzeichenregel

gegebenen Pfeilrichtungen geeinigt. In diesem Falle stellen also die Pfeile die Klemmenspannungen dar, daß heißt die Spannungen, die man mit einem an den Klemmen angeschlossenen Meßinstrument mißt.

Man findet aber im amerikanischen Schrifttum (und teilweise auch im deutschen) noch eine andere Darstellungsart. Dabei sind die Spannungspfeile vom Minus- zum Pluspol gerichtet. In diesem Falle (Bild 13) stellen die Pfeile also EMK



Bild 13. Im Gegensatz zu Bild 12 sind die Spannungspfeile hier EMK-Pfeile

dar (s. Abschnitt 1.1.). Für die Darstellungsart nach Bild 12 spricht jedoch, daß es sich dabei um meßbare Größen handelt. Das entspricht auch einer Grundvorstellung der Vierpoltheorie, und zwar der des sogenannten „schwarzen Kastens“, dessen Inhalt nur durch Messungen an seinen von außen zugänglichen Klemmenpaaren definiert wird.

Für die Strompfeile gilt das im Abschnitt 4.3. Gesagte, das heißt, die in den Vierpol hineinfließenden Ströme werden positiv bewertet (Bilder 12 und 13). Man bezeichnet diese Wahl der Strompfeile auch als symmetrische Vorzeichenregel im Gegensatz zur unsymmetrischen oder Kettenvorzeichenregel, bei der der Ausgangsstrom i_2 aus dem Vierpol herausfließt. An dieser Stelle soll aber darauf hingewiesen werden, daß in der Feldtheorie der Vierpoltheorie [3] stets die unsymmetrische Vorzeichenregel benutzt wird, während der Vierpoltheorie mit Transistoren wegen der Festlegung im

Abschnitt 4.3. immer die symmetrische Vorzeichenregel zugrunde liegt. Daher ist bei der Zusammenschaltung von Transistorvierpolen mit anderen (passiven) Vierpolen unbedingt darauf zu achten, daß die Matrixgleichungen der passiven Vierpole für die symmetrische Vorzeichenregel gelten, das heißt, daß sie unter Zugrundelegung dieser Regel abgeleitet wurden. Ebenso vorsichtig muß man mit den im Schrifttum zu findenden Tabellen von Vierpolmatrizen (zum Beispiel [3,4]) sein. Man muß sich stets erst vergewissern, welche Vorzeichenregel zugrunde gelegt wurde.

Als Beispiel sollen die Vierpolgleichungen eines einfachen T-Vierpols für beide Vorzeichenregeln abgeleitet werden (Bild 14). a) Spannungspfeile stellen Klemmenspannungen dar, symmetrische Vorzeichen (Bild 14a):

Mit $\sum u = 0$ erhält man

$$\begin{aligned} u_1 - u_3 - u_2 &= 0 \\ u_2 - u_4 - u_1 &= 0 \end{aligned}$$

oder

$$\begin{aligned} u_1 &= u_3 + u_2 = i_1 \cdot R_1 + (i_1 + i_2) R_2 \\ u_2 &= u_4 + u_1 = i_2 \cdot R_3 + (i_1 + i_2) R_2 \end{aligned}$$

Nach Strömen geordnet, ergibt sich

$$\begin{aligned} u_1 &= i_1 (R_1 + R_2) + i_2 \cdot R_2 \\ u_2 &= i_1 \cdot R_2 + i_2 (R_2 + R_3) \end{aligned}$$

b) Spannungspfeile stellen EMK dar, symmetrische Vorzeichen (Bild 14b):

Da jetzt u_1, u_2, \dots als EMK aufzufassen sind, erhält man mit $\sum e = \sum u$

$$\begin{aligned} u_1 &= u_3 + u_2 \\ u_2 &= u_4 + u_1 \end{aligned}$$

das heißt, die gleichen Gleichungen wie bei a).

c) Spannungspfeile stellen Klemmenspannungen dar, unsymmetrische Vorzeichen (Bild 14c):

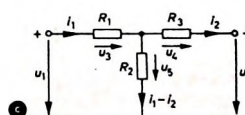
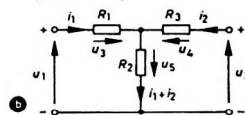
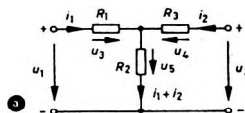


Bild 14. a) Beispiel für die Eintragung der Spannungs- und Strompfeile in einem T-Vierpol gemäß Festlegung nach Bild 12; b) analog Bild 14a, jedoch Eintragung von Ein- und Ausgangsspannung gemäß Bild 13; c) analog Bild 14a, jedoch unsymmetrische Vorzeichenregel für die Ströme

Man erhält die Gleichungen

$$\begin{aligned} u_1 - u_3 - u_2 &= 0 \\ u_2 - u_4 - u_1 &= 0 \end{aligned}$$

oder

$$\begin{aligned} u_1 &= i_1 (R_1 + R_2) - i_2 \cdot R_2 \\ u_2 &= i_1 \cdot R_2 - i_2 (R_2 + R_3) \end{aligned}$$

Die entsprechenden Matrizen lauten für die Fälle a) und b)

$$(Z) = \begin{pmatrix} R_1 + R_2 & R_2 \\ R_2 & R_2 + R_3 \end{pmatrix}$$

und für Fall c)

$$(Z) = \begin{pmatrix} R_1 + R_2 & -R_2 \\ R_2 & -(R_2 + R_3) \end{pmatrix}$$

In beiden Fällen handelt es sich um die Widerstandsmatrix. Durch Umstellen der Gleichungen kann man auch andere Matrizen (zum Beispiel die Leitwertmatrix oder die Hybridmatrix) erhalten. In der Praxis benutzt man aber zweckmäßigerweise Umrechnungstabellen (für symmetrische Vorzeichenregel zum Beispiel [5], für unsymmetrische beispielsweise [4]).

An dieser Stelle soll noch etwas näher auf die unsymmetrische oder Kettenvorzeichenregel eingegangen werden. Die Bezeichnung Kettenvorzeichen rührt daher, daß bei der Kettenschaltung von Vierpolen der Ausgangsstrom des einen Vierpols stets gleich dem Eingangsstrom des sich anschließenden Vierpols ist, so daß zwangsläufig die unsymmetrische Vorzeichenregel benutzt werden muß. Da aber bei Transistorvierpolen stets die symmetrische Regel zugrunde gelegt wird, berücksichtigt man dies einfach dadurch, daß man die Kettenmatrixgleichungen in der Form

$$\begin{aligned} u_1 &= a_{11} \cdot u_2 + a_{12} \cdot (-i_2) = a_{11} \cdot u_2 - a_{12} \cdot i_2 \\ i_1 &= a_{21} \cdot u_2 + a_{22} \cdot (-i_2) = a_{21} \cdot u_2 - a_{22} \cdot i_2 \end{aligned}$$

oder (in Matrixform geschrieben)

$$\begin{pmatrix} u_1 \\ i_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_2 \\ -i_2 \end{pmatrix}$$

ansetzt. Man beachte vor allem, daß die Elemente der Matrix positiv definiert sind. Wie man sieht, wurde also der in den Vierpol hineinfließende Strom i_2 durch den gleich hohen, aber entgegengesetzt gerichteten (d. h. herausfließenden) Strom $-i_2$ ersetzt. Leitet man zum Beispiel die Kettenmatrixgleichungen des T-Vierpols (unter Zugrundelegung der symmetrischen Vorzeichenregel) durch Umformung der Widerstandsgleichungen (Fall a)) ab, dann erhält man

$$\begin{aligned} u_1 &= (1 + G_2 \cdot R_1) u_2 - (R_1 + R_2 + R_1 \cdot R_2 \cdot G_3) i_2 \\ i_1 &= G_2 \cdot u_2 - (1 + G_2 \cdot R_2) i_2 \end{aligned}$$

und die Kettenmatrix lautet

$$(a) = \begin{pmatrix} 1 + G_2 \cdot R_1 & R_1 + R_2 + R_1 \cdot R_2 \cdot G_3 \\ G_2 & 1 + G_2 \cdot R_2 \end{pmatrix}$$

Zum gleichen Ergebnis kommt man bequemer, wenn man eine für die symmetrische Vorzeichenregel geltende Umrechnungstabelle [5] benutzt, bei der die für den Fall der Kettenmatrix erforderliche Stromumkehr des Ausgangsstroms bereits berücksichtigt ist.

Legt man für eine Rechnung grundsätzlich die unsymmetrische Vorzeichenregel zugrunde (zum Beispiel bei der Berechnung von Röhrenschaltungen), dann benutzt man eine entsprechende Umrechnungs-

tabelle [4] und berücksichtigt, daß in diesem Falle alle Matrixgleichungen positiv angesetzt werden. Das heißt, auch für die Kettenmatrixgleichungen gilt jetzt

$$\begin{aligned} u_1 &= a_{11} \cdot u_2 + a_{12} \cdot i_2 \\ i_1 &= a_{21} \cdot u_2 + a_{22} \cdot i_2 \end{aligned}$$

oder in Matrixschreibweise

$$\begin{pmatrix} u_1 \\ i_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_2 \\ i_2 \end{pmatrix}$$

Sollen zwei oder noch mehr Vierpole mit symmetrischen Vorzeichen in Kette geschaltet werden, so geht man folgendermaßen vor: Nach Bild 15 ist das äußere

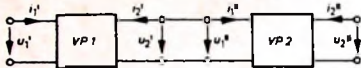


Bild 15. Ketterschaltung zweier Vierpole

Verhalten des Vierpols VP1, ausgedrückt durch die Parameter der Kettenmatrix, durch

$$\begin{aligned} u_1' &= a'_{11} \cdot u_2 - a'_{12} \cdot i_2 \\ i_1' &= a'_{21} \cdot u_2 - a'_{22} \cdot i_2 \end{aligned}$$

definiert. In Matrixform lauten diese Gleichungen

$$\begin{pmatrix} u_1' \\ i_1' \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a'_{11} & a'_{12} \\ a'_{21} & a'_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_2 \\ -i_2 \end{pmatrix}$$

Analog kann man für den Vierpol VP2

$$\begin{pmatrix} u_1'' \\ i_1'' \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a''_{11} & a''_{12} \\ a''_{21} & a''_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_2 \\ -i_2 \end{pmatrix}$$

schreiben. Aus Bild 15 erkennt man, daß außerdem

$$\begin{pmatrix} -u_2 \\ -i_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} u_2' \\ i_2' \end{pmatrix}$$

gilt. Durch Kombination der drei Gleichungssysteme ergibt sich schließlich die Matrixgleichung der gesamten Ketterschaltung zu

$$\begin{pmatrix} u_1' \\ i_1' \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a'_{11} & a'_{12} \\ a'_{21} & a'_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a''_{11} & a''_{12} \\ a''_{21} & a''_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_2 \\ -i_2 \end{pmatrix}$$

Dieses Ergebnis sagt aus, daß zwei (oder auch beliebig viele) in Kette geschaltete Vierpole durch einen äquivalenten Vierpol ersetzt werden können, dessen Kettenmatrix gleich dem Produkt der Kettenmatrizen der Einzelvierpole ist.

Legt man die unsymmetrische Vorzeichenregel zugrunde, so werden die Kettenmatrixgleichungen positiv definiert, und in den übrigen Gleichungen wird an Stelle von $-i_2$ einfach $+i_2$ geschrieben.

6. Zusammenschaltung von Vierpolen, deren Matrixgleichungen für unterschiedliche Vorzeichenregeln gelten

In der Praxis steht man oft vor der Aufgabe, einen aktiven Vierpol (zum Beispiel einen Transistor) mit einem passiven Vierpol zusammen zu schalten. Während die Vierpolgleichungen des Transistors stets für die symmetrische Vorzeichenregel gelten, ist es leider so, daß den Matrizen tabellen passiver Vierpole [4] fast ausschließlich die unsymmetrische Vorzeichenregel zugrunde liegt. Man darf daher bei der Zusammenschaltung solcher Vierpole nicht die üblichen Gesetze für die Addition der Widerstands-, Leitwerts-, Reihenparallel- oder Parallelreihenmatrizen anwenden. Diese gelten nur, wenn den beiden zusammen zu schaltenden Vierpolen dieselbe Vorzeichenregel zugrunde liegt. Es ist jedoch kein Problem, auch für solche Fälle einfache Gesetze abzuleiten.

6.1. Reihenschaltung zweier Vierpole mit unterschiedlichen Vorzeichen

Der aktive Vierpol (Transistor) werde mit VP1 und der passive mit VP2 bezeichnet (Bild 16). Für VP1 gilt

$$\begin{aligned} u_1' &= z'_{11} \cdot i_1' + z'_{12} \cdot i_2' \\ u_2' &= z'_{21} \cdot i_1' + z'_{22} \cdot i_2' \end{aligned}$$

und für VP2

$$\begin{aligned} u_1'' &= z''_{11} \cdot i_1'' + z''_{12} \cdot i_2'' \\ u_2'' &= z''_{21} \cdot i_1'' + z''_{22} \cdot i_2'' \end{aligned}$$

Aus Bild 16 kann man ferner folgende Beziehungen ablesen:

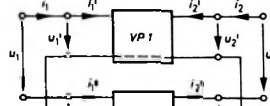


Bild 16. Reihenschaltung zweier Vierpole mit unterschiedlichen Vorzeichenregeln der Ströme

$$\begin{aligned} u_1 &= u_1' - u_1'' \\ u_2 &= u_2' - u_2'' \\ i_1 &= i_1' = -i_1'' \\ i_2 &= i_2' = -i_2'' \end{aligned}$$

Setzt man diese Beziehungen in die Matrixgleichungen ein, so ergibt sich

$$\begin{aligned} u_1 &= (z'_{11} + z''_{11}) i_1 + (z'_{12} - z''_{12}) i_2 \\ u_2 &= (z'_{21} + z''_{21}) i_1 + (z'_{22} - z''_{22}) i_2 \end{aligned}$$

Wie man sieht, werden die Parameter z_{11} und z_{21} jeweils addiert, während die Parameter z_{12} und z_{22} jeweils subtrahiert werden müssen.

6.2. Parallelschaltung zweier Vierpole mit unterschiedlichen Vorzeichen

Die Gleichungspaare lauten hier (VP1 ist wieder der aktive und VP2 der passive Vierpol)

$$\begin{aligned} i_1' &= y'_{11} \cdot u_1' + y'_{12} \cdot u_2' \\ i_2' &= y'_{21} \cdot u_1' + y'_{22} \cdot u_2' \end{aligned} \quad \text{VP 1}$$

$$\begin{aligned} i_1'' &= y''_{11} \cdot u_1'' + y''_{12} \cdot u_2'' \\ i_2'' &= y''_{21} \cdot u_1'' + y''_{22} \cdot u_2'' \end{aligned} \quad \text{VP 2}$$

Ferner gilt

$$\begin{aligned} i_1 &= i_1' + i_1'' \\ i_2 &= i_2' - i_2'' \\ u_1 &= u_1' = u_1'' \\ u_2 &= u_2' = u_2'' \end{aligned}$$

Damit ergeben sich die Vierpolgleichungen des Gesamtvierecks (Bild 17) zu

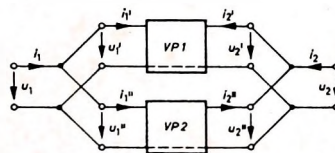


Bild 17. Parallelschaltung zweier Vierpole mit unterschiedlichen Vorzeichenregeln der Ströme

$$\begin{aligned} i_1 &= (y'_{11} + y''_{11}) u_1 + (y'_{12} + y''_{12}) u_2 \\ i_2 &= (y'_{21} - y''_{21}) u_1 + (y'_{22} - y''_{22}) u_2 \end{aligned}$$

6.3. Reihenparallelschaltung zweier Vierpole mit unterschiedlichen Vorzeichen

Hier soll auf die Ableitung verzichtet werden, da sie den beiden vorangegangenen Fällen entspricht. Die Vierpolgleichungen der Gesamtschaltung lauten hier (Bild 18)

$$\begin{aligned} u_1 &= (h'_{11} + h''_{11}) i_1 + (h'_{12} - h''_{12}) u_2 \\ i_1 &= (h'_{21} + h''_{21}) i_1 + (h'_{22} - h''_{22}) u_2 \end{aligned}$$

6.4. Parallelreihenschaltung zweier Vierpole mit unterschiedlichen Vorzeichen

Die Vierpolgleichungen der Gesamtschaltung sind (Bild 19)

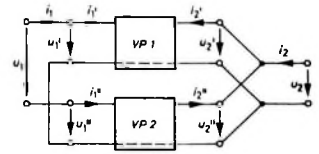


Bild 18. Reihenparallelschaltung zweier Vierpole mit unterschiedlichen Vorzeichenregeln der Ströme

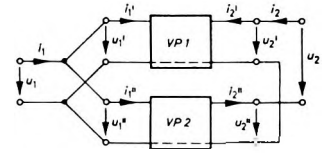


Bild 19. Parallelreihenschaltung zweier Vierpole mit unterschiedlichen Vorzeichenregeln der Ströme

$$\begin{aligned} i_1 &= (g'_{11} + g''_{11}) u_1 + (g'_{12} + g''_{12}) i_2 \\ u_2 &= (g'_{21} - g''_{21}) u_1 + (g'_{22} - g''_{22}) i_2 \end{aligned}$$

6.5. Ketterschaltung zweier Vierpole mit unterschiedlichen Vorzeichen

Soll ein Vierpol mit symmetrischen Vorzeichen mit einem zweiten Vierpol mit unsymmetrischen Vorzeichen in Kette geschaltet werden, dann ist die Gesamtkettenmatrix gleich dem Produkt der Einzelmatrizen.

Die Matrixgleichung des Vierpols mit symmetrischen Vorzeichen sei

$$\begin{pmatrix} u_1' \\ i_1' \end{pmatrix} = (a') \begin{pmatrix} u_2 \\ -i_2 \end{pmatrix}$$

und die des Vierpols mit unsymmetrischen Vorzeichen

$$\begin{pmatrix} u_1'' \\ i_1'' \end{pmatrix} = (a'') \begin{pmatrix} u_2' \\ i_2' \end{pmatrix}$$

Mit der Beziehung für die Verbindungsstelle der beiden Vierpole

$$\begin{pmatrix} -u_2 \\ -i_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} u_2' \\ i_2' \end{pmatrix}$$

ergibt sich die Matrixgleichung der Gesamtschaltung zu

$$\begin{pmatrix} u_1' \\ i_1' \end{pmatrix} = (a') (a'') \begin{pmatrix} u_2 \\ i_2 \end{pmatrix}$$

In allen bisher behandelten Fällen (außer im Abschnitt 6.5.) wurde für den Gesamtviereck die symmetrische Vorzeichenregel gewählt. Wenn der Gesamtviereck dagegen unsymmetrische Vorzeichen haben soll, lassen sich in gleicher Weise aus den entsprechenden Bildern die gewünschten Gleichungen ableiten.

Weiteres Schrifttum

- [3] Feldtkeller, R.: Einführung in die Vierpoltheorie der elektrischen Nachrichtentechnik. Stuttgart 1959, Hirzel
- [4] Schmidt, W.: Einführung in die Matrizenrechnung. Beilage zur Funk-Techn. Bd. 14 (1959) Nr. 12, 14, 15, 16, 18, 20, 22, 23, 24, u. Bd. 15 (1960) Nr. 2, 4, 6, 7, 8, 10, 12, 15, 18
- [5] Handbuch für Hochfrequenz- und Elektro-Techniker, Bd. IV. Berlin 1957, Verlag für Radio-Foto-Kinetik

Vielfachmeßgerät mit dauergespeistem Transistorverstärker

Technische Daten

Spannungsmessungen: ab 30 mV bei Vollausschlag, 10 MOhm/V (beide Werte $\pm 0,5$ dB für Gleich- und für Wechselspannungen im Frequenzbereich 15 bis 15000 Hz)

Strommessungen: ab 0,1 μ A bei Vollausschlag, Spannungsabfall < 150 mV (beide Werte für Gleich- und Wechselströme), getrennte Messung überlagerter Gleich- und Wechselstromkomponenten durch einfaches Umschalten

Widerstandsmessungen (mit zusätzlicher 1,5-V-Batterie): 15 Ohm...15 MOhm in Skalenmitte, 1 Ohm...300 MOhm bei 5% des Endausschlages; 7 Meßbereiche

Linearitätsabweichung des Meßverstärkers: kleiner als $\pm 0,5\%$

Nullpunktänderung bei Temperaturen zwischen -15 und $+50$ °C: $\pm 6\%$ des Vollausschlages; bei normalen Betriebsbedingungen etwa $\pm 2\%$ im Verlaufe eines Monats

Verstärkungsänderung bei Nachlassen der Betriebsspannung: $\pm 0,5\%$ im Verlaufe eines Jahres

Dauerspeisung mit zwei 1,5-V-Zellen bei einem Stromverbrauch von etwa 30 μ A in Ruhestellung und 80 μ A bei Vollausschlag; eine Speisekapazität von 1 Ah genügt für 2...3 Jahre Dauerbetrieb

Dauernde Anzeige des Zustandes der Speisequellen; bei unzureichender Betriebsspannung wird die Meßfunktion selbsttätig unterbunden

Bei der Entwicklung und der Reparatur von Transistorgeräten sind oft Messungen erforderlich, bei denen die Empfindlichkeit handelsüblicher Vielfachmeßgeräte und Röhrenvoltmeter nicht ausreicht. Im nachstehend beschriebenen Meßgerät konnte mit Hilfe eines zweistufigen Transistorverstärkers sowohl für Gleich- als auch für Wechselgrößen eine Anfangsempfindlichkeit von 100 nA und 30 mV bei Vollausschlag erreicht werden. Die verwendeten Halbleiter sind insgesamt kaum teurer als eine in Röhrenvoltmetern übliche Doppeltriode. Infolge Wegfalls des Netztesiles ist das Gerät einem Röhrenvoltmeter nicht nur wirtschaftlich überlegen, sondern auch – bei etwa gleichem Eingangswiderstand, besserer Nullpunktstabilität und höherer Empfindlichkeit – in den Anwendungen bedeutend vielseitiger.

1. Schaltung des Vielfachmeßgerätes

1.1. Prinzip: unsymmetrischer Gleichstromverstärker

Bei batteriegespeisten Geräten ist es meistens nicht wirtschaftlich, ein Signallämpchen zur Anzeige des Betriebszustandes vorzusehen. Da ohne eine Anzeige das Ausschalten des Gerätes aber häufig vergessen wird, ist dann oft ein mit Recht als lästig empfundenen Auswechseln der Batterien notwendig. Im beschriebenen Gerät sollte der Stromverbrauch deshalb grundsätzlich so gering sein, daß ein mindestens einjähriger Dauerbetrieb mit zwei

handelsüblichen etwa je 50 g schweren Stabbatterien möglich ist. Unter Berücksichtigung der natürlichen Alterung der Batterien ist diese Forderung bei einem mittleren Betriebsstrom von 50 μ A zu erfüllen.

Gleichstromverstärker werden aus Stabilitätsgründen meistens symmetrisch aufgebaut. Um eine lineare Anzeige zu erhalten, muß man dann in einer etwa nach Bild 1 geschalteten Endstufe die beiden Emittterruhestrome I_E größer als den zum Vollausschlag des Drehspulinstrumentes nötigen Strom machen. Außerdem gleicht der symmetrische Aufbau nur Arbeitspunktschwankungen, jedoch nicht temperatur- oder betriebsspannungsbedingte Verstärkungsänderungen aus. Eine damit notwendig werdende Stabilisierung der

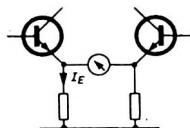


Bild 1. Ein symmetrischer Meßverstärker hat einen großen Stromverbrauch, da der Emittterruhestrom I_E höher sein muß als der Nennstrom des Anzeigeinstrumentes

Bild 2. Der unsymmetrische B-Verstärker hat einen geringen Stromverbrauch; sein Gleichrichtereffekt erlaubt auch die Messung von Wechselspannungen



Betriebsspannung bedingt einen für den Anwendungsfall viel zu hohen Gesamtstromverbrauch in der Größenordnung von 1 mA.

Bei unsymmetrischer Verstärkung kann man nach Bild 2 das Anzeigeinstrument direkt in den Emittterkreis der Ausgangsstufe legen. Die Anzeige des für ein lineares Arbeiten notwendigen Ruhestroms von etwa 15 μ A läßt sich durch ein entsprechendes Verschieben des mechanischen Nullpunkts unterdrücken.

Wie die Einflüsse von Schwankungen der Temperatur und der Speisespannung kompensiert werden, sei an Hand der im Bild 3 dargestellten Prinzipschaltung er-

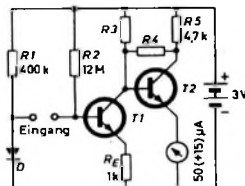


Bild 3. Arbeitspunkt und Verstärkung können stabilisiert werden, wenn dafür gesorgt wird, daß sich der Gegenkopplungswiderstand R_4 entsprechend der Temperatur und der Speisespannung ändert

läutert. Die Diode D (Emittter-Basis-Diode eines dem Transistor T1 ähnlichen Typs) wird mit R_1 so vorgespannt, daß die Ruhespannung zwischen den Eingangs-klemmen des Meßgerätes Null ist. Der Widerstand R_E gleicht das Temperatur- und Spannungsverhalten von D und T1 in einem weiten Bereich aus. Der Temperatureinfluß auf T1 kann geringgehalten werden, wenn man diesen Transistor mit einem sehr hohen Basisvorwiderstand R_2 betreibt¹⁾. Der restliche Temperaturgang bedingt bei Erwärmung ein Sinken des

Emittterstroms von T2. Das ist mit Hilfe eines Heißleiters in Reihe mit dem Gegenkopplungswiderstand R_4 zu vermeiden. Bei höheren Temperaturen wird dann nicht nur der Basisstrom von T2, sondern auch die Gegenkopplung erhöht. Bei geeigneter Wahl von R_5 werden also gleichzeitig die Temperatureinflüsse auf den Arbeitspunkt und auf die Verstärkung mit einem einzigen Heißleiter ausgeglichen.

Ein Zurückgehen der Betriebsspannung wirkt sich stärker auf T1 als auf den in Collectorschaltung arbeitenden Transistor T2 aus; es tritt eine Vergrößerung des Zeigerausschlages ein. Das zur Nullpunkt-korrektur notwendige Potentiometer kann wieder so mit dem Gegenkopplungswiderstand R_4 kombiniert werden, daß gleichzeitig mit dem Arbeitspunkt auch die Ver-

stärkungsänderung kompensiert wird, die beim Sinken der Betriebsspannung entsteht. Den jeweiligen Zustand der Stromquellen zeigt dabei immer die Drehknopfstellung des Nullpotentiometers an. Bei zu starker Batterieentladung ist allerdings der Nullpunkt nicht mehr einzustellen, da dann das Nullpotentiometer anschlägt. Damit ist aber eine erwünschte selbsttätige Unterbindung der Meßfunktion gegeben. Die nur durch das Nachlassen der Speisespannung bedingte Nullpunktswanderung beträgt erst bei schon stark entladenen Batterien (also etwa nach einem Jahr Dauerbetrieb) monatlich etwa 1% des Vollausschlages.

Schon die vorstehenden Ausführungen zeigen, daß die Schaltung nach Bild 3 trotz des geringen Aufwandes dem üblichen symmetrischen Gleichstromverstärker überlegen ist. Weiterhin ist zu beachten, daß T2 als B-Verstärker arbeitet. Eine an den Eingang gelegte Wechselspannung wird dadurch nach Verstärkung gleichgerichtet und zur Anzeige gebracht. Mit Vor- und Nebenschlußwiderständen können Vollausschlag und Eingangswiderstand bei Gleich- und Wechselstrom auf denselben Wert gebracht werden. Da die Anzeige der Wechselgrößen nicht linear erfolgt, muß die Skala gesondert geeicht werden.

1.2. Ausgeführte Schaltung des Meßverstärkers

Das vollständige Schaltbild des Meßverstärkers zeigt Bild 4. Die Eigenempfindlichkeit ist bei Gleichspannungen etwa 10 mV bei Vollausschlag. Da jedoch ein Überlastungsschutz mittels R_6 und R_7 zweckmäßig schien, wurde bei der Einteilung der Bereiche erst vom nächsthöheren Bereich ausgegangen. Dieser entspricht 31,8 mV bei Vollausschlag, da alle Bereiche Zehnerpotenzen von 1 oder $\sqrt{10}$ sind.

Die Anfangsempfindlichkeit bei Strommessungen wurde mit 0,1 μ A bei Vollausschlag gewählt. Zur Vereinfachung des Aufbaus erhielt das Gerät – wie im Ab-

¹⁾ Schreiber, H.: Temperaturkompensation bei Siliziumtransistoren. Funk-Techn. Bd. 19 (1964) Nr. 20, S. 731-732

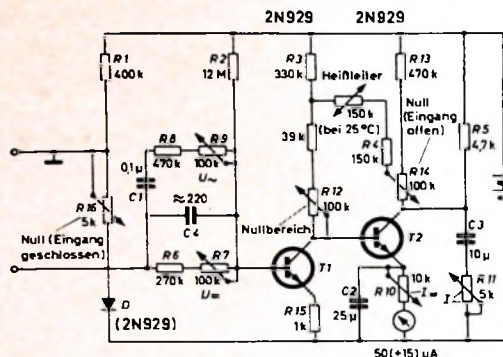


Bild 4. Schaltung des Meßverstärkers. Die Regelwiderstände gestalten es, für Gleich- und Wechselgrößen dieselben Strom- und Spannungsempfindlichkeiten des Meßgeräts einzustellen

schnitt 2.1. noch erläutert – Steckanschlüsse ohne Umschaltung auf Strom- und Spannungsmessung. Der dadurch dauernd an den Eingangsklemmen liegende Nebenschlußwiderstand für Strommessungen beträgt 1,462 MOhm; die Eigenempfindlichkeit ergibt sich daraus zu 78 nA bei Vollausschlag. Bei der ebenfalls im Abschnitt 2.1. erwähnten Umschaltung von Gleich- auf Wechselgrößen wird zum Empfindlichkeitsausgleich ein weiterer Nebenschluß von 1,5 MOhm an die Eingangsklemmen gelegt; der Wert von 78 nA gilt daher nur bei Wechselstrom, bei Gleichstrom ist die Eigenempfindlichkeit 57 nA. Diese beiden Werte können bei Gleichstrom mit R 10 und bei Wechselstrom mit R 11 eingeregelt werden. Danach kann dann bei Gleichspannung mit R 7 und bei Wechselspannung mit R 9 auf Vollausschlag bei einer Eingangsspannung von 31,6 mV abgeglichen werden; der Kondensator C 1 läßt R 8 und R 9 nur bei Wechselstrom wirksam werden. Zur Frequenzkorrektur bis 15...20 kHz dient C 4; der angegebene Richtwert ist experimentell den Transistor- und Schaltkapazitäten anzupassen.

Wenn man nicht über für eine Direkt-eichung genügend empfindliche Meßinstrumente verfügt, dann kann man, ausgehend von einer gut bekannten Spannung von etwa 1 V, die Eichspannung von 31,6 mV mit Hilfe eines Präzisionsspannungsteilers erhalten, dessen kleinster Widerstand unter 1 kOhm liegt. Die Eichströme von 78 und 57 nA lassen sich in einem 10-MOhm-Präzisionswiderstand erzeugen, den man über die Eingangsklemmen an Spannungen von 790 mV oder 580 mV legt. Bei Nachrechnung dieser Werte findet man eine Differenz von 10 mV; sie erklärt sich durch den Spannungsabfall am Eingangswiderstand von T 1.

Der mit dem Heißleiter (NTC-Widerstand Valvo „B8 320 07 P 150KS“) in Reihe liegende Widerstand wurde so gewählt, daß das Gerät laut Bild 5 in einem möglichst großen Temperaturbereich verwendbar ist.

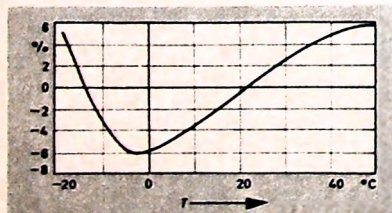


Bild 5. Nullpunktwanderung in Abhängigkeit von der Temperatur in % des Vollausschlags

Wird der Wert des Heißleiters um etwa 50 kOhm vermindert und der des Serienwiderstandes entsprechend erhöht, dann erhält man einen geringeren Temperaturgang zwischen +10 und +35°C, größere Abweichungen aber besonders bei tieferen Temperaturen.

Mit R 12 regelt man den vom Nullpotentiometer R 14 überstrichenen Bereich vor der endgültigen Eichung so ein, daß bei Maximalstellung von R 14 (Schleifer am Collector von T 2) das Meßinstrument bis etwa ein Zehntel der Skalenlänge ausschlägt. Die Gegenkopplung ist dann maximal; sie verringert sich, wenn eine Abnahme der Betriebsspannung eine Nullpunkt-korrektur notwendig macht. R 13 vermindert im gesamten Regelbereich (bis zu einer Betriebsspannung von etwa 2,5 V) die Gegenkopplung entsprechend dem Verstärkungsverlust.

Aus den in Bild 4 angegebenen Werten läßt sich errechnen, daß die statische Stromverstärkung von T 1 bei einem Collectorstrom von rund 10 μA etwa 45...60 betragen muß. Mit T 2 erhält man eine lineare Verstärkung, wenn der Basisstrom klein gegenüber dem Collectorstrom von T 2 ist. Es genügt also, wenn die Stromverstärkung bei $I_C = 20 \mu A$ mindestens 40 ist. Am besten entspricht diesen Daten der SEL-Transistor 2N929 ($\beta \geq 40$ bei $I_C = 10 \mu A$). Weiterhin sind beispielsweise auch (zu etwa 90%) die von General Electric hergestellten besonders preisgünstigen Planar-Epoxyd-Transistoren 2N2714, 2N2924, 2N2825 und (zu etwa 60%) der Typ 2N926 zu verwenden. Nicht genügend verstärkende Exemplare lassen sich für die Kompensationsdiode D einsetzen. Sollte der für T 1 verwendete Transistor eine zu hohe Stromverstärkung aufweisen, dann vergrößert man R 2 so weit, bis die Nullstellung mit R 12 wieder einzuregeln ist. Will man die dann gegebene höhere Empfindlichkeit nicht ausnutzen, dann kann man sie mit einem an die Eingangsklemmen gelegten Nebenschluß verringern und damit die Nullpunktstabilität bei geschlossenem Eingang noch verbessern.

Bei den Epoxyd-Transistoren liegen die Anschlüsse in der sonst nicht üblichen Reihenfolge Emitter – Collector – Basis. Die lichtdurchlässige Epoxyd-Umhüllung bedingt einen störenden Photoeffekt, der einen lichtgeschützten Einbau notwendig macht.

2. Messungen

2.1. Strom- und Spannungsmessungen

Bild 6 zeigt, daß bei Messungen von Gleichspannungen oder -strömen ein Kon-

densator C 5 von 1 μF an den Eingangsklemmen liegt. Dadurch wird vermieden, daß etwa überlagerte Wechselspannungsanteile zur Anzeige gelangen. Parallel zu C 5 liegt der im Abschnitt 1.2. schon erwähnte Nebenschluß R 17, mit dem in den beiden Betriebsarten die Stromempfindlichkeit gleich gemacht wird. Bei Messung von Wechselgrößen werden diese beiden Elemente abgeschaltet. C 6 vermeidet, daß eine etwa vorhandene Gleichkomponente zur Anzeige gebracht wird. Im Gegensatz zu den üblichen Vielfachmeßinstrumenten kann somit das vorliegende Gerät die Gleich- und Wechselstromkomponenten eines Signals getrennt zur Anzeige bringen. Die beschriebene Angleichung der Eingangsempfindlichkeit für Strom und Spannung gestattet es, dieselbe Nebenschluß-

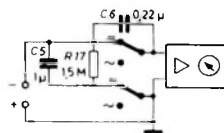


Bild 6. Das Gerät gestattet die völlig getrennte und direkte Messung der Gleich- und Wechselkomponenten eines Stroms oder einer Spannung

reihe nach Bild 7 für Gleich- und Wechselströme zu verwenden. Um leicht zu beschaffende Widerstandswerte zu erhalten, wurden für diese Werte Zehnerpotenzen von 1 und 3,16 gewählt. Der Gesamtwert des Nebenschlusses ist 1,462 MOhm. Der maximale Spannungsabfall bei Strommessungen liegt bei den verschiedenen Meßbereichen und Vollausschlag zwischen 31,6 und 146,2 mV. Der

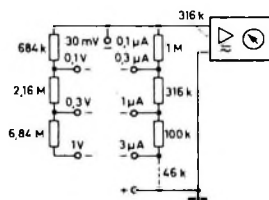


Bild 7. Die Strombereiche erhält man durch einen Nebenschluß mit Anzapfungen, die Spannungsbereiche durch Serienwiderstände

Einfachheit halber wurden die Nennwerte der Bereiche in runden Zahlen (zum Beispiel 3 anstatt 3,16) angegeben.

Zur Spannungsmessung benutzt man Serienwiderstände, deren Wert 10 MOhm je Volt Spannungsabfall sein muß. Um zu hohe und damit schwer zu beschaffende

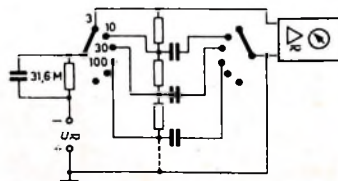


Bild 8. Schaltung zum hochohmigen Messen höherer Gleich- und Wechselspannungen

Widerstandswerte zu vermeiden, erhielt das Mustergerät nur bis zum Meßbereich 1 V eine Kette von Serienwiderständen (Bild 7). Höhere Spannungen können gemessen werden, wenn man nach Bild 8 mit einem Umschalter einen Vorwiderstand von 31,6 MOhm an die Abgriffe des

Nebenschlusses legt. Im Bereich 0,1 μA erhält man damit bei Vollausschlag 3,16 V und auf dem Bereich 0,316 μA dann 1 V usw. Es ist ersichtlich, daß diese Methode nur anwendbar ist, wenn die aufeinanderfolgenden Bereiche in einem Verhältnis von $1 : \sqrt{10}$ stehen. Für die Messung von Wechselspannungen muß, wie im Bild 8 angedeutet, der so erhaltene Spannungsteiler mit kleinen Kapazitäten frequenzkompensiert werden. Weiterhin ist auf eine gute Abschirmung zu achten, denn bei 100 V und 10 kHz genügt bereits eine Kapazität von 0,015 pF, um das Gerät bei einem Strom von 0,1 μA zum Vollauschlag zu bringen.

Wenn nur mit Steckanschlüssen gearbeitet wird, können höhere Gleichspannungen gemessen werden, indem man den

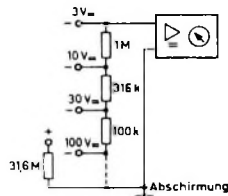


Bild 9. Der Bereichumschalter ist nicht erforderlich, wenn nur Gleichspannungen hochohmig gemessen werden sollen

31,6-MOhm-Widerstand in Reihe mit dem Plusanschluß legt (Bild 9). Die Minusanschlüsse für die Bereiche 3, 10, 30, 100, 300 und 1000 V sind dann identisch mit denen der Strombereiche 0,1, 0,3, 1, 3, 10 und 30 μA .

Die Tatsache, daß keine der Eingangsklemmen mit der Abschirmung verbunden ist, stört beim Messen von Gleichspannungen nicht, wenn das Gerät in einem Isoliergehäuse untergebracht wird. Wegen der Kapazität mit der Umgebung dürften jedoch Wechselspannungen auch bei 50 Hz nur auf den Bereichen 300 und 1000 V einigermaßen genau zu messen sein. Für Tonfrequenzmessungen ist deshalb nach Bild 10 ein in einem Tastkopf unterge-

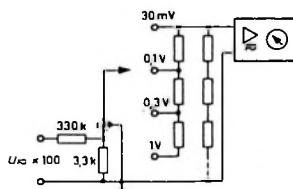


Bild 10. Tastkopf mit Spannungsteiler zum Messen höherer Gleich- und Wechselspannungen

brachter Spannungsteiler vorgeschaltet. Da der kleinere Widerstand dieses Spannungsteilers klein gegen den niedrigsten Eingangswiderstand des Voltmeters sein muß, kommt man auf bedeutend niedrigere Widerstandswerte als beim Messen von Gleichspannungen nach Bild 9.

2.2. Widerstandsmessungen

Der Nebenschluß für Strommessungen hat Steckanschlüsse, an denen zusätzlich Widerstandswerte mit etwa Zehnerpotenzen von 14,6 Ohm genannt sind. Mit Hilfe eines 1,5-V-Elements und bei einem Meßabgleich auf 1,46 V können mit dem Meßgerät Widerstandsmessungen ausgeführt

werden. Die Skalenmitte des Instruments wird dabei immer einer Zehnerpotenz von 14,6 Ohm entsprechen. Der Einfachheit halber sind im Bild 11 und auf dem Mustergerät die Nennwerte der Bereiche mit 15, 150, 1500 Ohm usw. angegeben. Die genannten Werte zeigen, daß der Gesamtwert des Nebenschlusses jetzt 14,6 MOhm groß sein muß. Unter Berücksichtigung

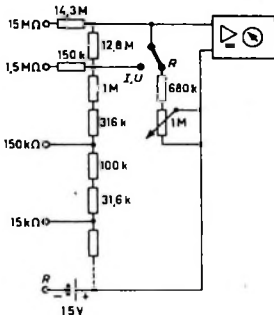


Bild 11. Zur Widerstandsmessung wird der Nebenschlußwiderstand so erweitert, daß der maximale Spannungsabfall etwa der Spannung einer zusätzlich notwendigen 1,5-V-Batterie entspricht

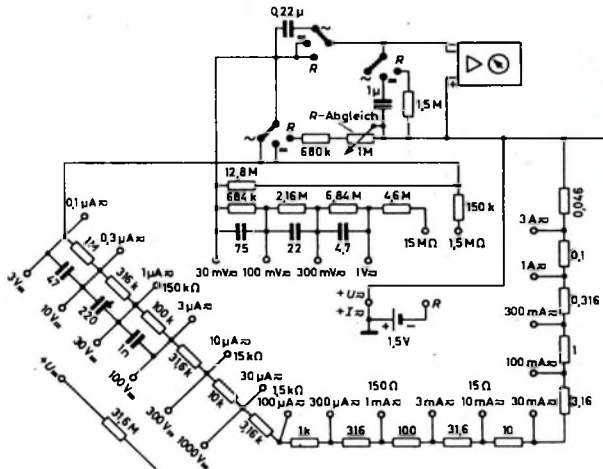


Bild 12. Gesamtschaltbild der Meßkreise

des Eingangswiderstandes des Meßgerätes ist daher bei Widerstandsmessungen der Nebenschluß um 12,8 MOhm zu erweitern. Gleichzeitig wird in der zugehörigen Schaltstellung R eines Umschalters (Bild 11) die Eingangsempfindlichkeit des Meßverstärkers wieder durch einen direkt an die Eingangsklemmen gelegten Nebenschluß angepaßt. Dieser Nebenschluß enthält einen Regelwiderstand, mit dem man vor der Messung das Ohmmeter bei kurzgeschlossenen Eingangsklemmen auf Vollauschlag abgleicht. Da alle Widerstandsbereiche mit derselben Meßspannung arbeiten, ist es meistens nicht notwendig, diesen Abgleich bei Bereichswechsel nachzuregeln. Die Bereiche 1,5 MOhm und 15 MOhm benötigen zusätzliche Widerstände zur Anpassung an den Nebenschluß; sie erhielten deshalb besondere Anschlüsse. Bei den anderen Bereichen werden die entsprechenden Anschlüsse der Strombereiche mitbenutzt.

Die Eichkurve des Ohmmeters erhält man, indem man den angezeigten Strom I (0 ... 100 mA) als Funktion des zu messenden Widerstandes R aufträgt. Für I gilt

$$I = \frac{U}{R_{\text{ges}}}$$

im Meßbereich 15 Ohm also zum Beispiel

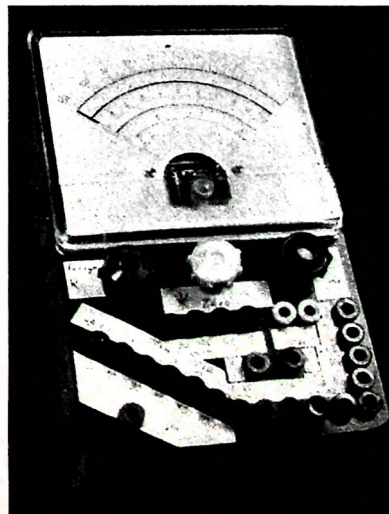
$$I = \frac{1,46}{14,6 + R}$$

3. Aufbau

Die Gesamtschaltung der Meßkreise zeigt Bild 12. Die Anordnung der Anschlüsse entspricht der im Mustergerät nach Bild 13. Die zur Frequenzkompensation angegebenen Kapazitäten sind nur als Richtwerte zu betrachten, da sie sowohl von der Eingangskapazität des Verstärkers als auch von den Kapazitäten zwischen den Anschlüssen abhängen. Der Frequenzgang des Mustergerätes in den Spannungsbereichen ist im Bild 14 wiedergegeben.

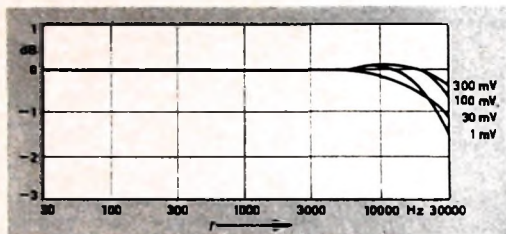
Zum Messen von Hochfrequenzspannungen kann man einen zwei HF-Siliziumdioden (beispielsweise OA 91) enthaltenden Meßkopf nach Bild 15 verwenden. Mit diesem Tastkopf erhält man auf dem empfindlichsten Gleichspannungsbereich Vollauschlag bei etwa 300 mV_{eff}. Durch zusätzliche Widerstände oder Spannungsteiler auf der Gleichstromseite sind weitere Meßbereiche zu erreichen; bis 3 V

Bild 13 (unten). Außenansicht des Mustergerätes (Tarage = Abgleich, Zero = Nullpunkteinstellung)



müssen jedoch besondere Eichkurven angelegt werden.
Das Skalenblatt des Meßinstrumentes wurde nach Berechnung der Ohmskala und nach Aufnahme einer Eichkurve für Wechselgrößen gezeichnet. Papier und

Von den beiden Nullreglern ist nur R 12 (Bild 4) mit Hilfe eines Drehknopfs von außen bedienbar. Die Nulleinstellung mit R 16 bei geschlossenem Eingang ist weit aus stabiler und auch nur auf den empfindlichsten Meßbereichen von Belang.



◀ Bild 14. Frequenzgang in den Bereichen 30 mV...1 V

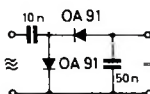


Bild 15. Gleichrichter zur Messung von HF-Spannungen

Karton sind als Grundlage schlecht geeignet, da sie meistens dünne, aus der Oberfläche austretende und den Zeiger hemmende Fasern enthalten. Deshalb wurde die vorhandene Metallskala mit weißer Mattfarbe überstrichen und nach dem Trocknen mit sehr feinem Schmirgelpapier geglättet. Zum Zeichnen diente handelsübliche Tusche.

Als Gehäuse wurde eine Plastikschatel benutzt, die zur Abschirmung innen metallisiert wurde. Als Frontplatte diente eine Isolierplatte mit Kupferauflage, wie sie zur Herstellung geätzter Schaltungen verwendet wird. Der Nachbau des Gerätes läßt sich so mit einfachen Mitteln bewerkstelligen; er ist besonders lohnend, da es ähnliche Geräte noch nicht im Handel gibt. (Fortsetzung folgt)

A. SCHUMANN

Transistormeißverstärker für kleine Gleichspannungen mit sehr hochohmigen Eingang

Der nachfolgend beschriebene Verstärker¹⁾ kann als Vorverstärker für einen Oszillografen im Frequenzbereich von 0 bis ≈ 10 kHz oder in Verbindung mit einem nachgeschalteten Drehspulinstrument als hochohmiges Meßgerät für kleine und (bei Spannungsteilung vor dem Eingang) auch für große Gleichspannungen verwendet werden.

Das Prinzip entspricht einem bereits beschriebenen NF-Verstärker [1]. Auch hier wird mit der Eingangsspannung die Frequenz eines Oszillators beeinflusst, wodurch sich die Ausgangsspannung eines angeschlossenen Flankendemodulators ändert (Bild 1). Die Eingangsspannung, die unverzerrt verstärkt werden kann, beträgt ± 150 mV. Die Ausgangsspannung ist entsprechend der Eingangsspannung positiv oder negativ gegen Masse. Daß die Ausgangsspannung im Leerlauf gegen Masse genau 0 V ist, wird mit folgenden Maßnahmen erreicht: Am Widerstand R 4 ent-

steht eine negative Spannung, die HF-Spannung am darüberliegenden Schwingkreis L 2, C 3 wird mit der Diode D 4 positiv gleichgerichtet. Die Spannungen sind so bemessen, daß hinter der Diode D 4 die Spannung 0 V gegen Masse ist. Der Diodenlastwiderstand R 5 ist nicht am „kalten“ Ende des Schwingkreises L 2, C 3 angeschlossen, sondern an dem negativen Pol der Betriebsspannung. Dadurch ergibt sich bei gleichem Laststrom ein wesentlich höherer Lastwiderstand und eine entsprechend größere Spannungsverstärkung. Die Leerlaufspannung am Ausgang wird mit dem Potentiometer R 7 auf „Null“ gestellt. Dabei wird außer der Diodenvorspannung auch die Basisspannung verändert, was auch eine Änderung der Spannung am Widerstand R 4 zur Folge hat, die aber der Spannungsänderung am Flankendemodulator L 2, C 3, D 4 entgegengesetzt ist. Durch diesen Effekt werden Änderungen, die durch Temperatureinflüsse entstehen, vermindert.

Die Betriebsspannung wird einer 9-V-Batterie entnommen und mit einer Zener-

diode auf 6,5 V konstant gehalten. Mit dieser stabilen Spannung kann man die Empfindlichkeit des Gerätes jederzeit nacheichen.

Als Anzeigeinstrument ist ein Drehspulmeßwerk bis 1 mA Vollausschlag verwendbar. Von der Wahl des Instruments hängen die Spannungsverstärkung und die Dimensionierung der Widerstände R 3, R 4, R 5 und R 6 (Tab. I) ab. Die Spannungsverstärkung kann erhöht werden, wenn ein Arbeitspunkt mit größeren Strom- und Spannungswerten eingestellt wird.

Die in der Tabelle jeweils angegebene Betriebsspannung ist der niedrigste Wert, bei dem noch eine lineare Verstärkung möglich ist. Mit der im Bild 1 angegebenen Zenerdiode Z 6 ist die Spannung etwa 6,5 V. Den Widerstand R 6 errechnet man mit Hilfe der Formel

$$R_6 = \frac{U_{\text{batt}} - U_b}{I_{\text{ges}}}$$

Darin ist U_{batt} die Batteriespannung (minimal), U_b die mit D 3 stabilisierte Betriebsspannung und I_{ges} der Gesamtstrom

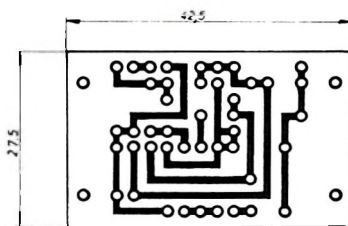


Bild 2. Ätzworlage (Maßstab 1:1) für die Platine

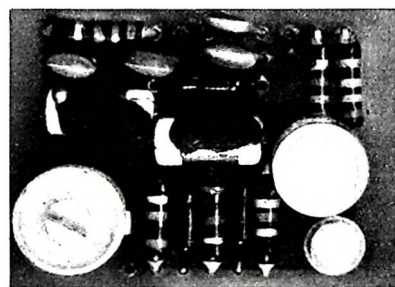


Bild 3. Anordnung der Bauelemente

nach Tab. I. Die Bilder 2 und 3 zeigen als praktisches Aufbaubeiispiel die Ätzworlage für die Platine und die Anordnung der Bauelemente.

Schrifttum

- [1] Extrem rauscharmer Transistor-NF-Verstärker mit sehr hochohmigen Eingang. Funk-Techn. Bd. 19 (1964) Nr. 22, S. 821

¹⁾ DBP angemeldet; gewerbliche Ausnutzung nur mit Genehmigung des Verfassers

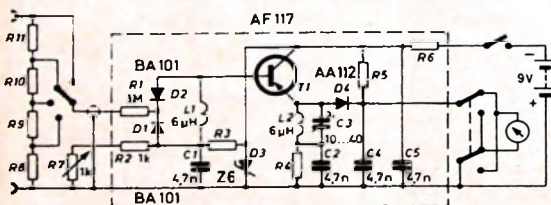


Bild 1. Schaltung des Transistormeißverstärkers

Tab. I. Dimensionierung des Verstärkers ▶

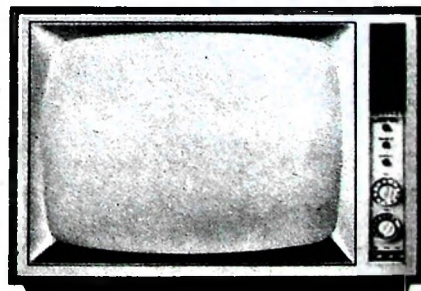
Meßwerk	1 mA/ 180 Ohm	0,3 mA/ 500 Ohm	100 µA/ 1,5 kOhm	30 µA/ 5 kOhm
R 2	470 Ohm	1,8 kOhm	1,8 kOhm	1,8 kOhm
R 3	6,8 kOhm	10 kOhm	12 kOhm	15 kOhm
R 4	27 Ohm	100 Ohm	220 Ohm	560 Ohm
R 5	2,7 kOhm	6,8 kOhm	27 kOhm	82 kOhm
I_{ges}	10 mA	6 mA	2 mA	0,75 mA
Verstärkung	0,75fach	1,15fach	2,1fach	2,4fach
Betriebsspannung	4,6 V	4,2 V	4,2 V	4,2 V



**Philips Fernsehgeräte
sind zukunftsweisend**

Gekühltes Chassis

Die Konstruktion eines Philips Fernsehgerätes ist zuverlässig und betriebssicher. Beispiel: Das kühle Chassis. Die tiefgezogene stabile Rückwand garantiert durch ihren Aufbau eine ausgezeichnete Be- und Entlüftung. Daraus resultieren gleichbleibend niedrige Temperaturen an den Bauelementen. Sie leben länger. Philips Fernsehgeräte sind Begriff und Maßstab internationaler Spitzenklasse. Sie sind für die Zukunft gebaut. Sie bieten Zuverlässigkeit über viele Jahre.



....nimm doch **PHILIPS** Fernsehen

Eine 20-Elemente-Dipolzeile für das 70-cm-Band

Arbeiten von Kmosko, Johnson [1] und Greenblum [2] aus dem Jahre 1956 haben einen unerwarteten, einschneidenden Einfluß auf die Antennentechnik des UKW-Amateurs ausgeübt: Der Lang-Yagi wurde, zumindest in Deutschland, „Einheitsantenne“. Kienow und Pries [3] überarbeiteten in langwierigen Feldexperimenten die amerikanischen Ergebnisse und beschäftigten sich mit dem 13- und 10-Elemente-Lang-Yagi für 144...146 MHz für 240-Ohm-Spelseitung. Lickfeld [4] konstruierte letzteren für 52-Ohm-Koaxialleitung um, und dann war ein Standard erreicht, der bis zum heutigen Tage unangetastet geblieben ist. Lickfeld [5] beschrieb 1952 eine 12-Elemente-Dipolzeile für das 2-m-Band, die sich großer Beliebtheit erfreute. Hoyer [6] ein Jahr später eine 16-Elemente-Dipolzeile, die ihm überraschende DX-Erfolge eintrug. Rothammel [7] machte 1958 auf die Vorteile der Dipolzeile aufmerksam: große Bandbreite, Halbwertsbreite der horizontalen Hauptkeule 80°, Erhebungswinkel der vertikalen Hauptkeule kleiner als 5°. Die Dipolzeile bietet sich also als DX-Antenne an, wenn Ausbreitungsmechanismen ausgenutzt

werden können oder sollen, die einen möglichst kleinen Abstrahlungswinkel in der senkrechten Ebene erfordern, wie etwa troposphärische Überreichweiten oder Vorwärtsstreuung. Die weithin bekannten Stationen DL 3 YBA und DL 0 HH haben diese Vorzüge zu nutzen gewußt und waren, durch entsprechenden mechanischen Aufwand, in der Lage, den nicht vernachlässigbaren Nachteil der Dipolzeile zu überwinden, nämlich ihre verhältnismäßig große Windlast. Inzwischen sind Antennenrotoren auf dem Markt, die selbst schwerste Richtantennen zuverlässig meistern, und damit ist eigentlich ein Entwicklungsstand erreicht, der es DX-Interessierten UKW-Amateuren nahelegt, sich der Dipolzeile zu erinnern. Es sollte eine Situation herbeigeführt werden, die der in den USA üblichen entspricht; dort findet man einen ausgeglichenen Aufwand von Yagi-Richtantennen auf der einen und von Dipolzeilen auf der anderen Seite, um jeder Art von DX-Arbeit gerecht werden zu können, wobei der Meteorscatter-Bereich die Domäne der neigbaren oder auch nichtneigbaren Yagi-Richtantenne ist.

Die in der UKW-Amateurpraxis übliche Dipolzeile setzt sich aus einer Wand aus Ganzwellendipolen mit im Viertelwellenabstand hinter ihnen angeordneten Halbwellenreflektoren, je zwei pro Ganzwellendipol, zusammen. Während es außerordentlich schwierig ist, ein Yagi-System vorzuberechnen, kann man, wie Lickfeld [8] gezeigt hat, Dipolzeilen ziemlich genau auf dem Papier entwerfen, so daß sich Theorie und Praxis ausreichend genau decken.

Die im Bild 1 gezeigte 20-Elemente-Dipolzeile wurde für die Frequenz 434 MHz entworfen. Fünf Ganzwellendipole mit einem Eingangswiderstand von $R_p = 1700$ Ohm sind über Phasenleitungen parallel geschaltet, so daß sich ein resultierender Eingangswiderstand

$$R_p' = 1700 : 5 = 320 \text{ Ohm}$$

ergibt. Die 0,25 λ entfernten Reflektoren verringern R_p' um etwa 30 %, so daß sich ein $R_p' = 224$ Ohm einstellt. Die 240-Ohm-Spelseitung kann mit vertretbarer Fehlanpassung unmittelbar oder über einen 4:1-Transformator angeschlossen werden.

Für die Halterung der Elemente wurde ein hölzernes Gestell gefertigt (Bilder 1 und 2), das sich aus Leisten 20 mm \times 40 mm und 10 mm \times 20 mm zusammenstellen läßt. Der Zusammenbau ist leicht innerhalb von zwei Stunden vorzunehmen. Die Elemente werden in Bohrungen stramm aufgenommen, die ihrem Durchmesser entsprechen, und mit „UHU hart“ festgelegt. Das Holzgestell wird zweckmäßigerweise zweimal mit Leinöl ge-

strichen, und die Elemente erhalten einen Schutzanstrich aus „Ducolux farblos“. Am drehbaren Standrohr läßt sich die Richtantenne mit zwei Schellen (Bild 1) befestigen. Die Originalantenne kann über schaumstoffisoliertes 60-Ohm-Koaxialkabel „AL 2,3/7,3“ und Balunschleife (Bild 3) gespeist werden. Mit einem von DL 3 FO zur Verfügung gestellten und an einem kommer-

Symmetrieebene der Antenne

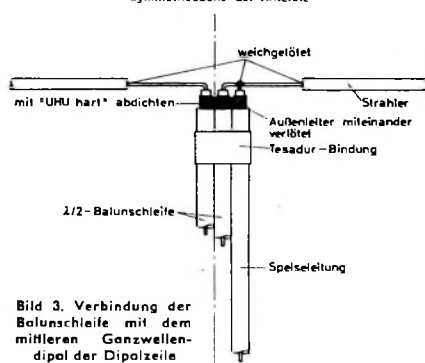


Bild 3. Verbindung der Balunschleife mit dem mittleren Ganzwellendipol der Dipolzeile

ziellen Abschlußwiderstand bei 432 MHz überprüfen SWV-Meßgerät ergaben sich die Stehwellenverhältnisse $m = 1,5$ bei $f = 434$ MHz und $m = 4$ bei $f = 432$ MHz.

Die Balunschleife wurde eingemessen, indem mit einem Grididimeter der Verkürzungsfaktor k_d bei $f = 145$ MHz bestimmt und sodann ein 1/2-Stück für $f = 434$ MHz zugeschnitten wurde [8].

Nach Einpassung und Ausrichtung der Elemente ist die aus 1 mm dickem Kupferdraht gefertigte Phasenleitung weich anzulöten. Der Kupferdraht sollte gerecht und vorgeformt werden, so daß zwei Zickzackstücke zur Verfügung stehen. Die sich überkreuzenden Leitungen biegt man in den Mitten zwischen den Ganzwellendipolen 10...15 mm voneinander weg. Ganzwellendipole und Reflektoren sitzen mit ihren Mitten so im Gestell, daß sie symmetrisch fluchten. Zwischen den Reflektoren entstehen 5 mm breite Lücken, zwischen den Ganzwellendipolhälften rund 60 mm breite. Dadurch ergibt sich aber eine gewisse Schwierigkeit für den stoßstellenfreien Übergang vom Transformationsglied zum mittleren Ganzwellendipol; Bild 3 zeigt, wie er gelöst wurde.

Bild 4 läßt erkennen, daß die Spelseitung nach hinten und schräg nach unten niedergeführt wird. Am nächstgelegenen Punkt des Standrohrs wird sie abgelenkt, um mechanische Schwingungen zu vermeiden und der Ganzwellendipolwand zusätzlichen Halt zu verleihen.

Der Verfasser muß die 20-Elemente-Dipolzeile über 20 m Kabel betreiben. Der Sender

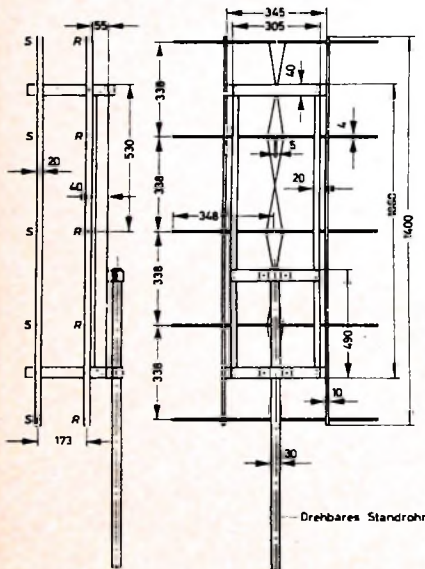


Bild 1. Abmessungen und Aufbau der Dipolzeile; S = Ganzwellendipole, R = Reflektoren

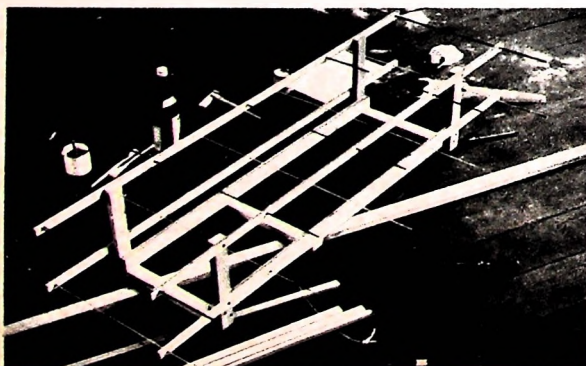


Bild 2. So entstand die Dipolzeile an einem einzigen Nachmittag

Tab. 1. Abmessungen von 20-Elemente-Dipolzeilen für 432 und 434 MHz

	432 MHz	434 MHz
Länge der Ganzwellendipolhälften	306 mm	304 mm
Durchmesser der Ganzwellendipole	4 mm	4 mm
Material der Ganzwellendipole	Cu	Cu
Länge der Reflektoren	360 mm	348 mm
Durchmesser der Reflektoren	4 mm	4 mm
Material der Reflektoren	Al	Al
Länge der Phasenleitungsabschnitte	340 mm	338 mm
Durchmesser der Leiter der Phasenleitung	1 mm	1 mm
Abstand Ganzwellendipole - Reflektoren	174 mm	173 mm
Gewinn der Antenne	≈ 15 dB	≈ 15 dB

VARTA

PERTRIX

Informationen

In unseren beiden vorangegangenen Informationen zeigten wir Ihnen die Bauprinzipien der bewährten „klassischen“ Trockenbatterie und der Hochleistungszelle in „paperlined“-Technik. Wir möchten Sie nun mit dem LEAK PROOF-System und seinen Vorzügen bekannt machen:

3

VARTA PERTRIX-LEAK PROOF-ZELLEN

für Beleuchtung und Geräte. Besonders geeignet für alle Anwendungen, bei denen es auf Funktionssicherheit und lange Betriebsfähigkeit ankommt.

Kennzeichen:

Mantel, Abdeckscheibe und Bodenscheibe aus Stahlblech.

Vorzüge:

Gegenüber pappummantelten Zellen garantierte Lagerfähigkeit, Sicherheit gegen Aufquellen und Auslaufen der Elektrolyt-Lösung.

Die fünf Hauptbestandteile jeder LEAK PROOF-Zelle sind:

1. Die stromliefernde Zelle, je nach Verwendungszweck in klassischem oder paperlined-Aufbau.
2. Die Isolation und Abdichtung aus einem mehrschichtigen, wasser- und elektrolytabstoßenden Spezialpapier.
3. Der dichtgefaltete Mantel aus Stahlblech.
4. Die Abdeckscheibe aus Stahlblech.
5. Die Bodenscheibe aus Stahlblech.

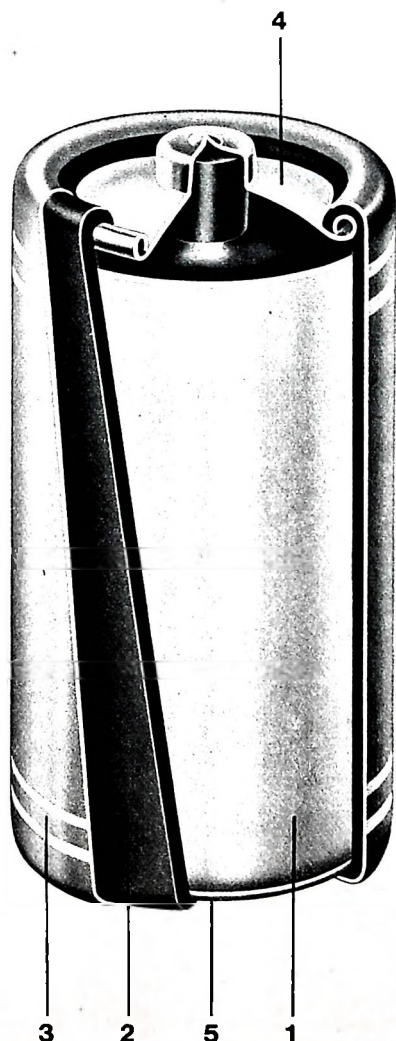
Die typischen Eigenschaften der VARTA PERTRIX-LEAK PROOF-Zellen:

Durch die Umhüllung mit dem Stahlblechmantel und durch die hermetische Abdichtung gegen die Außenluft sowie durch die Spezialisolation in Verbindung mit Deckel und Bodenscheibe, wird das Austrocknen der stromliefernden Zelle weitgehend verhindert.

Außerdem bietet diese Konstruktion Sicherheit gegen Auslaufen der Elektrolyt-Lösung und Aufquellen der Zelle, sofern diese nicht grob überlastet, oder nach Entladung eingeschaltet im Gerät verbleibt.

Garantie:

Für alle LEAK PROOF-Zellen in Monogröße (Internat. Norm IEC R 20) garantieren wir eine Lagerfähigkeit von 2 Jahren, für LEAK PROOF-Zellen in Babygröße (Internat. Norm IEC R 14) von 1 1/2 Jahren, jeweils gerechnet ab Herstellungsdatum.



Für Ihre Sammelmappe



immer wieder **VARTA** wählen



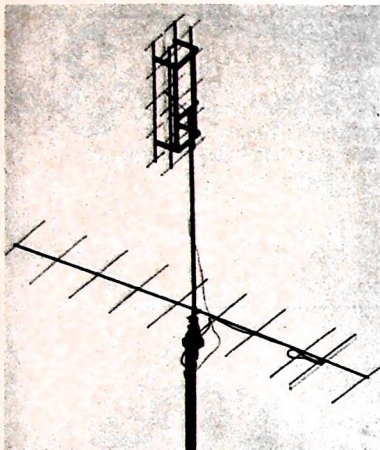


Bild 4. Die montierte Dipolzeile über einem „3 FM-Yagi“ für 145 MHz

hat eine Ausgangsleistung von rund 20 W, so daß an die Antenne etwa 10 W HF anstehen. Für den Gewinn einer Dipolzeile mit Reflektoren gibt Williams [9] $G = 4 \pi n$ an (n = Anzahl der Elemente); für die beschriebene Dipolzeile ergäbe das einen Gewinn $G = 80$. Eine Messung von G konnte nicht vorgenommen werden, jedoch dürfte sich der Gewinn etwa zwischen 35 und 45

bewegen, was einer Leistungsverstärkung von 15 ... 16 dB entspräche. Innerhalb von wenigen Tagen konnten mit der beschriebenen Dipolzeile Stationen in Deutschland, Holland, Belgien und England erreicht werden; eine kurze Versuchsreihe über eine Distanz von rund 200 km mit DL1LB erbrachte ermutigende Resultate. Die Dipolzeile ist es wert, daß sich der experimentierfreudige UKW-Amateur wieder mehr mit ihr beschäftigt.

Schrifttum

- [1] Kmosko, J. A., u. Johnson, H. G.: Long long yagis. QST Bd. 40 (1956) Nr. 1
- [2] Greenblum, C.: Notes on the development of yagi arrays. QST Bd. 40 (1956) Nr. 8
- [3] Kienow H.: Die Yagi-Antenne für den 2-m-Mann (unveröffentlichtes Manuskript, Bückeburg 1959)
- [4] Lickfeld, K. G.: 10-Element-Yagi für das 2-m-Band. DL-QTC Bd. 31 (1960) Nr. 4
- [5] Lickfeld, K. G.: Antennen für 144 MHz. DL-QTC Bd. 23 (1952) Nr. 3
- [6] Hoyer, G.: Ferndrehbare Dipolzeile. Funk-Techn. Bd. 8 (1953) Nr. 7, S. 204-205
- [7] Rothammel, K.: Antennenbuch. Neuenhagen bei Berlin 1959, Verlag Sport und Technik
- [8] Lickfeld, K. G.: VHF- und UHF-Richtantennen. Stuttgart 1964, Franckh'sche Verlagshandlung
- [9] Williams, H. P.: Antenna, theory & design, Bd. II. London 1950, Pitman & Sons

den. Bild 2 zeigt die Aufteilung der Bauelemente auf der 70 mm x 55 mm großen Lochplatte.

Inbetriebnahme

Zuerst wird mit einem Griddipmeter der Eingangskreis C2, L1 auf die Empfangsfrequenz grob eingestellt. Dabei soll der Trimmer C2 ungefähr zu zwei Dritteln eingedreht sein. Jetzt schließt man an den Antennenkondensator C1 einen Meßsender und an den Ausgangskondensator C5 ein HF-Röhrenvoltmeter oder besser einen Oszillografen an. Spule L1 und Trimmer C2 sowie Regler R2 sind auf maximale Ausgangsspannung abzugleichen.

Die Spule L1 ist auf einen Vogt-Körper „Sp 9 KW“ gewickelt und hat zehn Windungen CuL-Draht 0,8 mm Ø. Die Basisanzapfung liegt bei der siebenten und die Antennenanzapfung bei der fünften Windung vom kalten Ende des Kreises. Je nach verwendeter Antenne kann die Anzapfung für C1 etwas variieren. Der beste Punkt ist durch Versuch zu ermitteln. di.

Eine Lanze für den Bastler!

Daß die Bastlern nicht immer das nötige Verständnis entgegengebracht wird, mißfällt einem jungen FUNK-TECHNIK-Leser. In den nachstehenden Betrachtungen äußert er seine Meinung.

Bastler werden oft etwas geringschätzig über die Schulter betrachtet. Warum eigentlich nur?

Wir sind gewohnt, die Menschen und ihre Tätigkeit in irgendeine Klasse, eine Kategorie einzuordnen, und sprechen von Hand- oder Kopfarbeitern, Gebildeten und Ungebildeten, Besitzenden und Habenichtsen. Beim Bastler gelingt diese Einordnung nicht. Den Bastler findet man in allen Klassen und Ständen, bei alt und jung, reich und arm, unter gebildeten und einfachsten Menschen.

Wer oder was ist denn nun eigentlich ein Bastler? Bastler bauen zusammen, Bastler flicken herum. Und da es im Alltag so vieles zu bauen und zu flicken gibt, ist ein Bastler ein immer sehr tätiger Mensch. Seinen Mitmenschen geht er hilfreich zur Hand; er kann und will überall helfen.

Der Bastler denkt selten nur an die materielle Auswertung seiner Kenntnisse. Natürlich freut er sich, wenn seine Arbeit einmal etwas einbringt, doch steckt er das verdiente Geld meistens sofort wieder in neue Projekte. Ein Bastler hat am Erwerb eines guten Werkzeuges oder Meßinstrumentes eine Riesenfreude. Er freut sich, wenn er auf Ausstellungen oder in Schaufenstern Geräte und Instrumente, Werkzeuge und Zubehörteile entdeckt, die ihm sinnvoll und praktisch erscheinen, obwohl er sie sich oft niemals wird leisten können.

Der echte Bastler ist Idealist. Er ist auch an ein sauberes, scharfes Denken gewöhnt, hat Geduld, Ruhe und Ausdauer. Man muß einmal dabeigewesen sein, wenn zum Beispiel bei einem Modellflug-Wettbewerb eine hochwertige elektronische Anlage zertrümmert wird. Ihr Erbauer gibt sich selbst dann nicht geschlagen; schon am selben Tage beginnt er wahrscheinlich mit dem Bau eines neuen Gerätes.

Abgesehen von sportlichen Vergleichen, gibt es wohl nur wenige Hobbys, die so viele wertvolle menschliche Eigenschaften fördern wie gerade das Basteln.

Ist der Bastler auch ein selbständig denkender Mensch, so wird er jedoch kaum in die Isolation gehen. Er ändert immer Gleichgesinnte, die ihn fördern oder denen er helfen kann.

Natürlich sind jene Sinnierenden nicht unbekannt, die nie aufmerksam einem Gespräch zuhören können, das nicht gerade um ihr Steckenpferd geht. Mit ihren Besessenheiten von Ideen, Gedanken und Erfindungen können diese Menschen zu einsamen Grüblern werden, die keiner mehr mag und versteht. Das aber sind doch wohl Ausnahmen. Bie.

BASTEL-ECKE

Transistor-HF-Vorstufe für 30 MHz

Vorstufen verstärken das Antennensignal und verringern etwaige Störstrahlungen von Empfängern. Ganz besonders wichtig ist die HF-Vorstufe bei der Demodulation durch Audion- oder Pendelaudion-Schaltungen. Sie trennt in einer Richtung (Ausgang gegen Eingang) den Pendler von der Antenne und verstärkt in der anderen Richtung (Eingang gegen Ausgang) das Antennensignal.

Die nachstehend beschriebene, mit einem Transistor aufgebaute Vorstufe ist für einen festabgestimmten Kanal im 10-m-Band ausgelegt. Die Verstärkung ist etwa siebenfach. Die Stromversorgung erfolgt aus einer 9-V-Trockenbatterie.

Schaltung

Der Transistor AF 134 wird in Emitterschaltung betrieben. Bild 1 zeigt die gesamte Schaltung. Das Antennensignal gelangt über

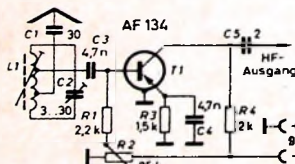


Bild 1. Schaltung einer Transistor-HF-Vorstufe für 30 MHz

Einzelteilliste

Rollkondensatoren	(Wima)
Keramische Kondensatoren	(Dralowid)
Lufttrimmer	(Hopt)
Einstellregler „Tr 59 Tr“	(Dralowid)
Spulenkörper „Sp 9 KW“	(Vogt)
Lochplatte „ExCuI“	(Deutschlaender)
Transistor AF 134	(Telefunken)

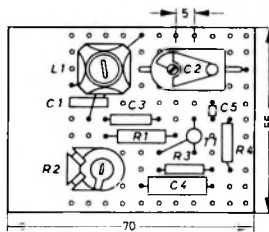


Bild 2. Maßskizze der Montageplatte mit Anordnung der Einzelteile

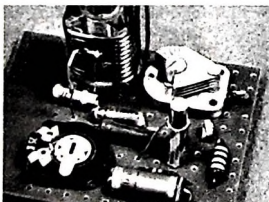


Bild 3. Ansicht der fertig aufgebauten HF-Vorstufe

den Kondensator C1 zu einer Anzapfung des Eingangskreises C3, L1. Von der zweiten Anzapfung der Spule L1 wird die Hochfrequenz kapazitiv an die Basis des Transistors gekoppelt.

Der Regler R2 und der Widerstand R1 legen die Basisvorspannung und damit den Arbeitspunkt fest. Zur Collectorstrom-Stabilisierung liegt im Emittierkreis der Widerstand R3, der für HF durch C4 überbrückt ist. Die verstärkte HF wird am Arbeitswiderstand R4 kapazitiv abgenommen und der nachfolgenden Stufe zugeführt.

Aufbau

Der mechanische Aufbau ist bei Transistor-Schaltungen unkritisch. Da sie relativ niederohmig sind, treten selten wilde Schwingungen auf. Abschirmmaßnahmen erübrigen sich daher. Es sollte lediglich darauf geachtet werden, daß Eingang und Ausgang der Stufe nicht direkt nebeneinander angeordnet wer-

PHILIPS Fachbücher



EINE KLEINE AUSWAHL



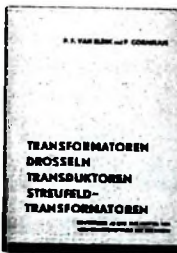
Band XIV
A. Boekhorst und
Dipl.-Ing. J. Stolk
Ablenktechnik
in Fernseh-Empfängern
 228 Seiten, 142 Abb.,
 4 Seiten Fotos, gr. 8°
 geb. DM 22,50



Dipl.-Ing. Dr. N. V. Franssen
Stereofonie
 94 Seiten, 64 Abb., gr. 8°
 geb. DM 12,50



H. L. Swaluw und
J. van der Woerd
Einführung in die
Fernseh-Servicetechnik
 282 Seiten, 345 Abb.,
 3 Schalttafeln, gr. 8°
 geb. DM 24,—



P. F. van Eldik und
Dipl.-Ing. P. Cornelius
Transformatoren, Drosseln,
Transduktoren und
Streuung-Transformatoren
 Anleitung zum Entwurf von
 Transformatoren und
 anderen Wechselstromspulen
 mit Eisenkern
 78 Seiten, 26 Abb., gr. 8°
 geb. DM 8,50



Dipl.-Ing. W. A. Holm
Farbfernseh-Technik
ohne Mathematik
 118 Seiten, 44 einfarbige,
 7 mehrfarbige Abb., eine
 ganzseitige Abbildung des
 Farbdreiecks, 8°
 geb. DM 13,—



D. J. W. Sjobbema
Antennen
 Empfangsantennen für
 UKW und FS
 116 Seiten, 97 Abb., 8°
 T 2 Taschenbuch, Kart. DM 7,—



Ing. W. Hartwich
Einführung in die
Farbfernseh-
Servicetechnik
Band I, Grundlagen der
Farbfernseh-Technik
 214 Seiten, 151 einfarbige,
 13 mehrfarbige Abb., eine
 ganzseitige Abbildung des
 Farbdreiecks, gr. 8°
 geb. DM 26,—



Dipl.-Ing. J. Ph. Korthals Altes
Logische Schaltungen
mit Transistoren
 136 Seiten, 125 Abb.,
 2 Seiten Fotos, 8°
 T 4 Taschenbuch, Kart. DM 12,—



Ing. E. Julander
Leitfaden
der Rundfunktechnik
Band I, Grundlagen, Röhren,
Halbleiter
 244 Seiten, 214 Abb., gr. 8°
 geb. DM 26,—



J. Schaap
Kleine Kurzwellenamateur-
Lehre
 202 Seiten, 158 Abb., 8 Seiten
 Fotos, 7 Faltafeln, 8°
 Kart. DM 24,50

PHILIPS Fachbücher sind nur im Buchhandel erhältlich
 Verlangen Sie den neuen Katalog PHILIPS Fachbücher 1964/65



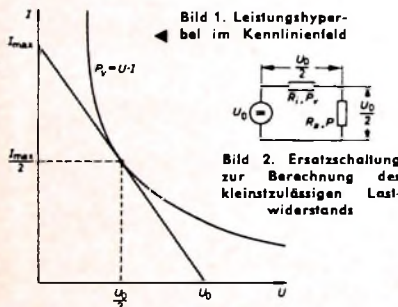
DEUTSCHE PHILIPS GMBH

Verlags-Abteilung
Hamburg 1

Kleinstzulässiger Lastwiderstand von Röhren und Halbleitern in Abhängigkeit von ihrer zulässigen Verlustleistung

Der Aufsatz behandelt die Ermittlung der Formel für den kleinstzulässigen Lastwiderstand von Schaltelementen. Der errechnete Zusammenhang wurde grafisch dargestellt, so daß man aus dem Diagramm den gesuchten Lastwiderstand unmittelbar ablesen kann. Außerdem ist dargestellt, wie weit man den Lastwiderstand bei galvanischer Ankopplung eines zusätzlichen Netzwerks verkleinern darf, ohne daß die zulässige Verlustleistung überschritten wird. Die Berechnung wurde für eine Transistorschaltung durchgeführt, ist aber auch für andere Schaltelemente wie beispielsweise Röhren, Dioden, NTC-Widerstände usw. gültig.

Um den kleinstzulässigen Lastwiderstand zu ermitteln, wird die Leistungshyperbel errechnet und in das Kennlinienfeld des betreffenden Schaltelements eingetragen (Bild 1). Danach zeichnet man an diese Hyperbel die Tangente, die den auf der Abszisse dargestellten Wert U_0 der Batteriespannung schneidet. Diese Tangente stellt die Widerstandsgerade des gesuchten kleinstzulässigen Lastwiderstands R_a dar. Wie sich mit Hilfe der analytischen Geometrie zeigen läßt, liegen die Koordinaten



des Berührungspunkts der Geraden mit der Hyperbel auf der halben Versorgungsspannung und auf der Hälfte des vom Lastwiderstand begrenzten Stroms. Daraus folgt, daß der Lastwiderstand R_a und der Innenwiderstand R_i des Schaltelements gleich sein müssen. Aus diesen Überlegungen ergibt sich das im Bild 2 gezeigte Ersatzschaltbild. Mit den Bezeichnungen im Bild 2 gilt dann

$$\begin{aligned} P &= P_v \\ P_v &= \frac{U_0}{2} \cdot \frac{U_0}{R_i} \\ R_i &= R_a \\ P_v &= \frac{U_0^2}{4 R_a} \end{aligned} \quad (1)$$

Wenn man Gl. (1) nach R_a auflöst, erhält man die gesuchte Formel für den kleinstzulässigen Lastwiderstand

$$R_a = \frac{U_0^2}{4 P_v} \quad (2)$$

Das Diagramm (Bild 3) zeigt die grafische Darstellung der Gl. (2). Bei gegebener Verlustleistung P_v und Betriebsspannung U_0

läßt sich der kleinstzulässige Lastwiderstand unmittelbar entnehmen. Bei den eingeklammerten Zahlenwerten sind Widerstand und Leistung mit 100 multipliziert, während die Spannungsparameter nur mit 10 erweitert sind, weil U_0 quadratisch in Gl. (2) eingeht. Auf den beiden gestrichelten Linien stimmen die Zahlenwerte der Spannungsparameter mit denen der Widerstände überein. Es lassen sich also auch beliebige Spannungswerte aus dem Diagramm ablesen.

Wird ein zusätzliches ohmsches Netzwerk galvanisch am Lastwiderstand angekopelt, so kann dieser weiter verkleinert werden, weil dabei die Betriebsspannung für das Schaltelement infolge Spannungsteilung herabgesetzt wird. Beispiele für diesen Betriebsfall sind der Spannungsteiler in bistabilen Multivibratoren und Schmitt-Trigger sowie die Auskopplung mit Hilfe einer Zenerdiode.

Im Bild 4 ist der Eingangswiderstand des zusätzlich angeschlossenen Netzwerks im Widerstand R_p zusammengefaßt, der an der Spannung U_1 liegt. Der Abschlußwiderstand R_a' darf um so kleiner sein, je niederohmiger R_p ist. Der im Hinblick auf die maximale Verlustleistung P_v kleinstzulässige Abschlußwiderstand R_a' ergibt sich aus folgenden Überlegungen: Die im Bild 5 dargestellte Schaltung ist für einen bestimmten Widerstand R_i der Schaltung im Bild 4 äquivalent. Die Spannung U_1 ist bei gesperrtem Transistor

$$U_1 = U_0 \frac{R_p}{R_a' + R_p} \quad (3)$$

Den Widerstand R_i (Bild 5) kann man als Abschlußwiderstand des an die Spannung U_1 gelegten Transistors betrachten, so daß mit Gl. (2) sinngemäß

$$R_i = \frac{U_1^2}{4 P_v} \quad (4)$$

gilt.

Der an der Spannung U_0 liegende Spannungsteiler R_a', R_p im Bild 4 läßt sich in die Spannungsquelle U_1 mit dem Innenwiderstand R_i umwandeln (Bild 5). Der Innenwiderstand ist dann

$$R_i = \frac{R_a' R_p}{R_a' + R_p} \quad (5)$$

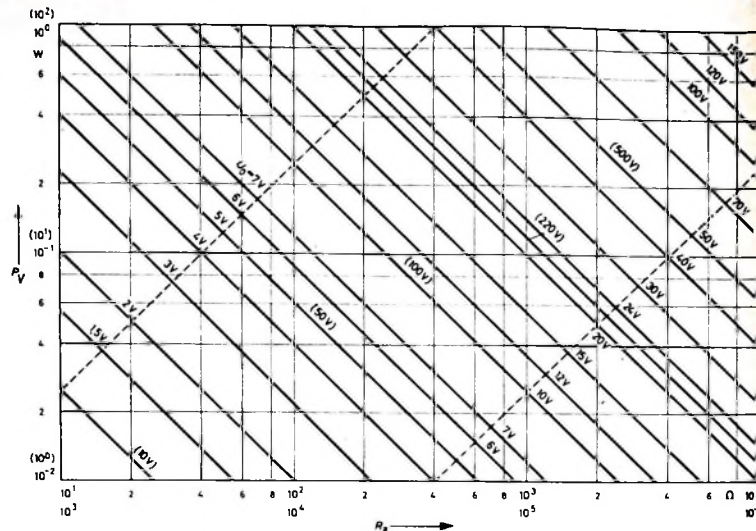


Bild 3. Diagramm zur Ermittlung des kleinstzulässigen Lastwiderstands

Setzt man Gl. (3) und Gl. (5) in Gl. (4) ein, so ergibt sich nach einigen Umformungen

$$R_a'^2 + R_a' R_p - \frac{U_0^2}{4 P_v} R_p = 0 \quad (6)$$

In der quadratischen Gl. (6) substituiert man $U_0^2/4 P_v$ durch R_a , löst nach R_a' auf und dividiert schließlich durch R_p . Es ergibt sich dann

$$\frac{R_a'}{R_p} = \sqrt{\frac{1}{4} + \frac{R_a}{R_p}} - \frac{1}{2} \quad (7)$$

Gl. (7) ist im Diagramm Bild 6 grafisch dargestellt. Den Betrag für R_a kann man Bild 3 entnehmen. Damit errechnet man R_a'/R_p und ermittelt aus Bild 6 den zugehörigen Betrag für R_a'/R_p . Multipliziert man den gefundenen Wert noch mit R_p , so ergibt sich der gesuchte kleinstzulässige Lastwiderstand R_a' . Man kann R_a' selbstverständlich auch direkt aus der Beziehung

$$R_a' = \frac{1}{2} R_p \left(\sqrt{1 + \frac{U_0^2}{P_v R_p}} - 1 \right)$$

errechnen, die sich nach einigen Umformungen aus Gl. (6) ergibt.

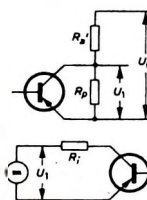
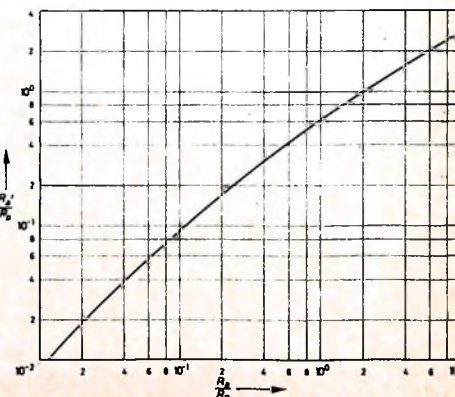


Bild 4. Ersatzschaltung mit zusätzlich am Lastwiderstand galvanisch angekoppeltem Netzwerk

Bild 5. Der Schaltung im Bild 4 für einen bestimmten Widerstand R_i äquivalente Schaltung

Bild 6. Diagramm zur Ermittlung von R_a'



**WIMA-
MKS**



Metallisierte Kunstfolien-Kondensatoren.

Spezialausführung für Leiterplatten in rechteckigen Bauformen mit radialen Drahtanschlüssen.

Vorteile:

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

Betriebsspannungen:

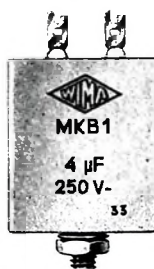
250 V- und 400 V-;

$U_N=100$ V- in Vorbereitung.



**Moderne
Bau-
elemente
für
die
Elektronik**

**WIMA-
MKB**



Metallisierte Kunstfolien-Kondensatoren in Becherausführung.

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

Zwei Ausführungen:

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

MKB 2: Mit axialen Anschlußdrähten im ovalen Alu-Becher.

Betriebsspannungen: 250 V- (bis 16 µF) und 400 V- (bis 6 µF).

Prospekte über unser gesamtes Fabrikationsprogramm auf Anfrage.

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

zet

AUSVERKAUFT?

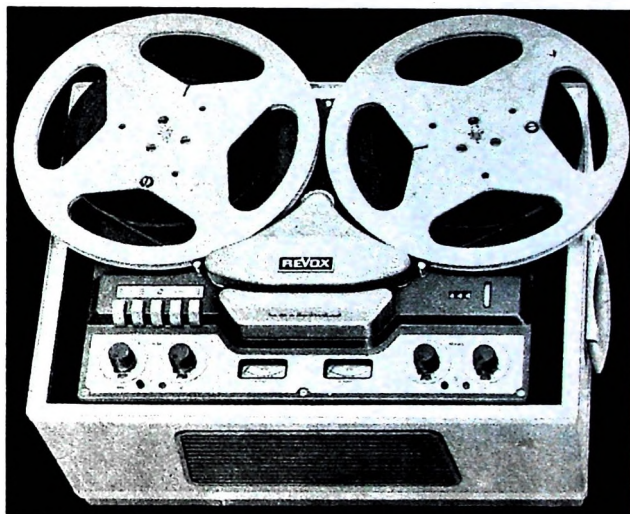
... nicht ganz —

aber es geht nicht mehr ohne Liefertermin.

Durch die Nachfrage nach unseren Geräten wurde unsere Planung weit übertroffen.

Die Präzision unserer Arbeit werden wir aber durch diese Terminnot nicht beeinträchtigen lassen.

Die Kapazität unseres neuen Werkes wird den derzeitigen Engpaß aufheben.



REVOX

TECHNISCHER STECKBRIEF:

Dreimotorenlaufwerk mit polumschaltbarem Synchron - Capstanmotor für 19,05 und 9,5 cm/sec. Maximaler Spulendurchmesser 26,5 cm. 3 Ringkernköpfe in 2- oder 4-Spur-Technik. Je 2 getrennte Aufnahme- und Wiedergabeverstärker. Kathodenfolgerausgänge. 6 Watt Kontrollverstärker mit Vor-Hinter-Band Schalter. Aussteuerungskontrolle mit 2 VU Metern. Trickaufnahmen, wie Duoplay, Multiplay und Echo, ohne Zusatzgeräte.

Das Gerät kann horizontal und vertikal betrieben werden. Empfohlener Verkaufspreis: DM 1660.—

Ausführliches Informationsmaterial erhalten Sie über REVOX G. m. b. H., Abt. G, 7800 Freiburg/Br., Langemarckstraße 112.

(Die Aufnahme urheberrechtlich geschützter Musikwerke bedarf der Einwilligung der Berechtigten, z. B. der GEMA.)



Turm des Wetter-Radargerätes
mit der Parabolspiegelantenne

Die Firma Marconi hat ein neues meteorologisches Radarsystem „Rainbow“ entwickelt, das Stürme und Regenwolken innerhalb eines Gebietes von 125 000 Quadratmeilen erfassen kann. Das Gerät ist besonders

„Rainbow“, ein neues Marconi- Sturmwarn- Radargerät

geeignet für die Benutzung auf Flughäfen für das Luftverkehrs-Kontrollzentrum sowie für die meteorologische Überwachung in großen Gebieten, für die sonst eine Anzahl von Ausrüstungen erforderlich wäre.

Der mit einem Klystron bestückte 70-kW-Hochleistungssender (9415 ... 9745 MHz, Impuls-länge 2 μ s, Impulsfolgefrequenz 316 Hz) und der Empfänger (Rauschfaktor besser als 11 dB) befinden sich in einem etwa 3,6 m hohen, konisch geformten Aluminiumturm (Plattendurchmesser etwa 1,8 m), auf dem sich eine Parabolspiegelantenne dreht.

Die Anlage erfordert nur eine einfache Starkstrom-Leistungsversorgung. Die komplette Turminstallation verträgt Windgeschwindigkeiten bis zu 120 Knoten und arbeitet einwandfrei bis zu Windgeschwindigkeiten von etwa 80 Knoten. Spezialfilter an allen Luftdüsen machen die Einrichtung klimafest und schützen sie gegen Sand, Staub und Feuchtigkeitseinflüsse.

Die Antenne liefert einen 1,4° breiten Strahl, der es erlaubt, Sturmsentrennen nach Azimut und Höhe genau nachzuweisen. Der Antriebs- und Kippmechanismus der Antenne ist hinter dem Antennenspiegel aufgebaut. Die Parabolspiegelantenne rotiert laufend mit 13 U/min im Azimut und kann in der vertikalen Ebene

automatisch zwischen -1° und $+5^\circ$ gekippt werden.

Das Radarsystem besteht aus drei Baugruppen: Sender/Empfänger, Turm mit Antennenaufbau und Anzeigeeinrichtung.

In dem Gehäuse des Senders und Empfängers sind auch ein Bereichsmarkengenerator und ein Teil der Stromversorgungskontrolleinrichtung eingebaut. Die Antenne arbeitet mit Dipolspeisung und hat einen Durchmesser von etwa 1,8 m.

Die Wiedergabeeinrichtung besteht aus einem Panorama-Sichtgerät; eine Nordmarke ermöglicht die genaue Orientierung. Es sind sechs verschiedene Wiedergabebereiche von 12,5 ... 200 Seemeilen (12,5, 25, 50, 100, 150, 200 Seemeilen) vorhanden. Feste Bereichsringe geben die Entfernungen 2,5, 5, 10, 20, 30 und 40 Seemeilen an. Ein besonderer Vorzug ist noch eine veränderbare Bereichsmarkierung, die zwischen $5\frac{1}{4}\%$ und $100\frac{1}{4}\%$ des wiedergegebenen Bereichs in sechs sich überlappenden Bereichen eingestellt werden kann. Die Anzeigegenauigkeit ist besser als $1\frac{1}{4}\%$ des eingestellten Bereichs.

Mit dem Turm der Anlage ist das Sichtgerät über ein einziges mehradriges Kabel verbunden. Es kann in Entfernungen bis etwa 1000 m vom Turm aufgestellt werden. h



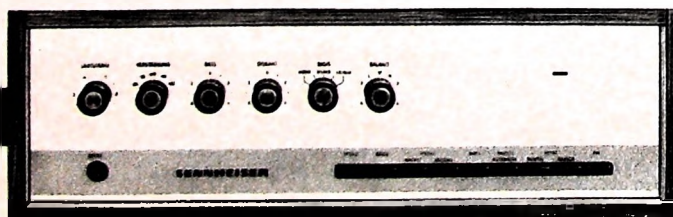
Bekannte
Orchester
spielen
für Sie
zum Tanz

Das stimmt! Sie können, wann immer Sie wollen, die Musiker und Solisten Ihrer Wahl im eigenen Heim spielen lassen. Dabei werden Ihre Gäste glauben, Sie hätten ein Tanzorchester engagiert. - So natürlich klingt eine gute Stereo-Anlage mit einem

Sennheiser Stereo-Verstärker (HI-FI)

Zwei Typen stehen Ihnen zur Verfügung. Der unten abgebildete Verstärker VKS 604 mit 2 x 50 Watt Musikleistung und der etwas kleinere VKS 254 mit 2 x 20 Watt Musikleistung (nicht überall sind extreme Lautstärken erwünscht). Beide Modelle vermitteln Ihnen klangliche Erlebnisse, die Ihre Erwartungen bestimmt übertreffen. Sennheiser Verstärker holen aus Ihren Schallplatten letzte Feinheiten heraus.

Fordern Sie bitte unsere Verstärker-Prospekte unverbindlich an



SENNHEISER
electronic

3002 Bissendorf / Hann.

Fernseh-Service

Obwohl unter Technikern die nachfolgend beschriebenen Fehler in ihrer Ursache bekannt sind, stellt man häufig fest, daß bei den Fernsehteilnehmern oft das Fernsehgerät für den fehlerhaften Empfang verantwortlich gemacht wird. In diesen Fällen ist gründliche Aufklärung ratsam.

Neben dem Bild entsteht ein zweites, schwächeres Bild gleichen Inhalts

Bild 1 zeigt die Aufnahme eines sogenannten „Geisterbildes“. Es entsteht immer dann, wenn zwei verschiedene Trägerwellen empfangen werden. Eine davon ist die direkt vom Sender eingestrahlte Welle, die zweite wurde irgendwo (zum Beispiel an einem Berg, Gebäude oder dergleichen) reflektiert. Natürlich muß die am Berg reflektierte Welle einen längeren Weg zurücklegen. Sie kommt entsprechend später an. Da aber in der Zwischenzeit im Fernsehempfänger die Zeile weitergeschrieben wurde, macht sich dieser Zeit- beziehungsweise Wegunterschied als Geisterbild bemerkbar. Sehr ausführlich wurde auf diese Verhältnisse im Heft 12/1964 hingewiesen).

In besonderen Fällen können Geisterbilder sogar dazu führen, daß die Zeilensynchronisation beeinflusst wird und die vertikalen Bildteile verzogen erscheinen. Abhilfe kann hier vor allem durch eine stark bündelnde Antenne geschaffen werden; eventuell sind nebeneinander aufgebaute Zwillingsantennen zu errichten. Dabei muß die Antenne so ausgerichtet werden, daß das Geisterbild möglichst schwach erscheint. Treten bei der Verwendung hochwertiger Richtantennen Übersteuerungserscheinungen des Empfängers auf, dann ist die Empfangsspannung mit Hilfe eines Dämpfungsgliedes auf den Normalwert zu reduzieren.



Bild 1. „Geisterbild“ infolge Reflexion des Senderstrahls an einem Hindernis

Über das Bild laufen punktförmige Störungen



Bild 2. Störungen auf dem Bildschirm, hervorgerufen durch Zündkerzenfunken

Hauptmerkmal dieses Fehlers ist die zeitlich unterschiedliche Dichte und Stärke der durch das Bild laufenden Stör- und -punkte. Im Ton ist manchmal ein Prasseln zu hören. Bei besonders starken Stör- und Bildsignalen kann sogar die Zeilen- und Bildsynchronisation beeinflusst werden (Bild 2).

Bei dieser Erscheinung handelt es sich um starke Funkstörungen eines in der Nachbarschaft

betrieblenen Kollektormotors oder um Zündfunkenstörungen vorbeifahrender Kraftfahrzeuge. Die Kfz-Störungen erkennt man an den weit auseinandergezogenen Störimpulsen.

Ein Kollektormotor-Störer (Haushaltsgerät usw.) in der Nachbarschaft ist im allgemeinen bald festzustellen, vor allem bei Heranziehung des Funkstörungs-Meßdienstes der Deutschen Bundespost. Der Besitzer des störenden Gerätes wird in solchen Fällen sehr schnell von der Bundespost die Auflage bekommen, den Motor gut mit Hilfe von Störschutzkondensatoren und/oder Drosseln zu entstoren.

Auf die Entstörung vorbeifahrender Autos kann der Fernsehteilnehmer jedoch nur selten einwirken. Kraftfahrzeugstörungen sind aber nach allgemeiner Einführung einer Grundentstörung für Kraftfahrzeuge schon etwas seltener geworden. Bei verhältnismäßig tief angebrachten Fernsehantennen in der Nähe von sehr befahrenen Straßen können sie sich jedoch noch recht unangenehm bemerkbar machen. Für den Fernsehteilnehmer kommt es nun darauf an, das Eindringen dieser Störungen in den Empfänger weitgehend zu verhindern. Die Antenne muß deshalb so versetzt werden, daß sie ein Minimum an Störstrahlung und ein Maximum an Sendenergie aufnimmt. Eine Ausblendung der Einstrahlung von der Straße her ist beispielsweise mit einer möglichst hoch angebrachten und gut ausgerichteten Mehretagenantenne möglich, deren Zuleitung zum Empfänger aus abgeschirmtem Antennenkabel besteht.

¹⁾ Müller, F.: Geister-Geometrie. Funk-Techn. Bd. 19 (1964) Nr. 12, S. 437-439

VARTA

DEAC

stellt vor:

4510

Abmessungen: 13,5 mm ø
50 mm hoch
Gewicht: 23 g
Nennspannung: 1,2 V
Nennkapazität: 450 mAh
10-stündig

Planen Sie den Bau von schnurlosen Elektrogeräten?

Diese wiederaufladbare, gasdichte Nickel-Cadmium-Zelle hat einige besondere Vorteile: günstiges Leistungsgewicht, günstiges Leistungsvolumen und große Leistungsfähigkeit.

Bisher wurde sie vorwiegend als Stromquelle für Schwerhörigergeräte, Meßgeräte und Kofferradios verwendet. Aber vielleicht ist gerade die Zelle 451 D für Ihr schnurloses Elektrogerät besonders geeignet.

VARTA DEAC baut serienmäßig Stahllakkumulatoren in den Kapazitäten von 0,02 Ah bis 1000 Ah.

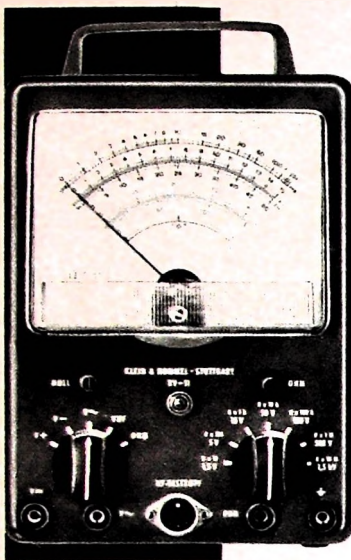
Nutzen Sie bei Ihren Überlegungen die Erfahrungen der VARTA DEAC. Unser Berater steht Ihnen zu einem Gespräch gern zur Verfügung.

VARTA DEUTSCHE EDISON-AKKUMULATOREN-COMPANY GMBH
6 FRANKFURT/M. NEUE MAINZER STRASSE 54



immer wieder **VARTA** wählen





TELETEST RV-12 das präzise Röhrenvoltmeter

hohe zeitliche
Konstanz
kein Nachregeln
beim Bereichswchsel
Spezial-Meßwerk
hoher Genauigkeit
Ausführliche Druck-
schrift anfordern!
Komplett mit allen
Prüfkabeln DM 269,-
HF-Tastkopf DM 18,-
30 kV Tastkopf DM 39,-

Gleichspannung
Wechselspannung
NF und HF
UKW bis 300 MHz
Ohm, Megohm und dB
7 Bereiche 1,5–1500 V
Effektiv- und Scheitelwerte



KLEIN + HUMMEL

STUTTGART 1 - POSTFACH 402

Der preisgünstige Spezial-KW-Empfänger „Palace“ 4 Bänder



Band 1 550 kHz - 1600 kHz
Band 2 1,6 MHz - 4,4 MHz
Band 3 4,5 MHz - 11 MHz
Band 4 11 MHz - 30 MHz

Direkt ablesbare Bandspreizung S-Meter.
Telegrafie-Empfang BFO.

Automatischer Störbegrenzer - ANL.

Empfangsbereitschaftsschalter. Eingebauter Lautsprecher. Kopfhörer- bzw. Zusatzlautsprecher-Anschluß.

Eingebaute Peilrahmen-Antenne für MW, ausziehbare Teleskop-
antenne für KW-Band. Ausgangsleistung: ca. 1 Watt. Netzanschluß
220/110 V. RIM-Preis DM 256.80

KW-Empfänger SR-600

mit quartzgesteuertem 1. Oszillator

7 Amateur-Bandbereiche: 3,5 - 30 MHz, dabei
11 Bereiche a/600 kHz einstellbar. Grund-
ausrüstung mit 6 Empfangsquarzen.

Empfindlichkeit: AM geringer als 1 uV bei S/N 10 dB

GW geringer als 0,5 uV bei S/N 10 dB

Trennschärfe: 4 Einstellungen mit Schalter wählbar - 0,5 kHz für CW,
1,2 kHz für QRM-SSB, 2,5 kHz für SSB, 4 kHz für AM.

Notchfilterdämpfung größer als 50 dB.

Frequenzstabilität: besser als 1 kHz, 1 Stunde nach Anheizzeit; besser
als 0,5 kHz bei 10% Netzschwankungen. Eingebauter 100-kHz-
Eichgenerator. Stromaufnahme ca. 50 Watt. Viele weitere Vorteile!

RIM-Preis einschließlich 6 Quarze - solange Vorrat - DM 998,-

Verlangen Sie Angebot „Palace“ und RIM-KW-Hammarlund-Programm!

RADIO-RIM

8 MÜNCHEN 15, Abt. F. 2, Bayerstraße 25 am Hbf.

Schlechte Empfangslage?

Nehmen Sie doch

TRIAL-Transistorverstärker

Preis und Leistung sensationell

UHF-Antenne

21 Elemente mit Transistor-
verstärker und Speisegerät kpl.
netto DM 96,-

VHF-Antenne

8 Elemente mit Transistorver-
stärker und Speisegerät kpl.
netto DM 42,-

UHF-Verstärker

für Mastmontage
netto DM 50,-

VHF-Verstärker

für Mastmontage
netto DM 27,-

Speisegerät 220 V

netto DM 21,-

Speisegerät für Serien-

schaltung netto DM 20,-

DR. TH. DUMKE KG.

407 Rheydt, Postfach 407

KLEIN-OSZILLOGRAF „miniszil“ DM 199,80

Kompletter Bauplatz einschließlich Röhren und Bauelementen

Ausführliche Bauanleitung nach einzelnen erhältlichen
Schaltplänen DM 3,- zuzüglich Versandkosten

Alleinvertrieb:

BLUM-ELEKTRONIK 8907 Thannhausen, Telefon 494



BERNSTEIN-Service-Set

„Allfix“

BERNSTEIN

Werkzeugfabrik Steinrücke KG

563 REMSCHEID-LENNEP 1

Telefon 62032

ABSOLUTE JAPAN-NEUHEIT · DIREKTER IMPORT

Vollautomatische Bleistiftspitzmaschine mit Batterieantrieb
Einzigartig in der Leistung.

Bei täglichem Gebrauch reicht ein Batteriesatz ca. ein Jahr,
keinerlei Wartung.

Mustersendung von 6 Maschinen je DM 14,50
durch Nachnahmeversand, unfrei.

Jede Maschine wird mit drei Ersatzmessern geliefert.
Wichtig: Auch große Stückzahlen sind prompt ab Lager f.m. lieferbar.

CLAUS BRAUN, 4 Frankfurt a. M. 1, Beethovenstraße 40, Abt. V
Telefon 70 10 05 - Japan- und Hongkong-Direkt-Importe

Schaltungen

Fernsehen, Rundfunk, Tonband

Eilversand

Ingenieur Heinz Lange

1 Berlin 10, Otto-Suhr-Allee 59

Kaufgesuche

Radioröhren, Spezialröhren, Widerstände,
Kondensatoren, Transistoren, Dioden u.
Retals, kleine und große Posten gegen
Kassa zu kaufen gesucht. Neumüller & Co.
GmbH, München 13, Schraudolphstr. 2/T

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

Labor-Maßinstrumente aller Art. Char-
lottenburger Motoren, Berlin W 35

Neuen Rest- und Lagerposten Radio, Fernseh-
KW-Material, Röhren bis 1 L 4, 1 L 6, 1 L 4,
1 L 5, 1 R 4, 1 R 5, 1 S 5, 1 D 4, 3 D 6, 3 D 7,
3 Q 4, sowie Radio, Fernseh-, Elektrogeräte ge-
gen Kasse. TERA 840 Amberg Postfach

Verkäufe

Leica III I-Gehäuse sowie Summitar 1:2
T, Elmar 3,5/50 (Halla Gw.) z. verk.,
Fotozeitschriften u. -Bücher ges. Angeb.
erbeten unter P.B. 8444.

Ausschlachtmat. (Elektronik)

Zuschlitten unter P. G. 11440

Für den Tonbandamateureur

Es muß bei der Tonaufnahme nicht knacken

Nur selten läßt sich eine Dia- oder Schmalfilmvertonung in einem Guß herstellen. Die Aufteilung nach einzelnen Vertonungsabschnitten ist meistens unerlässlich. In der Studiotechnik greift der Tonmeister beim Zusammenfügen dieser Aufnahmeabschnitte (der sogenannten Takes) zur Schere. Für den Amateureur gibt es aber auch eine Möglichkeit, ein lückenloses Aneinanderfügen verschiedener Tonaufnahmen ohne störende Schaltknacke selbst ohne ein Schneiden des Bandes zu erreichen.

1. Den ersten Vertonungsabschnitt oder die letzte Tonaufnahme läßt man an ihren Enden bei zurückgedrehtem Aussteuerungsregler noch wenige Sekunden weiterlaufen, damit ein Stück Band nach dem Ende der Tonbandaufnahme vorgelöscht ist. Dann kann die Halte- oder Schnellstoptaste gedrückt oder das Tonbandgerät ausgeschaltet werden.

2. Bevor der nächste Aufnahmeabschnitt angefügt wird, hört man das Ende der vorhergehenden Aufnahme ab und hält das Band mit der Schnellstoptaste dort an, wo die weitere Vertonung angesetzt werden soll. Soll die folgende Aufnahme unmittelbar an die vorhergehende angefügt werden, dann muß darauf geachtet werden, daß das Band sehr exakt angehalten wird.

3. Jetzt signaliert man die Rückseite des Tonbandes zum Beispiel an der rechten Höhenführung mit Hilfe eines Signierstiftes oder eines kleinen Stückchens weißen Klebebandes. Damit weiß man, daß bei dieser Stellung des Tonbandes das Ende der letzten Aufnahme direkt vor dem Wiedergabekopf liegt.

4. Nun läßt man das Tonband noch um ein kleines Stück weiterlaufen, bis der Abschaltknack der letzten Aufnahme hörbar durchlaufen wurde. Dort muß das Tonband abermals mit der Schnellstoptaste angehalten werden und bei zurückgedrehtem Aussteuerungsregler ist jetzt die Aufnahme- oder Schnellstoptaste zu drücken.

5. Dann zieht man mit der Hand das Tonband bis zur vorher angebrachten Marke zurück. Dabei werden sämtliche Schaltknacke über den Löschkopf zum Verschwinden gebracht.

6. Nun braucht nur noch die Schnellstoptaste freigegeben zu werden, und die anschließende Einspielung kann sofort beginnen.

Obgleich also bei dieser Vertonungsmethode kein Schnitt erfolgt, erreicht man dennoch sehr flüssige und von Schaltknacken freie Tonübergänge. Sind beim Anfügen eines neuen Vertonungsabschnittes mißlungene Aufnahmen zu wiederholen, dann ist das ohne Beeinträchtigung des vorhergehenden Tonabschnittes beliebig oft möglich. Wichtig ist es allerdings, dabei stets darauf zu achten, daß das Zurückziehen des Bandes immer nur bis zur Kennzeichnungsmarke erfolgen darf, damit kein Anlöschen der vorherigen Aufnahme eintritt.

-BASF-

Neue Bücher

Der Fernseh-Kanalwähler im VHF- und UHF-Bereich; Schaltung, Aufbau, Funktion und Service. Von H. Bender. München 1964, Franzis-Verlag. 256 S. m. 205 B. u. 3 Tab. 13 cm x 20,7 cm. Preis in Plastikeinband 19,50 DM.

Die notwendige Unterdrückung der vom Oszillator der Eingangseinheit (Kanalwähler, Tuner) eines Fernsehempfängers ausgehenden Strahlung erfordert eine gute Einkapselung der Einheit; zusätzlich war es aber die besondere (oder befürchtete) Empfindlichkeit gegen unsachgemäße Eingriffe, die bis vor kurzem noch praktisch zur Verplombung des Kanalwählers führte. Für den Service-Techniker war der Kanalwähler ein Tabu. Kennt der Service-Techniker jedoch genau die beim VHF- und UHF-Tuner, bei kombinierten Tunern oder beim integrierten VHF/UHF-Tuner auftretenden Probleme und Störungs- sowie Störungsbehebungsmöglichkeiten, dann kann er manchen Fehler auch ohne allzu großen Meßgeräteaufwand in der eigenen Werkstatt beheben.

Allerdings sollte er sich vorher auch wirklich ausreichende Grundkenntnisse über das Verhalten der im Kanalwähler für die Meter- oder Dezimeterwellenbereiche verwendeten Röhren, Transistoren, Schaltelemente und Resonanzkreise zu eigen machen. Die Funktion der einzelnen Baugruppen der Kanalwähler verschiedenster Schaltung müssen ihm ebenso bekannt sein, wie die Auswirkung fehlerhafter Funktionen auf Bild und Ton. Aber auch bei etwa gleicher Grundschialtung können Kanalwähler völlig unterschiedlich aufgebaut sein; das trifft beispielsweise schon für die Abstimmung (feste Kanalabstimmung mittels Trommel, Scheibe, Taste usw. oder kontinuierliche Abstimmung) zu. Aus Gesamtschaltung und Abbildung von Kanalwählern verschiedenster Hersteller läßt sich das gut erkennen. Und - last but not least - etwas Vertrautheit mit der Kanalwähler-Meßtechnik und die Beherrschung einiger besonderer Kniffe des Kanalwähler-Service gehören noch dazu.

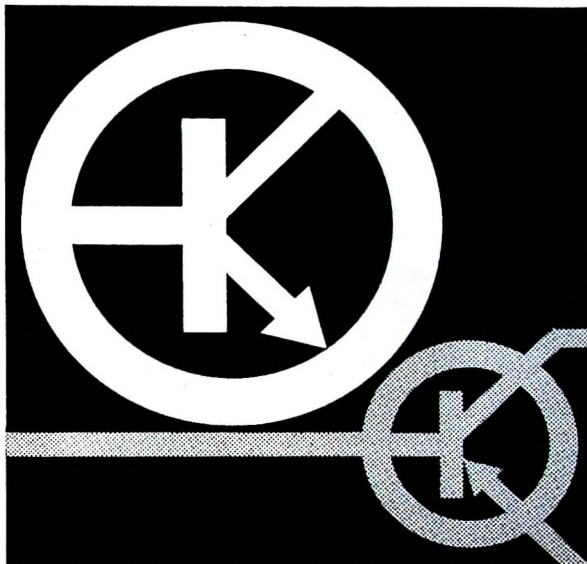
Die etwa in dieser Reihenfolge vom Verfasser (er ist Entwicklungsingenieur bei der Graetz KG) durchgeführte systematische Behandlung der angelegten Fragen, Probleme und Lösungen geht auch dem nicht auf diesem Gebiet spezialisierten Leser gut ein. Das im Gesamtkonzept leicht verständlich und in der Darstellung exakt gehaltene Buch - es erschien als dritter Band der Franzis-Service-Werkstattbücher - ist für den Service- und den Entwicklungsmann eine sehr gute Informationsquelle. Bisher fehlte bei uns ein derart zusammenfassendes Werk.

J.

Die SEL baut Planartransistoren

für Rundfunk, Fernsehen, Phono,

für die Nachrichtentechnik,
Datenverarbeitung,
Meß- und Regelungstechnik.



Siliziumtransistoren

in Planartechnik zeichnen sich durch besondere Merkmale aus:

- sehr niedrige Restströme
- höhere Verstärkung bei sehr niedrigen Strömen
- große Zuverlässigkeit
- besonders geeignet für Gleichstromverstärkung
- Verwendbarkeit bei Temperaturen bis zu 200° C.

Bitte fordern Sie ausführliche Unterlagen und Preislisten bei uns an.



SEL... die ganze Nachrichtentechnik

Standard Elektrik Lorenz AG
Geschäftsbereich Bauelemente
85 Nürnberg, Platenstraße 66
Fernsprecher (0911) 44 1781 44 7071
Fernschreiber 08-22211/12

ELEKTRONIK

Bedeutendes Unternehmen der Elektro-Industrie im norddeutschen Raum sucht spätestens zum 1. 4. 1965 für die Entwicklung **neuer elektronischer Erzeugnisse** ideenreiche und selbständig arbeitende **Labor-Ingenieure**

Außerdem benötigen wir tüchtige Diplom-Ingenieure oder überdurchschnittlich befähigte und erfahrene Ingenieure als

Gruppenleiter

für das Sachgebiet **Digitale Rechentechnik** und für ein **Spezialgebiet Informationsspeicherung**

Bewerbungen mit handgeschriebenem Lebenslauf und Zeugnisabschriften bitten wir einzureichen an Chiffre F. F. 8448. Es genügt zunächst auch ein handschriftliches Anschreiben, aus dem der berufliche Werdegang ersichtlich ist

KÖRTING
RADIO WERKE GmbH
in Grassau/Chiemgau



suchen für ihr
TOCHTERUNTERNEHMEN in
Österreich, in unmittelbarer Nähe
von SALZBURG gelegen,

MITARBEITER

Das Werk der
KÖRTING RADIO GES. mbH
in Grödig bei Salzburg
ist modernst eingerichtet.
Die Arbeitsstätte liegt in landschaftlich
schönster Gegend und in
Nähe der deutschen Bundesgrenze.
In dem neu aufgebauten Werk
handelt es sich
um interessante Tätigkeiten im
befeindeten Ausland.
Angenehme Arbeitsbedingungen,
5-Tage-Woche, 14 Monatsgehälter
sowie gutes Betriebsklima sind
zu erwarten.
Bewerbungsunterlagen,
wie Zeugnisabschriften, Lebenslauf,
Angabe der Gehaltswünsche
und des frühesten Eintrittstermins
sind zu richten an:

WICKELMEISTER
für Trafo und Spulenwickelerei
BANDMEISTER
für Rundfunk- und
Fernsehgeräte-Produktion
BANDFÜHRER
für Fließfertigung von Rundfunk- und Fernsehgeräten
BANDFÜHRER
für Bauteilefertigung
PRÜFFELDEMEISTER
für Fernseh- und Rundfunkgeräte-Fertigung
Rundfunk- und Fernseh-Reparatur-MECHANIKER
sowie
männliche und weibliche
MITARBEITER für
Qualitätskontrolle und
Endprüfung der Fertigung.

KÖRTING RADIO WERKE GMBH.,
8211 GRASSAU/CHIEMGAU



RADIO-FERNSEHEN
DIKTIERGERÄTE

sucht zum baldmöglichen Eintritt

- a) **Radio- und Fernsehtechniker**
- b) **branchenfremde Kräfte**
mit Kenntnissen in der HF-Technik
- c) **Radio- und Fernsehtechniker**

mit Meisterqualifikation
(Industriemeister-Prüfung erwünscht, aber nicht Bedingung)

für interessante Aufgaben im Prüffeld und in der Bauteilefertigung.
Wir bieten reelle Verdienstmöglichkeit, gute Sozialleistungen und bei Bewährung echte Aufstiegsmöglichkeit.
Für ledige und alleinstehende Bewerber können sofort möbl. Zimmer zur Verfügung gestellt werden; bei verheirateten Bewerbern Wohnungsgestellung nach Vereinbarung.
Schriftliche Bewerbungen mit Lebenslauf, Lichtbild und Zeugnisabschriften erbittet

GRAETZ Kommanditgesellschaft
Badum-Riemke · Meesmannstraße · Personalabteilung

Rundfunk-Mechaniker

gesucht für

Südwest-Afrika

Bewerbungen mit Altersangabe, Bild
und Zeugnisabschriften an

W. FREWER
P.O. Box 654, Windhoek



LEITER DES KONSTRUKTIONSBÜROS

Einem dynamischen, ideenreichen INGENIEUR mit Erfahrung und langjähriger Tätigkeit auf dem Fernmeldesektor oder auf dem Gebiet der Feinwerktechnik würden wir gern die Leitung unserer Konstruktionsabteilung übertragen.

Das Aufgabengebiet umfaßt vorwiegend die konstruktive Bearbeitung von Geräten der Hoch- und Niederfrequenz-Technik.

Voraussetzung ist die Fähigkeit, unsere Konstruktionen auf moderne Bauweise und Fertigungsverfahren auszurichten und die Normungsarbeit innerhalb unseres Werkes voranzutreiben.

Wenn Sie Organisationstalent haben und überzeugt sind, den Anforderungen zu entsprechen, dann leiten Sie uns bitte Ihre Bewerbung mit handgeschriebenem Lebenslauf, Lichtbild, Zeugnisabschriften, Gehaltswunsch und Angabe des frühesten Eintrittsages zu.

TE-KA-DE FERNMELDEAPPARATE GMBH

85 NÜRNBERG, ALLERSBERGER STRASSE 185
PERSONALABTEILUNG

GÖRLER

Für interessante Tätigkeiten im Labor und Prüffeld stellen wir ein

Rundfunktechniker (Meister) und Rundfunkmechaniker

Wir bieten zeitgemäße, soziale Einrichtungen und günstige Arbeitsbedingungen. Unser Werk liegt zwischen Mannheim und Heidelberg.

Wenn Sie für die genannten Tätigkeiten Interesse zeigen, bewerben Sie sich bitte mit den üblichen Unterlagen bei

JULIUS KARL GÖRLER

Werk Brühl - 68 Mannheim-Rheinau - Postfach 5

Elektrotechniker

Staatl. Prüfung, 25 Jahre, sucht zum 1. 4. 1965 ausbaufähige Stellung in Entwicklung u. Versuch auf dem Gebiet der HF- oder NF-Technik (HF bevorzugt). Es wird Wert auf eine abwechslungsreiche Tätigkeit gelegt, bei der auch die handwerklichen Fähigkeiten verwertet werden können. Angebote erbitten unter F. E. 8447

Unterricht

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

Elektro-Garantie-Schweißgerät PHÖNIX III

(Name ges. gesch.)

Das kleine Lichtstromgerät mit der großen Leistung!
220 Volt, mit Auftauvorrichtung!



Schaltbar von 40-125 Amp. für 1,5 bis 3,25 mm Elektroden, reine Kupferwicklung, komplett mit allen Anschlüssen u. Kabeln, zum Fabrikpreis DM 255,- einschl. Verpackung und Versicherung. 6 Monate Garantie. Unsere äußerste Kalkulation erlaubt nur Nachnahmeversand. Verkauf nur an Handel u. Gewerbe. Bei Bestellung bitte Bestimmungsbahnhof und Betrieb angeben.

ONYX - Elektrotechnik A. Rieger, Abt. CL

Maschinen u. Schweißtransformatoren
851 Fürth/Bayern, Herrnstraße 100 und
Sonnenstraße 10 - Telefon: 0911/78335
Geschäftszeit von 8 bis 15 Uhr



Sonderangebote

Rundfunkgeräte
Koffer
Elektrogeräte

Lagerliste anfordern!

R. Merkelbach KG

43 Essen, Maxstraße 75
Postfach 1120



VALVO

BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

10020

A 47-11W | A 59-11W

adt
E.-Thälmann-Str. 56

**Polyester-
vergossene
Metallrahmen-
verstärkung** –
keine
Schutzscheibe
erforderlich

**Vier
Befestigungs-
winkel** –
schnelle
und einfache
Montage bei der
Geräteherstellung
und
beim Service

Grauglasschirm –
kontrastreiches
Bild auch bei
großer
Raumhelligkeit

**Schutzschelbenlose
Ausführung** –
verbesserte Bildqualität,
keine Staubanlagerung,
geringe Gehäusetiefe
und neue Gestaltungs-
möglichkeiten für
den Gerätehersteller

VALVO GMBH



HAMBURG 1