

BERLIN

# FUNK- TECHNIK

A 3109 D



23 | 1964

1. DEZEMBERHEFT

# Ein neuer Verkaufserfolg

2 Jahre  
Bildröhren-  
Garantie

**65 cm**

2 Jahre  
Bildröhren-  
Garantie

**65 cm**

2 Jahre  
Bildröhren-  
Garantie

**65 cm**

2 Jahre  
Bildröhren-  
Garantie



**65 cm**

2 Jahre  
Bildröhren-  
Garantie

**65 cm**

2 Jahre  
Bildröhren-  
Garantie

**65 cm**

2 Jahre  
Bildröhren-  
Garantie

**65 cm**

**Fernseh-  
Tischgerät  
TOKIO**

2 Jahre  
Bildröhren-  
Garantie

Mit der neuesten Großbildröhre der Welt von

**Kooba**  
**IMPERIAL**



# FUNK-NACHRICHTEN

## Olympiade steigerte die Nachfrage nach Fernsehgeräten

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

Die Gesamtzahl der Fernsehteilnehmer 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 Gerätbau (IMEKO III) vom 14.-19. 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 Vorbereitungskomitee (SIVK) aufgenommen. Die IMEKO fördert den internationalen Erfahrungsaustausch von Wissenschaftlern aller Spezialgebiete der Metrologie.

## Auch Polen mit Elektronik in Hannover

Erstmalig beteiligt 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 Fernmeldelechnischen 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 Selbständigkeit 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 ERSA

Seit dem 22. September 1964 firmiert die bisherige „Ernst Sachs, Erste Spezialfabrik elektr. Lötkolben und Lötälder KG“ offiziell unter „ERSA Ernst Sachs KG“. Im Verhältnis zur Aussage des früheren Firmentitels 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 verschiedene Sachgebiete gegliedert: im Vordergrund steht die Transistor-Technik 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 Amtsleitungen, 800 Teilnehmern – davon 600 mit Tastwahl – und 80 Innenverbindungswege.

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

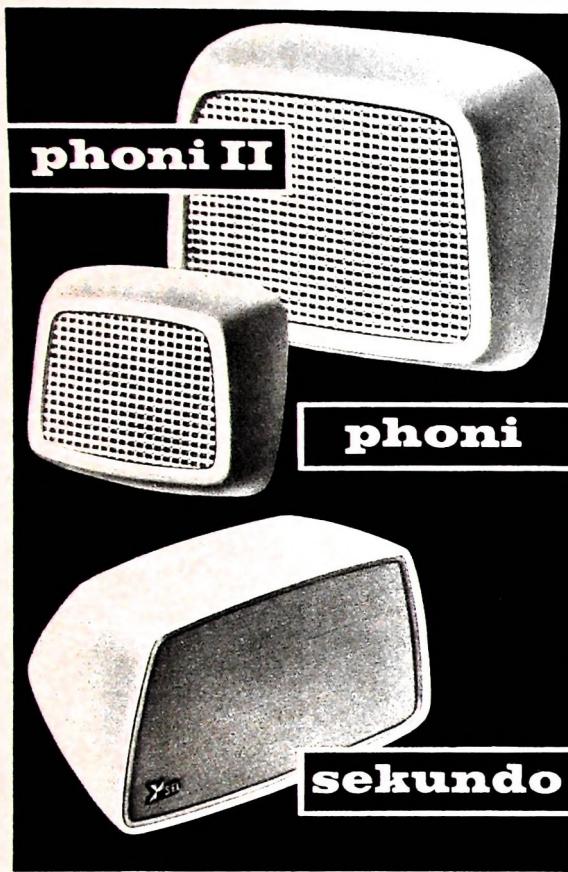
RUNDFUNK  
FERNSEHEN  
PHONO  
MAGNETTON  
HI-FI-TECHNIK  
AMATEURFUNK  
MESSTECHNIK  
ELEKTRONIK



## A U S D E M I N H A L T

### 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
Zählerichtungen für Spannungen und Ströme	857
Meßtechnik	
Vielfachmeßgerät mit dauergetastetem Transistorverstärker	859
Transistormeßverstärker für kleine Gleichspannungen mit sehr hochohmigem Eingang	862
Für den KW-Amateur	
Eine 20-Elemente-Dipolzelle für das 70-cm-Band	864
FT-Bastel-Ecke	
Transistor-HF-Vorstufe für 30 MHz	866
Eine Lanze für den Bastler	866
Kleinstußlässiger 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: Erfolgversprechende Vorversuche 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: Verfasser, Werkaufnahmen. Zeichnungen vom FT-Atelier nach Angaben der Verfasser. Seiten 842, 844-846, 863, 865, 867, 869, 872 und 874-876 ohne redaktionellen Teil	



4179 4/63

## Lorenz-Lautsprecher, von denen man spricht

Moderne Form, große Lautstärke, vielseitig verwendbar als Zweitlautsprecher in Wohnung und Büro als Seitenlautsprecher bei Stereo-wiedergabe 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, Elfenbein 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 Elfenbein, 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 88 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 zugestrebte 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 GMBH<sup>1)</sup> empfiehlt hierfür allen Technikern und Studierenden außer den bekannten Fachzeitschriften<sup>2)</sup> seine Fachbücher aus vielen Zweigen der Elektronik — beispielsweise das HANDBUCH FÜR HOCHFREQUENZ-UND ELEKTRO-TECHNIKER<sup>3)</sup> —, denn stets sind bewährte Fachbücher auch sehr beliebte Weihnachtsgeschenke.

<sup>1)</sup> Berlin-Borsigwalde (1 Berlin 52, Eichborndamm 141—167)

<sup>2)</sup> INTERNATIONALE ELEKTRONISCHE RUNDschau, FUNK-TECHNIK und andere

<sup>3)</sup> 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 · 310 Bilder · 13 Tab. · Ganzl. 32,- DM

## Oszilloskopen-Meßtechnik

Grundlagen und Anwendungen moderner Elektronenstrahl-Oszilloskopen  
 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 OKLOBDZIJA  
 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

## FACHZEITSCHRIFTEN

### Gutscheine für Geschenkabonnements auf Anforderung

#### FUNK-TECHNIK

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

#### INTERNATIONALE ELEKTRONISCHE RUND SCHAU

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

#### RUNDFUNK-FERNSEH-GROSSHANDEL

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

#### LICHTTECHNIK Beleuchtung · Elektrogeräte · Installation

Organ der Lichttechnischen Gesellschaft e. V.  
 Monatlich ein Heft

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

## 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

## Kompendium 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

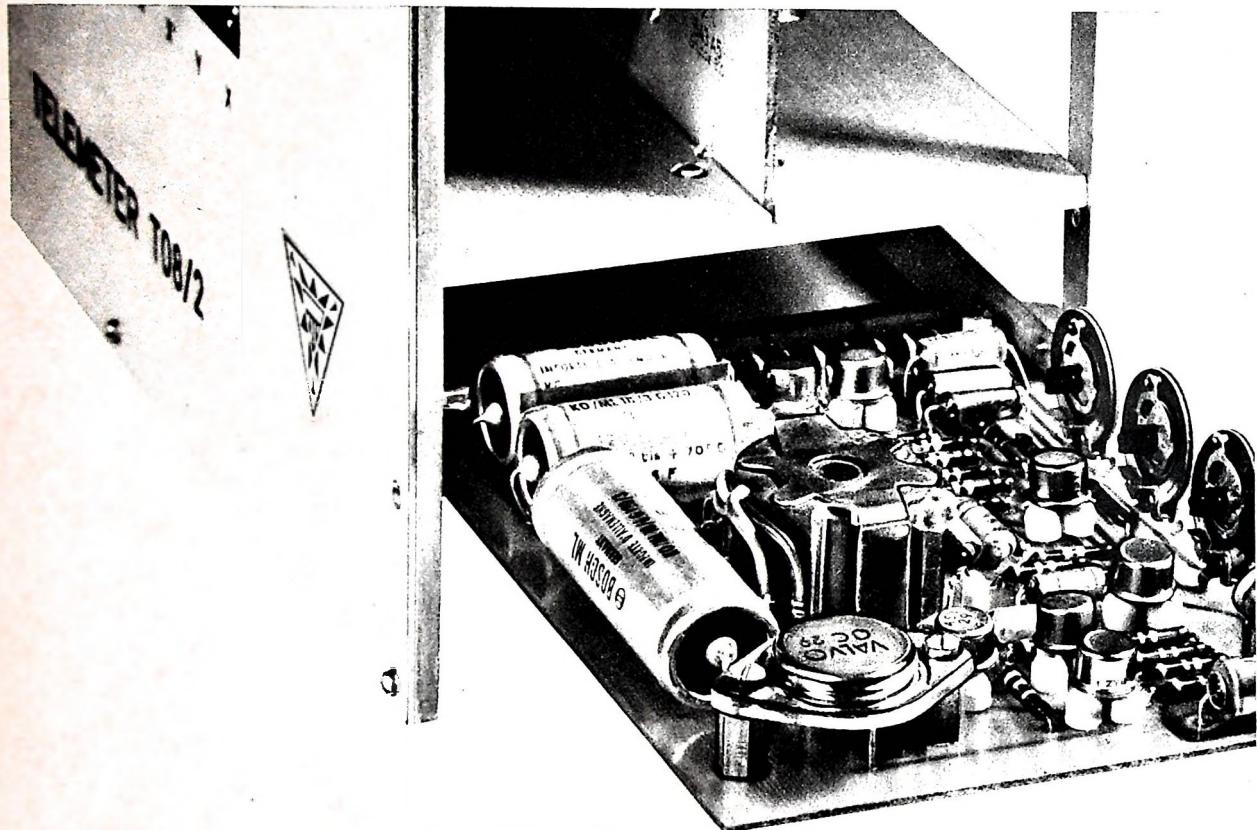
mit Randgebieten Englisch · Deutsch · Französisch  
 von Dipl.-Ing. WOLFGANG GRAU  
 663 Seiten ..... Ganzl. 39,50 DM

## Praxis der Schmalfilmvertonung

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



**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 pupinierten 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 kurzschlüsselfsicher 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 26  
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

# FUNK-TECHNIK

## 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 Netztransformator — 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 Netzteillplatte, auf der neben dem Netztransformator Gleichrichterröhre, Kondensatoren und Siebdrasseli Platz fanden.

Diese Technik darf man als den Beginn des organischen Baustein-systems im Radiogerätebau ansehen. Ganz allgemein fördern Bausteine die Rationalisierung, weil man so billiger und zweckmäßig fertigen kann. Zunächst führte man Baustein 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 Störschaltung, 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 benachteiligen.

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 Stromversorgungsteil, 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 Fertigungsstückzahlen 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 Baustein-System 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 Spulenwickeln 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 Industrielabotorien findet. Hier ist die Bausteinmethode eine wertvolle Hilfe.

Für den KW-Amateur bietet der Markt schon seit längerer Zeit ein interessantes Angebot. Beliebt 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-Einbausuper 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 ermutigten dazu, für den Bau von Rundfunkempfängern und Verstärkern ein komplettes Programm von Baueinheiten in gedruckter Schaltung herauszubringen. Miniatutechnik und Transistorisierung sind wesentliche Vorteile. Es handelt sich um kleine Schaltungseinheiten wie UKW-Tuner, ZF-Verstärker, NF-Verstärker und dergleichen, mit denen man komplett 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 Gegenakt-Endstufe. Ein anderer transistortisierter 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 Leistungstransistor 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 Drehschalter und die Gesamtgestaltung der Frontseite bleiben für individuelle Wünsche offen. Wenn man aber bedenkt, wie mühsam es heute ist, moderne Skalen, elegante Drehschalter oder passende Schalter für die Bereichs- 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 geeignete 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 Tips 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 Löten 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 betriebsfertig 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 Schallplatten<sup>1)</sup>

Die Schallplatte hatte seit jeher eine nicht zu unterschätzende Bedeutung. Etwa bis zum Jahre 1950 galt sie jedoch als reine Musikkonserve. 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 Absatzziffern 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. Wer einige Jahre nach dem Krieg die Schellackplatte mit 78 U/min der alleinige Herrscher, so sind heute Platten mit 33 1/3 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

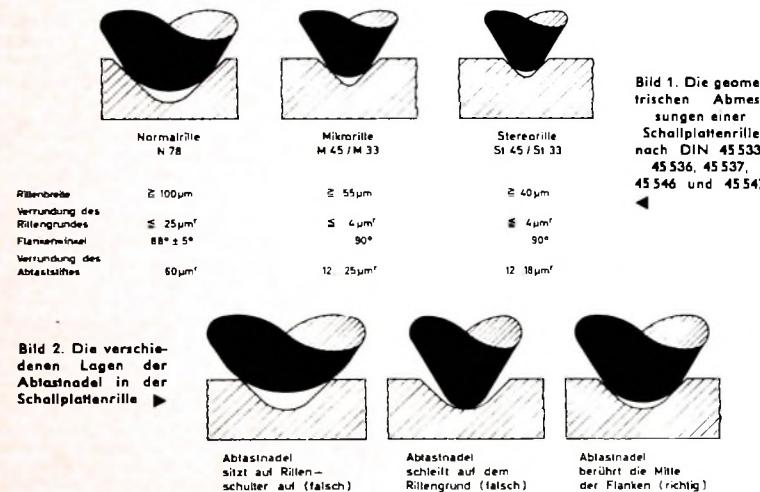
Um die Vorgänge bei der Abtastung von Schallplatten und die sich daraus ergebenen Zusammenhänge richtig verstehen zu können, muß man sich zunächst klar machen, in welchen Dimensionen diese Vorgänge ablaufen. Dazu seien einmal die geometrischen Abmessungen einer Schallplattenrille in ihrer zeitlichen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

oder Pincheffekt tragen 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



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 Rillenlaufrichtung 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 Abrundungsgradus der Abtastnadel ergibt, ist diese – zum Beispiel bei Stereo-Platten – von dem jeweiligen Tiefenschrifteinheit 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 gehorcht 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

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/mm<sup>2</sup> und einer dynamischen Belastungsgrenze von etwa 70 kp/mm<sup>2</sup> (bezogen auf die heute vorzugsweise benutzte Plattenlaufgeschwindigkeit von 33 1/3 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 Rillenfläche

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 Flächendruck 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.

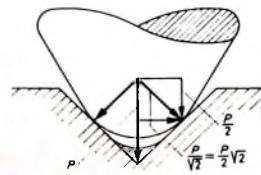


Bild 3. Zerlegung der Auflagekraft in einzelne Komponenten

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, Klemmefekt oder Tiefenschrift bei einer Stereo-Platte).

<sup>1)</sup> 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  $P_{\text{spez}}$  erhält man schließlich durch mathematische Beziehungen, indem man eine der beiden vorgenannten Kräfte auf eine Fläche von  $1 \text{ mm}^2$  umrechnet.

Die Druckverteilung auf die in den Plattenwerkstoff eingedrückte Kugelkalottenfläche ist schwierigen 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 Abstandsradius 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

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

und daraus

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

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

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

Nimmt man beispielsweise für die elastische Grenze des Plattenmaterials für  $P_{\text{spez}}$  einen mittleren Wert von  $40 \text{ kp/mm}^2$  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

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

Dieser Zusammenhang zwischen Abstandsradius und Auflagekraft ist interessant genug, um – in einer Tabelle zusammenge stellt – 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 Abstandsradien (bezogen auf ein errechnetes Beispiel, und zwar unter sonst gleichen Bedingungen)

Abstandsradius [ $\mu\text{m}$ ]	Zulässige Auflagekraft [p]
5	0,35
12	2
15	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  $40 \text{ kp/mm}^2$  einstellen.

## 2.2. Rückstellkraft

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

Auflagekraft > Rückstellkraft

gelten. Der statische Abstandfall liegt vor, wenn die infolge der Rillenmodulation auftretenden Beschleunigungs Kräfte vernachlässigbar sind. Das dürfte bis etwa  $500 \text{ Hz}$  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  $\text{p}/100 \mu\text{m}$  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 Seitenrichtung nach DIN 45 537 (bei  $33\frac{1}{3} \text{ U/min}$ ) genormten Spitzenschnelle von  $\hat{v} = 10 \text{ cm/s}$  bei  $1000 \text{ Hz}$  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  $50 \cdot 10^{-1} \text{ p}/\mu\text{m}$  eingesetzt, dann ergibt dies eine Rückstellkraft von  $50 \text{ p}$  (!).

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 Beschleunigungs Kräfte, die vorwiegend bei hohen Frequenzen auftreten, gilt für eine sichere Nadelführung das Gesetz

Produkt aus ruhender Masse  $m_r$  und Erdbeschleunigung  $g$

Produkt aus bewegter Masse  $m_b$  und Querbeschleunigung  $b$ .

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  $3 \text{ mg}$  an, so muß die ruhende (nicht bewegte) Masse  $m_r$  des kompletten Abtastsystems also einen Wert von mindestens  $3 \text{ g}$  haben, um eine sichere Nadelführung zu gewährleisten (Bild 4). Bei hohen Frequenzen ist jedoch zu berücksichtigen, daß

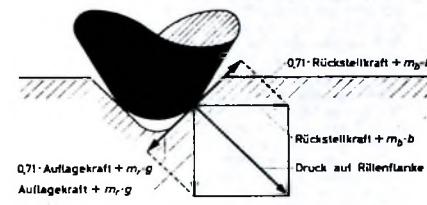


Bild 4. Zusammensetzung der an den Berührungsflächen der Rillenflanken der Schallplatte wirkenden Kräfte beim dynamischen Abtastfall

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 Beschleunigungs Kräfte 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  $\text{cm/dyn}$  ausgedrückt (gemessen bei einer Auslenkung von  $60 \mu\text{m}$ ), wobei  $1 \text{ p} = 981 \text{ dyn}$  ist. Erwähnt werden muß noch, daß auch die Nachgiebigkeit in der Senkrechten beispielweise bei der Abtastung von Stereo-Platten von großer Bedeutung ist. Während die Abtastnadel bei reiner Seitenrichtung nach dem Gegentaktprinzip 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 Tiefschrift 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 Tiefschrift 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 Abstarradien 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 Plattsenschlag 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, Hildesheim und Erlangen schließlich nach Karlsruhe, wo er 1947 im neu gegründeten Wernerwerk 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 erfolgsreichen 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 Aufnahmabteilung 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-Verkaufsgeschäftsleitung 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.

## 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 Unterhaltung 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 141-147

## 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 Tonabnahmen der Welt (IWT) durchgeführt werden. Für die organisatorische Abwicklung zeichneten der Schweizerische Tonjägerverband 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.

Den 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 Tagungsorts für den nächsten IWT usw. erörtert wurden. Ferner stand die Wahl des Präsidenten sowie des Generalsekretärs auf dem Programm.

Der auf dem leistjährigen 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 Tonjägerverbände der einzelnen Länder ausgesprochen. Beide Herren nahmen die Wahl mit einem herzlichen Dankeswort für das nächste Jahr an.

Die Abhörsitzungen selbst nebst anschließender Preisverteilung nahmen fast drei volle Tage in Anspruch, da die Anzahl der Einsendungen auch in diesem Jahr erheblich 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 weltweiten 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 Abhörsitzungen 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 überwiegend 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 Lüttich — die Jury förmlich vom Stuhl rüttelte. Sicherlich liegt es auch daran, daß im Laufe der Zeit natürlich alle Spielerarten, 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 erreichten.

Den Großen Preis in Monza erhielt Mr. R. S. King, ein 40jähriger Verkaufssachse aus Oxford, der den Einfall hatte, einmal die Installationsanlagen führender Hotels akustisch näher zu untersuchen. So bannte er die individuellen Klangmerkmale verschiedener Waschbecken auf sein Tonband und nahm auch hierbei bei das Badzimmerbecken seines eigenen Hauses nicht aus. Mit einem spritzigen Text versehen, war diese „Becken-Symphonie“ mit ihren röhrenden und gurgelnden Geräuschklüsen abfließenden Wassers von der Idee her original, technisch einwandfrei und hätte einen Sonderpreis für die beste Humorauflaufnahme 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 „Contrapunktus“.

Auch die Bundesrepublik konnte wiederum mit Erfolg aus diesem Wettbewerb hervorgehen. In der Kategorie C (musikalische oder gesprochene Aufnahmen, Maximallänge 4 min) erhielten den ersten Preis Georg Schreier (Maschinenbauer aus Mainz) für seine „Improvisationen mit dem Tonleiter“ und den zweiten Preis Karl Duschek, Lackierermeister aus Braunschweig, für „Das alte Schloß von Baskeville“. 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.

# Messung des Phasengangs von Hi-Fi-Verstärkern

## 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 Klangindruck 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 phasentreuen 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 zufordernde 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 Phasenmessung zwischen zwei elektrischen Größen entsprechend erweitert werden. Es sei noch erwähnt, daß Amplitudengang, Phasengang und Ausgleichsvorgänge (Eins- 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, Röhrenvoltmeter, Oszillograf und hochohmiges Universalinstrument) verwenden.

## 2. Allgemeines über die Meßmethoden

Wer sich näher mit der Wechselstromtechnik beschäftigt hat, weiß, daß man Phasenmessungen 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 anzeigen, 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 Nulldurchgangsmarken sowie die Drei-Spannungsmesser-Methode. 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  $\varphi$  über  $0^\circ$  oder ein ganzzahliges positives oder negatives Vielfaches von  $360^\circ$  bestimmt wird. Das heißt auch, daß die absolute Vor- oder Nacheilung 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  $0^\circ$  definierten Phasenwinkel bezogene positive (Voreilung) oder negative (Nacheilung) Winkeldifferenz interessiert. Bei Verstärkern wählt man die Bezugssphasenlage ( $0^\circ$ ) 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 niedrohmig, der Abschluß des Ausgangs zu messenden Verstärkers muß betriebsmäßig, das heißt mit dem Nennabschlußwiderstand, erfolgen.

## 3. Messung mit Lissajous-Figuren

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

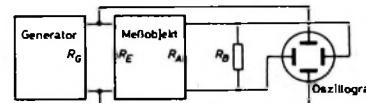


Bild 1. Schaltung zur Phasenmessung mit Lissajous-Figuren;  $R_A < R_E$  (R\_G Innenwiderstand des Generators,  $R_E$  Eingangswiderstand des Meßobjekts,  $R_A$  Ausgangswiderstand des Meßobjekts,  $R_B$  betriebsmäßiger Abschlußwiderstand des Meßobjekts)

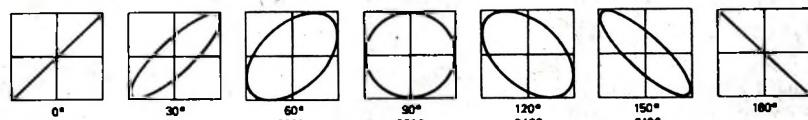


Bild 2. Lissajous-Figuren bei gleicher Amplitude in beiden Ablenkrichtungen des Oszillografen

eine Ablenkungsaufbau eines Oszillografen und der Eingang des zu prüfenden Verstärkers aus einem dazu sehr niedrohmigen Sinus-Generator gespeist. Der betriebsmäßig mit  $R_B$  abgeschlossene Ausgang des Verstärkers wird mit dem anderen Ablenkungsaufbau 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  $45^\circ$  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 doppelsinnig ist. Wenn der Phasenwinkel  $0^\circ$  oder  $180^\circ$  überschreitet, muß diese Doppeldeutigkeit mit der im Abschnitt 6. beschriebenen Methode beseitigt werden. Abgesehen davon, ist der Phasenwinkel  $\varphi$  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 zu vertikalen Spitze-Spitze-Amplitude kann beliebig sein, wenn nur eine Mittellinie und deren Schnittpunkte mit der Lissajous-Figur erkennbar sind. Die Generatorenspannung ist mit demjenigen Ablenkeingang zu verbinden, in dessen Richtung man die Abschnittslänge ablesen will. Dann hat man den Vorteil, daß die Bezugsspannung wegen der Konstanz der Generatorenspannung ebenfalls konstant bleibt und ein Amplitudengang des Meßobjekts nicht stört. Für spezielle Fälle könnte durch Frequenzvervielfachung der direkt dem Oszillografen zugeführten Spannung die Ablesegenaugigkeit 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 Prüflings bei der Messung entsprechen. Beim Durchdrehen des Frequenzbereiches muß das Schirmbild unverändert bleiben, das heißt, die

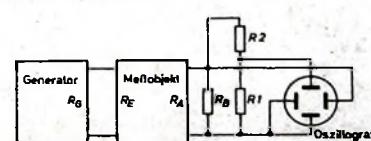


Bild 3. Prüfung des Meßbaus für die Lissajous-Figuren-Methode;  $R_1 \parallel R_2 = R_G$

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 Oszilloskopen eine Phasendrehung um  $180^\circ$  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  $0^\circ$ , so entsteht entsprechend Bild 2 eine nach rechts oben verlaufende Linie; bei  $180^\circ$  Phasenunterschied ist die Linie dagegen nach links oben geneigt.

Wird die ermittelte Meßkurve auf einen Bezugswinkel bezogen, dann braucht man diese konstante Verschiebung um  $180^\circ$  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  $180^\circ$  vom Meßergebnis des Prüflings abgezogen oder hinzugezählt werden, so daß der erhaltene Winkel kleiner als  $360^\circ$  wird. Wegen der Vieldeutigkeit um  $\pm 360^\circ$  als Summand ist es gleichgültig, ob man zunächst  $180^\circ$  addiert und dann  $360^\circ$  subtrahiert (falls dies mehr als  $360^\circ$  ergibt) oder gleich  $180^\circ$  abzieht. Die eigentliche Messung erfolgt nach der im Bild 1 gezeigten Schaltung. Die im allgemeinen relativ hohe Ausgangsspannung des Prüflings legt man zweckmäßiglicherweise an den meist weniger verstärkenden Horizontalverstärker. Den höherempfindlichen vertikalen Eingang verbindet man mit der niedrigen, in den Prüfling eingespeisten Spannung, die infolge der konstanten Generatorenspannung 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

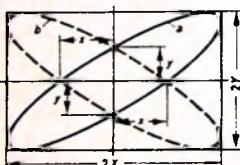


Bild 4. Meßwerte an Lissajous-Figuren: a positiv geneigte Ellipse, b negativ geneigte Ellipse

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  $\varphi$  wird nach

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

beziehungsweise

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

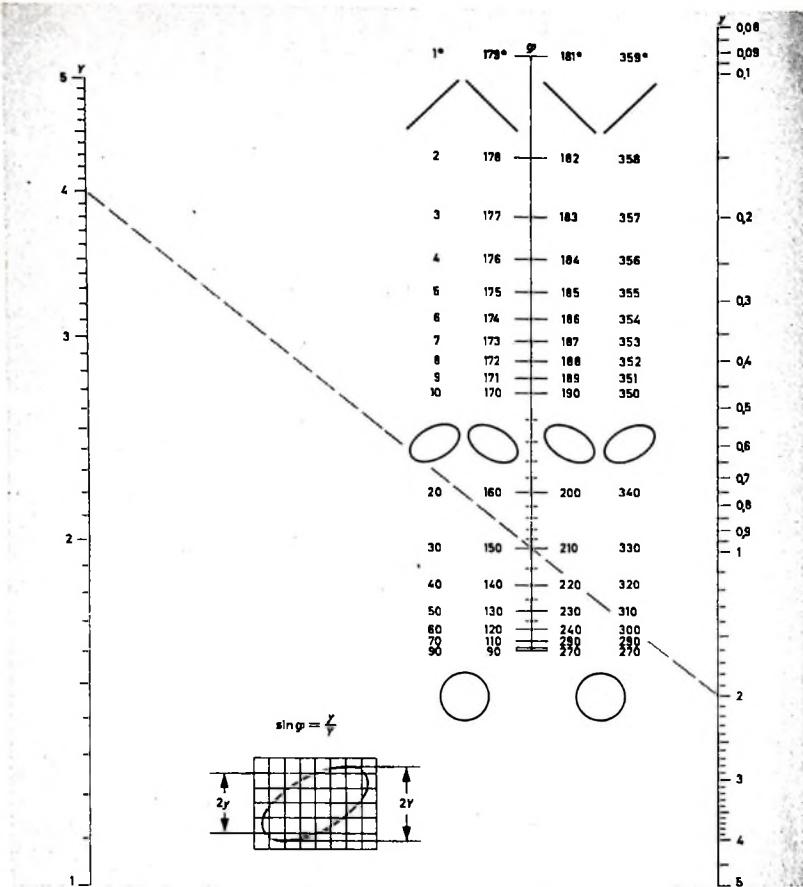


Bild 5. Nomogramm zur Ermittlung des Phasenwinkels  $\varphi$  mit Hilfe von Lissajous-Figuren

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 zweckmäßiglicherweise 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 Rasterteilstreiche 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  $\varphi$  bei einem bestimmten Wert (im eingezeichneten Beispiel bei  $30^\circ$  beziehungsweise  $150^\circ$ ,  $210^\circ$  und  $330^\circ$ ). Das Ergebnis ist zunächst vierdeutig. Zwei der Möglichkeiten kann man bei Beachtung der im Nomogramm skizzierten Ellipsensteigung (nach links oder rechts) sofort ausschließen. Die verbleibende Doppeldeutigkeit kann dann nach der im Abschnitt 6. beschriebenen Methode bestätigt 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

$$\sin(\alpha - \beta) = \sin \alpha \cos \beta - \cos \alpha \sin \beta$$

sowie

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

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  $45^\circ$ ). Für  $X = 1$  und  $\varphi = 90^\circ$  oder  $270^\circ$  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

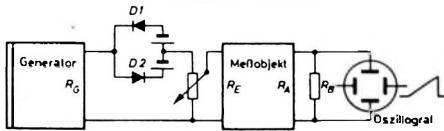
$$\varphi = \pm \arcsin \frac{y}{Y}.$$

Dies zeigt, daß im Gegensatz zu der weitverbreiteten Ansicht die Horizontalamplitude  $X$  nicht in das Ergebnis eingeht. Ebenfalls aus Gl. (1) kann man beispielweise 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 phasenverschobenen auf den Oszilloskopenschirm 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 dieses allein dem Oszilloskop zuführen 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  $D_1$  und  $D_2$



entsteht aus der reinen Sinusschwingung die im Bild 7 dargestellte Kurvenform. Vorteilhaft ist, daß man zur Messung einen einfachen Oszilloskop 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 Spitz-Spitze-Wert, entspricht dem Sinus des Phasenwinkels  $\varphi$ , 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 Oszilloskopenschirm wird im allgemeinen noch erleichtert, wenn das Klippgerät 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-

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 Oszilloskop, sondern nur einen möglichst hochohmigen, ungeerdeten 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 Vektorbild 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 Eingangsspegl. 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  $\geq 50 \text{ k}\Omega$ ).

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  $\geq 3 \text{ V}$ ). Beim Durchdrehen des Frequenzbereiches überzeugt man sich, daß das Instrument die konstante Generatorenspannung 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  $U_2 = U_1 = \text{const}$  einzustellen. Der Wert sollte möglichst eine runde Zahl sein, weil die Ausrechnung erleichtert.

Zur eigentlichen Messung wird bei den vorgesehenen Frequenzen  $U_2 = U_1 = \text{const}$  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 Röhrenvoltmetern wählt man zweckmäßigerweise  $U_1 = U_2 = 1 \text{ V}$ , 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) Meßbau (der Spannungsmesser muß genügend hochohmig gegenüber  $R_E$  und  $R_A$  sein und darf nicht markbar als Gegen- oder Rückkopplung wirken).  
b) Vektoriendiagramm für drei verschiedene Phasenlagen  $\varphi$ ,  $\varphi'$  und  $\varphi''$

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

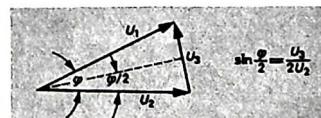


Bild 9. Vektoriendiagramm für die Drei-Spannungsmesser-Methode bei  $U_1 = U_2$ . Durch die Winkelhalbierende (gestrichelt gezeichnet) entstehen zwei rechtwinklige Dreiecke

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

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

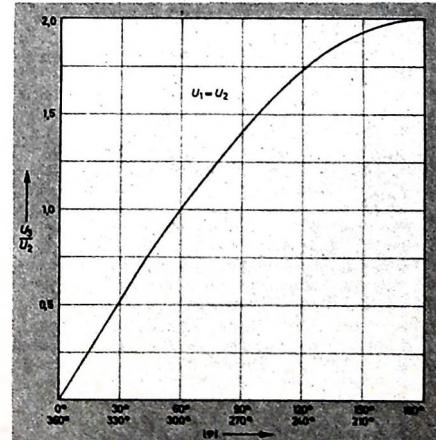


Bild 10. Kurve zur Ermittlung des Phasenwinkels  $\varphi$  aus den Meßwerten der Drei-Spannungsmesser-Methode (Beseitigung der Doppeldeutigkeit s. Abschnitt 6.)

Mit dem gemessenen Wert  $U_3/U_2$  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  $\varphi$  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  $\varphi$  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  $\varphi$  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  $0^\circ$  oder  $180^\circ$  vorkommen. Dann kann man nämlich nicht erkennen, ob  $\varphi$  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 Ablenkeingang direkt parallel geschaltet sind. Auch ein durch relativ große Kabelkapazität verursachter Phasengang der Generatorenspannung 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  $R_E$  des angeschlossenen Prüflings oder Meßgeräts sehr groß gegenüber dem Innenwiderstand  $R_I$  ist. In diesem Fall kann man  $R_E$  bei der Berechnung der Phasenverschiebung vernachlässigen. Da die Spannung  $U_C$  am Kondensator gegenüber der Spannung  $U_R$  am Innenwiderstand um  $90^\circ$  phasenverschoben ist, gilt das ebenfalls im Bild 12 dargestellte Vektordiagramm, das ein rechtwinkliges Dreieck ist. Dafür gelten die Beziehungen

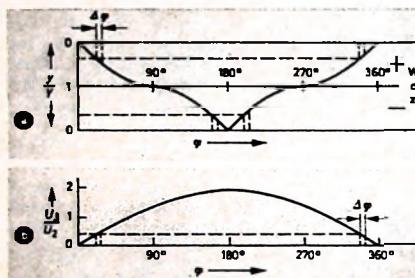
$$U^2 = U_R^2 + U_C^2,$$

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

und

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

$\varphi_C$  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  $6^\circ$  besteht. Mit üblichen Voltmetern ist aber ein Pegelrückgang um 0,5% kaum erkennbar. Man muß deshalb den Phasenfehler rechnerisch nach Gl. (3) ermitteln.  $5^\circ$  Phasenwinkelfehler entstehen beispielsweise bei 25 kHz, wenn ein Kabel mit 65 pF an einen Vorverstärkerausgang mit 10 kOhm Innenwiderstand angeschlossen wird. Bei Messungen mit Generatoren mit



mum oder Minimum hat oder die  $0^\circ$ - oder die  $180^\circ$ -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 bekannten 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  $\varphi$  bei nach rechts oben verlaufender Ellipse zwischen  $0^\circ$  und  $90^\circ$ , bei nach rechts unten geneigter Ellipse zwischen  $180^\circ$  und  $270^\circ$ . Wird die Ellipse beim Zuschalten des Kondensators dagegen schmäler, so liegt der Phasenwinkel bei nach rechts oben verlaufender Ellipse zwischen  $270^\circ$  und  $360^\circ$ , bei nach rechts unten geneigter Ellipse zwischen  $90^\circ$  und  $180^\circ$ . 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  $\varphi$  bei Ansteigen von  $U_3$  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 Verstärkerausgang und dem anderen Ablenkeingang kann einen Meßfehler verursachen. Wie man aus der rechnerischen Behandlung erkennen kann, ist dieser Fehler bei niederohmigen Lautsprecherausgängen (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 hochohmigem Ausgang muß allerdings der Einfluß der Kabelkapazität berücksichtigt werden. Sie kann sowohl beim Meßaufbau als auch in der betriebsmäßig 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

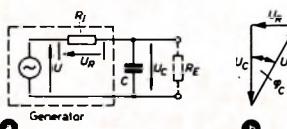


Bild 12. Phasendrehendes RC-Glied mit nachelender Ausgangsspannung: a) Prinzipschaltung, b) Vektoriendiagramm

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

$\frac{U_C}{U}$	Amplitudenabfall [%]	Phasenwinkel $\varphi_C$ [°]
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
0,5	50	60
0,3	70	72,5
0,1	90	84,3
0,01	99	89,6

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

#### Schrifttum

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

# Neue Möglichkeiten direkter Energieumwandlung

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

## 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

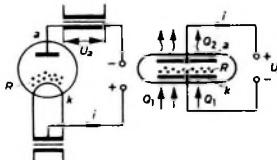


Bild 7. Vergleich Vakuumdiode - thermische Diode;  $k$  = Kathode,  $a$  = Anode (Sammelr.),  $R$  = Raumladungswolke,  $Q_1$  = Wärmezuluhr,  $Q_2$  = Wärmeabfuhr

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

Bei genügend hoher Erwärmung werden durch die im Kathodenmaterial entstehenden Wärmebewegungen der Elektronen einige der Elektronen so hoch beschleunigt, daß ihre kinetische Energie imstande ist, die Austrittsarbeit  $\Phi_k$  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 Spannungsgefälle 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 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 Kathode 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 Kathode, während sich die Elektronen zusammen mit den aus der Kathode emittierten Elektronen zur Anode bewegen (Bild 8). Damit wird auch der Wirkungsgrad verbessert. In Bild 9 sind errechnete Kurven für Caesiumdioden dieser Art aufgezeichnet. Aus den Kurven ist ersichtlich, daß zu jeder Kathoden-temperatur  $T_k$  eine optimale Austrittsarbeit  $\Phi_k$  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-

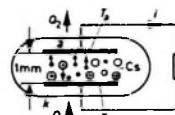


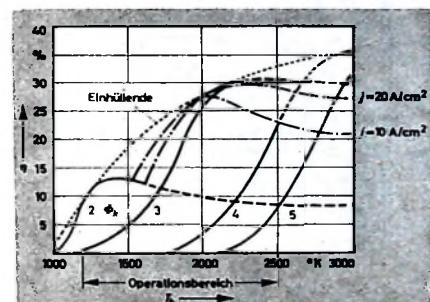
Bild 8. Caesiumdiode; der Zwischenraum zwischen den Elektroden ist mit ionisiertem Cs gefüllt (• = Elektronen, ⊕ = Ionen, ○ = neutrale Atome)

Bild 9. Wirkungsgrad  $\eta$  einer Cs-Diode mit neutralisierter Raumladung in Abhängigkeit von der Kathoden-temperatur  $T_k$  für verschiedene Austrittsarbeiten  $\Phi_k$  und Stromdichten  $j$  (nach A. Schöck, J. appl. Phys., 1961, S. 1564)

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 Zufügung 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 ertragbare Wärmequellen zu finden. Hier sind bereits günstige Lösungen gefunden worden, wie die folgenden Beispiele zeigen.



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

Wie Bild 9 ebenfalls erkennen läßt, gehören zum optimalen Wirkungsgrad  $\eta$  bestimmte Werte von  $\Phi_k$  und  $T_k$ . Ein hoher Cs-Dampfdruck erniedrigt  $\Phi_k$ , verkürzt aber gleichzeitig die freie Weglänge der Elektronen, wodurch es zu unerwünschten Zusammenstoßen kommt. Deshalb muß man einen Kompromiß schließen. Bei  $\Phi_k \geq 3 \text{ eV}$  genügt die Oberflächenionisation an der Kathode zur Neutralisation, bei kleinerem  $\Phi_k$  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  $\Delta T = 1000 \text{ K}$  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  $2500 \text{ K}$  tritt praktisch kein weiterer Gewinn mehr ein. Eine Wirkungsgradverbesserung durch stärkere Kühlung der Anode ( $T_a$  auf unter  $900 \text{ K}$ ) erreichen zu können, ist - wie die Theorie zeigt - auch nicht zu erwarten.

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

### 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 Kathode 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 Schnelzpunkt, Dampfdruck usw.). Ein weiterer Vorteil ergibt sich dadurch, daß die vom Brennstoffelement ausgehenden  $\gamma$ -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 ehrlich verfolgt, da sie vor allem für Raumfahrzeuge verlockend sind.

Aber auch für größere Kraftwerke wird die direkte Energiegewinnung in Betracht gezogen. An Stelle der Elektrizitäts-erzeugung 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 Kathodenauflaufung 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 ( $U_3O_8$ ) als Kathodenmaterial vor, während als Anode (Collector) das Canining (das heißt die Ummantelung des Kernbrennstoffstabes) zur Verhinderung des Austritts der radioaktiven Zerfall-

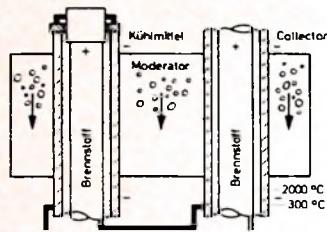


Bild 10. Prinzip eines Kernreaktors für direkte Energieumwandlung mittels Cs-Diode; die einzelnen Brennstoffelemente werden durch Sammelschienen verbunden und können direkt Strom über geeignete Wandler an angeschlossene Verbraucher liefern



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

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

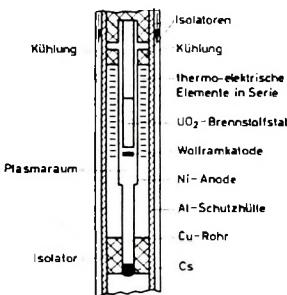
produkte) dient. Dabei wird der Moderator gleichzeitig als Kühlmittel für die Anode verwendet. Es ist einfach, mehrere Elemente hintereinander zu schalten und damit höhere Spannungen zu erreichen. Die höchsten im Laboratoriumsbetrieb erreichten Stromdichten waren  $30 \text{ A/cm}^2$ ; bei einem Potential von 1 V ist das schon eine recht hohe Energiedichte. Auf dieser Basis projektiert man den Bau eines Reaktors für 40 MW mit direkter Energieumwandlung, und zwar mit einer Brennstoffoberfläche von  $500 \text{ m}^2$ . 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 Almos“. Hier wird die Verwendung von Zirkonkarbid-Urankarbid ( $ZrC-UC$ ) bei Temperaturen von  $2000^\circ\text{C}$  als Brennstoffelement und als zugleich emittierende Kathode versucht. Der Collector (Anode) besteht aus Stahl und wird mit Öl gekühlt. Das gesamte Element ist vakuumbeschichtet. Im Versuchsreaktor wurde eine Leistung von 30 W bei 3 V Spannung gemessen. Eine größere Ausführung 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, Meeresleuchten 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 ( $U_3O_8$ ) 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 versuchswise 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  $\eta$  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.

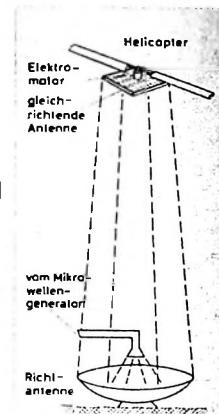
### 2.3.2. Andere Anwendungen

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 Parabolospiegels versucht. Die Thompson Rorno Woolridge Inc. befasst sich gegenwärtig mit dem Bau solcher Energiewandler, die im Brennpunkt kleinerer Aluminium-Spezialspiegel 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 Dampfprozeß 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 Radaranennen ähnliche Parabolospiegelantenne 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 revolutionierender 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 Amplitron-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 Pfeilanfangs 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 Pfeilanfangs 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-

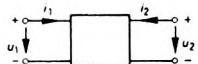


Bild 12. Einheitliche Festlegung der Spannungs- und Strompfeile bei einem Vierpol; Spannungspfeile kennzeichnen Klemmenspannungen, Strompfeile gelten für symmetrische Vorzeichenregel

gegebenen Pfeilrichtungen geeinigt. In diesem Falle stellen also die Pfeile die Klemmenspannungen dar, das 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

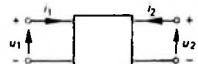


Bild 13. Im Gegensatz zu Bild 12 sind die Spannungspfeile hier EMK-Pfeile

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 zu unsymmetrischen oder Kettenvorzeichenregel, bei der der Ausgangstrom  $i_2$  aus dem Vierpol herausfließt. An dieser Stelle soll aber darauf hingewiesen werden, daß in der Feldkellerschen 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 Matrizeleichungen der passiven Vierpole für die symmetrische Vorzeichenregel gelten, das heißt, daß sie unter Grundideelegierung 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

$$\begin{aligned} u_1 - u_3 - u_5 &= 0 \\ u_2 - u_4 - u_6 &= 0 \end{aligned}$$

oder

$$\begin{aligned} u_1 = u_3 + u_5 &= i_1 \cdot R_1 + (i_1 + i_2) \cdot R_4 \\ u_2 = u_4 + u_6 &= i_2 \cdot R_2 + (i_1 + i_2) \cdot R_3 \end{aligned}$$

Nach Strömen geordnet, ergibt sich

$$\begin{aligned} u_1 = i_1 \cdot (R_1 + R_4) + i_2 \cdot R_4 \\ u_2 = i_1 \cdot R_2 + i_2 \cdot (R_2 + R_3) \end{aligned}$$

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

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

$$\begin{aligned} u_1 = u_3 + u_5 \\ u_2 = u_4 + u_6 \end{aligned}$$

das heißt, die gleichen Gleichungen wie bei a).

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

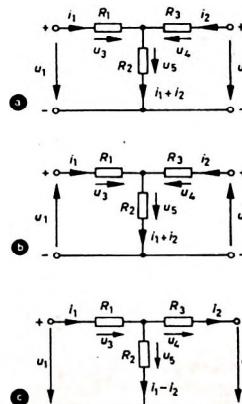


Bild 14. a) Beispiel für die Eintragung der Spannungs- und Strompfeile in einem T-Vierpol gemäß Festlegung nach Bild 12; b) analog Bild 14a, jedoch Eintragung von Ein- und Ausgangsspannung gemäß Bild 13; c) analog Bild 14a, jedoch unsymmetrische Vorzeichenregel für die Ströme

Man erhält die Gleichungen

$$\begin{aligned} u_1 - u_3 - u_5 &= 0 \\ u_2 - u_4 + u_6 &= 0 \end{aligned}$$

oder

$$\begin{aligned} u_1 = i_1 \cdot (R_1 + R_4) - i_2 \cdot R_4 \\ u_2 = i_1 \cdot R_2 - i_2 \cdot (R_2 + R_3) \end{aligned}$$

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

$$(Z) = \begin{pmatrix} R_1 + R_4 & R_4 \\ R_2 & R_2 + R_3 \end{pmatrix}$$

und für Fall c)

$$(Z) = \begin{pmatrix} R_1 + R_4 & -R_4 \\ R_2 & -(R_2 + R_3) \end{pmatrix}$$

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 röhrt daher, daß bei der Kettenbildung von Vierpolen der Ausgangstrom 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 Kettenmatrizeleichungen in der Form

$$\begin{aligned} u_1 = a_{11} \cdot u_3 + a_{13} \cdot (-i_2) &= a_{11} \cdot u_3 - a_{13} \cdot i_2 \\ i_1 = a_{31} \cdot u_3 + a_{33} \cdot (-i_2) &= a_{31} \cdot u_3 - a_{33} \cdot i_2 \end{aligned}$$

oder (in Matrizenform geschrieben)

$$\begin{pmatrix} u_1 \\ i_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a_{11} & a_{13} \\ a_{31} & a_{33} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_3 \\ -i_2 \end{pmatrix}$$

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 entgegengesetzten gerichteten (d. h. herausfließenden) Strom  $-i_2$  ersetzt.

Leitet man zum Beispiel die Kettengleichungen des T-Vierpols (unter Zugrundelegung der symmetrischen Vorzeichenregel) durch Umformung der Widerstandsgleichungen (Fall a) ab, dann erhält man

$$\begin{aligned} u_1 = (1 + G_3 \cdot R_1) u_3 - (R_1 + R_3 + R_1 \cdot R_3 \cdot G_3) i_2 \\ i_1 = G_3 \cdot u_3 - (1 + G_3 \cdot R_3) i_2, \end{aligned}$$

und die Kettenmatrix lautet

$$(a) = \begin{pmatrix} 1 + G_3 \cdot R_1 & R_1 + R_3 + R_1 \cdot R_3 \cdot G_3 \\ G_3 & 1 + G_3 \cdot R_3 \end{pmatrix}.$$

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 Ausgangstroms bereits berücksichtigt ist.

Legt man für eine Rechnung grundsätzlich die unsymmetrische Vorzeichenregel zugrunde, wenn man eine für die symmetrische Vorzeichenregel geltende Umrechnungstabelle [5] benutzt, bei der die für den Fall der Kettenmatrix erforderliche Stromumkehr des Ausgangstroms bereits berücksichtigt ist.

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

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

oder in Matrizenform

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

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

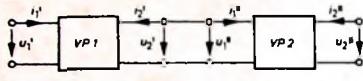


Bild 15. Kettenbildung zweier Vierpole

Verhalten des Vierpols VP 1, ausgedrückt durch die Parameter der Kettenmatrix, durch

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

definiert. In Matrizenform lauten diese Gleichungen

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

Analog kann man für den Vierpol VP 2

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

schreiben. Aus Bild 15 erkennt man, daß außerdem

$$\begin{pmatrix} u_1''' \\ i_1''' \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} u_1'' \\ i_1'' \end{pmatrix}$$

gilt. Durch Kombination der drei Gleichungssysteme ergibt sich schließlich die Matrizengleichung der gesamten Kettenbildung zu

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

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 Kettengleichungen positiv definiert, und in den übrigen Gleichungen wird an Stelle von  $-i_2$  einfach  $+i_2$  geschrieben.

## 6. Zusammenschaltung von Vierpolen, deren Matrizengleichungen 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 Matrizentabellen 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 Widerstände, Leitwerte, 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 VP 1 und der passive mit VP 2 bezeichnet (Bild 16). Für VP 1 gilt

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

und für VP 2

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

Aus Bild 16 kann man ferner folgende Beziehungen ablesen:

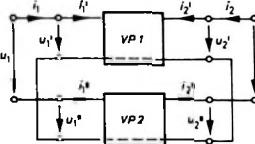


Bild 16. Reihenschaltung zweier Vierpole mit unterschiedlichen Vorzeichenregeln der Ströme

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

Setzt man diese Beziehungen in die Matrizengleichungen 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 (VP 1 ist wieder der aktive und VP 2 der passive Vierpol)

$$\begin{aligned} i_1' &= y'_{11} \cdot u_1' + y'_{12} \cdot u_2' \quad VP1 \\ i_1'' &= y'_{21} \cdot u_1' + y'_{22} \cdot u_2' \\ i_1''' &= y''_{11} \cdot u_1'' + y''_{12} \cdot u_2'' \quad VP2 \\ i_1'''' &= y''_{21} \cdot u_1'' + y''_{22} \cdot u_2'' \end{aligned}$$

Ferner gilt

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

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

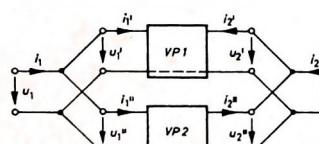


Bild 17. Parallelschaltung zweier Vierpole mit unterschiedlichen Vorzeichenregeln der Ströme

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

## 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 Gesamtenschaltung lauten hier (Bild 18)

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

## 6.4. Parallelreihenschaltung zweier Vierpole mit unterschiedlichen Vorzeichen

Die Vierpolgleichungen der Gesamtenschaltung sind (Bild 19)

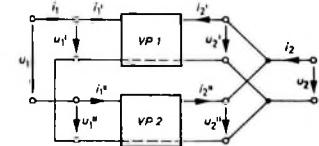


Bild 18. Reihenparallelschaltung zweier Vierpole mit unterschiedlichen Vorzeichenregeln der Ströme

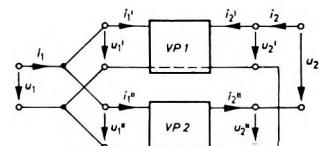


Bild 19. Parallelreihenschaltung zweier Vierpole mit unterschiedlichen Vorzeichenregeln der Ströme

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

## 6.5. Kettenbildung 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 Matrizengleichung des Vierpols mit symmetrischen Vorzeichen sei

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

und die des Vierpols mit unsymmetrischen Vorzeichen

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

Mit der Beziehung für die Verbindungsstelle der beiden Vierpole

$$\begin{pmatrix} u_1' \\ i_1' \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} u_1'' \\ i_1'' \end{pmatrix}$$

ergibt sich die Matrizengleichung der Gesamtenschaltung zu

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

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

## Weiteres Schrifttum

- [3] a 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 (1958) 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] a Handbuch für Hochfrequenz- und Elektro-Techniker, Bd. IV. Berlin 1957, Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik



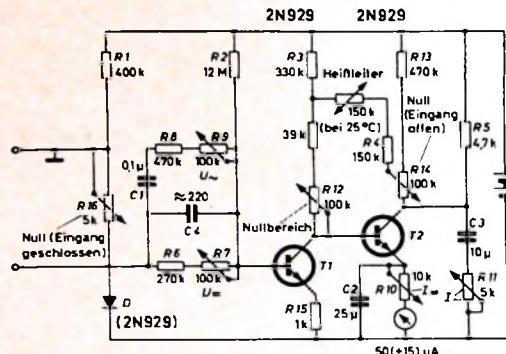


Bild 4. Schaltung des Meßverstärkers. Die Regelwiderstände gestalten es, für Gleich- und Wechselgrößen dieselben Strom- und Spannungsempfindlichkeiten des Meßgeräts einzustellen

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 MΩ; 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 MΩ 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 eingeregt 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 einschaltung 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 Präzisionsspannungssteilers erhalten, dessen kleiner Widerstand unter 1 kΩ liegt. Die Eichströme von 78 und 57 nA lassen sich in einem 10-MΩ 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.

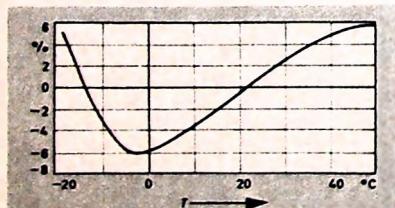


Bild 5. Nullpunktverschiebung in Abhängigkeit von der Temperatur in % des Vollausschlags

Wird der Wert des Heißleiters um etwa 50 kΩ 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 Nullpunktstabilität 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  $\mu$ A 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 ( $B \geq 40$  bei  $I_C = 10 \mu$ A). Weiterhin sind beispielsweise auch (zu etwa 90 %) die von General Electric hergestellten besonders preisgünstigen Planar-Epoxyd-Transistoren 2N214, 2N2924, 2N2925 und (zu etwa 80 %) der Typ N2926 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  $\mu$ F 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. Für 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 Empfindlichkeit für Strom und Spannung gestattet es, dieselbe Nebenschluß-

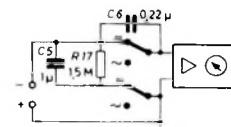


Bild 6. Das Gerät gestattet die völlig getrennte und direkte Messung der Gleich- und Wechselkomponenten eines Stroms oder einer Spannung

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 MΩ. Der maximale Spannungsabfall bei Strommessungen liegt bei den verschiedenen Meßbereichen und Vollausschlag zwischen 31,6 und 146,2 mV. Der

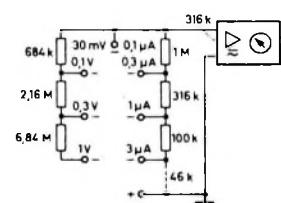


Bild 7. Die Strombereiche erhält man durch einen Nebenschluß mit Anzapfungen, die Spannungsbereiche durch Serienwiderstände

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 MΩ je Volt Spannungsabfall sein muß. Um zu hohe und damit schwer zu beschaffende

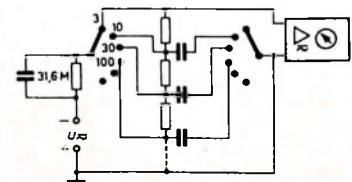


Bild 8. Schaltung zum hochohmigen Messen höherer Gleich- und Wechselspannungen

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 MΩ an die Abgriffe des

Nebenschlusses legt. Im Bereich  $0,1 \mu\text{A}$  erhält man damit bei Vollausschlag  $3,16 \text{ V}$  und auf dem Bereich  $0,316 \mu\text{A}$  dann  $1 \text{ V}$  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  $100 \text{ V}$  und  $10 \text{ kHz}$  genügt bereits eine Kapazität von  $0,015 \text{ pF}$ , um das Gerät bei einem Strom von  $0,1 \mu\text{A}$  zum Vollausschlag zu bringen.

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

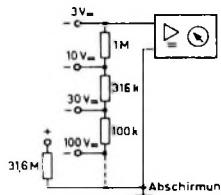


Bild 9. Der Bereichumschalter ist nicht erforderlich, wenn nur Gleichspannungen hochohmig gemessen werden sollen

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

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 dürfen jedoch Wechselspannungen auch bei  $50 \text{ Hz}$  nur auf den Bereichen  $300$  und  $1000 \text{ V}$  einigermaßen genau zu messen sein. Für Tonfrequenzmessungen ist deshalb nach Bild 10 ein in einem Tastkopf unterge-

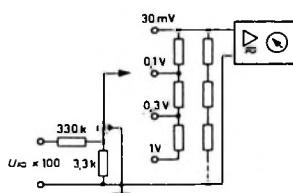


Bild 10. Tastkopf mit Spannungsteiler zum Messen höherer Gleich- und Wechselspannungen

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  $14,6 \text{ Ohm}$  genannt sind. Mit Hilfe eines  $1,5\text{-V}$ -Elements und bei einem Meßabgleich auf  $1,46 \text{ V}$  können mit dem Meßgerät Widerstandsmessungen ausgeführt

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

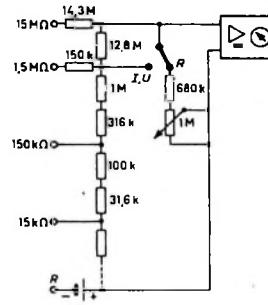


Bild 11. Zur Widerstandsmessung wird der Nebenschlußwiderstand so erweitert, daß der maximale Spannungsabfall etwa der Spannung einer zusätzlich notwendigen  $1,5\text{-V}$ -Batterie entspricht

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

im Meßbereich  $15 \text{ Ohm}$  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 Frequenzkompenstation 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 81) enthaltenden Meßkopf nach Bild 15 verwenden. Mit diesem Tastkopf erhält man auf dem empfindlichsten Gleichspannungsbereich Vollausschlag bei etwa  $300 \text{ mV}_{\text{eff}}$ . Durch zusätzliche Widerstände oder Spannungsteiler auf der Gleichstromseite sind weitere Meßbereiche zu erreichen; bis  $3 \text{ V}$

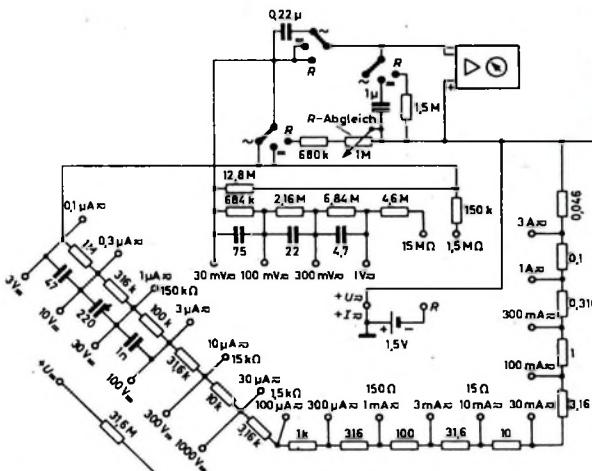
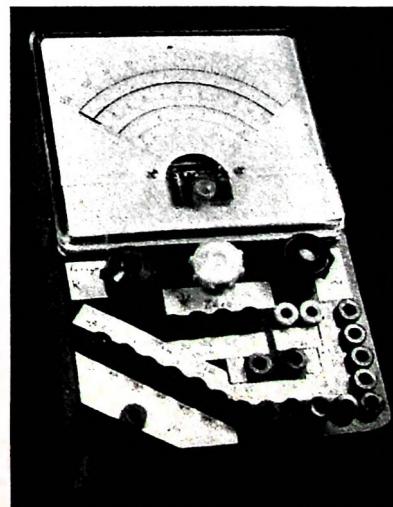


Bild 12. Gesamtschaltungsbild der Meßkreise

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



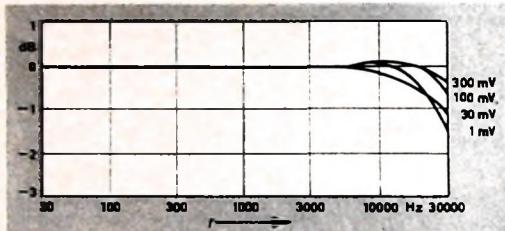
des Eingangswiderstandes des Meßgerätes ist daher bei Widerstandsmessungen der Nebenschluß um  $12,8 \text{ MOhm}$  zu erweitern. Gleichzeitig wird in der zugehörigen Schaltstellung  $R$  eines Umschalters (Bild 11) die Eingangsempfindlichkeit des Meßverstärkers wieder durch einen direkt an die Eingangsklemmen gelegten Nebenschluß angepaßt. Dieser Nebenschluß enthält einen Regelwiderstand, mit dem man vor der Messung das Ohmmeter bei kurzgeschlossenen Eingangsklemmen auf Vollausschlag abgleicht. Da alle Widerstandsbereiche mit derselben Meßspannung arbeiten, ist es meistens nicht notwendig, diesen Abgleich bei Bereichswechseln nachzuregeln. Die Bereiche  $1,5 \text{ MOhm}$  und  $15 \text{ MOhm}$  benötigen zusätzliche Widerstände zur Anpassung an den Nebenschluß; sie erhalten 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  $I$  ( $0 \dots 100 \text{ mA}$ ) als Funktion des zu messenden Widerstandes  $R$  aufträgt. Für  $I$  gilt

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

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 Plastikschachtel 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

## Transistormeßverstärker für kleine Gleichspannungen mit sehr hochohmigen Eingang

Der nachfolgend beschriebene Verstärker<sup>1)</sup> kann als Vorverstärker für einen Oszilloskop im Frequenzbereich von 0 bis  $\approx 10$  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  $\pm 150$  mV. Die Ausgangsspannung ist entsprechend der Eingangsspannung positiv oder negativ gegen Masse. Daß die Ausgangsspannung im Leerlauf gegen Masse einen 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 Temperatur-einflüsse entstehen, vermindert.

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

<sup>1)</sup> DBP angemeldet; gewerbliche Ausnutzung nur mit Genehmigung des Verfassers

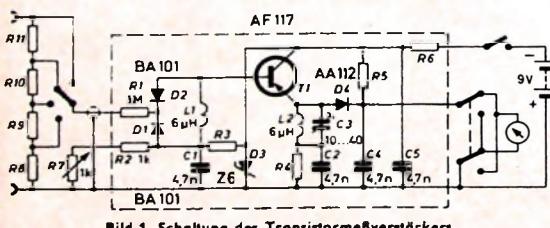


Bild 1. Schaltung des Transistormeßverstärkers

Tab. I. Dimensionierung des Verstärkers ▶

Meßwerk	1 mA/ 150 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	16 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	4,8 V	4,2 V	4,2 V	4,2 V

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

Als Anzeigegerät ist ein Drehspulmeßwerk bis 1 mA Vollausschlag verwendbar. Von der Wahl des Instruments hängen die Spannungsverstärkung und die Dimensionierung der Widerstände  $R_3$ ,  $R_4$  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

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

Darin ist  $U_{batt}$  die Batteriespannung (minimal),  $U_b$  die mit  $D_3$  stabilisierte Betriebsspannung und  $I_{ges}$  der Gesamtstrom

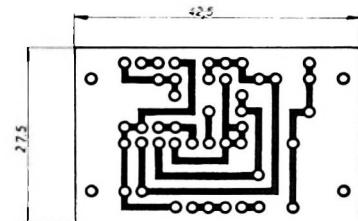


Bild 2. Ätzvorlage (Maßstab 1:1) für die Platine

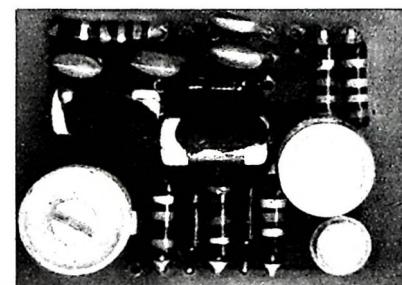


Bild 3. Anordnung der Bauelemente

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

### Schrifttum

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



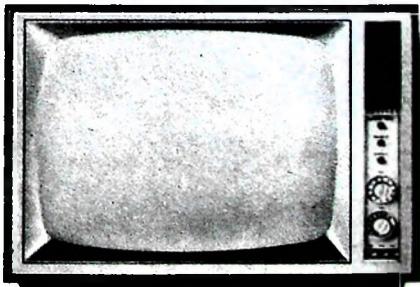
## Philips Fernsehgeräte sind zukunftsweisend

### Gekühltes Chassis

PW3624

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 ausgedehnt: Der Lang-Yagi wurde, zumindest in Deutschland, „Einheitsantenne“. Kienow und Priese [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-Speiseleitung. 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 1957 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. Rothamml [7] machte 1958 auf die Vorteile der Dipolzeile aufmerksam: große Bandbreite, Halbwertsbreite der horizontalen Hauptkeule  $60^\circ$ , Erhebungswinkel der vertikalen Hauptkeule kleiner als  $5^\circ$ . Die Dipolzeile bietet sich also als DX-Antenne an, wenn Ausbreitungsmechanismen ausgenutzt

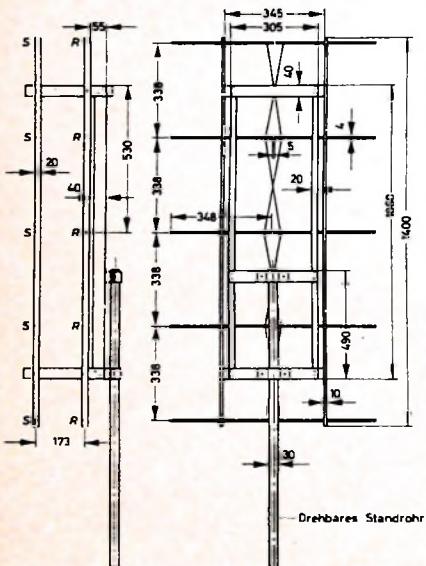


Bild 1. Abmessungen und Aufbau der Dipolzeile; S = Ganzwellendipole, R = Reflektoren

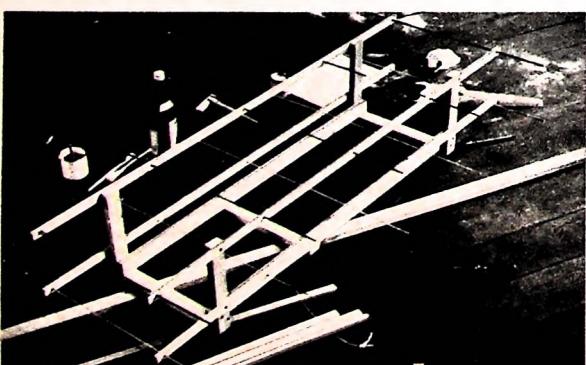


Bild 2. So entstand die Dipolzeile an einem einzigen Nachmittag

werden können oder sollen, die einen möglichst kleinen Abstrahlungswinkel in der senkrechten Ebene erfordern, wie etwa troposphärische Überreichweiten oder Vorwärtsstrahlung. Die weitgehend bekannten Stationen DL3YBA und DLØHH haben diese Vorteile zu nutzen gewußt und waren, durch entsprechendes mechanisches Aufwand, in der Lage, den nicht vernachlässigbaren Nachteil der Dipolzeile zu überwinden, nämlich ihre verhältnismäßig große Windlast. Inzwischen sind Antennentorene auf dem Markt, die selbst schwerste Richtantennen zuverlässig mitstern, 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 in den USA üblichen entspricht; dort findet man einen ausgeglichenen Aufwand von Yagi-Richtantennen auf der einen und von Dipolzellen auf der anderen Seite, um jeder Art von DX-Arbeit gerecht werden zu können, wobei der Meteorosat-Bereich die Domäne der nahegelegenen 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 vorauszuberechnen, kann man, wie Lickfeld [8] gezeigt hat, Dipolzellen 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 0,25·1 entfernten Reflektoren verringern  $R_p'$  um etwa 30 %, so daß sich ein  $R_p' = 224$  Ohm einstellt. Die 240-Ohm-Speiseleitung kann mit vertretbaren Fehlanforderungen unmittelbar oder über einen 4 : 1-Transformatoren 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 DL3FO zur Verfügung gestellten und an einem kommer-

Symmetriebene der Antenne

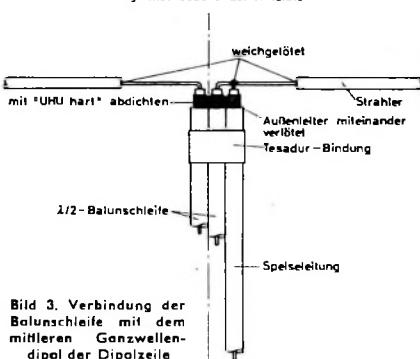


Bild 3. Verbindung der Balunschleife mit dem mittleren Ganzwellen-dipol der Dipolzeile

ziellen Abschlußwiderstand bei 432 MHz überprüften SWW-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 Griddipmeter der Verkürzungsfaktor  $K_p$  bei  $f = 145$  MHz bestimmt und so dann ein 1/2-Stück für  $f = 434$  MHz zugeschnitten wurde [8].

Nach Einstellung und Ausrichtung der Elemente ist die aus 1 mm dicken Kupferdraht gefertigte Phasenleitung weich anzulöten. Der Kupferdraht sollte gereckt und vorgeformt werden, so daß zwei Zackenstücke zur Verfügung stehen. Die sich überkreuzenden Leitungen liegen 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 fließen. 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 Speiseleitung nach hinten und schräg nach unten niedergeführt wird. Am nächstgelegenen Punkt des Standrohrs wird sie abgefangen, um mechanische Schwingungen zu verhindern und der Ganzwellendipolwand zusätzlichen Halt zu verleihen.

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

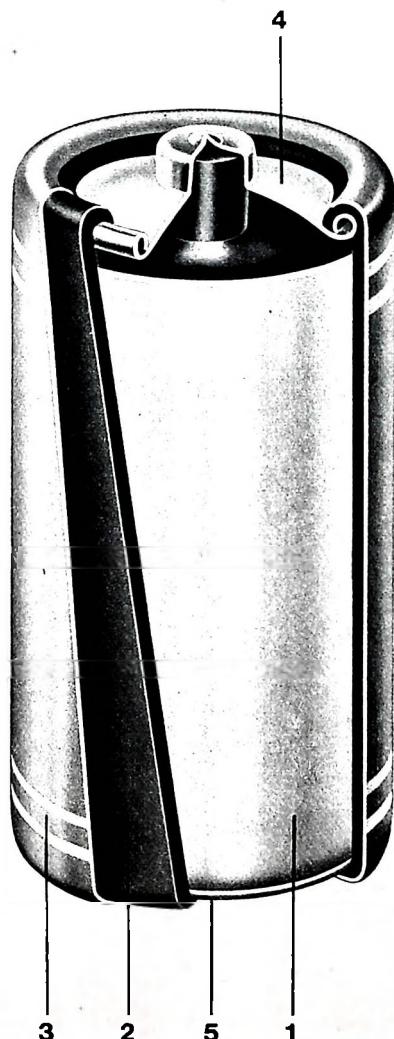
Tab. I. Abmessungen von 20-Elemente-Dipolzellen für 432 und 434 MHz

	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	350 mm	348 mm
Durchmesser der Reflektoren	4 mm	4 mm
Material der Reflektoren	Al	Al
Länge der Phasenleitungabschnitte	340 mm	338 mm
Durchmesser der Leiter der Phasenleitung	1 mm	1 mm
Abstand Ganzwellendipole - Reflektoren	174 mm	173 mm
Gewinn der Antenne	$\approx 15$ dB	$\approx 15$ dB

# VARTA PERTRIX Informationen

3

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:



## 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 dichtgefalte 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.

immer wieder **VARTA** wählen



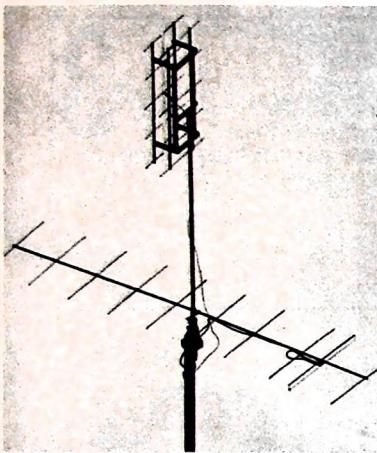


Bild 4. Die montierte Dipolzeile über einem „3 FM-Yagi“ für 145 MHz

hat eine Ausgangsleistung von rund 20 W, so daß an der 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] K mosko, 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 Dipolzelle. Funk-Techn. Bd. 8 (1953) Nr. 7, S. 204-205
- [7] Rothamml, 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

## B A S T E L - E C K E

### 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

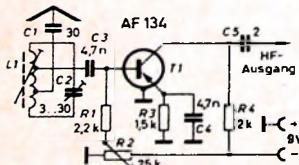


Bild 1. Schaltung einer Transistor-HF-Vorstufe für 30 MHz

#### Einzelteileliste

Rollkondensatoren	(Wima)
Keramische Kondensatoren	(Dralowid)
Lufttrimmer	(Hopt)
Einstellregler „Tr 50 Tr“	(Dralowid)
Spulenkörper „Sp 9 KW“	(Vogt)
Lochplatte „ExCu 1“	(Deutschlaender)
Transistor AF 134	(Telefunken)

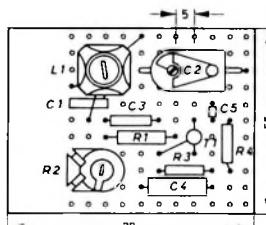


Bild 2. Maßskizze der Montageplatte mit Anordnung der Einzelteile

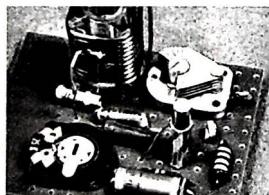


Bild 3. Ansicht der fertig aufgebauten HF-Vorstufe

den Kondensator  $C_1$  zu einer Anzapfung des Eingangskreises  $C_3$ ,  $L_1$ . Von der zweiten Anzapfung der Spule  $L_1$  wird die Hochfrequenz kapazitiv an die Basis des Transistors gekoppelt.

Der Regler  $R_1$  und der Widerstand  $R_2$  legen die Basisverspannung und damit den Arbeitspunkt fest. Zur Collectorstrom-Stabilisierung liegt im Emitterkreis der Widerstand  $R_3$ , der für HF durch  $C_4$  überbrückt ist. Die verstärkte HF wird am Arbeitswiderstand  $R_4$  kapazitiv abgenommen und der nachfolgenden Stufe zugeführt.

#### Aufbau

Der mechanische Aufbau ist bei Transistor-Schaltungen unkritisch. Da sie relativ niedrigohmig 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-

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  $C_2$ ,  $L_1$  auf die Empfangsfrequenz grob eingestellt. Dabei soll der Trimmer  $C_2$  ungefähr zu zwei Dritteln eingedreht sein. Jetzt schließt man an den Antennenkondensator  $C_1$  einen Meßsender und an den Ausgangskondensator  $C_5$  ein HF-Röhrenvoltmeter oder besser einen Oszillografen an. Spule  $L_1$  und Trimmer  $C_2$  sowie Regler  $R_2$  sind auf maximale Ausgangsspannung abzulegen.

Die Spule  $L_1$  ist auf einen Vogt-Körper „Sp 9 KW“ gewickelt und hat zehn Windungen CuL-Draht 0,8 mm Ø. Die Basisanzapfung liegt bei der siebten und die Antennenanzapfung bei der fünften Windung vom kahlen Ende des Kreises. Je nach verwendeter Antenne kann die Anzapfung für  $C_1$  etwas variieren. Der beste Punkt ist durch Versuch zu ermitteln. *di.*

### Eine Lanze für den Bastler!

Daß den 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 geringschätziger über die Schulter betrachtet. Warum eigentlich nur?

Wir sind gewohnt, die Menschen und ihre Tätigkeit in irgendeine Klasse, eine Kategorie einzurorden, 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 Schaukästen 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 selbständiger denkender Mensch, so wird er jedoch kaum in die Isolation gehen. Er findet 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 Steckpferd geht. Mit ihren Besessenheiten von Ideen, Gedanken und Erfindungen können diese Menschen zu einsamen Grübbern werden, die keiner mehr mag und versteht. Das aber sind doch wohl Ausnahmen. *Bie.*

# 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. Swalu 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  
Streufeld-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 Kurzwellenamateurl-  
Lehre

202 Seiten, 158 Abb., 8 Seiten  
Fotos, 7 Falttafeln, 8°  
Kart. DM 24,50

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



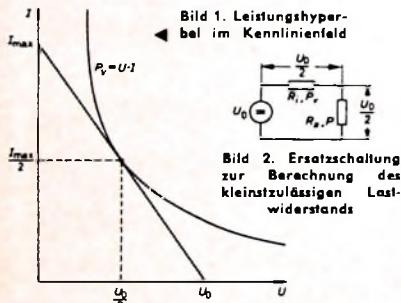
DEUTSCHE PHILIPS GMBH

Verlags-Abteilung  
Hamburg 1

# Kleinste zulässiger Lastwiderstand von Röhren und Halbleitern in Abhängigkeit von ihrer zulässigen Verlustleistung

Der Aufsatz behandelt die Ermittlung der Formel für den kleinste zulässige 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 Transistororschaltung durchgeführt, ist aber auch für andere Schaltelemente wie beispielsweise Röhren, Dioden, NTC-Widerstände usw. gültig.

Um den kleinste zulässige Lastwiderstand zu ermitteln, wird die Leistungshyperbel errechnet und in das Kennlinienfeld des betreffenden Schaltelementes 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 kleinste zulässigen Lastwiderstands  $R_a$  dar. Wie sich mit Hilfe der analytischen Geometrie zeigen läßt, liegen die Koordinaten



des Berührungs punkts 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 Schaltelementes gleich sein müssen. Aus diesen Überlegungen ergibt sich das im Bild 2 gezeigte Ersatzschaltbild. Mit den Bezeichnungen im Bild 2 gilt dann

$$P_V = P_V$$

$$P_V = \frac{U_0}{2} \cdot R_a$$

$$R_a = R_i$$

$$P_V = \frac{U_0^2}{4 R_a} \quad (1)$$

Wenn man Gl. (1) nach  $R_a$  auflöst, erhält man die gesuchte Formel für den kleinste zulässige 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  $U_0$

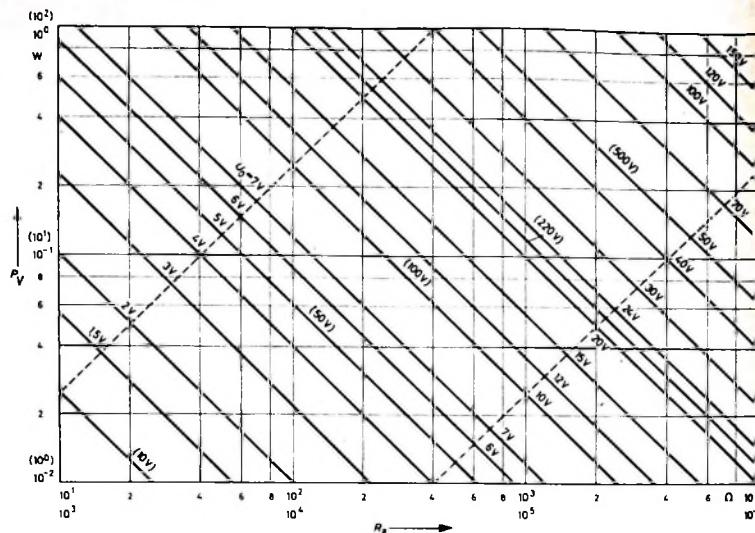


Bild 3. Diagramm zur Ermittlung des kleinste zulässigen Lastwiderstands

läßt sich der kleinste zulässige Lastwiderstand unmittelbar abnehmen. Bei den geklammerten Zahlenwerten sind Widerstand und Leistung mit 100 multipliziert, während die Spannungsparameter 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 Spannungswertwerte aus dem Diagramm ablesen.

Wird ein zusätzliches ohmsches Netzwerk galvanisch am Lastwiderstand angekoppelt, so kann dieser weiter verkleinert werden, weil dabei die Betriebsspannung für das Schaltelement infolge Spannungsteilung herabgesetzt wird. Beispiele für diesen Betriebsfall sind der Spannungssteiler in bistabilen Multivibratoren und Schmitt-Triggern 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 niedriger  $R_p$  ist. Der im Hinblick auf die maximale Verlustleistung  $P_V$  kleinste zulässige 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 Spannungssteiler  $R_a'$ ,  $R_p$  im Bild 4 läßt sich in die Spannungsquelle  $U_1$  mit dem Innenwiderstand  $R_i$  umwandeln (Bild 5). Der Innenwiderstand ist dann

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

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 erhält 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 kleinste zulässige 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.

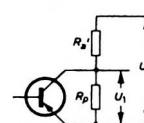


Bild 4. Ersatzschaltung mit zusätzlich am Lastwiderstand galvanisch angekoppeltem Netzwerk

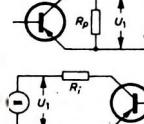


Bild 5. Der Schaltung im Bild 4 für einen bestimmten Widerstand  $R_i$  äquivalente Schaltung

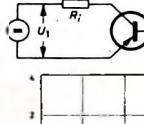
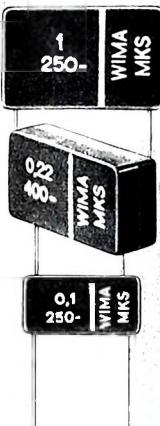


Bild 6. Diagramm zur Ermittlung von  $R_a'$

**WIMA-  
MKS**



**Metallisierte Kunstfolien-Kondensatoren.**  
**Spezialausführung für Leiterplatten** in rechteckigen Bauformen mit **radialen Drahtanschlüssen.**

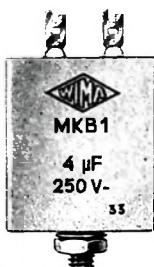
**Vorteile:**

- 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 Selbsthelfeffekt.
  - 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  $\mu$ F) und 400 V- (bis 6  $\mu$ F).

**Prospekte über unser gesamtes  
Fabrikationsprogramm auf  
Anfrage.**

**WIMA WILH. WESTERMANN  
SPEZIALE FABRIK F. KONDENSATOREN  
68 MANNHEIM POSTFACH 2345**

zett

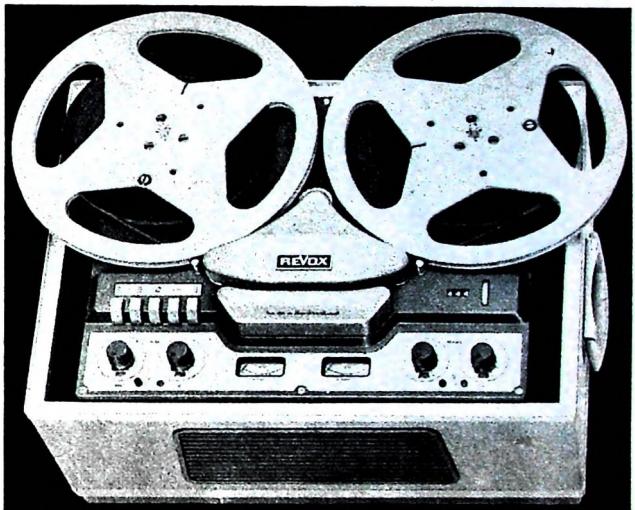
**AUSVERKAUFT?**

... nicht ganz –  
aber es geht nicht mehr ohne Liefertermin.

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

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

Die Kapazität unseres neuen Werkes wird den derzeitigen Engpaß aufheben.



**REVOX**

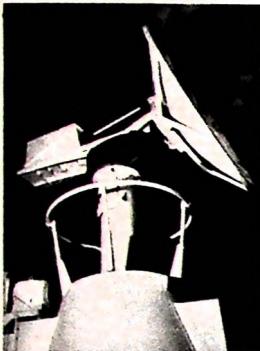
**TECHNISCHER STECKBRIEF:**

Dreimotorenlaufwerk mit polumschaltbarem Synchron - Capstanmotor für 19,05 und 9,5 cm/sec. Maximale 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 Parabolospiegelantenne

„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, Impulslänge 2  $\mu$ s, Impulsfolgefrequenz 316 Hz) und der Empfänger (Rauschfaktor besser als 11 dB) befinden sich in einem etwa 3,6 m hohen, konisch geformten Aluminiumturm (Plattformdurchmesser etwa 1,8 m), auf dem sich eine Parabolospiegelantenne 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, Sturmzentren nach Azimut und Höhe genau nachzuweisen. Der Antriebs- und Kippmechanismus der Antenne ist hinter dem Antennenspiegel aufgebaut. Die Parabolospiegelantenne rotiert laufend mit 13 U/min im Azimut und kann in der vertikalen Ebene

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

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

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

Die Wiedergabeinrichtung 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 Entfernung 2,5, 5, 10, 20, 30 und 40 Seemeilen an. Ein besonderer Vorteil ist noch eine veränderbare Bereichsmarkierung, die zwischen 5  $\frac{1}{4}$  und 100 % des wiedergegebenen Bereichs in sechs sich überlappenden Bereichen eingestellt werden kann. Die Anzeigegenaugkeit ist besser als 1 % des eingesetzten 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

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



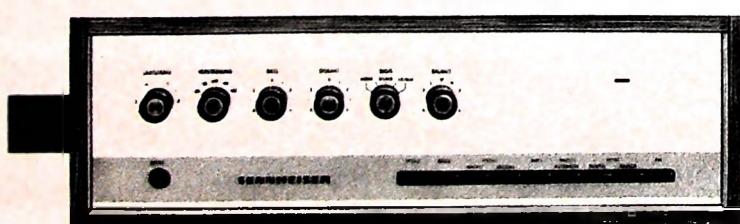
Bekannte  
Orchester  
spielen  
für Sie  
zum Tanz

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.

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**

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

### Über das Bild laufen punktförmige Störungen



Bild 2. Störungen auf dem Bildschirm, hervorgerufen durch Zündkerzenfunken

betriebenen Kollektormotors oder um Zündfunkenstörungen vorbeifahrender Kraftfahrzeuge. Die Kfz-Störungen erkennt man an den welt auseinander gezogenen Stoßimpulsen.

Ein Kollektormotor-Störer (Haushaltsgerät usw.) in der Nachbarschaft ist im allgemeinen bald festzustellen, vor allem bei Heranziehung des Funkstörungs-Meldedienstes 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 entstören.

Auf die Entstörung vorbeifahrender Autos kann der Fernsehteilnehmer jedoch nur selten einwirken. Kraftfahrzeugstörungen sind aber nach allgemeiner Einführung einer Grundstörung 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 Sendeenergie aufnimmt. Eine Ausblendung der Einstrahlung von der Straße her ist beispielsweise mit einer möglichst hoch angebrachten und gut ausgerichteten Mehrtagenantenne 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:**

451D

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

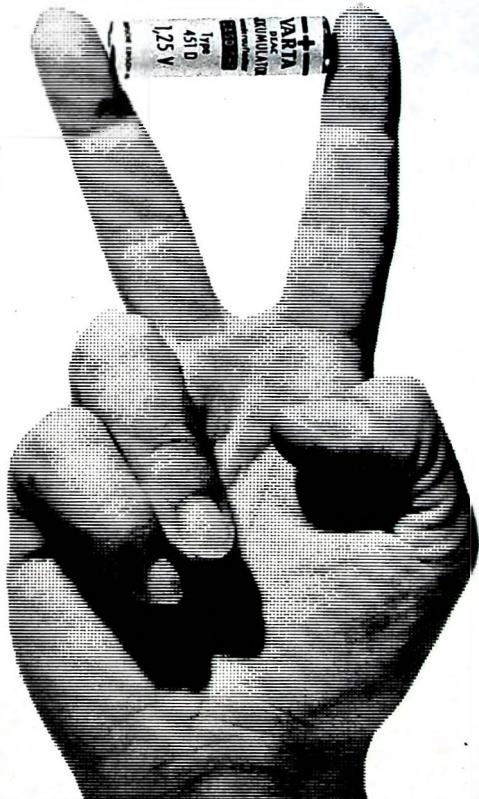
## Planen Sie den Bau von schnurlosen Elektrogeräten?

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

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

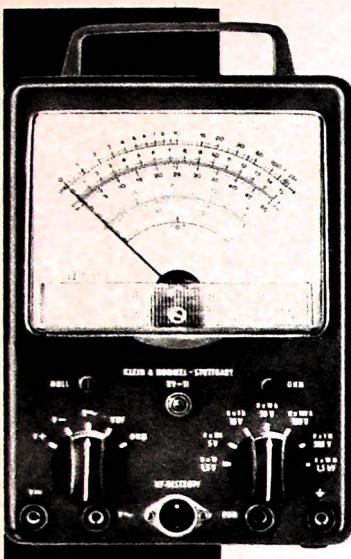
**VARTA DEAC** baut serienmäßig Stahlakkumulatoren in den Kapazitäten von 0,02 Ah bis 1000 Ah. Nutzen Sie bei Ihren Überlegungen die Erfahrungen der VARTA DEAC. Unser Berater steht Ihnen zu einem Gespräch gern zur Verfügung.

**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 Bereichswechsel  
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

### 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,-

**D. R. TH. DUMKE KG.**

407 Rheydt, Postfach 407

### KLEIN-OSZILLOGRAF

„miniszill“ DM 199,80  
Komplett: Basisch. einschließlich Röhren und Bauteileitung  
Ausführliche Basismappe auch einzeln erhältlich  
Schutzgebühr 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 ..... ie DM 14,50  
durch Nachzugsversand, unfrei.

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

**CLAUS BRAUN, 6 Frankfurt a. M. 1, Beethovenstraße 40, Abtig. V**  
Telefon 70 10 05 — Japan- und Hongkong-Direkt-Imports

### 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. Kopf-  
hörer- 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 quarzgesteuertem 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 99,80

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



**RADIO-RIM**

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

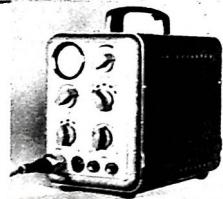
### Schaltungen

Fernsehen, Rundfunk, Tonband

Eilversand

Ingenieur Heinz Lange

1 Berlin 10, Otto-Suhr-Allee 59



### Kaufgesuche

Röhren, Spezialröhren, Widerstände,  
Kondensatoren, Transistoren, Dioden  
Relais, kleine und große Punkten gegen  
Kassa zu kaufen gesucht. Naumüller & Co.  
GmbH, München 13, Hohenzollernstr. 2/T

Röhren und Transistoren aller Art, kleine  
und große Punkten gegen Kassa. Röhren-  
Müller, Kelkheim/Te., Parkstraße 20

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

Kauf von Resi- und Lagerbeständen Radio-, Fernseh-,  
KW-Material, Röhren bes. 1 L 4, 1 L 6, 1 LH 4,  
1 LN 5, 1 R 4, 1 R 6, 1 S 6, 1 D 4, 3 D 6, 3 D 7,  
3 Q 4, sowie Radio-, Fernseh-, Elektroniker ge-  
gen Kasse. TEKA 848 Amberg Postfach

### Verkäufe

Leica III I-Gehäuse sowie Summilar 1 : 2  
T. Elmar 3,5/50 (bulle Gew.) z. verk.,  
Fotoleitschritten u. -Bücher ges. Angeb.  
erbeten unter P.B. 8444.

Ausschlagsmat. (Elektronik)  
Zuschriften unter P. G. 1440

## Für den Tonbandamateur

### 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 Amateur 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 Halttaste 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 Schnellstopptaste 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 signiere 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 Schnellstopptaste angehalten werden und bei zurückgedrehtem Aussteuerungsregler ist jetzt die Aufnahmetaste zu drücken.

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

6. Nun braucht nur noch die Schnellstopptaste 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 Tonabschnitts 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 Anlösen 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.

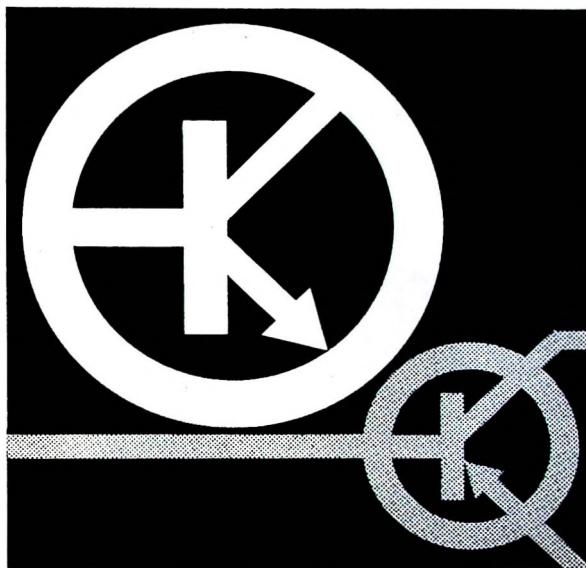
Die notwendige Unterdrückung der vom Oszillator der Eingangseinheit (Kanalwähler, Tuner) eines Fernsehempfängers ausgehenden Störstrahlung erfordert eine gute Einkapselung der Einheit; zusätzlich war es aber die besondere (oder befürchtete) Empfindlichkeit gegen unsachgemäße Eingriffe, die bis vor kurzem 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/und Dezimeterwellenbereiche verwendeten Röhren, Transistoren, Schaltelementen 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 Grundschaltung können Kanalwähler völlig unterschiedlich aufgebaut sein; das trifft beispielsweise schon für die Abstimmung (feste Kanalabstimmung mittels Trommel, Schelbe, 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 angedeuteten 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.

## 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) 441781 447071  
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 befreundeten 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:

**KÖRTING RADIO WERKE GMBH.,**  
**8211 GRASSAU/CHIEMGAU**



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



**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 Aufstiegsmöglichkeiten. Für ledige und alleinstehende Bewerber können sofort mögl. Zimmer zur Verfügung gestellt werden; bei verheirateten Bewerbern Wohnungsgestellung nach Vereinbarung. Schriftliche Bewerbungen mit Lebenslauf, Lichbild und Zeugnisabschriften erbeten

**GRAETZ Kommanditgesellschaft**  
Bachum-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 Eintrittsstages 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 erbeten unter F. E. 8447



### Sonderangebote

Rundfunkgeräte

Koffer

Elektrogeräte

Lagerliste anfordern!

### R. Merkelbach KG

43 Essen, Maxstraße 75  
Postfach 1120



### Unterricht

Theoretische Fachkenntnisse in Radio- und Fernsehtechnik durch Christiani-Fernkurse Radiotechnik und Automation. Je 25 Lehrbriete 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 Nachnahmeverkauf. 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

VERLAG FÜR RADIO - FOTO - KINOTECHNIK GMBH, Berlin-Borsigwalde. Postanschrift: 1 Berlin 52, Eichborndamm 141-167. Telefon: Sammelnummer (03 11) 49 23 31. Telegramm Anschrift: Funktechnik Berlin. Fernschreib-Anschluß: 01 81 632 fachverlage bln. Chefredakteur: Wilhelm Roth, Stellvertreter: Albert Jänicke, Technischer Redakteur: Ulrich Radke, sämtlich Berlin. Chekcorrespondent: Werner W. Dieffenbach, Berlin und Kempten/Allgäu. Anzeigendirektion: Walter Bartsch, Anzeigeneitung: Marianne Weidemann, beide Berlin. Chegraphiker: Bernhard W. Beierwirth, Berlin. Postscheckkonto: FUNK-TECHNIK PschA Berlin West Nr. 2493. Die FUNK-TECHNIK erscheint monatlich zweimal. Preis je Heft 2,80 DM. Auslandspreis lt. Preisliste. Die FUNK-TECHNIK darf nicht in Lesezirkel aufgenommen werden. Nachdruck — auch in fremden Sprachen — und Vervielfältigungen (Fotokopie, Mikrokopie, Mikrofilm usw.) von Beiträgen oder einzelnen Teilen daraus sind nicht gestattet. — Satz: Druckhaus Tempelhof; Druck: Elsnerdruck, Berlin



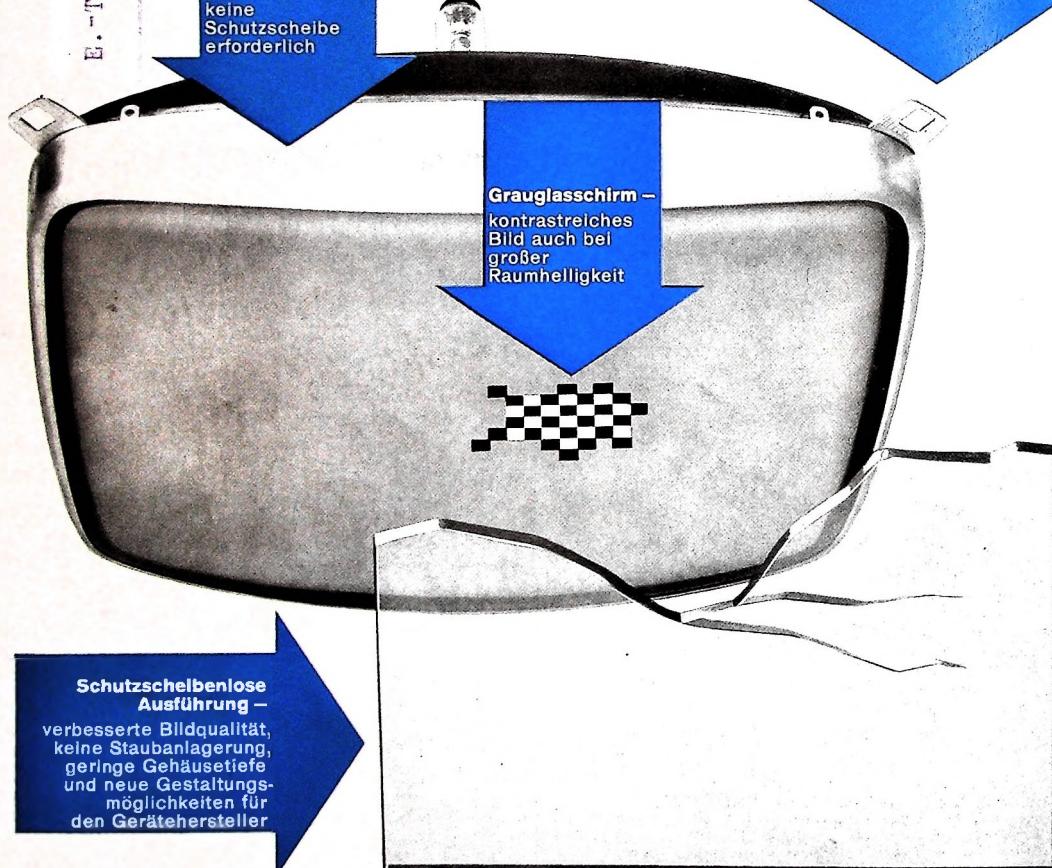
# VALVO

BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

10020

## A 47-11 W | A 59-11 W

E. - Thälmann-Str. 56  
DDR



VALVO GMBH



HAMBURG 1