

BERLIN

# FUNK- TECHNIK

A 3109 D

10 | 1964 +

2. MAIHEFT

mit Elektronik-Ingenieur

# TELEFUNKEN



## Unverkennbar –

die typische bajazzo-Linie, wie sie von Telefunken entwickelt wurde. Beim »bajazzo sport« aber auf einen anderen Käuferkreis zugeschnitten: jugendlicher, sportlicher. In der technischen Grundkonzeption entspricht er seinem „großen Bruder“, dem bajazzo TS - in den Einzelheiten erfüllt er individuelle Käuferwünsche.



## bajazzo sport – auch fürs Auto

- Wahlweise mit den Wellenbereichen UKW, MW, KW oder UKW, MW, LW
- Getrennte Abstimmung für AM- und FM-Sender
- UKW-Abstimmautomatik
- Leistungsstarker Empfangs- und Verstärkerteil: 9 Transistoren, 5 Dioden, 6 + 1 AM-/10 FM-Kreise
- HF-Vorstufe mit automatischer Verstärkungsregelung
- Bei Autobetrieb 2,3 Watt Ausgangsleistung im Gegentakt
- Extrem flache Autohalterung mit Sicherheitsschloß für Anschluß an Autobatterie und Autoantenne
- Widerstandsfähiger Kunstlederüberzug, Ausführungen riobraun oder perlweiß
- Breite 28 cm, Höhe 17,5 cm, Tiefe 8,5 cm

**Deutscher Ingenieurtag 1964**  
 Vom 3. bis 8. Juni 1964 findet in München der diesjährige Deutsche Ingenieurtag statt. Etwa 3000 Ingenieure nehmen daran teil. 27 Vortragsgruppen mit 108 Fachvorträgen geben einen Überblick über die neusten technischen Forschungen, Entwicklungen und Erkenntnisse auf den verschiedenen Gebieten. Ausführliches Programm erhältlich beim Verein Deutscher Ingenieure, 4 Düsseldorf 10, Postfach 10 250.

**Zentralverband der Elektrotechnischen Industrie (ZVEI)**  
 Der ZVEI, in dem rund 1300 Unternehmen mit etwa 800 000 Beschäftigten zusammengeschlossen sind, hielt Mitte April in Frankfurt seine diesjährige Hauptversammlung ab. 1963 erzielte die Elektroindustrie einen Umsatz von über 25 Mrd. DM und einen Exporterlös von mehr als 5 Mrd. DM.  
 Bei den turnusgemäß anstehenden Wahlen wurde Dr. Peter v. Siemens wiederum an die Spitze des ZVEI berufen.  
 Die Delegiertenversammlung beschloß eine weitere Förderung des technischen Nachwuchses der Elektroindustrie, wofür die Mitglieder des ZVEI in den letzten fünf

Jahren - außer den Armen-eigenen Aufwendungen - mehr als 2,3 Mill. DM zur Verfügung gestellt haben.

**Fachverband Rundfunk und Fernsehen im ZVEI**  
 Am 18. April 1964 fand in Frankfurt a. M. unter Leitung von Direktor K. Nowack (Telefunken) die diesjährige Mitgliederversammlung statt. Den Abschluß bildeten die turnusmäßigen Neuwahlen von Vorstand und Beirat des Verbandes.

Gewählt wurde Direktor Werner Meyer (Blaupunkt) zum Vorsitzenden und Direktor Max Rieger (Schaub Lorenz) zum stellvertretenden Vorsitzenden.  
 In den Beirat wurden außer den beiden berufen: Dipl.-Kfm. Dr. h. c. G. Böhme (Körting), Cay Baron Brockdorff (Graetz), Dipl.-Kfm. H. Brunner-Schwer (Saba), Dipl.-Ing. K. Hertenstein (Philips), Dipl.-Ing. A. Kögl (Siemens), M. Mende (Nordmende), P. Metz (Metz), Dr. P. Motte (Wega), K. Nowack (Telefunken), B. Piper (Loewe Opta), O. Siewek (Grundig).  
 Die Aufgabe eines Delegierten beim ZVEI übernahm Dr. P. Motte. Die Leitung verschiedener Verbandskommissionen wurde den Herren Böhme, Hertenstein, Metz, Nowack und Rieger übertragen.

**Bundesverband der Phonographischen Wirtschaft e. V.**  
 Die diesjährige Mitgliederversammlung fand am 8. April 1964 in Köln statt. Der bisherige Vorstand - Dipl.-Ing. H. Haertel (Deutsche Gramophon), Vorsitzender; H. Lieber (Teldec) und R. Engleder (Ariola-Eurodisc), stellvertretende Vorsitzende - wurde wiedergewählt. Es wurde beschlossen, den Beirat als Organ des Verbandes abzuschaffen und seine Funktionen auf den Vorstand und die Mitgliederversammlung aufzuteilen.

**Aus dem Telefonken-Geschäftsbericht 1963**  
 In dem neunmonatigen Rumpfgeschäftsjahr 1963 stieg der Umsatz im Vergleich zum entsprechenden Zeitraum des Vorjahres um 33 1/2% auf 780 (572) Mill. DM. Bezogen auf das Kalenderjahr 1963 und damit auf zwölf Monate, hat der Umsatz mit 1,013 Mrd. DM erstmalig die Milliardengrenze überschritten. An dem beachtlichen Umsatzsprung war besonders stark das Anlagen-geschäft beteiligt, dessen Anteil am Gesamtumsatz bereits die Hälfte übersteigt. Zu der günstigen Umsatzentwicklung haben aber auch das Geräte- und das Bauelementegeschäft beigetragen.

**3 000 000 Blaupunkt-Autoradios**  
 Am 14. April 1964 wurde das 3 000 000. Blaupunkt-Autoradio seit 1948 hergestellt.



## Rundfunk-Stereophonie

**NDR**  
 Hamburg (87,6 MHz)  
 Versuchssendungen montags bis freitags 13.30-15.00 Uhr, außerdem mittwochs 16.00-16.30 Uhr und sonnabends 18.00-18.30 Uhr  
 Hannover (95,9 MHz)  
 Zeiten werden nach Über Sender bekanntgegeben

**SFB**  
 17. 5. 1964 (92,4 MHz)  
 19.30-21.00 Uhr  
 Volkstümliches Konzert  
 22. 5. 1964 (92,4 MHz)  
 19.35-21.00 Uhr  
 Die Kluge / Oper  
 24. 5. 1964 (92,4 MHz)  
 22.10-23.00 Uhr  
 Klavierkonzert  
 24. 5. 1964 (88,75 MHz)  
 00.05-01.00 Uhr  
 Jazz nach Mitternacht  
 28. 5. 1964 (92,4 MHz)  
 19.35-20.30 Uhr  
 Abendkonzert  
 29. 5. 1964 (92,4 MHz)  
 19.35-22.00 Uhr  
 Samson und Dalila / Oper  
 Versuchssendungen montags bis freitags 17.00-18.00 Uhr (94,3 MHz)

**SR** (95,5 MHz)  
 Sonntags 23.00-24.00 Uhr wech-selndes Programm

24. 5. 1964, 23.00-24.00 Uhr  
 Unterhaltungskonzert  
 Versuchssendungen montags bis sonnabends 11.00-12.00 Uhr, außerdem dienstags 23.15-24.00 Uhr

**WDR**  
 Langenberg (99,2 MHz), Münster (89,7 MHz), Nordhalle (98,1 MHz), Teuloberger Wald (97,0 MHz)  
 Sonntagsabendfüllendes Programm  
 17. 5. 1964, 20.00-21.00 Uhr  
 Kammerkonzert  
 17. 5. 1964, 21.00-22.00 Uhr  
 Stereo-Klänge / Tanzmusik  
 Versuchssendungen montags bis freitags 17.30-18.30 Uhr, sonnabends 10.45-11.45 Uhr und 14.00-15.00 Uhr

**HR**  
 Der Hessische Rundfunk rüstet zur Zeit seine UKW-Sender Feldberg, Rimberg, Meißner und Horbberg auf Stereo um. Mit dem Beginn der Stereo-Sendungen ist im Spätherbst zu rechnen.

**SW**  
 Der Südwestfunk wird voraussichtlich mit seiner UKW-Senderkette II gegen Jahresende mit stereophoni-schen Aussendungen beginnen.

## Ausland

**FIAREX 1964**  
 Auf Initiative der F. I. A. R. - einer Vereinigung von Fabrikanten, Importeuren und Vertretern auf dem Sektor Rundfunk und Fernsehen - soll in Zukunft alljährlich eine unabhängige Ausstellung von elektronischen Einzelteilen und Bauelementen sowie von Service-Meßgeräten und professionellen Geräten stattfinden. Die FIAREX genannte Ausstellung ist ausschließlich Fachleuten zugänglich und findet in diesem Jahr in Amsterdam im RAI-Gebäude vom 14. bis 18. September statt. Weitere Informationen erteilt: FIAREX, Mineralvallen 42hs, Amsterdam (Holland), Tel. 73 87 85.

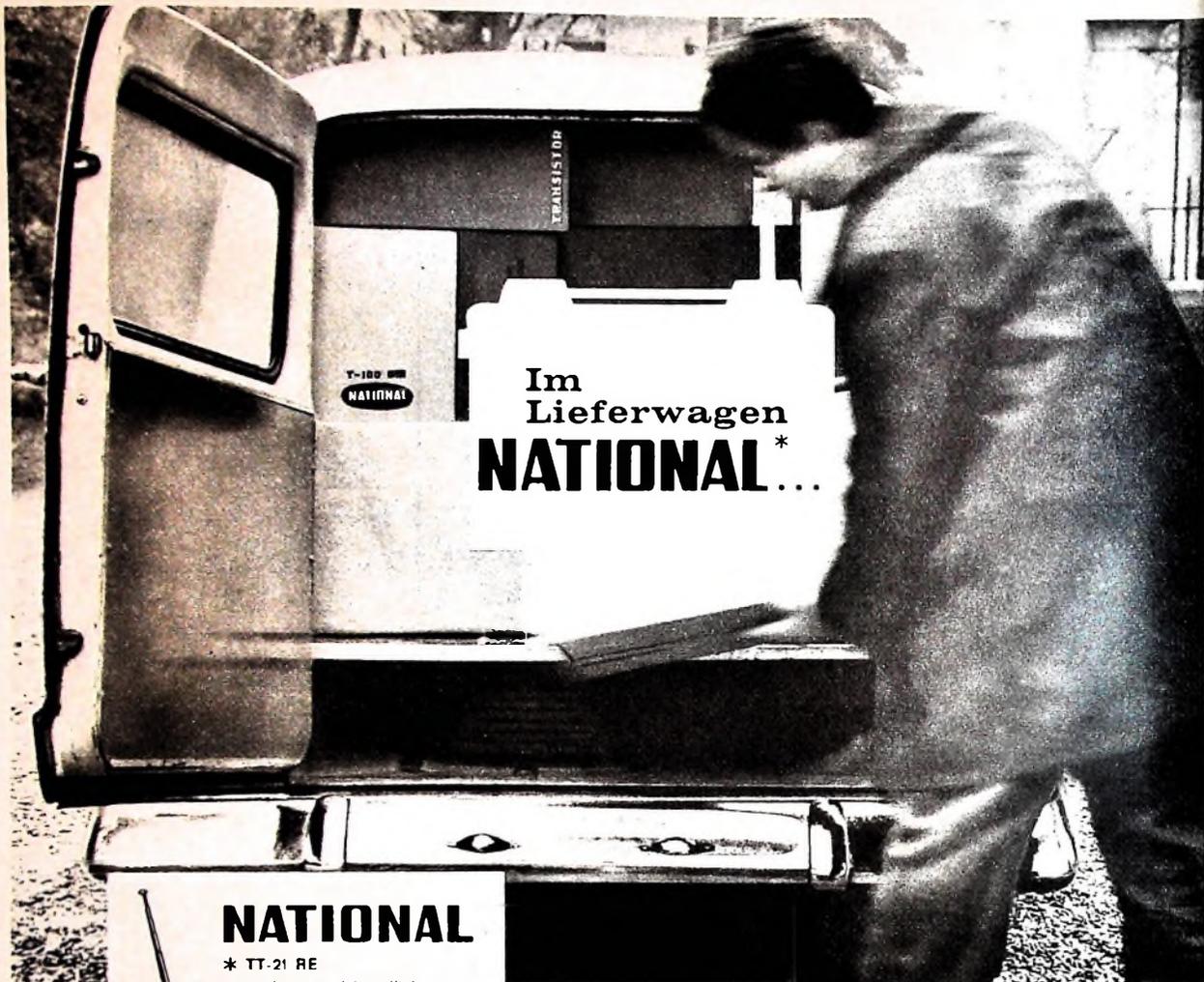
**Radargerät mit farbiger Darstellung**  
 Ein Radargerät, das in der Darstellung mit mehreren Farben arbeitet, wird von der japanischen Firma Toshiba entwickelt. Es werden zum Beispiel bewegliche Ziele in Rot und stationäre Ziele in Grün angezeigt. Die Röhre des Sichtgerätes arbeitet mit zwei Elektrodensystemen. Eine dritte Farbe könnte durch ein drittes System hinzugefügt werden.



## AUS DEM INHALT

2. MAIHEFT 1964

FT-Kurznachrichten .....	351
Lieschen Müller gibt es nicht! Mögliche Perspektiven der Produktgestaltung .....	353
Stereokoder „Md St 3122/1“ für das Pilotanverfahren .....	354
100 Millionen Siemens-Flachgleichrichter ..	355
Neue Bauelemente .....	356
Persönliches .....	356
Eine neuartige Ringantenne und ihre Anwendungsmöglichkeit .....	357
Das Strahlungsdiagramm einer Antenne ..	358
„L 80a“ - Eine HI-FI-Lautsprechereinheit für hohe Ansprüche .....	359
London International Audio Festival and Fair .....	361
Sa baut das Ausland „Signalmaster 6077“, ein batteriebetriebener FM-Tuner mit NF-Vorverstärker ..	363
Für Werkstatt und Labor Automatisches Batterie-ladegerät mit Transistoren .....	364
<b>ELEKTRONIK-INGENIEUR</b> Komplexe Zahlen .....	365
Für den KW-Amateur Erfahrungen mit dem CDR-Antennenrotor „TR-2 A“ .....	369
<b>FT-Bastel-Ecke</b> Elektronischer Dämmerungsschalter ..	370
<b>Meßtechnik</b> Einfaches Gleichspannungsvoltmeter mit extrem hohem Innenwiderstand .....	371
Amerikanische Ausstellung von HI-FI-Geräten in Deutschland .....	373
Vom Versuch zum Verständnis Grundschaltungen der Rundfunktechnik und Elektronik .....	378
Neue Bücher .....	382
Unser Titelbild: Für die Fertigung von Selan-flachgleichrichtern werden weitgehend automatische Bearbeitungsmethoden angewandt. Das Bild zeigt einen Flügelautomaten (s. a. S. 355) Aufnahme: Siemens	
Aufnahmen: Verfassers, Werkaufnahmen. Zeichnungen vom FT-Atelier nach Angaben der Verfassers. Seiten 350, 352, 375, 377, 379, 383 und 384 ohne redaktionellen Teil	



Im  
Lieferwagen  
**NATIONAL\***

## NATIONAL

\* TT-21 RE

leichtes und handliches  
Transistor-Fernsehgerät  
23 cm Rechteckbildröhre.  
Gewicht nur 4,8 kg.  
Größe 19,5 x 23 x 22 cm



**...das bringt zufriedene Kunden!**

„Häßlichkeit verkauft sich schlecht“. Dieser Titel eines amerikanischen Buches wurde zum wichtigsten Motto moderner Verkaufskunst. Auch Elektrogeräte müssen nach dem Geschmack der Kunden sein. Diese Erfahrung machen Sie täglich. Und nach dieser Erfahrung werden Sie NATIONAL-große Verkaufschancen geben. Denn NATIONAL-Geräte genießen in Fachkreisen hohe Anerkennung für ihre verkaufswirksame Formgestaltung. Viele internationale Preise zeugen davon. Aber Form ist hier nicht nur Fassade. Dahinter steht die hohe technische Präzision aller Geräte. Erst Form und Technik zusammengeben der Marke NATIONAL den hohen Wert für Ihr Angebot.

Japans größter Hersteller für Fernseh-, Rundfunk- und Elektrogeräte

## MATSUSHITA ELECTRIC

JAPAN

Generalvertretung für Deutschland: TRANSONIC Elektrohandels-ges. m. b. H. & Co., Hamburg 1, Schmilinskystraße 22, Telefon 245252, Fernschreiber 02-13418 · HEINRICH ALLES KG, Frankfurt am Main · Mannheim · Siegen, Kassel · BERRANG & CORNEHL, Dortmund, Wuppertal-Elberfeld, Bielefeld · HERBERT HÜLS, Hamburg, Lübeck · KLEINE ERFKAMP & Co., Köln, Düsseldorf, Aachen · LEHNER & KÜCHENMEISTER KG, Stuttgart · MUFAG GROSSHANDELS GmbH, Hannover, Braunschweig · WILH. NAGEL OHG, Karlsruhe, Freiburg/Brsg., Mannheim · GEBRÜDER SIE, Bremen · SCHNEIDER OPEL, Berlin SW-61, Wolfenbüttel, Marburg/Lahn · GEBRÜDER WEILER, Nürnberg, Bamberg, Regensburg, Würzburg, München, Augsburg, Landshut





Chefredakteur: WILHELM ROTH

Chefkorrespondent: WERNER W. DIEFENBACH

HANS M. WERNER

## Lieschen Müller gibt es nicht!

### Mögliche Perspektiven der Produktgestaltung

Die neue Saison nationaler und internationaler Messen und Fachausstellungen beginnt. Damit beginnt ebenfalls die jährlich wiederkehrende Gelegenheit, auch auf unserem Gebiet — Rundfunk- und Fernsehgeräte — zu vergleichen und zu werten. Es gibt noch manche Unterschiede von Hersteller zu Hersteller, von Land zu Land.

Da sind einmal die technischen Unterschiede wie zum Beispiel Bestückung, Schaltung und Konstruktion eines Fernsehgerätes. Aber die meisten technischen (oder pseudotechnischen) Besonderheiten der Geräte, die Techniker und Werbelexter mit so viel Liebe herausdestillieren und in ihre Prospekte schreiben, bleiben im Bewußtsein des Käufers praktisch nicht hängen; und um den Käufer geht es. Für ihn ist das Gerät nur nach ein selbstverständliches Medium, um ihm Krimi und Sportschau, Operette oder Tagesschau so bequem wie möglich und so gut wie möglich in sein Wohnzimmer zu übertragen. Befragungen von Meinungsforschungsinstituten bringen immer wieder das bald monatliche Ergebnis: „Das Fernsehgerät soll ein scharfes Bild bringen.“ Der Endkunde unterstellt, daß die Fernsehgeräte der führenden Marken gut, technisch modern und zuverlässig sind.

Dann gibt es die Unterschiede, die der Käufer sieht. Für ihn sind Gehäuse plus Bildschirm das wahrnehmbare Fernsehgerät. Bewußt simplifiziert: Fernsehprogramm und die sichtbare „Verpackung“ des Fernsehens interessieren ihn. Das Gehäuse ist für den Kunden das entscheidende Unterscheidungsmerkmal.

Die Konsequenz: mit zunehmendem Ausreifen der Fernstechnik sehen wir eine zunehmende Differenzierung im Äußeren der Geräte bei immer weitergehender Standardisierung der Technik. Eine im Grunde sehr vernünftige Entwicklung, schafft sie doch für Handel und Hersteller immer mehr Möglichkeiten der Service-Rationalisierung. Und es ist interessant, daß in logischer Konsequenz dieser Akzentverschiebung von Technik zum Styling verschiedene europäische Hersteller praktisch die gleichen Chassis für verschiedene Geräte verschiedener ebenfalls bekannter Marken fertigen. In schwedischen Fachgeschäften sagt man dem Kunden ganz offen, daß die Chassis der Geräte verschiedener Marken von einer Fabrik kommen. Dann jedoch berät man ihn, welches Gerät wegen seiner Gehäuseform oder seines Bedienungsstils für ihn und seine Wohnung am besten paßt. Diese Einstellung zu Gerätetechnik und Gerätestyling ist auch in den USA sehr verbreitet. So liefert ein deutscher Hersteller, dessen Universalsuper in unserem Lande eine führende Marktstellung erlangen haben, AM/FM-Koffergeräte in einer technischen Version mit völlig unterschiedlichem Styling an drei weltbekannte amerikanische Marken.

Für den Vertriebsmann ist es recht schwer, Kundenwünsche und Reaktionen der Kunden auf bestimmte Gestaltungsvarianten meßbar zu machen. In einer Reihe sehr umfangreicher Tests zeigte sich, daß der Durchschnittskunde aufgeschlossen für Neues, daß er vernünftig und kritisch ist. Er glaubt nicht jeden Unsinn und hat einen gesunden Sinn für die Grenzen. Nicht jedes Gebilde moderner Formgestalter akzeptiert er.

Nicht jedes technische Extra möchte er bezahlen, einfach, weil er es nicht braucht. „Lieschen Müller“ gibt es nicht, sie ist nur noch die Entschuldigung für mangelnden Mut zum vernünftigen Produkt.

Für die Industrie ist es wichtig, zum Thema Produktgestaltung den Handel zu hören und seine Erfahrungen zu nutzen. Die Marktforschung hat parallel dazu — häufig über bekannte Institute — ständig Kontakt mit dem Endkunden zu halten. Das Ergebnis beider Informationskanäle ist mit dem Entwicklungsingenieur, dem Konstrukteur und dem Formgestalter optimal abzustimmen. In Verbraucherbefragungen werden neue Geräteentwürfe vorgestellt. Man kommt ins Gespräch mit Männern und Frauen, Arbeitern, Angestellten und Angehörigen freier Berufe. Man weiß mehr vom Kunden: wie er wohnt, was zu seinem jetzigen Wohnstil paßt, was er als passend empfindet. Man kennt die Grenzen seiner Aufgeschlossenheit für Neues. Das Ergebnis wird zur Kontrolle mit Verkäufern des Fachhandels diskutiert.

Produkte sollen funktionsgerecht gestaltet werden. Das ist nicht neu. Neu ist vielleicht, daß man die Funktion nicht nur als technische Funktion des Gerätes oder als reine Bedienungsfunktion sieht. Es gibt auch eine Geltungsfunktion; man möchte mit dem Besitz des Gerätes Wohlstand und gesellschaftliche Stellung demonstrieren.

Eine weitere Funktion: Das Gerät soll sich der vorhandenen Einrichtung anpassen. Schließlich wäre noch auf die Käufer hinzuweisen, für die ein Fernsehgerät als solches ein unvermeidbarer Gegenstand ist. Außerhalb der Betriebszeit möchte man das Gerät möglichst nicht sehen. Die Geräte für ihn sollten dezent wirken, unruhige und technisch wirkende Bedienelemente sollten abzudecken sein.

Marktforschung und Produktgestaltung haben die Reihenfolge der Funktionen und ihr Gewicht untereinander zu erkennen. Jede Kundengruppe stellt besondere Funktionen in den Vordergrund. Hier bekommt die Soziologie oft größere Bedeutung als die Psychologie. Aus der Kenntnis der Gruppen und ihrer Bevorzugungen ergeben sich Entscheidungen für die Produktpolitik und Markenpolitik eines Hauses.

Hier zeigt sich eine Hoffnung: aus der Erkenntnis, daß es verschiedene Bevölkerungsgruppen mit verschiedenen Einstellungen zum Rundfunk- oder Fernsehgerät gibt, verschiedene Gruppen mit verschiedenem Geschmack, könnte sich eine gewisse Spezialisierung der Hersteller ergeben. Das würde heißen, es verkaufen nicht mehr alle an alle, sondern der Hersteller A schwerpunktmäßig an die Abnehmergruppe A, die Geräte mit starker Betonung der Technik mit vielen Knöpfen und Tasten, mit viel Metall und Kunststoff liebt. B dagegen verkauft Geräte mit starkem Möbelcharakter, mit Anlehnung an den Stil der Skandinavier an die Gruppe B, die das mag. C könnte sich auf die kleine Gruppe extrem modern eingestellter intellektueller ausrichten und so weiter.

Die Sache klingt heute für uns wohl noch recht utopisch und wirklichkeitsfremd. Immerhin, die Tendenz ist im In- und Ausland bei verschiedenen Anbietern schon deutlich zu erkennen.

# Stereokoder „Md St 3122/1“ für das Pilottonverfahren

DK 621.396.712-621.376.6:534.76

Für die seit 1963 auch von deutschen Rundfunkanstalten durchgeführten Stereo-Sendungen wird das von der Federal Communications Commission (FCC) in den USA freigegebene Verfahren benutzt. Es wird auch als Pilottonverfahren bezeichnet.

Für die Ausstrahlung von Stereo-Sendungen bei Anwendung der FCC-Norm sind alle UKW-FM-Sender geeignet, die für ein NF-Spektrum von 40 Hz ... 75 kHz modulierbar sind. Die Verzerrung muß innerhalb gegebener Toleranzen liegen.

Nach der FCC-Norm wird ein Stereo-Multiplexsignal benutzt. Dieses Signal ist kompatibel; die Informationen für den linken und für den rechten Mikrofonkanal sind so darin enthalten, daß ein Empfang der Stereo-Sendung mit bisher üblichen Rundfunkgeräten monophon ohne Zusatzgeräte möglich ist.

Der Übersicht halber sei, obwohl die FCC-Norm schon verschiedentlich behandelt wurde, noch einmal kurz auf das Multiplexsignal eingegangen. Nach Bild 1 enthält das Multiplexsignal innerhalb des Frequenzbereiches 40 Hz ... 53 kHz:

1. das Summensignal  $L + R$  (s. Bild 6c) von 40 Hz ... 15 kHz;
2. den Pilotton (s. Bild 6h) von 19 kHz, der auf der Empfängerseite zur Erzeugung des Hilfsträgers dient;
3. das auf einen unterdrückten Hilfsträger von 38 kHz - gewonnen durch Verdopplung des Pilottons - modulierte Differenzsignal  $L - R$  (s. Bild 6f) von 23 bis 53 kHz;
4. einen Zusatzkanal von 55 ... 75 kHz, der zum Beispiel zur Übertragung eines Hilfsträgers für Dienstgespräche oder Kommandos benutzt werden kann.

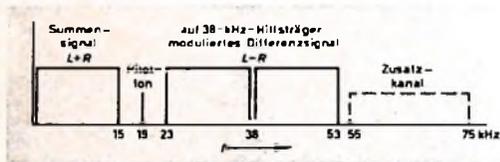


Bild 1 Aufbau des Multiplexsignals

Herkömmliche Rundfunkempfänger monophoner Bauart werten nur das im Multiplexsignal enthaltene Summensignal  $L + R$  aus, wodurch der monophone Empfang ohne Zusatzgeräte möglich ist.

Für die Gewinnung des Stereo-Multiplexsignals nach der FCC-Norm sind das Matrixverfahren und das Zeitmultiplexverfahren (Schaltverfahren) geeignet.<sup>1)</sup>

## Matrixverfahren

Beim Matrixverfahren (Bild 2) liefert eine Matrix aus den zugeführten  $L$ - und  $R$ -Signalen (Bilder 6a und 6b) das Summensignal  $L + R$  (Bild 6c) und das Differenzsignal  $L - R$  (Bild 6d). Das Differenzsignal moduliert den vom Pilotton durch Verdopplung abgeleiteten Hilfsträger von

1) Aufbereitung von Stereo-Rundfunksignalen nach dem Abtastverfahren. Funk-Techn. Bd. 18 (1963) Nr. 23, S. 787-788

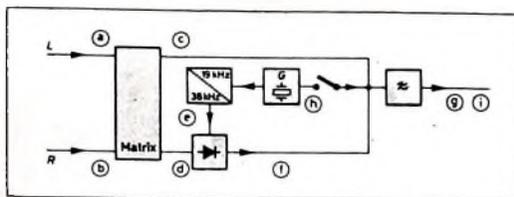
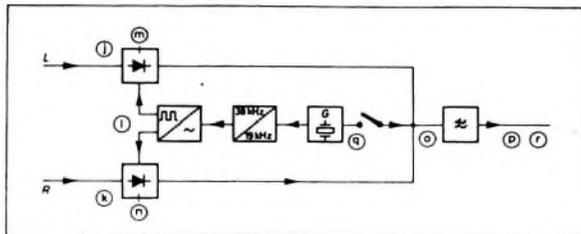


Bild 2. Prinzip des Matrixverfahrens

Bild 3. Prinzip des Zeitmultiplexverfahrens (Schaltverfahren)



38 kHz (Bilder 6e und 6f). Die Seitenbänder dieses unterdrückten Hilfsträgers, das Summensignal, der Pilotton von 19 kHz und gegebenenfalls der Zusatzkanal ergeben das Stereo-Multiplexsignal (Bilder 6g und 6i).

## Zeitmultiplexverfahren (Schaltverfahren)

Wesentlich einfacher im Aufbau ist das Zeitmultiplexverfahren (Bild 3), das das gleiche Multiplexsignal wie das Matrixverfahren liefert. Nach Verdopplung der Frequenz des Pilotongenerators von 19 kHz (Bild 6q) gibt ein Impulsformer eine Mäanderspannung mit einer Frequenz von 38 kHz (Bild 6l) ab. Diese Mäanderspannung sperrt abwechselnd die

den Der Pegelmesser ermöglicht eine selektive Messung der Ausgangsspannung bei Anwendung des 1-kHz-Prüftongenerators und damit einen einwandfreien Pegelgleich über den ganzen Stereokoder. Zur Kontrolle des Pegels des Multiplexsignals dient ein Aussteuerungsmesser.

Zum Pegelgleich (Bild 4) über den ganzen Stereokoder ist lediglich ein Schalter für den Prüftongenerator in die entspre-

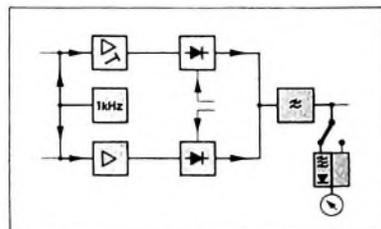


Bild 4. Pegelgleich des Stereokoders

chende Stellung („ $L - R$ “) zu bringen, der Meßstellenschalter einzustellen („ $L - R = 0$ “) und mit einem Potentiometer (Schraubenziehereinstellung) ist die Instrumentenanzeige auf Minimum abzugleichen.

Etwas vorhandene geringe Pegelunterschiede der NF-Leitungen lassen sich leicht im Stereokoder kompensieren. Hierbei ist ein Prüftton von 1 kHz auf beide Leitungen zu geben. Nachdem die Schalter in die entsprechenden Stellungen („ $L - R$  NF-Leitung“ und „ $L - R = 0$ “) gebracht sind, ist dann in der beschriebenen Weise die Instrumentenanzeige auf Minimum zu bringen.

Die Umschalteneinrichtung des Koders für Stereo- und Monobetrieb ist fernbedienbar.

Da das Gerät volltransistorisiert ist, sind die Abmessungen trotz der Sondereinrichtungen sehr gering. Es kann als Einschub in ein Sendergestell eingefügt werden. Bei einer Frontplattenhöhe von 100 mm wiegt der Stereokoder nur 7,5 kg; seine Leistungsaufnahme ist 6 VA.

## Der Stereokoder „Md St 3122/1“

Der Telefunken-Stereokoder „Md St 3122/1“ (Bild 5) arbeitet nach dem beschriebenen Zeitmultiplexverfahren. Er enthält zusätzlich einen eingebauten 1-kHz-Prüftongenerator, einen selektiven Pegelmesser und einen Aussteuerungsmesser. Der Prüftton von 1 kHz kann wahlweise auf die Eingänge für den  $L$ -Kanal, für den  $R$ -Kanal oder auf beide Eingänge gegeben wer-

## 100 Millionen Siemens-Flachgleichrichter

Ein besonders umfangreiches Anwendungsgebiet für den Selengleichrichter stellen die zahlreichen Kleinverbraucher dar, bei denen im allgemeinen der Gleichrichter in das Verbrauchergerät mit eingebaut wird. Für diesen Zweck wurde bereits im Jahre 1951 der Siemens-Selengleichrichter, ursprünglich nur als Ersatz für die Gleichrichterröhre in Rundfunkempfängern gedacht, geschaffen. Er hat sich sehr bewährt und im Laufe der Jahre zu einem einmaligen Erfolg geführt. Inzwischen schlossen sich auch eine große Anzahl anderer Hersteller dieser Konstruktion an.

Der Flachgleichrichter besteht aus einer Anzahl von Selengleichrichtertabletten mit 0,03 ... 3,6 cm<sup>2</sup> aktiver Fläche, die in geeigneter Weise geschaltet und in einem flachen Gehäuse aus Metall oder Kunststoff untergebracht sind. Er wird gewöhnlich auf eine kühlende Fläche (Chassisblech des Gerätes oder dergleichen) aufgeschraubt und führt an diese seine Verlustwärme ab. Der Flachgleichrichter zeichnet sich durch einen sehr geringen Platzbedarf aus.

Das Anwendungsgebiet für diesen Kleingleichrichter wurde mehr und mehr erweitert. So ist er in verschiedensten anderen Hausgeräten – wie zum Beispiel in Fernsehempfängern, Tonbandgeräten, Rasiergeräten, aufladbaren Taschenlampen und auch in Waschmaschinen – eingebaut. Darüber hinaus wird er in großen Stückzahlen in Geräten und Anlagen für Fernsprechtbetriebe, in Signal- und Fernschreibanlagen, Rechenmaschinen, Ölheizungsanlagen sowie bei allen Arten von Maschinensteuerungen und Regelungseinrichtungen verwendet.

So ist es zu erklären, daß Siemens schon 5 Jahre nach der Einführung 10 Millionen Flachgleichrichter geliefert hatte und jetzt, nach 13 Jahren, die Fertigstellung des 100millionsten Selengleichrichters melden kann.

Im Anschluß an den Flachgleichrichter entstand eine Reihe von weiteren Bauelementen für die verschiedensten Anwendungen und Einsatzbedingungen. So wurde eine Typenreihe von vergossenen Selenbauelementen geschaffen, die sich auch unter schwierigsten Klima- und Feuchtebedingungen bewährt haben. Des weiteren erfordert die elektronische Technik eine Reihe von Selendioden mit den unterschiedlichsten Eigenschaften (Stabilisatoren für batteriegespeiste Transistorgeräte, Hochohmdioden für Fernsehgeräte, Amplitudenbegrenzer – auch Gehörschutzgleichrichter genannt – für Telefonörer, Sonderdioden für Rechenanlagen usw.). Auch diese Dioden werden aus Selengleichrichtertabletten aufgebaut und zeigen zum Teil ähnliche Baumerkmale wie die Selengleichrichter.

Insgesamt hat das Haus Siemens von 1951 bis März 1964 an Flach- und sonstigen Kleingleichrichtern einschließlich der erwähnten Dioden 162 Millionen Stück geliefert. Hiervon ging ein erheblicher Teil ins Ausland.

Die großen Stückzahlen und die hohen Ansprüche an Qualität und Gleichmäßigkeit erfordern eine ausgeklügelte, weitgehend automatisierte Fertigung (s. a. Titelbild), wie sie im Schaltwerk der Siemens-Schuckertwerke AG in Berlin-Siemensstadt eingerichtet ist.

Bild 5. Stereokoder  
◀ „Md St 3122/1“

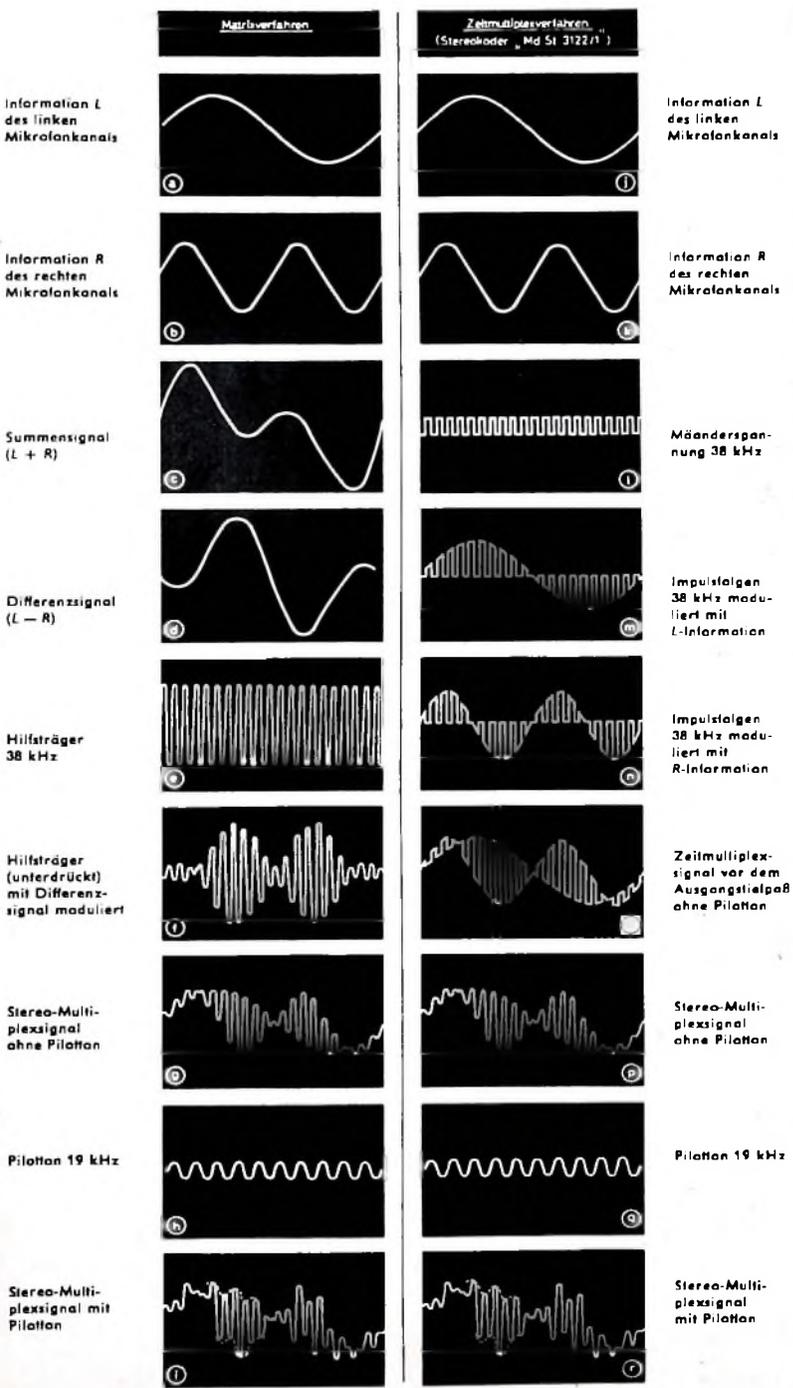
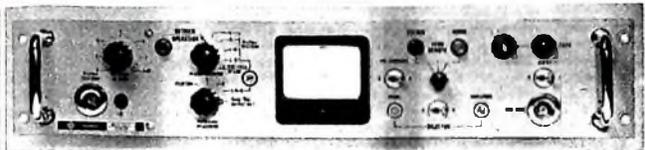


Bild 6. Entstehung des Stereo-Multiplexsignals gemäß FCC-Norm

## Neue Bauelemente

### Bildröhre AW 59-91

Rationalisierung in der Fertigung und Lagerhaltung haben SEL veranlaßt die Bildröhre AW 59 90 nicht mehr herzustellen. Bei eingehenden Aufträgen wird künftig die Bildröhre AW 59-91 geliefert, die ohne Änderungen am Empfänger gegen die AW 59-90 ausgetauscht werden kann. Die AW 59-91 hat das gleiche Strahlerzeugungssystem, wie es auch in der Stahlmantelröhre A 59-12 W eingebaut ist. Dieses System zeichnet sich durch eine große Bildschärfe aus. Der Bildröhrenhals der AW 59-91 ist um 20 mm kürzer als der der Bildröhre AW 59-90. Das vorhandene Ablenkensystem läßt sich ohne Schwierigkeiten weiterverwenden.

### Bildröhre A 47-17 W

SEL liefert jetzt die neue Bildröhre A 47-17 W. Sie unterscheidet sich äußerlich gegenüber der seitherigen Bildröhre AW 47-91 durch die einteilige mit dem Glasbolzen fest verbundene Metallummantelung, die es erlaubt die Röhre ohne Schutzscheibe im Gerät zu betreiben. Vier Haltewinkel am Metallrahmen ermöglichen eine einfache Montage. Sie liegen innerhalb des Rechtecks, das durch die Höhe und Breite der Metallrahmen bestimmt ist. Die Bildröhre kann daher direkt am Gehäuse anliegen. Zur Erhöhung des Kontrastes ist das Schirmglas grau eingelärbt; die Transparenz beträgt etwa 56% (gegenüber 75% bei der AW 47-91). Die neue implosionssichere Bildröhre ist für kleine Heimempfänger und netzbetriebene tragbare Fernsehempfänger vorgesehen.

### Neue technische Daten für ECH 81

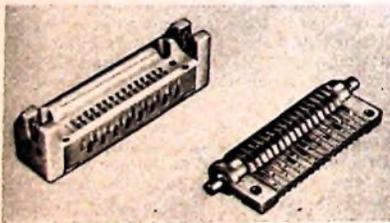
Van Valvo wurde die Belastbarkeit des Heptadenteils der Röhre ECH 81 überprüft. Durch Hinaufsetzen der zulässigen maximalen Anodenverlustleistung auf 2 W darf der Anodenstrom jetzt auf 11 mA erhöht werden, so daß gegenüber den bisherigen Kenndaten die wesentlich höhere Geräueinstellung von 4,5 mA/V zu erreichen ist (die Mischleistung der Röhre ECH 81 hat sich dadurch auf 1,1 mA/V erhöht).

### Steckverbindungen für gedruckte Schaltungen

Die zunehmende Komplexität elektronischer Schaltungen läßt auch ihren Raumbedarf weiter anwachsen. Er ist jedoch in tragbaren Grenzen zu halten, wenn steckbare Baueinheiten in gedruckter Schaltung angewendet werden, die außerdem eine leichte Wartung und Reparatur ermöglichen. Die Zugänglichkeit wird dabei gegebenenfalls durch dreh- und schwenkbare Kontakteinrichtungen nach verbessert.

Das TK-Prinzip von Tüchel ist derzeit in drei Kontaktlederkonstruktionen für gedruckte Schaltungen einteilbar: Transversalleider, Gabelleider und Kontaktleder mit steigendem Druck am Ende des Steckvorgangs. Diese Federkonstruktionen werden in vier verschiedenen Gruppen von Kontakteinrichtungen für gedruckte Schaltungen angewendet:

1. Kontakteinrichtungen für gedruckte Schaltungen nach internationalen Vorschriften;
2. Kontakteinrichtungen für gedruckte Schaltungen nach MAB;
3. Kontakteinrichtungen für gedruckte Schaltungen, die vorwiegend nach wirtschaftlichen Erwägungen entwickelt werden (wobei das TK-Prinzip jedoch beibehalten wird);
4. Kontakte für Prüf- und Meßeinrichtungen für gedruckte Schaltungen.



Drehbare Kontakteinrichtung für leitende Verbindungen zwischen einer schwenkbaren gedruckten Schaltung und einer feststehenden Federleiste (Drehwinkel 180°). Die Leiterbahnen der gedruckten Schaltung sind auf einem runden Kontaktträger in kriegstrummverringerten Rippen angeordnet. Die gedruckte Schaltung wird in ledernde Greifer gedrückt.

Die Konstruktionen der Kontaktlederleisten sind nach den Gesichtspunkten der Miniaturisierung ausgelegt, das heißt kleinstmögliche Abmessungen bei größtmöglicher Polzahl. Das erfordert die Lösung von verschiedenen Problemen, die mit dem Elastizitätsbereich der Federn, der Toleranz der Platinendicke, der allgemeinen Kontaktophysik usw. zusammenhängen. Sehr wichtig ist eine möglichst große Kontaktberührungsfläche, die beim TK-Prinzip mit vielen einzeln geleiteten und selbstreinigenden Berührungsflächen verwirklicht wird.

Bei Steckverbindungen für gedruckte Schaltungen kann man zwischen zwei Verfahren unterscheiden. Für das indirekte Verfahren wird ein besonderes Kontaktbauteil — der Steckschuh — zwischen gedruckte Schaltung und Federleiste eingelügt. Die mechanische Befestigung des Steckschuhs erfolgt beispielsweise

durch Nietung, die elektrische Verbindung durch Löten. Das zweite Verfahren, die direkte Verbindung der Platine mit den Kontakten der Steckleiste, ist durch verschiedene internationale Vorschriften festgelegt. Die Leiterbahnen der Platine werden hierzu mit einer besonderen Kontaktberührfläche (Hauchvergoldung, Nickel, Radium) versehen und direkt in die Kontakte der Federleiste gesteckt. Bei der Konstruktion der Federleiste, die die zulässige Steckhäufigkeit bestimmen, stand die größtmögliche Schonung der dünnen Kontaktbeläge bei bestimmlicher Kontaktgabe im Vordergrund. Das indirekte Verfahren ermöglicht demgegenüber eine extrem hohe Steckhäufigkeit, weil sowohl die Kontaktleder des Steckschuhs als auch die TK-Feder in der Kontaktlederleiste bei der Kontaktgabe beteiligt werden.

## Persönliches

### Auszeichnung für K. Hertenstein

Dem Geschäftsführer der Deutschen Philips GmbH, Dr. Dipl.-Ing. Kurt Hertenstein, wurde aus Anlaß seines 60. Geburtstages im Auftrag des Aufsichtsratsvorsitzenden der Deutschen Messe- und Ausstellungs-AG Minister Alfried Kubel, vom Vorstandsmitglied Dipl.-Ing. Ernst Pätzold die „Goldene Messe-Medaille“ überreicht, und zwar in Anerkennung seiner Verdienste um die Förderung des Messeplatzes Hannover, insbesondere um die Beteiligung der Rundfunk- und Fernsehindustrie.

### A. Kathrein mit „Europa-Medaille in Gold“ des Deutschen Erfinderrings ausgezeichnet

Angesichts seiner besonderen Verdienste als Erfinder und Industrieller und als Förderer des Erfinder- und Neuentwicklers wurde Anton Kathrein, Rosenheim/Obb., durch den Deutschen Erfinderring e.V. (Internationaler Neuentwicklerring), Nürnberg, mit der höchsten Auszeichnung der Organisation, der Sonderstufe der Europa-Medaille in Gold, in einer Feierstunde in der Nürnberger Meisterersingerhalle am 24. April ausgezeichnet. Der jetzt 76jährige machte sich 1919 in einer Kellerwerkstatt in Rosenheim selbstständig. Eigene Erfindungen und Verbesserungen sowie seine tatkräftige Initiative bei der Fabrikationsaufnahme neuer Erzeugnisse waren in 45 arbeitsreichen Jahren die Grundlagen für das ständige Wachsen des ursprünglichen Einmann-Betriebes seiner heutigen Industrieirma A. Kathrein. Älteste Spezialfabrik für Antennen und Blitzschutzapparate.



### E. Kramer mit dem „Pioneer Award“ ausgezeichnet

Den „Pioneer Award“ für Pionierleistungen in der Flugnavigation hat das amerikanische IEEE (Institute of Electrical and Electronic Engineers) am 11. Mai 1964 erstmals einem Deutschen verliehen: Dr.-Ing. Ernst Kramer, Direktor und Sonderbeauftragter der

Standard Elektrik Lorenz AG in Stuttgart. Unter den bisherigen neun Trägern dieser Auszeichnung befinden sich die Erfinder Pierce und Ardit (Loran-Funknavigation und Goniometer). Als leiterlicher Rahmen zur Übergabe der Auszeichnung wurde die diesjährige National Aerospace Electronics Conference (Mai 1964, Dayton, Ohio) gewählt.

E. Kramer ist der Erfinder des Lorenz-UKW-Funklandeverfahrens, das heute unter dem Namen ILS (Instrumentenlandesystem) in der ganzen Welt angewandt wird. Weniger bekannt ist, daß diese Navigationshilfe, die sehr wesentlich zur Sicherheit in der Luftfahrt beigetragen hat, schon 1937 in ganz Europa, in Afrika und auch in Mandschukuo und Australien benutzt wurde, im gleichen Jahr, als es den Amerikanern zu ihrer offensichtlichen Überraschung erstmals demonstriert wurde. Hat Dr. Kramer schon damit die Voraussetzungen für die wertvolle Auszeichnung erfüllt — nämlich eine 20 Jahre zurückliegende Erfindung, die nach heute wirksam ist —, so wiederholte er praktisch diese Leistung durch sein Langwellen-Drehfunkfeuer. Obwohl auch dieses im wechselvollen Dasein von Patenten und Lizenzen seinen Namen inzwischen in Consoil gewandelt hat und unter diesem Namen in Lexika Eingang fand, kommt es nach heute

vor, daß es in einer Ausschreibung heißt „Drehfunkfeuer nach Dr. Kramars Sonne“, das war der ursprüngliche Name. Dr. Kramars Beitrag für die Luft- und Schiffsnavigation ist damit bei weitem nicht erschöpft: 85 Patente und zahlreiche Veröffentlichungen aus seiner Feder geben den internationalen Gremien immer wieder Impulse. Auf Vortragsreisen, die Dr. Kramer unter anderem nach Tokio, Istanbul und Toronto führten, gab er freigebig von seinem Wissen und ist heute in neun Gesellschaften und Instituten tätig, darunter in der Deutschen Gesellschaft für Ortung und Navigation, die ihn als ersten mit der im Vorjahr gestifteten Goldenen Ehrennadel für hervorragende schöpferische Leistungen auszeichnete.

### W. Sporbier 50 Jahre

Dipl.-Ing. Werner Sporbier, Leiter der Dokumentations- und Werbeabteilung der



Valvo GmbH, wird am 17. Mai 50 Jahre. Daß ein Ingenieur an der Spitze der Valvo-Werbung steht, hat seinen Grund nicht zuletzt darin, daß dieses Unternehmen, den Erfordernissen des elektronischen Marktes entsprechend, die fachliche Information in der Werbung aus guten Gründen in den Vordergrund treten läßt.

Werner Sporbier, in Hamburg geboren, studierte an der TH Danzig und war in den letzten Semestern Assistent am dortigen Institut für Elektrotechnik 1940 trat er (nach Kriegsverwendung) bei der Studiengesellschaft für Elektronengeräte, Hamburg, ein. Dort arbeitete er an Laufzeitröhren und Dezimeter sendern. Von 1943 bis Kriegsende war W. Sporbier im Institut für Technische Physik der TH Prag unter Professor Kluge als Leiter einer Forschungsgruppe auf dem Gebiet der Gasentladungsröhren tätig.

In den folgenden Jahren arbeitete er an der Entwicklung und Fertigung elektromedizinischer Geräte und HF-Generatoren und übernahm dann 1951 die Leitung der technischen Dokumentation für Valvo-Erzeugnisse. Später wurden nach die allgemeine Valvo-Werbung und die Edukationstätigkeit (Herstellung und Verbreitung von Lehrmitteln zur Förderung des Unterrichts und der Weiterbildung im Bereich der Elektronik) angegliedert. Diese drei Arbeitsgebiete wurden unter einer Leitung vereint, weil erst ihre Zusammenfassung zu einer wirksamen Marktentwicklung für elektronische Bauelemente beitragen kann.

### Ernennungen bei Telefunken

Anläßlich einer Aufsichtsratsitzung der Telefunken AG, Berlin, am 17. April 1964 ist Dr. rer. pol. Franz Nienhaus, Direktor im Horizontalen Bereich „Finanzen“, zum stellvertretenden Vorstandsmitglied bestellt worden.

Zu Generalvollmächtigten wurden ernannt: Dr. Rudi Mantz, Leiter des Fachbereiches „Geräte Rundfunk-Fernsehen“ im Geschäftsbereich „Geräte“ und Dr. Just v. Wrangal, Leiter des Fachbereiches „Anlagen Weltverkehr und Kabeltechnik“ im Geschäftsbereich „Anlagen“.

Präkura erhielt Gerhard Behrend, Abteilungsleiter im Horizontalen Bereich „Finanzen“.

# Eine neuartige Ringantenne und ihre Anwendungsmöglichkeit

DK 621.394.673.095.112

Eine in den USA entwickelte neuartige Ringantenne hat in Deutschland einiges Aufsehen erregt, weil der sachliche Bericht einer technischen USA-Zeitschrift [1] in deutschen nichttechnischen Zeitschriften falsch kommentiert worden ist. Dabei ist manchmal in sensationeller Aufmachung in Aussicht gestellt worden, unsere heutigen oft recht großen Fernsehantennen könnten durch kleine einfache Ringe ersetzt werden. Der Laie muß daraus schließen, die deutsche Antennenindustrie brauche nun nur noch diese amerikanische Wunderantenne nachzubauen, um alle Antennenprobleme aus der Welt zu schaffen. Um diese irrtümliche Ansicht zu widerlegen, sei im folgenden noch einmal kurz auf den bereits in der FUNK-TECHNIK referierten [2] Originalaufsatz eingegangen, wobei die Eigenschaften der neuen Antenne im Vergleich zu üblichen Antennenausführungen betrachtet werden. Daraus ergibt sich, daß die Antenne vielleicht für besondere Zwecke günstig, aber jedenfalls für Fernsehempfang nicht geeignet ist.

## Aufbau und Wirkungsweise der Ringantenne

Ein Ausführungsbeispiel der neuen Antenne, mit dem Sendeveruche gemacht worden sind, besteht nicht aus einem Ring allein, sondern aus einem Ring und einer Metallplatte. Der Aufbau ist in Bild 1 schematisch wiedergegeben. Der

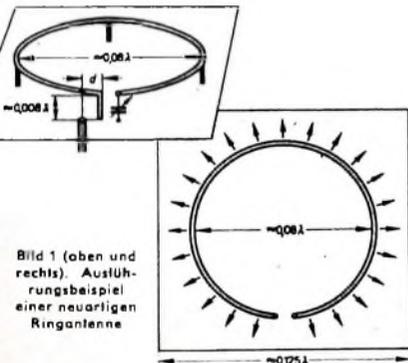


Bild 1 (oben und rechts). Ausführungsbeispiel einer neuartigen Ringantenne

nicht ganz geschlossene Metallring hat einen Umfang, der annähernd gleich einer Viertelwellenlänge ist. Der Durchmesser des Ringes ist also ungefähr  $0,08\lambda$ . Der Ring ist in einem Abstand von etwa  $0,008\lambda$  über einer zur Ringebene parallelen Metallplatte angebracht. Der Abstand ist nicht kritisch, er muß nur sehr klein gegen die Betriebswellenlänge sein. Die Größe der Platte ist nicht angegeben. Aus einem Foto der Antenne ist ersichtlich, daß die Kantenlänge der quadratischen Platte größer ist als der Ringdurchmesser. Unter dieser Voraussetzung kommt es auf die Plattengröße wohl nicht an. Die in der Skizze angegebene Kantenlänge von  $0,125\lambda$  ( $\lambda/8$ ) ist nach dem Foto geschätzt.

Ein Ende des Ringes ist durch einen Metallstab mit der Platte verbunden. Der Außenleiter einer koaxialen Zuleitung ist an die Platte und der Innenleiter an den Ring angeschlossen. Der Abstand  $d$  zwi-

schen dem Anschlußpunkt des Innenleiters und dem kurzgeschlossenen Ringende ist maßgebend für den Antennenwiderstand und die Anpassung an ein Kabel mit bestimmtem Wellenwiderstand. Wenn für längere Wellen ein Ringumfang unter einer Viertelwellenlänge erwünscht ist, kann die Resonanzabstimmung durch einen veränderbaren Kondensator zwischen dem offenen Ringende und der Platte erreicht werden.

Als Sendeantenne strahlt der Ring in seiner Ebene gleichmäßig ringsherum Wellen ab, die zur Ringebene senkrecht polarisiert sind. Wenn der Ring und die Platte waagrecht liegen, hat die Antenne also vertikale Polarisation und eine Rundstrahlcharakteristik wie eine senkrechte Viertelwellenantenne über dem Erdboden. Bei vergleichenden Empfangsversuchen, bei denen eine 18 m hohe Viertelwellenantenne und eine Ringanordnung mit 5,25 m Ringdurchmesser als Sendeantennen dienten, wurde bei 4 MHz, also in der Nähe der Viertelwellenresonanz, von der Ringantenne eine kleinere Feldstärke erzeugt, deren Verhältnis zur Feldstärke der Viertelwellenantenne ungefähr  $-3$  dB entsprach. Zur Erläuterung der Wirkungsweise ist noch anzugeben, der Ringleiter bilde mit der Platte eine Doppelleitung. Wenn der zum Ring gebogene Leiter gerade gestreckt wäre, würde diese Leitung bekanntlich auch bei der Viertelwellenresonanz nicht viel Energie abstrahlen. Durch die Krümmung des Ringes wird die Wellenausbreitung längs der Leitung so gestört, daß die in die Leitung eingespeiste Energie wenigstens zum großen Teil nach allen Seiten abgestrahlt wird. Diese Tatsache ist durch die erwähnten Feldstärkemessungen und die Messung der Welligkeit auf der Zuleitung zur Antenne bewiesen, denn die gemessene Welligkeit blieb unter dem Wert 2.

## Verwendungsmöglichkeiten

Im amerikanischen Bericht werden für zwei Anwendungsfälle einleuchtende Vorteile der Ringantenne geltend gemacht.

Die Ringantenne ist eine einfache Anordnung zum Aussenden vertikal polarisierter Wellen nach allen Seiten. Nach den erwähnten Vergleichsmessungen ist sie zwar einer Viertelwellenantenne nicht ganz gleichwertig, aber sie dürfte wenigstens bei längeren Wellen billiger sein. Wenn die Höhe des senkrechten Strahlers durch eine Verlängerungsspule oder eine Endkapazität gegenüber der Viertelwellenantenne beträchtlich verringert ist, soll auch die Abstrahlung der Ringantenne günstiger sein als die Abstrahlung bekannter Anordnungen.

Die größten Vorteile scheint aber die neue Anordnung als Funksprechantenne in Fahrzeugen zu bieten. Zum Funkverkehr mit Kraftwagen benutzt man vertikal polarisierte Wellen, und die Fahrzeugantenne muß eine Rundstrahlcharakteristik haben. Wenigstens zum Senden muß die Antenne abgestimmt sein. Als Funksprechantennen in Kraftwagen dienen deshalb senkrechte Stäbe, deren Länge gleich einem Viertel der Betriebswellenlänge oder bei Verwendung geeigneter Abstimmittel gleich

einem anderen Bruchteil der Wellenlänge ist.

Bei der neuen Anordnung wird ein Metallring entsprechend der Skizze auf das Metalldach des Fahrzeuges gesetzt, das als Erdplatte dient. Es liegt auf der Hand, daß ein dicht über dem Dach liegender Ring in mancher Hinsicht günstiger ist als ein senkrechter Stab, besonders wenn der Stab für längere Wellen ziemlich lang sein muß. Nach einem veröffentlichten Diagramm [1, 2] hat die Ringantenne auf dem Wagen zudem noch eine viel gleichmäßigere Rundstrahlcharakteristik als eine Stabantenne. Es wird allerdings darauf hingewiesen, daß die Fahrzeugkarosserie geerdet werden muß, um Störungen durch statische Ladungen zu vermeiden.

Zum Rundfunkempfang im Kraftwagen scheint die neue Antenne dagegen nicht brauchbar zu sein. Auf Lang-, Mittel- und Kurzwellen sind die gebräuchlichen Stabantennen wegen der großen Wellenlängen nicht abgestimmt. Auch ein abgestimmter Ring wäre viel zu groß. Ein nicht abgestimmter Ring in der Nähe des Wagendachs dürfte aber unempfindlicher sein als die üblichen Stabantennen. Er wäre außerdem nicht billiger und schwieriger zu montieren. Abgesehen davon, daß eine Autoantenne für UKW-Rundfunk allein nicht interessant ist, wäre der vertikal polarisierte Ring zum Empfang der horizontal polarisierten Ultrakurzwellen ungünstig.

Unter den Fernsehantennen kommt der neuen Antenne ein einziger Halbwellendipol zum Empfang eines vertikal polarisierten Senders am nächsten. Da ein Halbwellendipol aber doppelt so lang ist wie eine Viertelwellenantenne, ist die Empfangsspannung einer Viertelwellenantenne etwa 6 dB kleiner. Unter Hinzurechnung der für die Ringantenne im Verhältnis zu einer  $\lambda/4$ -Antenne gemessenen  $-3$  dB ist der Gewinn der Ringantenne also vermutlich nur  $-9$  dB. Dabei wäre sie noch beträchtlich teurer als ein Dipol. Um die beim Fernsehen meistens unentbehrliche Richtwirkung zu erreichen, wären zusätzliche Elemente erforderlich. Es ist aber keine Möglichkeit erkennbar, gleiche Richtkennlinien mit der neuen Anordnung in einfacherer Weise zu erhalten als mit den üblichen Yagiantennen. Man hat deshalb auch keine Aussicht, reflektierte Wellen und die von ihnen erzeugten Geisterbilder besser auszublenken. Welche Bedeutung die Größe der Metallplatte für die Abstrahlung und die Aufnahme der Wellen hat, ist dem amerikanischen Bericht nicht klar zu entnehmen. Jedenfalls darf sie nicht einfach weggelassen werden. Ob sie zum Beispiel durch einen zweiten Ring (Spiegelbild) ersetzt werden kann, müßte noch durch Versuche bestätigt werden. Selbst bei denkbar günstigen Annahmen kommt man aber auch auf diesem Weg nicht zu einer Anordnung, die wirksamer oder bei gleicher Wirkung einfacher sein könnte als ein Halbwellendipol.

## Schrifttum

- [1] Boyer, J. M.: Hula-Hoop-Antennas: A Coming Trend? Electronics Bd. 36 (1963) Nr. 2, S. 44-46
- [2] Eine Ringantenne geringer Vertikalausdehnung. Funk-Technik Bd. 19 (1964) Nr. 3, S. 80

# Das Strahlungsdiagramm einer Antenne

DK 621.396.67

Für einen fernen Beobachtungspunkt Q (Bild 1) wird eine Antennenanordnung ungeachtet ihrer Größe und ihres Aufbaues als einzelne, punktförmige Strahlungsquelle betrachtet. Ein hinreichend großer Abstand zwischen dem Beobachtungspunkt und der Strahlungsquelle ist dafür Vor-

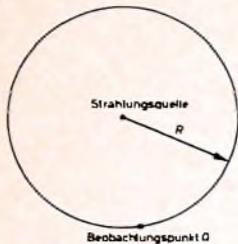


Bild 1. Strahlungsquelle im Beobachtungskreis

aussetzung. Sie ist gegeben, wenn der Abstand R von der Strahlungsquelle zu dem Beobachtungspunkt

$$R \geq \frac{2L^2}{\lambda} \quad (1)$$

ist, L ist hierbei die größte Querdimension der Antenne. Die von den einzelnen Stromelementen der Antenne ausgehenden Strahlen müssen bei dem Beobachtungspunkt annähernd parallel laufen. Die meßbaren Felder sind dann transversal, und der Leistungsfluß P ist radial. Die elektrische Feldstärke E und die magnetische Feldstärke H stehen aufeinander senkrecht und senkrecht zur Ausbreitungsrichtung r. E, H und r bilden ein Rechtssystem. Die Neigungswinkel des betrachteten Strahles zur Vertikalen z (Bild 2) sei

Bild 2. Strahlungsquelle mit ihren Koordinaten

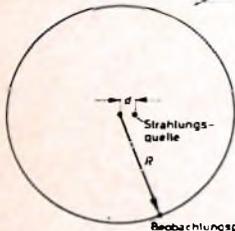
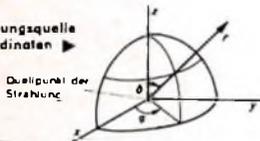


Bild 3. Im Beobachtungskreis exzentrisch liegende Strahlungsquelle

mit  $\theta$ , der Neigungswinkel zur Horizontalen z mit  $\varphi$  bezeichnet.

Wandert der Beobachtungspunkt auf einem Kreis mit dem Radius R um die Strahlungsquelle, dann ist die Feldvariation das Strahlungsdiagramm der Anordnung. Das gleiche Ergebnis wird bei einem festen Beobachtungspunkt und rotierender Strahlungsquelle erreicht. Liegt der Mittelpunkt der Strahlungsquelle außerhalb des Mittelpunktes des Beobachtungskreises (Bild 3), dann hat die Verschiebung auf das Strahlungsdiagramm so lange einen unbedeutenden Einfluß, wie der Radius

R wesentlich größer als die Verschiebung d, die Querdimension L der Antenne und die Wellenlänge  $\lambda$  ist.

Eine Strahlungsquelle, die ihre Energie gleichmäßig in alle Raumrichtungen ausstrahlt, ist eine isotrope Quelle (Kugelstrahler). Die grafische Darstellung der ausgestrahlten Leistung für einen konstanten Radius zeigen die Bilder 4 und 5. Die Leistung P ist dabei eine Funktion von  $\varphi$  oder  $\theta$ . Das Strahlungsdiagramm für einen Kugelstrahler ist eine Gerade in rechtwinkligen Koordinaten und ein Kreis in Polarkoordinaten.

Der Kugelstrahler ist in der Antennentheorie für physikalische Betrachtungen gut geeignet. In der Praxis läßt er sich jedoch schwer realisieren. Schon die einfachsten Antennentypen haben Richt-eigenschaften. Sie strahlen in einige Richtungen mehr Energie aus als in die anderen.

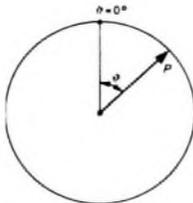


Bild 4. Strahlungsdiagramm des Kugelstrahlers in Polarkoordinaten



Bild 5. Strahlungsdiagramm des Kugelstrahlers in rechtwinkligen Koordinaten

Wird die Feldstärke E in Volt je Meter ausgedrückt, dann ist die grafische Darstellung der räumlichen Feldstärkerverteilung ein absolutes Feldstärkendiagramm  $E(\varphi, \theta)$ . Die Vektoreigenschaft des Feldes wird hierbei nicht beachtet; die Strahlung ist als skalare Größe behandelt (Bild 6).

Wird die Feldstärke auf einen Bezugswert  $E(\varphi_0, \theta_0)$  normiert, dann ergibt sich nach Bild 7 das relative, das bezogene Strahlungsdiagramm

$$E_{rel}(\varphi, \theta) = \frac{E(\varphi, \theta)}{E(\varphi_0, \theta_0)} \quad (2)$$

Üblicherweise ist der Maximalwert des relativen Strahlungsdiagramms 1. Das relative Strahlungsdiagramm mit  $|E_{rel}(\varphi, \theta)|_{max} = 1$  wird auch als normiertes Strahlungsdiagramm bezeichnet.

Zu der Beurteilung von Antennen genügen meistens zwei Schnittebenen aus dem gesamten räumlichen Strahlungsdiagramm. Die gemessenen Feldstärkenwerte bei Änderung des Azimutwinkels  $\varphi$  liefern das horizontale Strahlungsdiagramm mit  $\theta$  als Parameter. Das vertikale Strahlungsdiagramm ergibt sich aus den Feldstärkenwerten bei Änderung des Neigungswinkels  $\theta$  mit  $\varphi$  als Parameter.

Der Schnitt durch das räumliche Strahlungsdiagramm erfolgt meistens in Richtung der Vektoren E und H.

Das horizontale und vertikale Strahlungsdiagramm einer horizontal montierten Yagi-Antenne mit 7 Elementen ist im Bild 8 wiedergegeben. Das Strahlungsmaximum der Antenne zeigt entsprechend den Koordi-

naten nach Bild 2 in die Richtung der y-Achse.

Für die Aufnahme des horizontalen Strahlungsdiagramms ist der Neigungswinkel  $\theta = 90^\circ$ . Für das vertikale Strahlungsdiagramm der Antenne ist der Azimutwinkel  $\varphi = 90^\circ$ .

Neben den Strahlungsdiagrammen ist im Bild 8 die gemessene Antenne schematisch dargestellt. Die Papierebene ist dann die Ebene, in der das dazugehörige Strahlungsdiagramm gemessen wurde.

### Schrifttum

- Kraus, J.: Antennas. New York 1950, McGraw-Hill

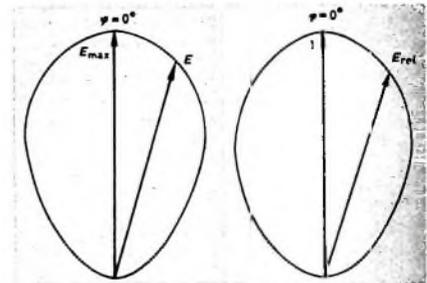


Bild 6. Absolutes Feldstärkendiagramm

Bild 7. Relatives Feldstärkendiagramm

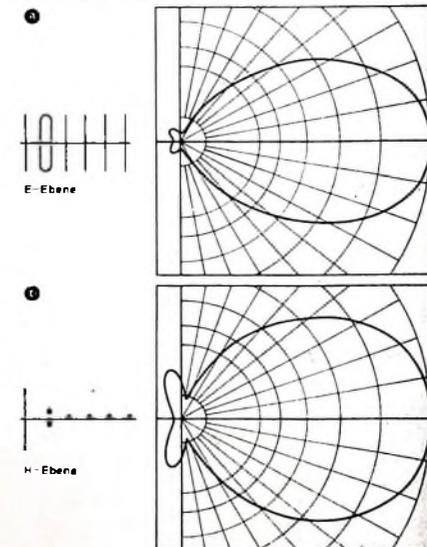


Bild 8. Horizontal-Diagramm (a) und Vertikaldiagramm (b) der Fernseh-Bereich-IV-Antenne, DFA 1 L 7" von Iuba

# »L 80« Eine Hi-Fi-Lautsprechereinheit für hohe Ansprüche

Schluß von FUNK-TECHNIK Bd. 19 (1964) Nr. 9, S. 301

DK 621.395:623.8

## 4. Messung der elektroakustischen Übertragungseigenschaften

Bei den nachfolgend diskutierten Messungen, die mit einer gehörmäßigen Prüfung abgeschlossen werden, konnte nicht immer dasselbe Exemplar der „L 80“ verwendet werden. Unterschiede in voneinander abhängigen Meßkurven können deshalb ihre Ursache in Exemplarstreuungen haben.

### 4.1. Übertragungsbereich

Der Übertragungsbereich wird durch den Frequenzgang des Schalldrucks beschrieben. Er sei als physikalische Grundlage der weiteren Messungen zuerst behandelt, obwohl, wie bereits erwähnt, vom Standpunkt der naturgetreuen musikalischen Wiedergabe her gesehen die Freiheit von nichtlinearen Verzerrungen eine wichtigere Rolle spielt. Da beim Betrieb des Lautsprechers die Eigenschaften des Raumes sowie die Anordnung der Lautsprecher und deren Lage in bezug auf die Zuhörer sehr stark in den Frequenzgang eingehen, müssen zur reproduzierbaren Messung vereinfachende Festlegungen getroffen werden. Insbesondere bei tiefen Frequenzen erhält man mit vertretbarem Aufwand vergleichbare Ergebnisse nur im Freifen, weil die meisten schalltoten Räume für Messungen in diesem Frequenzbereich zu klein sind. Die Bilder 12 bis 15 zeigen verschiedene mit einer automatischen Pegelschreibanlage gemessene Frequenzgänge. Das Meßmikrofon war dabei immer in zwei oder drei Meter Entfernung vom Lautsprecher auf dessen Achse (Mittelsenkrechte der Vorderseite) angeordnet.

#### 4.1.1. Messungen im Freifeldhalbraum mit Sinustönen

Bei den Messungen im Freifeldhalbraum lag der Lautsprecher auf einer Wiese (Lautsprecherachse senkrecht nach oben). Es wurden reine Sinustöne benutzt. Die hierbei vorhandene Veränderung der Richtcharakteristik sowie der durch die Tiefe des Lautsprechergehäuses bedingte Abstand der Schallquelle von der den Halbraum begrenzenden Fläche beeinflussen zwar den Frequenzgang, jedoch ist die Reproduzierbarkeit sehr gut. Die im Bild 12 bei 160 Hz erkennbare Absenkung (gestrichelt gezeichnet) ist auf diese Effekte zurückzuführen. Sie ließe sich teilweise beseitigen, wenn man das Gehäuse so tief eingraben würde, daß die Frontseite des Lautsprechers mit der Grenzfläche in einer Ebene liegt. Wie weitere Messungen bestätigten, müßte der Frequenzgang im Freifeld in diesem Bereich wie ausgezogen eingezeichnet verlaufen.

#### 4.1.2. Messungen im Freifeldhalbraum mit Terzbandrauschen

Diese Messungen erfolgten im Freifeldhalbraum wie unter 4.1.1. beschrieben. Während die zur Verfügung stehende Meßeinrichtung mit Sinustönen nur bis zu einer oberen Frequenz von 20 kHz geeignet war, konnte mit Rauschen bis zur 40-kHz-Terz gemessen werden (Bild 13). Obwohl diese Frequenz oberhalb des Hörbereiches liegt, zeigt sich, daß der Hörbereich an der oberen Grenze ohne störende Randerscheinungen erfaßt wird.

#### 4.1.3. Messungen im Raum mit gewobbelten Sinustönen

In einem Raum von 48 m<sup>3</sup> Volumen (5,0 m × 3,75 m × 2,6 m), mit 0,3...0,2 s Nachhallzeit oberhalb 1000 Hz (unterhalb 1000 Hz ansteigend auf 0,4 s) wurde in verschiedenen Positionen mit gewobbelten Sinustönen gemessen. Diese Messungen zeigen wohl am deutlichsten den in der Praxis bei Musikwiedergabe vorkommenden Frequenzgang. Die Eigenschaften des Meßraumes entsprechen angenähert denen eines mittleren Wohnraumes. Lautsprecher und Mikrofon befinden sich gewissermaßen statistisch verteilt an den Stellen, an denen sich auch in der Praxis die Lautsprecher und Zuhörer befinden. Es wurde lediglich die Einschränkung gemacht, daß das Mikrofon in Richtung der Lautsprecherachse aufgestellt war. Diese „statistische Messung“ gibt umgekehrt auch Aufschluß über die Unterschiede im Frequenzgang bei Wechsel des Lautsprecherortes oder des Zuhörerplatzes. Die Kurven im Bild 14 bestätigen die praktische Erfahrung, daß bei Lautsprechern, deren untere Grenzfrequenz in der Nähe der unteren Hörbarkeitsgrenze liegt, die Wiedergabe der tiefen Frequenzen stärker raumabhängig ist. Hörvergleiche von Lautsprechern durch mehrere Zuhörer haben allerdings gezeigt, daß die beim

Bild 12. Frequenzgang der mit ungewobbeltem Sinuston im Freifeldhalbraum gemessenen „L 80“; die Messung bei 160 Hz wurde korrigiert (vgl. 4.1.1.)

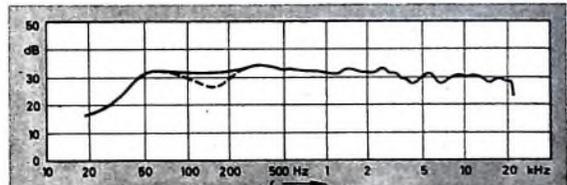


Bild 13. Frequenzgang der mit Terzbandrauschen im Freifeldhalbraum gemessenen „L 80“

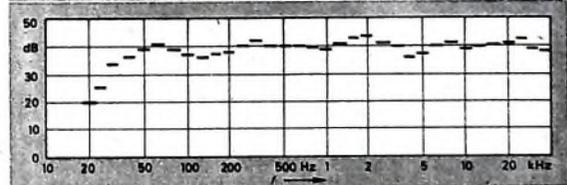


Bild 14. Frequenzgang der mit gewobbeltem Sinuston in einem Raum von 48 m<sup>3</sup> Volumen gemessenen „L 80“ (7 Messungen in verschiedenen Positionen)

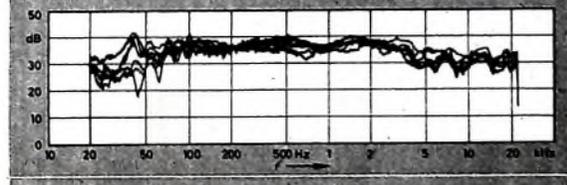


Bild 15. Frequenzgang der mit Terzbandrauschen in einem Raum von 48 m<sup>3</sup> Volumen gemessenen „L 80“

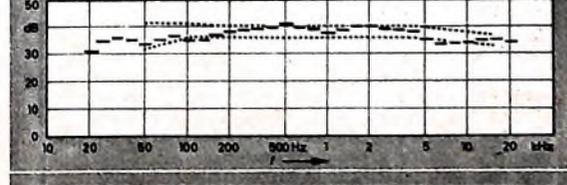
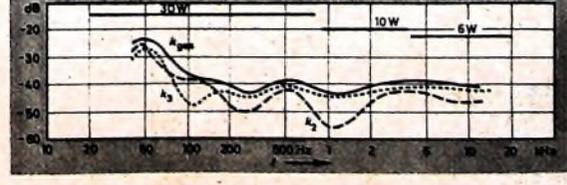


Bild 16. Verlauf des Gesamtklirrfaktors  $k_{ges}$  und der Klirrfaktoren  $k_2$  und  $k_3$  bei den eingezeichneten drei maximalen Sinusdauern-Leistungen



Wechsel des Zuhörerplatzes auftretenden Beurteilungfehler innerhalb eines sinnvollen Rahmens relativ gering sind. Interessant wäre noch eine Untersuchung im Hinblick auf den Hallradius, weil man sich bei tiefen Frequenzen im obigen Beispiel immer außerhalb dieses Bereiches befindet.

#### 4.1.4. Messungen im Raum mit Terzbandrauschen

Den Frequenzgang der „L 80“ in dem unter 4.1.3. beschriebenen Raum bei Messung mit Terzbandrauschen zeigt Bild 15. In diesem Bild ist auch das für Rundfunk-Regelautsprecher übliche Toleranzfeld eingezeichnet.

### 4.2. Nichtlineare Verzerrungen

Der Gesamtklirrfaktor sowie die selektiv gemessenen Klirrfaktoren  $k_2$  und  $k_3$  sind im Bild 16 für die angegebenen Sinusdauern-Leistungen dargestellt. Dabei war gewährleistet, daß Klirrfaktoren von höherer als der 3. Ordnung so geringe Amplituden hatten, daß sie zum Gesamtklirrfaktor keinen Anteil mehr liefern. Da die Messungen in dem unter 4.1.3. beschriebenen Raum stattfanden, wurden die beschriebenen Ausbreitungsverhältnisse der einzelnen Oberwellen berücksichtigt. Trotzdem sind keine allzu großen An-

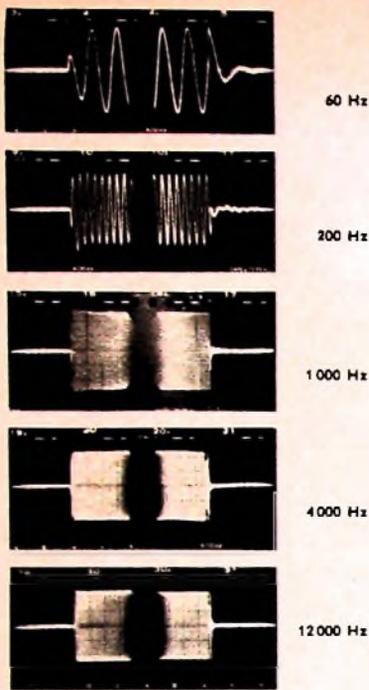


Bild 17 Nach der „tone burst“-Methode bei 5 Frequenzen gemessene Einschwingvorgänge (links) und Ausschwingvorgänge (rechts) der Lautsprechereinheit

sprüche an die Genauigkeit der Messung zu stellen. Der Klirrfaktor wurde bei der für die einzelnen Lautsprecherchassis maximal zulässigen Sinusdauerleistung gemessen, die durch die thermische Belastbarkeit bestimmt ist und ungefähr der Amplitudenstatistik entspricht.

Da bei über ein Netzwerk gespeisten Lautsprecherkombinationen der Übertragungsbereich schon elektrisch aufgeteilt ist, erhält man für den Intermodulationsfaktor sehr günstige Werte. Wegen der Frequenzaufteilung durch das Netzwerk wird nämlich jeweils nur eine der beiden Meßfrequenzen auf einen Lautsprecher gegeben. Dort können dann nur die harmonischen Oberwellen entstehen. Auch bei Musikwiedergabe können deshalb bei weit auseinander liegenden Frequenzen keine Intermodulationsverzerrungen auftreten. So erhält man zum Beispiel bei Messungen mit den genormten Frequenzen 250 Hz und 8000 Hz (Amplitudenverhältnis 12 dB) bei einer einem 30-W-Eintonsignal entsprechenden Gesamtamplitude den wesentlich unter der Nichtlinearität der Einzelchassis liegenden Wert von etwa 0,25%. Ohne Aufteilung des Frequenzbereiches müßte der unter vereinfachten Annahmen aus dem Klirrfaktor errechnete Intermodulationsfaktor [5, S. 182] etwa 6% betragen. Eine Messung des Differenztonfaktors zum Beispiel im Bereich des Mittelton-Lautsprechers mit 6000 Hz und 8100 Hz mit gleichen Amplituden und einer 10 W entsprechenden Gesamtamplitude ergab etwa 2% gegenüber dem unter vereinfachten Annahmen errechneten Wert von etwa 1%. Diese Übereinstimmung ist unter den gegebenen Verhältnissen als noch ausreichend zu bezeichnen.

#### 4.3. Ausgleichvorgänge

Von den beschriebenen Methoden zur Messung der Ausgleichvorgänge wurde als besonders anschauliche die sogenannte „tone burst“-Methode gewählt. Für diese Messung wird der Lautsprecher mit

einem rechteckmodulierten Sinussignal veränderbarer Frequenz gespeist und das vom Mikrofon aufgenommene Signal als Oszillogramm aufgenommen. Im Bild 17 sieht man für fünf Meßfrequenzen links die Einschwing- und rechts die Ausschwingvorgänge. Es wurde keine periodische Rechteckmodulation verwendet, sondern eine Sinusschwingung einmalig ein- oder ausgeschaltet. Die normalerweise weitgehend den Einschwingvorgängen entsprechenden Ausschwingvorgänge sind infolge des Nachhalls im Meßraum etwas länger, obwohl das Meßmikrofon in unmittelbarer Nähe des Lautsprechers stand. Im allgemeinen sind „tone burst“-Messungen nur dann aufschlußreich, wenn man mit Sinusfrequenz an den Stellen der Frequenzkurve mißt, an denen Unregelmäßigkeiten (Spitzen, Senken, steile Abfälle oder Anstiege) auftreten, weil dort die stärksten und damit ungünstigsten Ausgleichvorgänge auftreten. Wie der im Freifeldhalbraum gemessene Frequenzgang zeigt, treten solche Unregelmäßigkeiten bei der „L 80“ kaum auf. Die oszillografische Untersuchung bei beliebigen Frequenzen zeigt, daß auch dort keine ungünstigeren Ausgleichvorgänge vorhanden sind.

Die Messung der Ausgleichvorgänge mit einer Sprungfunktion ergibt analoge Resultate. Man erkennt jedoch hauptsächlich nur die Dämpfung der Grundresonanz und damit deren Ausgleichvorgänge, während das Verhalten bei höheren Frequenzen wegen der geringen Anregungsamplitude nur sehr schwer zu erkennen ist.

Aus dem Verlauf von Betrag und Phase des Scheinwiderstandes (Bild 18) kann man nach älteren Quellen mit

$$T = \frac{1}{\pi \Delta f}$$

mit einer Ausschwingzeit auf den e-ten Teil von etwa 13 ms rechnen.

#### 4.4. Richtcharakteristik

Die horizontalen und vertikalen Richtcharakteristiken sind im Bild 18 dargestellt. Die Meßfrequenzen als Parameter liegen jeweils um 2 oder 3 Oktaven auseinander. Man kann deutlich erkennen, daß bis 18 000 Hz die horizontale und die vertikale Bündelung weitgehend gleich sind. Das ist auf die relativ gute Trennung der einzelnen Rundlautsprecher, die jeder für sich rotationsymmetrische Charakteristik haben, zurückzuführen. Nur beim Hochton-Lautsprecher sind die Abstrahlwinkel – entsprechend dem rechteckigen Horn-Querschnitt – verschieden. Der hier vorhandene Bündelungsgrad ist als günstiger Kompromiß einerseits noch so klein, daß die ausreichende Weiträumigkeit den Lautsprecherklang vermeidet, andererseits aber so stark, daß infolge der dadurch bedingten Präsenz eine bemerkenswerte Durchsichtigkeit des Klangbildes erreicht wird.

Bild 18. Mit Rauschen gemessene Richtcharakteristik der „L 80“ (oben: horizontales, unten: vertikales Richtdiagramm)

#### 4.5. Elektrische Anschlußwerte

Die elektrischen Anschlußwerte des Eingangs der Lautsprecherkombination sind im Bild 18 als Verlauf des Scheinwiderstandes und dessen Phasenwinkels in Abhängigkeit von der Frequenz dargestellt. Der Scheinwiderstand wurde nicht wie sonst wegen der einfacheren Meßanordnung üblich mit hochohmiger Quelle aufgenommen, sondern betriebsmäßig mit einer Spannungsquelle, deren Impedanz kleiner als das 0,3fache des Nennscheinwiderstandes des Lautsprechers ist. Dadurch wird die elektrische Dämpfung der Grundresonanzen mitberücksichtigt.

Die maximal zulässige elektrische Belastung wurde bereits bei Behandlung der nichtlinearen Verzerrungen angegeben und ist aus Bild 16 ersichtlich. Der Wirkungsgrad der „L 80“ konnte leider nur relativ ungenau bestimmt werden; er liegt bei etwa 1-2%.

#### 4.6. Subjektive Beurteilung

Abschließend seien noch kurz Ergebnisse der gehörmäßigen Beurteilung erwähnt. Zusammenfassend wird die „L 80“ als „neutral“ oder „ohne Kolorierung“ bezeichnet. „Trockener Baß“ und „klare Tiefenwiedergabe“ werden in einem dem üblichen Wohnraum entsprechend gedämpften Abhörraum erreicht. Die Mitten sind „durchsichtig“ und unverzerrt, die Höhen „brillant“ und doch „weich“. Hervorzuheben ist noch der volle, kräftige und – besonders wichtig – auch durchsichtige Klang bei der Wiedergabe von Musik mit großem Orchester.

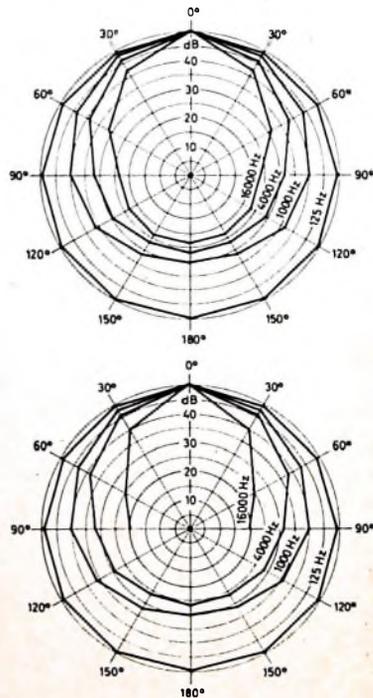
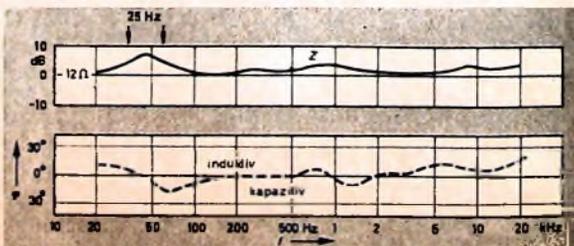


Bild 19. Betrag und Phase der Impedanz der „L 80“ als Funktion der Frequenz bei Speisung aus einer niederohmigen Quelle (3 Ohm)



## London International Audio Festival and Fair

Im Anschluß an den ausführlichen vorjährigen Bericht in FUNK-TECHNIK Bd. 18 (1963) Nr. 12, S. 438, 440-444, Nr. 13, S. 469-473, und Nr. 14, S. 505-509, wird nachstehend über die diesjährige Veranstaltung International Audio Festival and Fair in London berichtet. Dabei sind vor allem Neuentwicklungen englischer und ausländischer Firmen erwähnt, wobei vorausgesetzt ist, daß deutsche Erzeugnisse den Lesern weitgehend bekannt sind.

Wohl keine andere Ausstellung in einem englischen Hotel zieht in vier Tagen so viele Besucher an wie diese Hi-Fi-Veranstaltung. Die für Fachhandel und Presse reservierten ersten fünf Stunden erwiesen sich für eine Besichtigung aller Stände als zu kurz. Besucher stellten sich bis zur letzten Stunde geduldig an, um in ausgeträumten Hotelzimmern Vorführungen der neuesten Ausrüstungen zu hören. Diese Umstände lassen nicht immer eine klare Beurteilung zu, besonders wenn es sich um Großlautsprecher wie das Modell „D 44 000“ der amerikanischen James B. Lansing Sound handelt, das 2,63 m lang, 0,9 m hoch und 0,6 m tief ist. Man fragt sich daher bereits, ob die Ausstellung nicht den Rahmen eines großen Festivals sprengt, zumal auch nicht für alle Firmen, die ausstellen möchten, Platz ist. Andererseits ist es schwierig, eine der in London sehr knappen Ausstellungshallen zu der gewünschten Zeit zu belegen. Der Ausstellungsausschuß hat sich deshalb noch nicht für das nächste Jahr festgelegt.

Die British Broadcasting Corporation nahm die Ausstellung zum erstenmal ernst und hatte nicht nur einen Informationsstand und einen Raum für Stereo-Vorführungen eingerichtet, sondern strahlte zu bestimmten Zeiten vom Sender Wrotham stereophonische Schallplattenübertragungen nach dem Pilottonverfahren aus. Gleichzeitig wurde jedoch bekanntgegeben, daß mit regelmäßigen Stereo-Sendungen erst dann zu rechnen ist, wenn sich die für 1968 anberaumte Sitzung der CCIR endgültig für eins der verschiedenen Systeme entschieden habe. Der Entschluß, auf die Entscheidung der CCIR zu warten, ist wahrscheinlich auf verschiedene Einflüsse zurückzuführen. Der FM-UKW-Hörrundfunk hat in England nicht die erwartete Begeisterung ausgelöst, und Stereo-Übertragungen werden zum Teil als Minderheitsinteresse angesehen, das besonders auch von den Geräteherstellern gefördert wird. Außerdem nimmt zur Zeit die Einrichtung des zweiten BBC-Fernsehprogramms alle vorhandenen Mittel in Anspruch; die Unkosten für zwei Zellennormen der Übergangszeit - der Preis, den England dafür zu zahlen hat, daß es den ersten öffentlichen hochzeitigen Fernsehdienst einrichtete - tragen wohl dazu bei, daß man warten will, bis eine eindeutige Übereinkunft über das zu benutzende Stereo-System erreicht wird.

Stereo-Multiplex-Tuner fanden daher beim Publikum noch verhältnismäßig wenig Interesse. Auch für komplette Stereo-Musiktruhen besteht geringe Nachfrage. Englische Hi-Fi-Enthusiasten interessieren sich weiterhin mehr für Geräte zum Zusammenbau mit Truhen oder Schränken eigener Wahl, wofür auch von verschiedenen Herstellern Bausteine ausgestellt wurden.

Nicht weniger als dreißig Firmen zeigten ausländische Erzeugnisse, unter denen deutsche und japanische besonders stark vertreten waren. Man darf daraus jedoch nicht den Schluß ziehen, daß der Import vorherrschend ist. Das Hi-Fi-Konzept entstand in Großbritannien, und die Qualität

der von englischen Spezialisten hergestellten Spitzenerzeugnisse sichert ihnen weiterhin - selbst in den USA - einen wesentlichen Ausfuhranteil.

Mr. H. J. Leak, der schon vor über zwanzig Jahren Pionierarbeit auf dem Hi-Fi-Gebiet leistete, erwähnte beispielsweise, daß weiterhin 52% seiner Erzeugnisse exportiert werden und daß weder deutsche noch japanische Ausrüstungen eine ernsthafte Konkurrenz darstellen. Wharfedale exportiert 55-60% des Gesamtausstoßes, während Rodgers augenblicklich mit 25% der Gesamtfertigung eine niedrigere Ausfuhr hat, die aber zeitweise bis zu 60% heraufgeht.

Der eingehende vorjährige Bericht erlaubt eine Beschränkung auf eine Diskussion neuer Erzeugnisse, wobei auf nur weiterentwickelte Modelle sowie auf wohl schon bekannte deutsche Erzeugnisse nicht eingegangen wird.

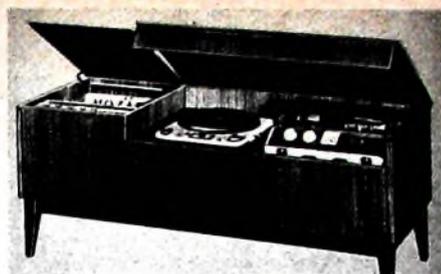
### Lautsprecher

Das schwächste Glied in der Wiedergabekette ist der Lautsprecher. Eingabe und Verstärkung werden durch technische Überlegungen (vielleicht auch zum Teil durch den Geldbeutel) bestimmt; die akustische Wiedergabe jedoch hängt ausschließlich von der Qualität des Lautsprechers und seiner



Lautsprecherkombination „Maxim“ der Goodmans Industries

Angleichung an den Wiedergaberaum ab. Wohnräume werden in Neubauten immer kleiner und niedriger. Wenn das schon beim monauralen Hören eine Rolle spielt, zwingt es bei Stereophonie zur Entwicklung immer kompakterer Wiedergabekästen, deren Frequenzgang besonders gut sein soll. Großes Interesse fand in dieser Hinsicht der als „Bücherregalmodell“ bezeichnete Lautsprecher „Maxim“ der Goodmans Industries. In einem Gehäuse von nur 267 mm x 140 mm x 184 mm sind zwei neu entwickelte Lautsprecher untergebracht. Der mit einem Magneten hoher Induktion ausgestattete Tieftonstrahler hat einen Durchmesser von 127 mm; sein Überlappungspunkt mit dem Hochtonlautsprecher (89 mm Ø) liegt bei rund 2 kHz. Der Frequenzbereich ist 45-20 000 Hz, und der Frequenzgang der Richtcharakteristik von 80° verläuft zwischen 100 Hz und 10 kHz linear. Bei Messungen mit einem 1,83 m entfernten Schallpegelmessgerät und 80 phon an diesem



„Lowflex“, eine englische Musiktruhe mit dem Abmessungen 145 cm x 53 cm x 58 cm, die auf eine individuelle Ausrüstung mit verschiedensten handelsüblichen Geräten oder Bausteinen abgestellt ist

Punkt ist der Klirrfaktor oberhalb 100 Hz besser als 1% und bis zu 40 Hz herunter besser als 8 1/2% für 2 V am Eingang. Für 1 V Eingangsspannung ist der Klirrfaktor oberhalb 100 Hz besser als 1% und bis zu 40 Hz herunter besser als 5%. Der Lautsprecher ist trotz der kleinen Abmessungen für 8 W Leistung ausgelegt.

Während der „Maxim“-Lautsprecher sich dem kleinen Raum anpassen kann, ist das „Project G“ der kanadischen Clairtone Sound Corporation auf Großräume abgestellt. Das 2,15 m lange Gerät hat an beiden Seiten „Tonkugeln“, die unabhängig voneinander um 340° gedreht werden können. Die mit den Tonkugeln ausgerüstete Musiktruhe von Argalane Ltd. enthält ungefähr alles, was sich der Hi-Fi-Enthusiast wünschen kann, und kostet bis zu 9500 DM. Die ausrichtbaren Tonkugeln sollen für jeden Standort des Hörers den vollen Eindruck der Umgebung wiedergeben, in der die Originalaufführung stattfand. Die Verstärker der Musiktruhe sind in Festkörpertechnik ausgeführt; ihre Erwärmung ist so gering, daß alle Seiten der frei im Raum stehenden Truhe verkleidet werden können.

Bei Lautsprecherwiedergabe und unzureichender Schalldämpfung zwischen Zimmern oder Wohnungen wird der Genuß des Hörers zum Verdruß des Nachbarn. Verschiedene Firmen bringen aus diesem Grund wieder Kopfhörer heraus. Besonders interessant ist hier der „Diplomat“ der S. G. Brown Ltd., der zusammen mit den erforderlichen Reglern in einer Tasche mit Reißverschluß untergebracht ist. Die sehr leichten Hörer haben piezoelektrische Keramikwandler mit einem Frequenzgang von 20-17 500 Hz. Beim Abhören stereophonischer Darbietungen kann man die Lautstärke jeder Hörmuschel unabhängig regeln und außerdem die beiden Kanäle mischen. Bei einem Standard-Eingangssignal von 3,5 V<sub>eff</sub> für 85 phon Schallpegel ist der Klirrfaktor besser als 1%. Die Ein-



Kopfhörer „Diplomat“ mit Reglern für Stereo- und Mono-Wiedergabe (S. G. Brown Ltd.)

gangs impedanz kann auf 15 Ohm oder 600 Ohm je Kanal, bei monophonem Hören auf 7,5, 30, 300 oder 1200 Ohm geschaltet werden.

Die Einführung keramischer Magnete für Lautsprechersysteme führte bei einigen Fir-

men zu kleineren Abmessungen, zum Teil auch zu flacheren Gehäusen im skandinavischen Stil, wie beispielsweise bei Ausführungen von Richard Allen. Diese Firma hat dabei auch das Antriebssystem des Lautsprechers neu durchkonstruiert, und die Einspannung besteht nunmehr aus mit Kunststoff getränkter Leinwand.

Ein in den Forschungslabors der British Broadcasting Corporation entwickelter Kontrolllautsprecher wird jetzt von KEF Electronics unter der Typenbezeichnung „SL 5“ hergestellt. Der Lautsprecher wurde besonders auf Einsatz für kritische Bewertung der Mikrofonhandhabung, der Studio-Akustik und des musikalischen Gleichgewichts abgestellt, und ist als Konsole oder zum Aufhängen lieferbar. Eingebaute sind ein nach BBC-Angaben von Goodmans hergestellter Tieftonstrahler mit Papierkonus (380 mm Ø) und zwei speziell ausgesuchte Rola-Celestion-Hochttonstrahler „HF 1300“. Der für 30 W bemessene Lautsprecher hat einen Frequenzbereich von 40 Hz ... 13 kHz, eine Nennimpedanz von 25 Ohm und eine Überlappungsfrequenz von 1,5 kHz.

#### Verstärker, Tuner

Die Massenproduktion billiger Transistor-Taschenempfänger hat Musikliebhaber anscheinend zu einer gewissen Zurückhaltung gegenüber transistorbestückten Verstärkern veranlaßt. Deshalb betonen wohl auch alle Hersteller, daß ihre transistorisierten Modelle den röhrenbestückten gleichwertig sind. H. J. Leak, der schon vor 18 Monaten als Präsident der British Sound Recording Association einen überraschenden Prototyp vorführte, stellte jetzt den netzbetriebenen Transistorverstärker „Stereo 30“ vor, bei dem jeder Kanal 10 W an 15 Ohm oder 15 W an 4 Ohm abgibt. Für 8 W Leistung je Kanal und bei 1 kHz ist der Klirrfaktor 0,1%. Im Verhältnis zu gleichwertigen Röhrenverstärkern hat der „Stereo 30“ 48% des Gewichts, 43% des Volumens, eine auf 500% geschätzte Zuverlässigkeitserhöhung und kostet nur 89% des Röhrenverstärkers. Ein Drehschalter ermöglicht Einstellung auf Eingangssignale von Tonarm, Magnetkopf, Tonbandgerät, Tuner oder Mikrofon. Klare Linien in der Formgebung und eine eindeutige Beschriftung betonen den modernen Aufbau des Verstärkers.

Gut aufgenommen wurde ein Stereo-Verstärker „TSA 100 10 + 10“ der Truoz Ltd., die bisher nur Tonbandgeräte fertigte. Entsprechend derzeitigen Tendenzen wird er in integrierter Ausführung, das heißt mit Kontroll- und Verstärkerteil in einem geschmackvollen Gehäuse, hergestellt. Bei 10 W<sub>eff</sub> je Kanal (15 Ohm Abschluß) wird der Klirrfaktor bei 1 kHz mit 0,25% angegeben.



Stereo-Verstärker „AE 211“ (Elektroimpex)

Erstmals vertreten war die ungarische Handelsgesellschaft Elektroimpex mit dem „Qualiton“-Stereo-Verstärker „AE 211“, der bei 15 Ohm Ausgangsimpedanz 14 W je Kanal abgibt. Bei einem Ausgangspegel von 11 V ist der Klirrfaktor 0,6% bei 100 Hz

und 0,37% bei 1 kHz. Die Formgebung des röhrenbestückten Gerätes entspricht zwar nicht den neuesten Trends, ist aber ansprechend genug, um Interesse zu erregen.

Das Bestreben, unbedingt neueste Geräte vorzuführen, bringt auch Mängel mit sich; so waren für einige der ausgestellten Geräte noch keine technischen Daten vorhanden. Das traf besonders für die bereits angekündigte Transistorausführung des Stereo-Verstärkers (2 x 40 W) der amerikanischen Firma Sherwood zu, über den man gern Näheres erfahren hätte.

„SM-G 205“, eine komplette Wiedergabeanlage mit AM/FM-Tuner und Stereo-Decoder der Pioneer Electronic Corporation of Japan wurde von C. E. Hammond & Co. Ltd. ausgestellt. Das mit 19 Röhren und 7 Germaniumdioden bestückte Gerät gibt je Kanal 11 W mit einem Klirrfaktor ab, der bei 1 kHz unter 1% liegt. Der ebenfalls vorgeführte „Pioneer SR-101“ ist ein Nachhallverstärker, der bei 1 kHz und einem Klirrfaktor von besser als 5% Nachhallzeiten von 2 ... 3 s erlaubt.

Pye Ltd. stellte einen volltransistorisierten Stereo-AM/FM-Tuner „HFT 300“ mit eingebautem Decoder und Netzanschluß aus, der für Einbau oder im Gehäuse lieferbar ist. Der Tuner kann an Verstärker bis herunter zu 50 kOhm Eingangsimpedanz angeschlossen werden. Für AM und FM sind im Ausgang unabhängig regelbare Abschwächer vorhanden.

#### Magnetbandgeräte

Die englischen Hersteller von Studio- und Hi-Fi-Tonbandgeräten beschränkten sich im allgemeinen auf Verbesserungen der bereits im Vorjahr beschriebenen Geräte. Aus Japan kamen verschiedene neue Modelle, darunter das von Tellur Ltd. ausgestellte Studio-Stereo-Tonbandgerät „TC 600“ in Viertelspurtechnik und mit drei Magnetköpfen. Das Gerät ist auf 19 oder 9,5 cm/s umschaltbar; seine Gleichlaufschwankungen sind bei 19 cm/s geringer als 0,15%, bei 9,5 cm/s geringer als 0,2%. Beide Kanäle haben transistorisierte Vorverstärker, jedoch sind keine Endverstärker eingebaut. Der Frequenzbereich bei 19 cm/s ist 30 Hz ... 18 kHz (mit einem Frequenzgang innerhalb  $\pm 2$  dB zwischen 50 Hz und 15 kHz). Der Frequenzbereich für 9,5 cm/s wird mit 30 Hz ... 13 kHz angegeben. Der Geräuschabstand je Kanal ist besser als 50 dB, der Klirrfaktor 1,5% bei 0 dB Ausgangsspannung (0,775 V). Die Aussteuerung wird mit Hilfe von zwei VU-Metern überwacht. Mitgeliefert werden zwei Richtmikrofone mit Herzkurve. Auch ein neues Stereo-Laufwerk „263 D“ von Sony, das für Heim-Tonbandgeräte hoher Qualität gedacht ist, wurde erstmalig gezeigt.

Ampez stellte die Geräte der neuen Serie „F 44“ vor, die dem seriösen Musikliebhaber professionelle Stereo- oder Mono-Qualität im Heim geben sollen. Mit Preisen ab 2700 DM ist die Serie auf Käufer ausgerichtet, die sich aus dem Lieferprogramm genau die Ausführung aussuchen wollen, die ihren Sonderwünschen entspricht. Alle Modelle der „F 44“-Serie haben Bandgeschwindigkeiten von 19 cm/s und 9,5 cm/s und sind für Stereo- und Mono-Aufzeichnung und -Wiedergabe in Viertelspurtechnik ausgelegt, können aber auch monophone Voll- und Halbspurbänder abspielen. Bei 19 cm/s wird ein Frequenzgang  $\pm 2$  dB zwischen 50 Hz und 15 kHz erreicht, und zwar bei Gleichlaufschwankungen unter 0,15%; bei 9,5 cm/s ist ein Fre-

quenzgang  $\pm 2$  dB zwischen 50 Hz und 10 kHz gegeben, während die Gleichlaufschwankungen unter 0,2% liegen.

Neu war auch der als professionelles Stereo-Tonbandgerät bezeichnete Typ „345“ der japanischen Akai Electronic Co. Ltd. Das mit drei Motoren und drei Magnetköpfen ausgerüstete Gerät hat bei Normalbetrieb Gleichlaufschwankungen von weniger als 0,08% bei 19 cm/s und 0,14% bei 9,5 cm/s. Der Klirrfaktor bei 1 kHz und 0 VU wird mit 2,5% angegeben, die Ausgangsleistung des mit Röhren und Transistoren bestückten Gerätes mit 10 W je Kanal. Der transistorisierte Hauptverstärker hat eine schnell wirksame Schutzschaltung. Die Akai-Erzeugnisse wurden von der Pullin Optical Co. Ltd. ausgestellt.

Unter den weiteren Tonbandgeräten, die Aufmerksamkeit fanden, ist das aus der Schweiz stammende Revor-Bandgerät „G 36“ für wahlweisen Mono- oder Stereo-Betrieb zu nennen, von dem der Aussteller C. E. Hammond & Co. Ltd. mit vollem Vertrauen im Prospekt sagt: „Das Tonbandgerät, das Sie eines Tages besitzen werden.“

Aus Schweden kommen die erstmalig in England gezeigten Luzor-Tonbandgeräte. Das Stereo-Gerät hat eine dritte Bandgeschwindigkeit von 4,75 cm/s, für die leider keine Kenndaten vorhanden waren.

Wie kaum anders zu erwarten, fand man auch in London manche Ausstellungsstücke, die eigentlich nicht in das Ausstellungsthema paßten. So kann man Videoaufzeichnung auf Magnetband wohl als Hi-Fi, kaum aber als zur Elektroakustik gehörig bezeichnen. Im Vorführraum der Minnesota Mining & Manufacturing Co. Ltd. erregten das größte Interesse Magnetbandaufzeichnungen einer Industrie-Fernsehanlage auf Scotch-Video-Magnetband „388“, über das die anwesenden 3-M-Techniker nicht mehr sagen wollten, als daß es einen hohen Abriebwiderstand hat und viel glatter ist, daher also weniger Rauschen erzeugt. Es wurde auf einem Fernseh-Magnetbandgerät der Firma Carrion Television Systems Ltd. vorgeführt, das auch für Zeitspannen bis zu 10 min Einzelbilder ohne den üblichen hohen Bandabrieb festhalten und im Monitor wiedergeben kann.

#### Plattenabspielgeräte

Bei den Abspielgeräten für Schallplatten wirken sich besonders die Entwicklungen der Tonarme und Tonabnehmer aus. Garrard Engineering Ltd. stellte den neuen Plattenwechsler „3000 LM“ mit ultraleichtem Tonarm vor. In der Vorführung wurde eine Schallplatte (45 U/min) mit großem Mittelloch auf einer kleinen Achse abgespielt, und zwar horizontal verschoben, um zu beweisen, daß der Tonarm auch in diesem Fall einwandfrei der Führung der Rillen folgt.

Starke Beachtung fand auch der Plattenwechsler „TD 224“ von Thorens mit seitlicher Stapelvorrichtung, bei der man während des Abspielens Platten vom Stapel entfernen oder andere auflegen kann.

Philips Electrical Ltd. stellte unter eigenem Namen in Österreich hergestellte Tonbandgeräte für das Heim (einschließlich des neuen Modells „EL 3548“) aus, und unter dem Namen der Tochtergesellschaft Peto Scott Studioausrüstungen, unter denen der in England erzeugte Prototyp einer Abspielkonsole „EL 3624“ aufief. Es

handelt sich hier um eine Weiterentwicklung des Typs „R. P 2/1“ der British Broadcasting Corporation, die der Firma eine Lizenz erteilte. Für die Grobeinstellung der gewünschten Rille wurde eine optische Anzeige entwickelt. Hierbei handelt es sich im wesentlichen um ein Hilfsmittel zum besseren Einblenden gewünschter Musikteile in das Programm.

Verschiedene Hersteller zeigten Stereo-Tonabnehmer mit elliptischer Diamantabstastnadel. Decca brachte ein Baumuster „III“ des „ffss“-Tonabnehmers heraus, das nur 2 p Auflagekraft erfordert und dessen elliptische Diamantnadel automatisch mit der größeren Achse zur Rille ausgerichtet ist, da die Nadel mit einem Vierkant in den Tonabnehmer eingesetzt wird. Es gelang nicht nur, die erforderliche Auflagekraft gegenüber dem Baumuster „II“ wesentlich zu verringern, sondern auch den Auslenkwert zu erhöhen.

Shure hat sich sehr schnell auf die von der EIA in den USA und der CCIR in Europa vorgeschlagene Norm von 15° für den vertikalen Schneidwinkel des Stichels eingestellt, obwohl noch nicht alle Schallplattenfirmen dazu übergegangen sind. Zwei neue Typen des Stereo-Tonabnehmers „Dyentic“ sind besonders für diesen Schneidwinkel gedacht und haben eine Vorrichtung, die bei übermäßiger Belastung des Tonarms die Diamantnadel des Abtasters einzieht. Die Typen lassen sich mit ausgezeichneten Resultaten sowohl für Stereo-Platten als auch für die neuen LP-Mono-Platten verwenden. Modell „M 44-S“ ist für Präzisionstonaarme bestimmt, die bei nur 0,75 ... 1,5 p der Rillenführung folgen können, und hat einen Diamanten mit 13 µm Spitzenradius. Modell „M 55-E“ ist mit einer elliptischen Nadel ausgerüstet, deren Radien 23 µm und 5 µm sind; die Höchstauflegekraft ist 1,5 p. Beide Typen haben folgende gleiche Kenndaten: Frequenzbereich 20 Hz ... 20 kHz; Auslenkung  $25 \cdot 10^{-6}$  cm/dyn; Übersprechdämpfung bei 1 kHz mehr als 25 dB; abgegebene Spannung 6 mV je Kanal bei 1 kHz und 5 cm/s. Beide Modelle wiegen 7 g.

Auch die dänische Firma Ortofon liefert ihre Stereo-Tonabnehmer nunmehr mit elliptischer Abstastnadel und mit oder ohne Übertrager; sie machte auf besonders günstige, in den USA durchgeführte Tests aufmerksam.

Die für ihre Tonabnehmer bekannte Firma Goldring hat den keramischen Stereo-Tonabnehmer „CS 90“ entwickelt, dessen Diamantabstastnadel einen Radius von 13 µm hat. Die an der Spitze wirksame Masse ist geringer als 1 mg, die Auslenkung seitlich  $10 \cdot 10^{-6}$  cm/dyn und senk-

recht  $8 \cdot 10^{-4}$  cm/dyn, die Auflagekraft 1,5 ... 3 p. Der Frequenzbereich ist 30 Hz bis 20 kHz, das Signal-Übersprechverhältnis -20 dB bei 1 kHz und -10 dB bei 10 kHz. Bei 1 kHz und je cm/s werden 50 mV bei einem Abschluß mit 1 ... 2 MOhm abgegeben.

#### Spezialmikrofone

Die Standard Telephones & Cables Ltd. hat sich auch mit den Problemen der sogenannten Halsmikrofone mit Lavalier-Ausstattung befaßt, die oft bei Fernsehinterviews benutzt und auf der Brust getragen werden. Diese Mikrofone werden nicht achsengerecht besprochen, und ein ausgestellter Prototyp mit einem Frequenzbereich von 40 Hz bis zu 9 ... 10 kHz hat einen Frequenzgang, der von 750 Hz

an um 3 dB ansteigt. Die Empfindlichkeit ist -70 dB; für die Impedanz wurden 200 Ohm gewählt, jedoch ist man bereit, diese den Kundenwünschen anzupassen. Die Abmessungen sind ungefähr 80 mm Länge bei 25 mm Durchmesser.

Für ihr FM-Funkmikrofonsystem „Radio-mic“ hat Luatraphone eine Mikrofon-Sender-Kombination „D 58/RT“ herausgebracht, die bei 33 mm Durchmesser nur 150 mm lang ist. Eine flexible Antenne ist an der Bodenplatte des Gehäuses befestigt. Der Frequenzbereich ist 70 Hz ... 10 kHz. Dem quartzgesteuerten Oszillator ist ein linearer Verstärker mit Dynamikregelung nachgeschaltet. Der Frequenzhub ist ±20 kHz und die ausgestrahlte Leistung 10 mW. Eine eingebaute Trockenbatterie „PP 3“ speist das Gerät.

## So baut das Ausland

### „Signalmaster 6077“, ein batteriebetriebener FM-Tuner mit NF-Vorverstärker

Für Tonbandaufnahmen von UKW-Sendungen haben sich UKW-Tuner bewährt; die dänische Firma Larsen & Høedholt legte ihren „Signalmaster 6077“ speziell für diesen Fall aus. Das Gerät kann natürlich ebenso gut auf einen nachgeschalteten NF-Verstärker oder auf Wiedergebearbeiten arbeiten oder über Kopfhörer abgehört werden.

Der mit sieben Transistoren und vier Halbleiterdioden bestückte „Signalmaster 6077“ wird mit 9 V betrieben (sechs Mini-Power-Batterien je 1,5 V) und ist daher brummfrei. Die Verwendung eines Mesa-Transistors in der HF-Eingangsstufe und vier ZF-Stufen gewährleisten eine hohe Empfindlichkeit. Für ein Signal/Rausch-Verhältnis von 26 dB ist beispielsweise eine Eingangsspannung von 2,5 µV erforderlich (Bild 1).

Die Schaltungstechnik geht aus Bild 2 hervor. Der Eingang ist für 75 Ohm Eingangsimpedanz ausgelegt. Das Signal gelangt über das π-Glied C3, L2, C4 zum Emittor des Mesa-Transistors T1 (AF 122) der in Basis-schaltung betriebenen festabgestimmten HF-Stufe T1 ist geregelt; die Regelspannung wird über R3 in die Basis eingespeist. Die auf T1 folgende Diode D1 (AA 122) dient als Dämpfungsdiode. Abgestimmt wird im Zwischenkreis C9, C11, L3. Der Transistor T2 (OC 615 M) des selbstschwingenden Mixers arbeitet ebenfalls in Basis-schaltung. C11, C17, C18, C19 und L4 bilden den Oszillatorkreis.

Über den ZF-Kreis L5 wird die ZF (10,7 MHz) auf den vierstufigen bandfiltergekoppelten ZF-Verstärker gegeben. Die vier Transistoren T3 ... T6 (4 x AF 126) werden in Emitterschaltung betrieben. Die Regelspannung für die HF-Stufe erzeugt man hinter T5 mit Hilfe der Diode D2 (AA 119).

Zur Demodulation ist ein Ratiodetektor mit den Dioden D3, D4 (2 x AA 119) eingesetzt. Die Deemphasis (60 µs) ist durch den Innenwiderstand des Ratiodetektors und durch die Glider R40, C50 festgelegt. Der Transistor T7 (OC 602 g) des anschließenden NF-Vorverstärkers hat eine frequenzunabhängige Gegenkopplung vom Collector auf die Basis; sie dient vor allem zur Stabilisierung des Arbeitspunktes von T7. Am Ausgang des NF-Vorverstärkers steht ein NF-Signal von maximal 1,5 V zur Verfügung.

Der „Signalmaster 6077“ wird in den Ausführungen „A“ (Empfangsbereich 87,5 bis 104,5 MHz) und „B“ (Empfangsbereich 87,5 bis 108,5 MHz) hergestellt. Er ist in einem Teakholzgehäuse untergebracht. Eine zusätzlich lieferbare Teleskopantenne läßt sich in einfacher Weise in die Eingangsbuchsen einsteckeln. Außer einem Schiebeshalter für die Ein-/Aus-Schaltung und dem Abtastknopf enthält das Gerät keine Bedienungselemente. Die langgestreckte, in MHz geeichte Skala des Tuners erlaubt eine einwandfreie Einstellung.

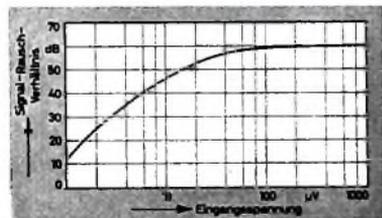


Bild 1. Signal/Rausch-Verhältnis des „Signalmaster 6077“ bei  $f = 92$  MHz und  $\Delta f = \pm 30$  kHz

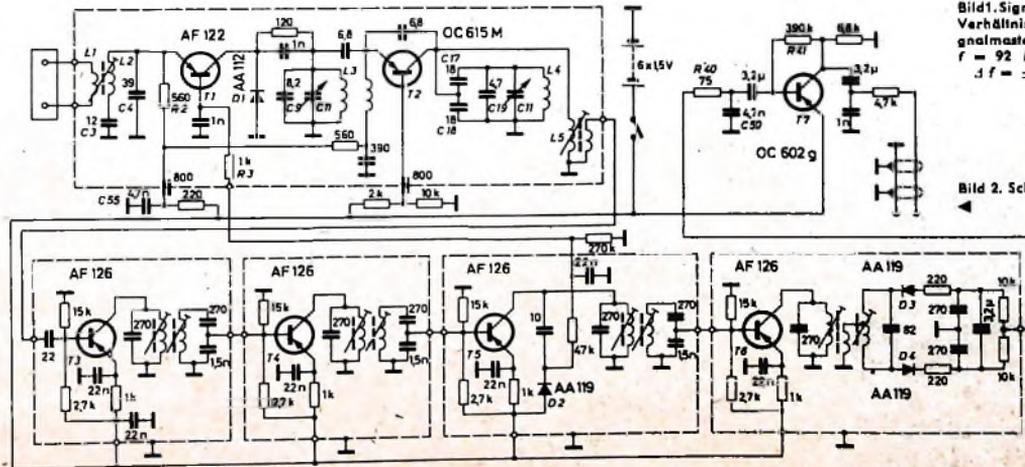


Bild 2. Schaltung des Gerätes

# Automatisches Batterieladegerät mit Transistoren

DK 621.355 162 621 382 3

Das im folgenden beschriebene Batterieladegerät ist besonders für das Wiederaufladen von „dryfit“-Akkumulatoren geeignet. Die Bleisammler werden nach einer optimalen Kennlinie geladen und nach Abschluß des Ladevorgangs elektronisch von der Stromquelle getrennt oder auf Pufferbetrieb umgeschaltet.

Die Stromregelung während des Ladens erfolgt in Abhängigkeit von der jeweils erreichten Klemmenspannung. Als Kriterien zur Abschaltung beziehungsweise Umschaltung auf eine konstante Pufferspannung werden die Mindestklemmenspannung (2,5 V je Zelle) und das Unterschreiten eines vorgegebenen Ladestromwertes herangezogen. Aus der Höhe der Klemmenspannung allein kann man nämlich (wegen ihrer Abhängigkeit vom jeweiligen Ladestrom) nicht auf den Ladestrom einer Batterie schließen.

Bild 1 zeigt die Schaltung eines Ladegerätes mit automatischer Batterieabschaltung. Nach dem Einschalten läßt sich der Starthilfekondensator C 2 über R 1 und R 2 auf. Der Ladestrom von C 2 bewirkt einen plötzlichen Spannungsabfall an diesen Widerständen, so daß T 1, der mit T 2 eine bistabile Kippstufe bildet, geöffnet

sinkt bei einer konstanten Spannung von 2,5 V je Zelle auf niedrige Werte. La 1 verlöscht und zeigt dadurch an, daß die Batterie zwar noch nicht ganz geladen, aber bei Bedarf wieder einsatzbereit ist. Der durch den Ladestrom bewirkte Spannungsabfall an R 1 ist mittels R 2 so einzustellen, daß der zur Durchsteuerung von T 1 notwendige Wert unterschritten wird, sobald der Ladestrom einen vorgegebenen kleinsten Wert erreicht. In diesem Augenblick kippt die bistabile Stufe zurück (T 1 sperrt, T 2 öffnet), und T 3 wird infolge der Potentialänderung an R 5 gesperrt. Dieser Zustand ist stabil, wenn der im Abschaltzeitpunkt durch T 2 fließende Strom niedriger als die Summe aus Batterieladestrom und Zenerstrom durch D 1 ist. Der Strom durch T 2 darf nämlich nur so hoch sein, daß der entstehende Spannungsabfall an R 1 nicht zur erneuten Durchsteuerung von T 1 führt. Soll der Ladevorgang wieder beginnen, so ist der Netzschalter kurzzeitig zu öffnen, damit sich der Starthilfekondensator C 2 entladen kann. Wenn man die im Bild 1 gestrichelt gezeichneten Bauelemente einfügt, zeigt das Verlöschen von La 2 auch die vollständige Ladung der Batterie an. R 1 ist bei dieser Schaltung wegen des zusätzlichen Stromes im Anzeigekreis (La 2, T 4) etwas zu verkleinern.

Die Schaltungsvariante nach Bild 2 ermöglicht die automatische Umschaltung der Batterie auf eine Pufferspannung zur Ladungserhaltung. Beim Unterschreiten des Abschaltstromwertes schaltet die bistabile Stufe (T 1, T 2) um. Der Transistor

T 3 wird aber in dieser Schaltung nicht vollständig gesperrt, sondern regelt die Batterie infolge des Spannungsabfalls an D 2 und R 7 auf eine konstante Pufferspannung von 2,3 V je Zelle. Belastet ein größerer Verbraucher während des Pufferbetriebs die Batterie, so kippt die bistabile Stufe wegen des Spannungsabfalls an R 1, und der Ladevorgang setzt wieder ein.

Diese Schaltung eignet sich besonders für alle Anwendungsfälle, bei denen Verbraucher und Batterie über das Ladegerät dauernd mit dem Wechselstromnetz verbunden sein können. Die Umschaltung auf konstante Pufferspannung erfolgt unabhängig vom zwischenzeitlich wieder ausgeschalteten Verbraucher erst dann, wenn die Batterie wieder voll geladen ist.

An Stelle des Starthilfekondensators C 2 kann in beiden Schaltungen auch die im Bild 2 gestrichelt gezeichnete Starthilfekombination C 3, R 8, D 3 angewendet werden. Nach jedem Abschalten des Ladevorgangs (T 3 gesperrt) entlädt sich C 3 über R 8. Jede Belastung der Batterie durch einen Verbraucher führt zu einem Stromstoß, der bei geeigneter Dimensionierung von R 8 den Wiederbeginn des Ladevorgangs auslöst. Wählt man R 8 sehr hochohmig, so schaltet sich der Ladestrom erst nach erheblichem Absinken der Batterieklemmenspannung ein. Kleinere Widerstandswerte bewirken dagegen, daß der Ladevorgang schon bei geringem Absinken der Klemmenspannung automatisch wiederbeginnt.

(Nach Unterlagen der Sonnenschein GmbH)

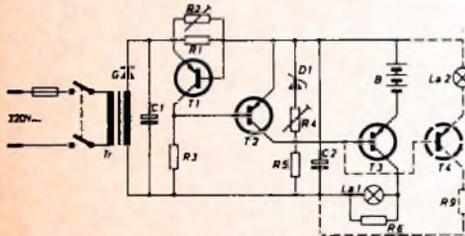


Bild 1. Schaltung eines Ladegerätes mit automatischer Abschaltung

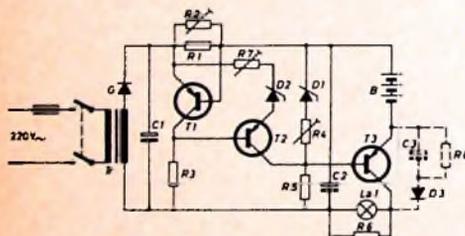


Bild 2. Schaltung des Ladegerätes mit automatischer Umschaltung auf Pufferbetrieb

wird. Da T 2 gesperrt ist, fließt nur ein geringer Strom durch R 5, und das Potential an der Basis von T 3 ist so negativ, daß dieser Transistor ganz durchgesteuert wird. Durch die Batterie B fließt daher der volle Ladestrom (Glühlampe La 1 leuchtet). Wenn die Batterie 80-90% ihrer Nennkapazität erreicht hat, steigt ihre Klemmenspannung auf den Betrag der Referenzspannung der Zenerdiode D 1 (genauer Abgleich auf 2,5 V x Zellenzahl der Batterie mittels R 4). Die Basis-Emitter-Spannung von T 3 nimmt dadurch ab, und der Ladestrom durch die Batterie

Tab. I. Dimensionierung der Batterieladegeräte

Batteriedaten Batterietypen (Sonnenschein)	0 V, 1 Ah „3 Ax 2“	6 V, 2...3 Ah „3 Bx 3“, „3 Gx 3“	6 V, 6...8 Ah „3 Fx 4“, „3 Fx 5“	12 V, 6...8 Ah „3 Fx 4“, „3 Fx 5“ (je 2 Stück)
Abschaltspannung	7,5 V	7,5 V	7,5 V	16 V
Abschaltstrom	10 mA	13 mA	30...40 mA	30...40 mA
Pufferspannung	6,9 V	6,9 V	6,9 V	13,8 V
Anfangsladestrom	180 mA	350 mA	800 mA	800 mA
Netztransformatoren Tr				
primär	220 V	220 V	220 V	220 V
sekundär	16 V, 0,3 A	17 V, 0,5 A	16 V, 1 A	20 V, 1 A
Innenwiderstand	10 Ohm	16 Ohm	4 Ohm	4 Ohm
G	E 30 C 360	E 30 C 600	B 30 C 1000	B 30 C 1000
T 1	OC 307	OC 307	OC 307 <sup>1)</sup>	OC 307 <sup>1)</sup>
T 2	OC 303	OC 303	OC 307	OC 307
T 3	AC 124	AC 124	2N2083 A	2N2083 A
T 4	AC 124	AC 124	AC 124	AC 124
D 1, D 2	SZ 7	SZ 7	SZ 7 <sup>1)</sup>	2 x SZ 7 <sup>1)</sup> oder SZL 12
D 3			BA 104 oder BA 108	
La 1			3,7 V, 0,3 A	
La 2	7 V; 0,1 A	7 V; 0,1 A	7 V; 0,1 A	14 V; 0,1 A
C 1 (25/30 V)	100 µF	250 µF	250 µF	260 µF
C 2, C 3 (25/30 V)			25 µF	
R 1	6,8 Ohm	6,8 Ohm	3,3 Ohm	2,2 Ohm
R 2			10...80 Ohm (abgleichen auf Abschaltstrom)	
R 3			1 kOhm	
R 4			50...250 Ohm	
R 5	680 Ohm	680 Ohm	150 Ohm	150 Ohm
R 6	10 Ohm	6,8 Ohm	3,3 Ohm	3,3 Ohm
R 7			50...200 Ohm	
R 8			(Regler einfügen, falls Zenerspannung an D 2 zu niedrig)	
R 9			0,6...5 MOhm etwa 10 Ohm	

<sup>1)</sup> mit Kühllachelle und Kühlblech

# Komplexe Zahlen

DK 511.14

In der Elektrotechnik, in der Physik und in anderen Wissenschaftszweigen hat der Begriff der komplexen Zahl eine große Bedeutung erlangt. Man denke dazu beispielsweise an die symbolische Rechnung der Wechselstromtechnik, an die Vierpol- und Filtertheorie usw. Die Kenntnis der komplexen Zahlen und der dafür geltenden besonderen Rechenregeln ist heute für jeden Elektrotechniker eine unumgängliche Notwendigkeit.

## 1. Der Begriff der komplexen Zahl

Die komplexen Zahlen wurden von dem deutschen Mathematiker K. F. Gauß eingeführt, ihre Grundlage ist die im reellen Zahlenbereich nicht erklärare positive Quadratwurzel aus  $-1$ , nämlich

$$j = +\sqrt{-1}$$

Man bezeichnet  $j = +\sqrt{-1}$  als imaginäre Einheit mit folgenden Eigenschaften:

$$j = +\sqrt{-1}, \quad j^2 = j \cdot j = \sqrt{-1} \cdot \sqrt{-1} = -1 \quad (1;1)$$

Daraus können weitere Rechenregeln abgeleitet werden:

$$j = +\sqrt{-1}, \quad j^2 = -1, \quad j^3 = j^2 \cdot j = -j, \quad j^4 = j^3 \cdot j = 1 \quad (1;2)$$

$$j^5 = j^4 \cdot j = j, \dots$$

Man kann komplexe Zahlen durch komplexe Zeiger darstellen. Zur geometrischen Veranschaulichung komplexer Zahlen führte Gauß die nach ihm benannte Gaußsche Zahlenebene ein. In der Gaußschen Zahlenebene ist jede komplexe Zahl  $z$  als ein Punkt darstellbar.

Die komplexe Gaußsche Zahlenebene besteht aus einer reellen und einer dazu senkrecht stehenden imaginären Achse. Die Einheit der reellen Achse ist die Zahl 1 (Eins), die Einheit der imaginären Achse ist die imaginäre Zahl  $j$  (Bild 1).

Wird die reelle Einheit 1 mit einer reellen Zahl  $x$ , die imaginäre Einheit  $j$  mit einer reellen Zahl  $y$  multipliziert und in der Gaußschen Zahlenebene auf der reellen Achse  $x \cdot 1 = x$ , auf der imaginären Achse  $j \cdot y$  aufgetragen, so erhält man durch Addition von  $x$  und  $jy$  die komplexe Zahl

$$z = x + jy \quad (1;3)$$

In der Gaußschen Zahlenebene kann die komplexe Zahl  $z$  als komplexer Zeiger gedeutet werden (Bild 2).

Komplexe Zeiger unterscheiden sich grundsätzlich von Vektoren (s. Funk-Techn. Bd. 18 (1963) Nr. 21, 22 und 23), obgleich beide einige gemeinsame Merkmale haben.

Die komplexe Zahl  $z$  hat den Betrag (die Länge)

$$|z| = +\sqrt{x^2 + y^2} \quad (1;4)$$

sie schließt mit der reellen Achse den Winkel  $\varphi$  ein.  $\varphi$  berechnet sich aus einer der folgenden Formeln:

$$\tan \varphi = \frac{y}{x}, \quad \varphi = \arctan \frac{y}{x}$$

$$\cos \varphi = \frac{x}{|z|}, \quad \varphi = \arccos \frac{x}{|z|} \quad (1;5)$$

$$\sin \varphi = \frac{y}{|z|}, \quad \varphi = \arcsin \frac{y}{|z|}$$

$x = \operatorname{Re} z$  nennt man den Realteil,  $y = \operatorname{Im} z$  den Imaginärteil der komplexen Zahl  $z$ . Weiterhin gilt für die Real- und Imaginärteile von  $z$ :

$$x = |z| \cos \varphi, \quad y = |z| \sin \varphi \quad (1;6)$$

Unter der zur komplexen Zahl  $z = x + jy$  zugeordneten konju-

giert komplexen Zahl  $z^*$  versteht man die komplexe Zahl

$$z^* = x - jy \quad (1;7)$$

Es gilt also

$$\operatorname{Re} z = \operatorname{Re} z^*, \quad \operatorname{Im} z = -\operatorname{Im} z^* \quad (1;8)$$

In geometrischer Veranschaulichung bedeutet die Bildung der zur komplexen Zahl  $z$  gehörenden konjugiert komplexen Zahl  $z^*$  eine Spiegelung von  $z$  an der reellen Achse (Bild 3).

Bild 1. Die Einheiten 1 und  $j$  in der Gaußschen Zahlenebene

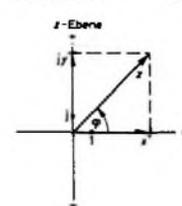


Bild 2. Darstellung von  $z = x + jy$  in der Gaußschen Zahlenebene

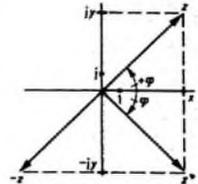
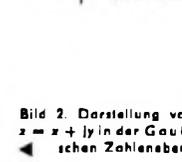


Bild 3. Darstellung von  $z = x + jy$  in der Gaußschen Zahlenebene und von  $z^*$

Der Begriff der konjugiert komplexen Zahl  $z^*$  gestattet die Berechnung des Betrages  $|z|$  jeder beliebigen komplexen Zahl  $z$ . Dazu wird das Produkt  $z z^*$  betrachtet:

$$z z^* = (x + jy)(x - jy) = (x + jy)x - (x + jy)jy = x^2 - j^2 y^2$$

Wegen  $j^2 = -1$  ergibt sich daraus die Beziehung

$$z z^* = |z|^2 = x^2 + y^2 \quad (1;9)$$

## 2. Funktionen mit komplexen Veränderlichen

Die reelle Analysis untersucht von reellen Variablen  $x$  abhängige Funktionen  $f(x)$  und deren Eigenschaften. Allgemein kann eine reelle Funktion von mehreren Variablen  $x_1, x_2, \dots, x_n$  abhängen:

$$f(x_1, x_2, \dots, x_n) \quad (2;1)$$

Gegenstand der sogenannten Funktionentheorie sind von komplexen Variablen  $z$  abhängige Funktionen  $f(z)$  und deren Eigenschaften. Für diese Funktionen gilt die Darstellung

$$w = f(z) = u(x, y) + jv(x, y) \quad (2;2)$$

Darin sind  $u(x, y) = \operatorname{Re} f(z)$  und  $v(x, y) = \operatorname{Im} f(z)$  reelle, von den reellen Variablen  $x$  und  $y$  abhängige eindeutige Funktionen, die sich nach der Beziehung

$$w = u + jv \quad (2;3)$$

zur komplexen Funktion  $w = f(z)$  zusammensetzen.

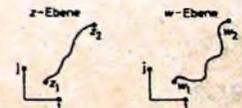
Man kann  $w = f(z) = u(x, y) + jv(x, y)$  als eindeutig umkehrbare Abbildung der  $z$ -Ebene auf die  $w$ -Ebene deuten. Jeder komplexen Zahl  $z$  sind danach zwei eindeutige reelle Funktionen  $u(x, y)$  und  $v(x, y)$  zugeordnet, die sich nach

$$f(z) = u(x, y) + jv(x, y)$$

eindeutig zur komplexen Funktion  $w = f(z)$  zusammensetzen. Jedem Punkt  $z$  der  $z$ -Ebene ist also umkehrbar eindeutig ein Punkt  $w = f(z)$  in der  $w$ -Ebene zugeordnet (Bild 4). Diese Eindeutigkeit erzwingt man durch Einführung sogenannter Riemannscher Flächen. Darauf kann hier allerdings nicht eingegangen werden.

Auf die äußerst interessanten und wichtigen Eigenschaften der Funktionen von komplexen Veränderlichen kann im Rahmen eines Ein-

Bild 4. Darstellung von  $w = f(z)$



führungselehrgangs in den Umgang mit komplexen Zahlen ebenfalls nicht eingegangen werden. Das ist Gegenstand der Funktionentheorie. Die Funktionentheorie spielt in der Technik und Physik eine große Rolle. Als Beispiele seien die Potentialtheorie, die Laplace-Transformation und die Strömungslehre angeführt.

### 3. Rechenregeln der komplexen Zahlen

In diesem Abschnitt werden die Regeln der Addition, Subtraktion, Multiplikation und Division komplexer Zahlen behandelt.

#### 3.1. Addition und Subtraktion komplexer Zahlen

Zwei komplexe Zahlen  $z_1 = x_1 + j y_1$  und  $z_2 = x_2 + j y_2$  werden addiert, indem ihre Real- und Imaginärteile addiert und zur komplexen Zahl

$$z = z_1 + z_2 = x + j y = (x_1 + x_2) + j (y_1 + y_2) \quad (3;1)$$

zusammengesetzt werden.

Die Addition bzw. Subtraktion komplexer Zahlen ist kommutativ, das heißt, es gilt

$$z = z_1 + z_2 = z_2 + z_1 \quad (3;2)$$

Im Bild 5 ist die Addition zweier komplexer Zahlen  $z_1$  und  $z_2$  geometrisch veranschaulicht. Man erkennt, daß die Addition komplexer

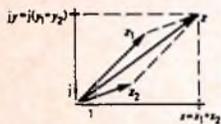


Bild 5. Geometrische Veranschaulichung der Addition komplexer Zahlen



Bild 6. Subtraktion zweier komplexer Zahlen

Zahlen analog der Addition von gewöhnlichen Vektoren erfolgt.

Für die Subtraktion  $z = z_1 - z_2$  gilt entsprechend

$$z = z_1 - z_2 = (x_1 - x_2) + j (y_1 - y_2) \quad (3;3)$$

woraus

$$z = z_1 - z_2 = (x_1 - x_2) + j (y_1 - y_2) \quad (3;4)$$

folgt. Diese Subtraktion zeigt Bild 6 in geometrischer Veranschaulichung.

Allgemein gilt:

Die Addition (Subtraktion) komplexer Zahlen  $z_1, z_2, \dots, z_n$  erfolgt in der Weise, daß deren Real- und Imaginärteile addiert (subtrahiert) und zu

$$z = z_1 + z_2 + \dots + z_n = x + j y = \left( \sum_{k=1}^n x_k \right) + j \left( \sum_{k=1}^n y_k \right) \quad (3;5)$$

zusammengesetzt werden.

#### 3.2. Multiplikation und Division komplexer Zahlen

Aus den komplexen Zahlen  $z_1 = x_1 + j y_1$  und  $z_2 = x_2 + j y_2$  wird das Produkt  $z = z_1 z_2$  gebildet. Das Ergebnis ist

$$z = z_1 z_2 = x + j y = (x_1 + j y_1) (x_2 + j y_2) \quad (3;6)$$

$$z = z_1 z_2 = (x_1 x_2 - y_1 y_2) + j (x_1 y_2 + x_2 y_1)$$

Die Komponenten  $x$  und  $y$  der bei der Multiplikation  $z_1 z_2$  entstandenen komplexen Zahl  $z$  lauten:

$$x = \operatorname{Re} z_1 z_2 = x_1 x_2 - y_1 y_2, \quad y = \operatorname{Im} z_1 z_2 = x_1 y_2 + x_2 y_1 \quad (3;7)$$

Die Division  $z = \frac{z_1}{z_2}$  kann auf die Multiplikation zurückgeführt werden. Multipliziert man den Quotienten  $z_1/z_2$  im Nenner und Zähler mit der zu  $z_2$  konjugiert komplexen Zahl  $z_2^*$ , so folgt wegen  $z_2 z_2^* = x_2^2 + y_2^2$  die Beziehung

$$z = x + j y = \frac{z_1}{z_2} = \frac{z_1 z_2^*}{z_2 z_2^*} = \frac{(x_1 + j y_1) (x_2 - j y_2)}{x_2^2 + y_2^2} \quad (3;8)$$

$$\frac{z_1}{z_2} = \frac{x_1 x_2 + y_1 y_2 + j (-x_1 y_2 + x_2 y_1)}{x_2^2 + y_2^2}$$

Die Komponenten  $x, y$  der bei der Division  $\frac{z_1}{z_2}$  entstandenen kom-

plexen Zahl  $z$  lauten:

$$x = \operatorname{Re} \frac{z_1}{z_2} = \frac{x_1 x_2 + y_1 y_2}{x_2^2 + y_2^2}, \quad y = \operatorname{Im} \frac{z_1}{z_2} = \frac{-x_1 y_2 + x_2 y_1}{x_2^2 + y_2^2} \quad (3;9)$$

Leider sind die bisher abgeleiteten Formeln über die Multiplikation und Division komplexer Zahlen noch etwas umständlich und unanschaulich. Das liegt an der Komponentendarstellung. Es soll jetzt eine wesentlich einfachere Form abgeleitet und die Multiplikation sowie Division komplexer Zahlen anschaulich gedeutet werden. Dazu dient die berühmte Eulersche Formel

$$e^{j\varphi} = \cos \varphi + j \sin \varphi \quad (3;10)$$

Darin bedeutet  $e = 2,718\dots$  die Basis der natürlichen Logarithmen.

Man denke sich eine beliebige komplexe Zahl  $z = x + j y$  gegeben. Zwischen dem Betrag von  $z$ , also  $|z|$ , und den Komponenten  $x, y$  besteht die Beziehung

$$x = |z| \cos \varphi, \quad y = |z| \sin \varphi \quad (3;11)$$

Geht man mit Gl. (3;11) in  $z = x + j y$  ein, so folgt unter Beachtung der Eulerschen Formel (3;10) die Beziehung

$$z = x + j y = |z| (\cos \varphi + j \sin \varphi) = |z| e^{j\varphi} \quad (3;12)$$

Ergebnis:

$$z = |z| e^{j\varphi} \quad (3;13)$$

Für die Multiplikation zweier beliebiger komplexer Zahlen

$z_1 = x_1 + j y_1$  und  $z_2 = x_2 + j y_2$  ergibt sich mit Gl. (3;13) und

$$\varphi_1 = \arctan \frac{y_1}{x_1}, \quad \varphi_2 = \arctan \frac{y_2}{x_2} \quad (3;14)$$

die Darstellung

$$z_1 = |z_1| e^{j\varphi_1}, \quad z_2 = |z_2| e^{j\varphi_2} \quad (3;15)$$

Bildet man das Produkt  $z_1 z_2$ , so folgt mit Hilfe von Gl. (3;15) die Beziehung

$$z = |z| e^{j\varphi} = z_1 z_2 = |z_1| |z_2| e^{j\varphi_1} e^{j\varphi_2} = |z_1| |z_2| e^{j(\varphi_1 + \varphi_2)} \quad (3;16)$$

Ergebnis:

$$z = z_1 z_2 = |z| e^{j\varphi} = |z_1| |z_2| e^{j(\varphi_1 + \varphi_2)} \quad (3;17)$$

Der Betrag der komplexen Zahl  $z = z_1 z_2$  ist gleich dem Produkt  $|z_1| |z_2|$  der Beträge  $|z_1|, |z_2|$  der komplexen Zahlen  $z_1$  und  $z_2$ , das Argument von  $z$  ( $\varphi = \arg z$ ) ist gleich der Summe der Argumente  $\varphi_1$  und  $\varphi_2$  der komplexen Zahlen  $z_1$  und  $z_2$ . Es gilt also

$$\varphi = \arg z = \arg z_1 z_2 = \arg z_1 + \arg z_2 = \varphi_1 + \varphi_2 \quad (3;18)$$



Bild 7. Darstellung der Multiplikation  $z = z_1 z_2$

Im Bild 7 ist die Multiplikation  $z_1 z_2$  geometrisch dargestellt. Man kann die Multiplikation zweier komplexer Zahlen  $z_1$  und  $z_2$  als Drehstreckung deuten, das heißt, es findet eine durch  $|z_1| |z_2|$  beschriebene Streckung und eine durch  $\varphi_1 + \varphi_2$  beschriebene Drehung statt.

Die Verallgemeinerung auf die Multiplikation  $n$  komplexer Zahlen  $z_1, z_2, \dots, z_n$  verläuft analog.

Es gilt dann:

$$z = z_1 z_2 \dots z_n = |z_1| |z_2| \dots |z_n| e^{j(\varphi_1 + \varphi_2 + \dots + \varphi_n)} = |z| e^{j\varphi} \quad (3;19)$$

Ebenso einfach ist die Deutung der Division  $z = z_1/z_2$  zweier komplexer Zahlen.

Aus

$$z_1 = |z_1| e^{j\varphi_1}, \quad z_2 = |z_2| e^{j\varphi_2}$$

folgt

$$z = |z| e^{j\varphi} = \frac{z_1}{z_2} = \frac{|z_1| e^{j\varphi_1}}{|z_2| e^{j\varphi_2}} = \frac{|z_1|}{|z_2|} e^{j(\varphi_1 - \varphi_2)} \quad (3;20)$$

Für die Division  $z = \frac{z_1}{z_2}$  gilt also

$$|z| = \frac{|z_1|}{|z_2|}, \quad \varphi = \arg \frac{z_1}{z_2} = \arg z_1 - \arg z_2 = \varphi_1 - \varphi_2 \quad (3;21)$$

Komplexe Zahlen werden dividiert, indem ihre Beträge dividiert und ihre Argumente subtrahiert werden.

Führt man in den Quotienten  $\frac{z_1}{z_2}$  die komplexe Zahl  $\frac{1}{z_2} = z_2^{-1}$  ein, so ist damit die Division auf eine Multiplikation zurückgeführt.

Bild 8 zeigt die geometrische Veranschaulichung der Division  $\frac{z_1}{z_2}$ .

Man kann die Eulersche Formel Gl. (3;10)

$$e^{j\omega t} = \cos \omega t + j \sin \omega t$$

sehr anschaulich deuten. Dazu sei statt des Drehwinkels  $\varphi$  der Winkel

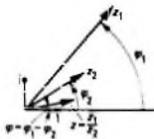


Bild 8. Division zweier komplexer Zahlen

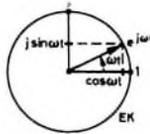


Bild 9. Geometrische Veranschaulichung der Eulerschen Formel

$\varphi = \omega t$  eingeführt, wobei  $\omega$  die Winkelgeschwindigkeit  $\frac{d\varphi}{dt}$  darstellt. Damit ergibt sich

$$e^{j\omega t} = \cos \omega t + j \sin \omega t \quad (3;22)$$

Danach kann  $e^{j\omega t}$  wegen  $|e^{j\omega t}| = 1$  als ein mit der Winkelgeschwindigkeit  $\omega$  in der komplexen Zahlenebene umlaufender komplexer Zeiger gedeutet werden, dessen Spitze auf dem sogenannten Einheitskreis EK liegt. Unter dem Einheitskreis EK versteht man einen Kreis vom Radius 1. Bild 9 zeigt die geometrische Darstellung der Eulerschen Formel.

### 3.3 Der Begriff der inversen komplexen Zahl $z^{-1}$

Zwei komplexe Zahlen  $z_1$  und  $z_2$  heißen zueinander invers, wenn das Produkt  $z_1 z_2$  gleich 1 ist.

Aus der Bedingung  $z_1 z_2 = 1$  folgt

$$z_2 = \frac{1}{z_1} = z_1^{-1}, \quad z_1 = \frac{1}{z_2} = z_2^{-1} \quad (3;23)$$

Die zu einer beliebigen komplexen Zahl  $z$  gehörende inverse Zahl  $z^{-1}$ , auch kurz Inverse genannt, hat wegen  $z = |z| e^{j\varphi}$  und  $z^{-1} = \frac{1}{z} = \frac{1}{|z|} e^{-j\varphi}$  das gleiche Argument  $-\varphi$  wie die zu  $z$  gehörende

konjugiert komplexe Zahl  $z^*$ , ihr Betrag ist um den Faktor  $\frac{1}{|z|^2}$

kleiner als der Betrag von  $z$  oder von  $z^*$ .

Es gilt also

$$z^{-1} = \frac{z^*}{|z|^2}, \quad z z^{-1} = 1 \quad (3;24)$$

Eine beliebige komplexe Zahl  $z$  sei als Zeiger in der Gaußschen Zahlenebene dargestellt, der Nullpunkt von  $z$  ist der Nullpunkt  $0$  der Gaußschen Zahlenebene. Um  $0$  sei ein Kreis vom Radius 1, der sogenannte Einheitskreis EK, gezeichnet. Für  $|z| > 1$  liegt die zu  $z$  gehörende Inverse  $z^{-1}$  innerhalb, für  $|z| < 1$  außerhalb und für  $|z| = 1$  auf dem Einheitskreis (Bilder 10, 11 und 12).

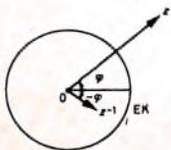


Bild 10. Für  $|z| > 1$  liegt die zu  $z$  gehörende Inverse  $z^{-1}$  innerhalb des Einheitskreises

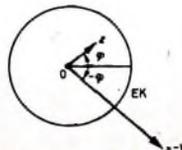


Bild 11. Für  $|z| < 1$  liegt die zu  $z$  gehörende Inverse  $z^{-1}$  außerhalb des Einheitskreises

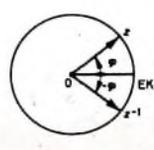


Bild 12. Für  $|z| = 1$  liegt die zu  $z$  gehörende Inverse  $z^{-1}$  auf dem Einheitskreis

Die Richtungen von  $z$  und der zugehörigen Inversen  $z^{-1}$  liegen spiegelbildlich zur reellen Achse. Der Zeiger  $z^{-1}$  zeigt in die gleiche Richtung wie der konjugiert komplexe Zeiger  $z^*$ . Die Bildung der zu einer beliebigen komplexen Zahl  $z$  gehörenden Inversen  $z^{-1}$  kann als Spiegelung am Einheitskreis EK aufgefaßt werden.

Als Beispiel zweier inverser Größen seien der Wechselstromwiderstand  $Z$  und der zugehörige Wechselstromleitwert  $\bar{Y} = Z^{-1}$  angeführt, für die die Beziehung

$$Z \bar{Y} = \bar{Y} Z^{-1} = 1 \quad (3;25)$$

gilt. (Ein Strich über einem Formelbuchstaben kennzeichnet denselben als komplexe Größe.)

## 4. Komplexe Größen in der Wechselstromtechnik

### 4.1. Die symbolische Rechnung

Eine Wechselspannung  $u(t) = U_0 \cos(\omega t + \varphi_u)$  der Kreisfrequenz  $\omega = 2\pi f$  ( $f$  = Frequenz in Hz) kann durch

$$\bar{U} = \bar{U}_0 e^{j\varphi_u}, \quad (4;1)$$

ein Wechselstrom  $i(t) = I_0 \cos(\omega t + \varphi_i)$  durch

$$\bar{I} = \bar{I}_0 e^{j\varphi_i} \quad (4;2)$$

beschrieben werden.

Darin sind  $U_0$  und  $I_0$  konstante komplexe Zeiger, für die

$$\bar{U}_0 = U_0 e^{j\varphi_u}, \quad \bar{I}_0 = I_0 e^{j\varphi_i} \quad (4;3)$$

gilt.

$U_0$  ist der Betrag,  $\varphi_u$  der Phasenwinkel von  $\bar{U}_0$ . Entsprechend ist  $I_0$  der Betrag,  $\varphi_i$  der Phasenwinkel von  $\bar{I}_0$  (Bilder 13 und 14).  $\bar{U}_0$  beziehungsweise  $\bar{I}_0$  kann man als Anfangswerte von  $\bar{U}$  beziehungsweise  $\bar{I}$  für  $t = 0$  deuten.

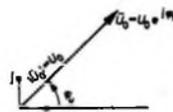


Bild 13. Darstellung von  $U_0 = U_0 e^{j\varphi_u}$

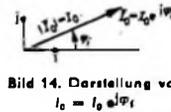


Bild 14. Darstellung von  $I_0 = I_0 e^{j\varphi_i}$

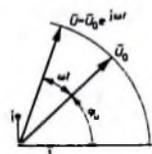


Bild 15. Darstellung von  $U = U_0 e^{j\omega t}$

Mathematisch stellt  $\bar{U} = \bar{U}_0 e^{j\omega t}$  die Multiplikation zweier komplexer Größen, nämlich  $\bar{U}_0$  und  $e^{j\omega t}$ , dar. Das gibt Bild 15 wieder. Wegen  $|e^{j\omega t}| = 1$  bedeutet  $\bar{U} = \bar{U}_0 e^{j\omega t}$  einfach eine Drehung des Vektors  $\bar{U}_0$  mit der Winkelgeschwindigkeit  $\omega$  und dem Winkel  $\omega t$  in der komplexen Zahlenebene.

Der Betrag von  $\bar{U}$  ist

$$|\bar{U}| = |\bar{U}_0 e^{j\omega t}| = U_0, \quad (4;4)$$

sein Argument ist

$$\arg \bar{U} = \arg \bar{U}_0 e^{j\omega t} = \arg U_0 e^{j(\varphi_u + \omega t)} = \varphi_u + \omega t \quad (4;5)$$

Eine ganz analoge Deutung gilt für  $\bar{I} = \bar{I}_0 e^{j\omega t}$ . Natürlich haben nur die Real- beziehungsweise Imaginärteile von  $\bar{U} = \bar{U}_0 e^{j\omega t}$  und  $\bar{I} = \bar{I}_0 e^{j\omega t}$  eine physikalische Bedeutung. Es gilt

$$\operatorname{Re} \bar{U} = U_0 \cos(\omega t + \varphi_u), \quad \operatorname{Im} \bar{U} = U_0 \sin(\omega t + \varphi_u),$$

$$\operatorname{Re} \bar{I} = I_0 \cos(\omega t + \varphi_i), \quad \operatorname{Im} \bar{I} = I_0 \sin(\omega t + \varphi_i).$$

$\operatorname{Re} \bar{U}$  und  $\operatorname{Re} \bar{I}$  bezeichnet man als Wirkanteile,  $\operatorname{Im} \bar{U}$  und  $\operatorname{Im} \bar{I}$  als Blindanteile der Spannung  $\bar{U}$  beziehungsweise des Stroms  $\bar{I}$ . Die symbolische Rechnung ist als ein sehr vorteilhaftes Rechenhilfsmittel zu betrachten.

Nach Abschluß der formalen Berechnung muß man zu den Real- beziehungsweise Imaginärteilen übergehen, um eine physikalische Deutung zu erhalten.

#### 4.1.1. Komplexe Widerstände und Leitwerte

Es sei ein beliebiger passiver Zweipol mit dem komplexen Gesamtwiderstand  $Z$  gegeben. Die Wechselspannung  $\bar{U} = \bar{U}_0 e^{j\omega t}$  bewirkt einen Wechselstrom  $\bar{I} = \bar{I}_0 e^{j\omega t}$ . Zwischen  $\bar{U}$  und  $\bar{I}$  besteht der Zusammenhang

$$\bar{U} = \bar{I} Z \quad (4;7)$$

Gl. (4;7) ist das Ohmsche Gesetz für Wechselspannungen (Bild 16).

Für  $Z$  lassen sich noch andere Darstellungen angeben:

$$\bar{Z} = Z e^{j\varphi} = \frac{\bar{U}}{I} = \frac{\bar{U}_0}{I_0} = \frac{U_0 e^{j\varphi_u}}{I_0 e^{j\varphi_i}} = \frac{U_0}{I_0} e^{j(\varphi_u - \varphi_i)} \quad (4;8)$$



$$Z = |\bar{Z}| = \frac{|\bar{U}_0|}{|I_0|} = \frac{U_0}{I_0} \text{ ist der Scheinwiderstand, } \varphi = \varphi_u - \varphi_i$$

der Phasenwinkel des komplexen Wechselstromwiderstandes. Bei gegebenem Wechselstromwiderstand  $\bar{Z}$  errechnet sich der Scheinwiderstand  $Z$  zu

$$Z = + \sqrt{(\text{Re } \bar{Z})^2 + (\text{Im } \bar{Z})^2} = + \sqrt{Z_W^2 + Z_B^2} = + \sqrt{ZZ^*} \quad (4;9)$$

Der Phasenwinkel  $\varphi$  errechnet sich aus einer der Beziehungen

$$\tan \varphi = \frac{\text{Im } \bar{Z}}{\text{Re } \bar{Z}}, \quad \varphi = \arctan \frac{Z_B}{Z_W}; \quad (4;10)$$

$$\cos \varphi = \frac{\text{Re } \bar{Z}}{Z}; \quad \varphi = \arccos \frac{\text{Re } \bar{Z}}{Z} = \arccos \frac{Z_W}{Z}$$

Man bezeichnet  $\cos \varphi = \frac{Z_W}{Z} = \frac{\text{Re } \bar{Z}}{Z}$  als Leistungsfaktor.

Der komplexe Wechselstromwiderstand  $\bar{Z}$  läßt sich in der Form

$$\bar{Z} = Z_W + j Z_B \quad (4;11)$$

darstellen.  $Z_W = \text{Re } \bar{Z}$  bedeutet den Wirkwiderstand,  $Z_B = \text{Im } \bar{Z}$  den Blindwiderstand des Wechselstromwiderstandes  $\bar{Z}$ . Zwischen dem Wechselstromwiderstand  $Z$  und dem Wechselstromleitwert  $\bar{Y} = \bar{Z}^{-1}$  des Zweipols besteht der Zusammenhang

$$\bar{Y} \bar{Z} = \bar{Z} \bar{Z}^{-1} = 1 \quad (4;12)$$

Den Realteil von  $\bar{Y} = Y_W + j Y_B$  bezeichnet man als Wirkleitwert, den Imaginärteil als Blindleitwert.

Nach Gl. (4;12) sind Wechselstromwiderstand  $\bar{Z}$  und Wechselstromleitwert zueinander invers.

Für die geometrische Konstruktion von  $\bar{Y}$  bei gegebenem  $\bar{Z}$  und umgekehrt sei auf [1] verwiesen.

Das Ohmsche Gesetz Gl. (4;7) für Wechselspannungen erlaubt eine sehr einfache und anschauliche Deutung.

Denkt man sich in einem bestimmten Zeitpunkt  $t$  den Wechselstrom  $I = I_0 e^{j\omega t}$  nach Betrag und Richtung gegeben, so errechnet sich bei bekanntem Wechselstromwiderstand  $Z$  die zugehörige Wechselspannung zu

$$\bar{U} = \bar{I} \bar{Z}. \quad (4;13)$$

Das Produkt  $\bar{I} \bar{Z}$  bedeutet mathematisch die Multiplikation zweier komplexer Größen. In geometrischer Veranschaulichung stellt das Ohmsche Gesetz für Wechselspannungen eine Drehstreckung dar. Danach ist der Zeiger  $\bar{I}$  um den Faktor  $Z$ , also auf  $\bar{I} Z$ , zu strecken und der so entstehende Zeiger noch um den Winkel  $\varphi$  zu drehen.

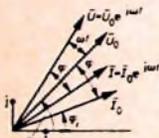


Bild 17. Geometrische Veranschaulichung des Ohmschen Gesetzes für Wechselspannungen



Bild 18. Schematische Darstellung der Addition komplexer Wechselstromwiderstände

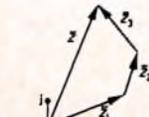


Bild 19. Beispiel zur Addition von Wechselstromwiderständen

Der neue Winkel ist durch

$$\arg \bar{U} = \arg \bar{I} \bar{Z} = \arg I Z e^{j(\omega t + \varphi_i)} e^{j\varphi} = \omega t + \varphi_i + \varphi = \omega t + \varphi_u \quad (4;14)$$

gegeben.

$\bar{U}$  und  $\bar{I}$  schließen den konstanten Winkel  $\varphi = \varphi_u - \varphi_i$  ein und führen eine Drehung mit der konstanten Winkelgeschwindigkeit  $\omega$  um mathematisch positiven Sinn aus. Das ist im Bild 17 dargestellt.

#### 4.1.2. Serienschaltung und Parallelschaltung von Wechselstromwiderständen

Bei der Serienschaltung von  $n$  Wechselstromwiderständen  $\bar{Z}_1, \bar{Z}_2, \dots, \bar{Z}_n$  addieren sich diese komplex zum gesamten Wechselstromwiderstand

$$\bar{Z} = \sum_{k=1}^n \bar{Z}_k \quad (4;15)$$

Im Bild 18 ist diese Serienschaltung symbolisch, im Bild 19 für den Fall  $n = 3$  geometrisch dargestellt.



Bild 20. Parallelresonanzkreis

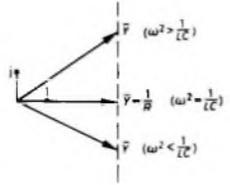


Bild 21. Ortskurve des Parallelresonanzkreises (Leitwert-Diagramm)

Bei der Parallelschaltung von  $n$  Wechselstromwiderständen  $\bar{Z}_1, \bar{Z}_2, \dots, \bar{Z}_n$  addieren sich deren Wechselstromleitwerte  $\bar{Y}_k = \bar{Z}_k^{-1}$  komplex zum gesamten Wechselstromleitwert

$$\bar{Y} = \sum_{k=1}^n \bar{Y}_k = \sum_{k=1}^n \bar{Z}_k^{-1} \quad (4;16)$$

Die geometrische Darstellung von  $\bar{Z}$  und  $\bar{Y}$  in Abhängigkeit von Schaltungsparametern oder der Frequenz heißt Ortskurve.

#### 4.1.3. Wechselstromwiderstände und Wechselstromleitwerte von Ohmschen Widerständen, Induktivitäten und Kapazitäten

Einem Ohmschen Widerstand  $R$  ist der Wechselstromwiderstand  $\bar{Z}_R$  und der Wechselstromleitwert  $\bar{Y}_R = \bar{Z}_R^{-1}$  zugeordnet:

$$\bar{Z}_R = R, \quad \bar{Y}_R = \frac{1}{R}. \quad (4;17)$$

Einer idealen Induktivität der Selbstinduktion  $L$  ist der Wechselstromwiderstand  $\bar{Z}_L$  und der Wechselstromleitwert  $\bar{Y}_L$  zugeordnet:

$$\bar{Z}_L = j \omega L, \quad \bar{Y}_L = \frac{1}{j \omega L} = -\frac{j}{\omega L}. \quad (4;18)$$

Eine Kapazität  $C$  hat den Wechselstromwiderstand  $\bar{Z}_C$  und den Wechselstromleitwert  $\bar{Y}_C$ . Es gilt

$$\bar{Z}_C = \frac{1}{j \omega C} = -\frac{j}{\omega C}, \quad \bar{Y}_C = j \omega C. \quad (4;18)$$

#### 4.1.4. Parallelresonanzkreis als Anwendungsbeispiel

Es sei der im Bild 20 dargestellte Parallelresonanzkreis betrachtet.

Der Induktivität  $L$  ist der Leitwert  $\bar{Y}_L = -\frac{j}{\omega L}$ , der Kapazität  $C$  der Leitwert  $\bar{Y}_C = j \omega C$  und dem Ohmschen Widerstand  $R$  der Leitwert  $\bar{Y}_R = \frac{1}{R}$  zugeordnet. Durch Addition dieser Leitwerte ergibt sich der gesamte Wechselstromleitwert

$$\bar{Y} = \bar{Y}_R + \bar{Y}_L + \bar{Y}_C = \frac{1}{Z} = \frac{1}{R} + j \left( \omega C - \frac{1}{\omega L} \right) = Y_W + j Y_B \quad (4;20)$$

Für  $\omega^2 > \frac{1}{LC}$  liegt  $\bar{Y}$  in der rechten oberen Halbebene, für  $\omega^2 < \frac{1}{LC}$  liegt  $\bar{Y}$  in der rechten unteren Halbebene. Im Resonanzfall (das heißt für  $\omega^2 = \frac{1}{LC}$ ) ist  $\bar{Y} = \frac{1}{R}$ , also reell. Bei fehlender Dämpfung, das heißt für  $R = \infty$ , wirkt im Resonanzfall der Parallelresonanzkreis wie ein unendlich großer Widerstand. Im Bild 21 sind diese Verhältnisse grafisch als Ortskurve dargestellt. Die gestrichelt gezeichnete Ortskurve verläuft bei einer Frequenzänderung senkrecht zur reellen Achse.

#### Schrifttum

[1] Prinz, F. J.: Geometrische Darstellung und Ermittlung von komplexen Widerständen. Funk-Techn. Bd 16 (1961) Nr. 1, S. 26-28, Nr. 2, S. 58, Nr. 3, S. 88 bis 90

# Erfahrungen mit dem CDR-Antennenrotor „TR-2 A“

Beim Aufbau von Rotary-Beam-Antennenanlagen hat sich der CDR-Rotor „TR-2 A“ bewährt, der Lasten bis 70 kg auch bei höheren Windgeschwindigkeiten sicher drehen kann. Das Gehäuse besteht aus einer wetterfesten Metalllegierung und hat eine strömungstechnisch günstige Form. Die robuste Ausführung des Schwennmotors und die hochbeanspruchbaren Rollenlager gewährleisten eine langjährige störungsfreie Betriebsdauer des Antennenrotors.

Zu dem Rotor gehört ein Steuergerät (Bild 1), das auch die Betriebsspannungen liefert und an dem die jeweilige Stellung der Antenne mit Glühlampen angezeigt wird. Eine Wipptaste schaltet die Stromversorgung ein und bestimmt gleichzeitig die Drehrichtung des glockenförmigen Oberteils des Rotors. Es dreht sich in etwa 40 Sekunden um 375°, das heißt, es führt etwas mehr als eine ganze Umdrehung aus. In der Endstellung wird der Rotor durch einen Endschalter abgeschaltet und dieser Zustand am Steuergerät angezeigt. Die Verbindung von Rotor und Steuergerät erfolgt über ein wetterfestes Kabel mit acht farbigen gekennzeichneten Adern. Für Leitungslängen bis 28 m genügt ein Querschnitt von  $8 \times 0,5 \text{ mm}^2$ . Bei Leitungslängen bis zu 40 m ist ein Querschnitt von  $8 \times 0,75 \text{ mm}^2$  und bei Längen bis zu 55 m von  $8 \times 1 \text{ mm}^2$  zu empfehlen. Bild 2 zeigt das Schaltbild des Steuergerätes und des Rotors. Vier Leitungen werden für die Anzeigelampen und vier weitere Adern für die Steuerung benötigt.



Bild 1. Das Steuergerät des Antennenrotors auf dem Stationstisch

Diese Anordnung hat folgenden Vorteil: Da das Antennenrohr genau senkrecht stehen muß – sonst bewegt sich das Rohrende in 1...2 m Höhe auf einer Ellipsenbahn – kann man mit dem 2-Zoll-Rohr den senkrechten Stand justieren, zum Beispiel durch Abdrehen einzelner Rohraußenpartien. Die einmal gefundene richtige Einstellung bleibt immer erhalten, auch wenn man das Antennentragrohr austauscht. Das Kugellager muß wasserdicht abgeschlossen sein, um Einfrieren in der kalten Jahreszeit und eine Zerstörung durch Korrosion zu vermeiden. Es wird daher in ein dichtes Metallgehäuse gesetzt und durch Simmerringe abgedichtet. Ein zusätzliches Dach am Fußpunkt des Antennenrohres leitet am Rohr herunterlaufendes Wasser ab.

Die Bilder 4 und 5 zeigen Einzelheiten der Oberlager-Konstruktion. Sämtliche Metallteile (einschließlich der Schrauben) sind feuerverzinkt. Außerdem ist es ratsam, die Schrauben und das Kugellager gut einzufetten.

### Rotorsteuerung von zwei verschiedenen Arbeitsplätzen aus

Das Antennenrohr kann im allgemeinen mehr als nur eine Antenne tragen, beispielsweise einen KW-Beam für 10, 15 und 20 m (Mosley-3-Elemente-Yagi) sowie eine 10-Elemente-Antenne für 144 MHz. Es erwies sich als zweckmäßig, den Rotor an

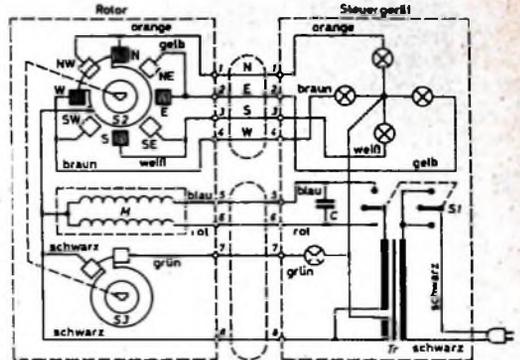


Bild 2. Schaltung von Antennenrotor und Steuergerät

### Montage des Rotors

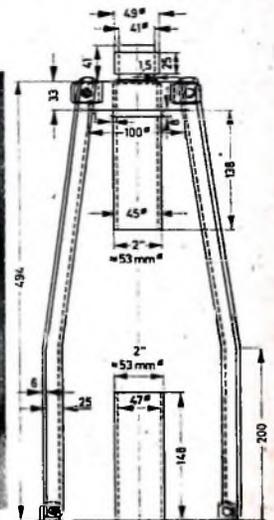
An der Unter- und Oberseite des Rotors werden mit Schellen das Stand- und das Tragrohr festgeklemmt. Es lassen sich Rohre bis zu 50 mm Durchmesser verwenden. Der kleinstmögliche Rohrdurchmesser ist 22 mm.

Sollen Antennen mit größerem Luftwiderstand, zum Beispiel Dreielemente-Beam mit aufgestockerter 10-Elemente-2-m-Antenne, bei höheren Windgeschwindigkeiten gedreht werden, so empfiehlt es sich, ein Oberlager anzubringen, das die horizontal wirkenden Biegekräfte des Antennenträgers von den Lagern des Rotors fernhält. Dann steht die gesamte Kraft des Rotors zum Drehen zur Verfügung.

Ein bei hohen Windgeschwindigkeiten (zum Beispiel 100...150 km/h) bewährtes Oberlager ist im Bild 3 dargestellt. An der Bodenplatte sind vier Bandisenverstreibungen (25 mm x 6 mm) angebracht, die ein Kugellager halten. Das feststehende Unterteil des Rotors wird an einem mit der Bodenplatte verschweißten 2-Zoll-Rohr befestigt. Am Rotor-Drehteil ist ebenfalls ein 2-Zoll-Rohr festgeklemmt, das genau in das Kugellager paßt. Dieses Rohr dient jedoch nicht als Tragrohr der Antennen, sondern nur zum genauen Einstellen des Oberlagers. Das eigentliche Tragrohr wird in das 2-Zoll-Rohr eingeschoben und mit einer Schelle festgeklemmt.



Bild 3. Der Antennenrotor mit Oberlager



Bilder 4 und 5. Draufsicht (rechts) und Seitenansicht (darüber) der Oberlagerkonstruktion

1) Hersteller: Cornell-Dublier, USA; Vertrieb: R. Schünemann, 1 Berlin 47

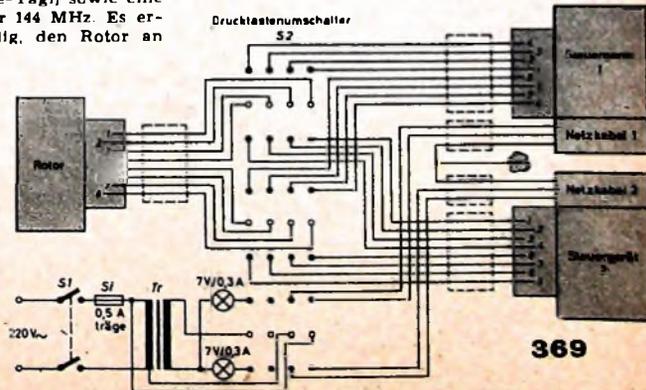


Bild 4. Schaltbild des Umschalgerätes für wahlweisen Betrieb des Antennenrotors von zwei Stationenplätzen aus

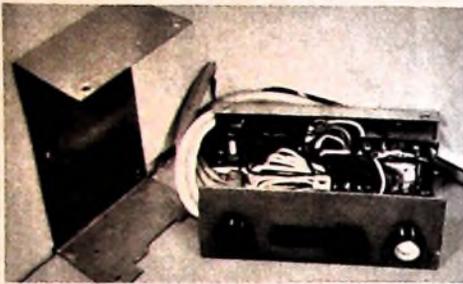


Bild 7 Umschaltgerät mit abgenommener Haube

Jedem der beiden Arbeitstische für KW und UKW mit getrennten Steuergeräten zu steuern. Um die gleichzeitige Betätigung beider Steuergeräte zu vermeiden, wurde ein Umschaltgerät (Bilder 6 und 7) entwickelt, mit dem man die acht Rotor-Steuerleitungen über einen Umschalter jeweils an eines der beiden Steuergeräte schalten kann. Dabei leuchtet dann an der Frontseite die dem betreffenden Steuergerät zugeordnete Kontrolllampe auf. Außerdem wird die Netzanschlußleitung der Steuergeräte umgeschaltet. Für die Speisung der Kontrolllampen ist ein kleiner Heiztransformator in das Umschaltgerät eingebaut.

Für den Aufbau hat sich die Pultform als günstig erwiesen. Im Bild 7 erkennt

man rechts und links neben dem zweiteiligen Drucktastenaggregat die beiden Kontrolllampen für die Steuergeräte. Die Haube ist abnehmbar. Aus Bild 8 gehen die Abmessungen und die Anordnung der Einzelteile hervor. Die Taste S1 ist der zweipolige Netzschalter, während der Umschalter S2 als doppelte Taste ausgeführt ist. Die Anschlußkabel können seitlich eingeführt und durch Befestigungsschellen gegen Zug entlastet werden.

Wenn zwei Richtantennen für verschiedene Frequenzbereiche verwendet werden, kann es vorteilhaft sein, die Antennen gegeneinander um 80° zu verdrehen. Dann muß man aber bei einem Steuergerät den

Anschluß der Leitungen 1...4 zu ändern, daß die Anzeige mit der Antennenstellung übereinstimmt.

**Einzelteilliste des Umschaltgerätes**

Drucktastenaggregat „1+2xL 17,5 NN 12 U schwarz EE+1x17,5 N 2a Aus schwarz EE“	(Schadow)
Heiztransformator „H 1“	(Engel)
Skalenlampe 7 V/0,3 A	(Pertriz)
Lampenfassungen „180/s“	(Jautz)
Sicherungshalter mit Sicherung	(Wickmann)
Bezug der angegebenen Bauelemente nur über den einschlägigen Fachhandel	

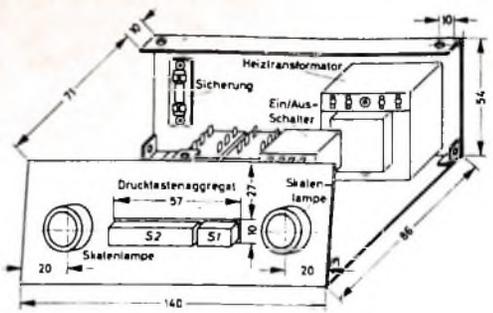


Bild 8 Maßskizze des Umschaltgerätes und Anordnung der Einzelteile

**BASTEL-ECKE**

**Elektronischer Dämmerungsschalter**

**Technische Daten**

- Bestückung: AF 137, AC 122
- Betriebsspannung: 9 V
- Stromverbrauch: Leerlauf bei Tageslicht: 11 mA
- Anzeigestand: 50 mA

Der elektronische Dämmerungsschalter läßt sich, wenn man an Stelle der Glühlampe ein geeignetes Relais einbaut, zum automatischen Einschalten von Schaufensterbeleuchtungen usw. bei hereinbrechender Dämmerung verwenden. Am Morgen wird die Beleuchtung bei zunehmender Helligkeit wieder abgeschaltet.

**Schaltung**

Fällt Licht auf den Photowiderstand Ph (Bild 1), so verkleinert sich sein Widerstand sehr stark, und T1 erhält eine hohe negative Basisvorspannung. Durch T1 fließt daher Strom, und am Widerstand R3 fällt fast die gesamte Betriebsspannung ab.

Zwischen dem Collector von T1 und Masse liegt der Spannungsteiler R5, R6, an dem die Basisvorspannung von T2 abgegriffen wird. Führt nun T1 Strom, so ist die negative Basisvorspannung von T2 so niedrig, daß dieser Transistor praktisch gesperrt ist. Die Lampe La kann dann also nicht leuchten.

Verringert sich dagegen der Lichteinfall auf den Photowiderstand, dann vergrößert sich sein Widerstandswert. Die Basis von T1 wird dadurch positiver und die Spannung zwischen Basis und Emitter niedriger. Das hat zur Folge, daß sich der Collectorstrom von T1 und damit auch der Spannungsabfall an R3 verkleinert. An der Basis von T2 tritt jetzt eine höhere negative Spannung auf, so daß der Transistor leitet und das Glühlämpchen aufleuchtet. Der gemeinsame Emittorwiderstand R4 bewirkt eine Rückkopplung, so daß ein plötzliches Umschalten beim Über- oder Unterschreiten eines (durch R1 bestimmten) Helligkeitswertes gewährleistet ist.

Die Betriebsspannung liefert eine 9-V-Batterie. Der Ein- und Ausschalter S1 des Dämmerungsschalters ist ein üblicher Kippschalter.

**Mechanischer Aufbau**

Alle Bauteile finden auf einem Lochchassis mit den Abmessungen 100 mm x 80 mm Platz (Bilder 2 und 3). Die Widerstände, der Kondensator und der Photowiderstand sind liegend, die Transistoren stehend montiert. Die 9-V-Batterie liegt an der rechten Seite des Bretchens und wird durch einen 1 mm dicken Kupferdraht gehalten. Um die Batteriepole durch das Anlöten von Drähten nicht zu ver-

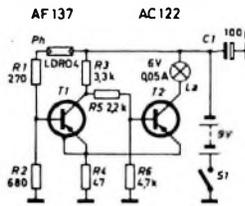


Bild 1 Schaltung des elektronischen Dämmerungsschalters



Bild 2 Gesamtansicht des Dämmerungsschalters

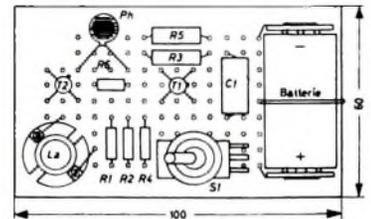


Bild 3 Einzelteileanordnung

letzen, kann man Anschlußkappen von alten Batterien als Anschlußklemmen verwenden. Neben der Batterie ist der Schalter S1 angeordnet.

**Einzelteilliste**

Widerstände	(Dralwid)
Elektrolytkondensator, 100 µF/6 V	(Wima)
Photowiderstand LDR 04	(Valvo)
Schalter, einpolig	(Marquardt)
Glühlämpchen, 6 V/0,05 A	(Pertriz)
Lampenfassung	(Pertriz)
Transistoren AF 137, AC 122	(Telefunken)
Bezug der angegebenen Bauelemente nur über den einschlägigen Fachhandel	

# Einfaches Gleichspannungsvoltmeter mit extrem hohem Innenwiderstand

Mit Hilfe des nachstehend näher erläuterten, wenig bekannten Prinzips lassen sich mit einer Verstärkerröhre und einem normalen Drehspulmeßinstrument Spannungsmesser bauen, deren Innenwiderstände denen von elektrostatischen Instrumenten nahekommen. Die Empfindlichkeit kann aber wesentlich größer sein, ohne allerdings die Werte bei Anwendung spezieller Elektrometerröhren zu erreichen. Wird das Gerät nicht dauernd benötigt, so kann man als Anzeigegerät ein vielleicht ohnehin vorhandenes Vielfachmeßinstrument verwenden und erreicht dadurch einen sehr geringen Aufwand. Ein direktes Ablesen der gemessenen Spannung ist dabei allerdings nicht möglich, und man muß dann eine Eichkurve oder Tabelle zu Hilfe nehmen.

Bei den bekannten Röhrevoltmtern wird die zu messende Spannung über Spannungsteiler dem Gitter einer Verstärkerröhre zugeführt, und das Anzeigegerät liegt im Anodenkreis. Beim hier beschriebenen Voltmeter ist die Betriebsweise umgekehrt. Daher stammt auch der Name „Umgekehrtes Röhrevoltmeter“. Eine andere, besser geeignete Bezeichnung ist „Reflexionsvoltmeter“.

## 1. Wirkungsweise

Die geheizte Katode einer Röhre ermöglicht es den sonst im kalten Katodenmaterial gebundenen Elektronen, herauszutreten, so daß sie eine Raumladungswolke um die Katode bilden. Ein Teil der Elektronen tritt mit so hoher Energie aus,

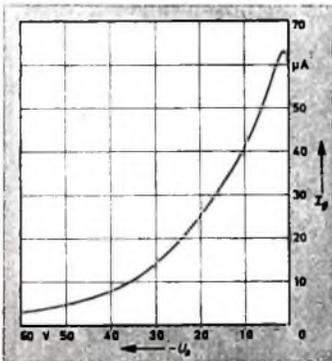


Bild 1. Positiver Gitterstrom  $I_g$  als Funktion der negativen Anodenspannung  $-U_a$  (ECC 82, ein System)

daß über eine in der Nähe befindliche Elektrode (beispielsweise das Gitter) bereits ein gut meßbarer Strom fließt, wenn sie ohne zusätzliche Spannungsquelle mit der Katode verbunden wird; dies ist der Anlaufstrom. Wird an das Gitter eine positive Spannung gelegt, so wird der Gitterstrom stärker. Das gleiche gilt natürlich auch für weitere Elektroden, wie zum Beispiel die Anode. Legt man umgekehrt an die Anode eine gegen die Katode negative Spannung, so wird, sofern diese größer als die Anlaufspannung (1...2 V) ist, kein Anodenstrom fließen. Das elektrische Feld zwischen Anode und Katode, das bei normalem Betrieb die Elektronen

beschleunigt, wirkt jetzt bremsend. Bei größerer negativer Anodenspannung wirkt das elektrische Feld auch im Raum zwischen Gitter und Katode und setzt damit den Gitterstrom herab.

Bild 1 zeigt den gemessenen Gitterstrom eines Systems einer ECC 82 in Abhängigkeit von der negativen Anodenspannung. Da bei Meßspannungen, die größer als 1...2 V sind, kein Anodenstrom fließt, wird die Meßspannungsquelle nur noch mit einem Strom belastet, der von den Isolationswiderständen der Röhre, ihrer Fassung, der Meßbuchsen usw. abhängig ist. Dieser Widerstand ist sehr groß, jedoch (bedingt durch Änderung der Raumtemperatur und der Luftfeuchtigkeit) nicht absolut konstant.

## 2. Einschränkungen

Bevor auf praktische Schaltungen näher eingegangen wird, seien einige Nachteile erwähnt.

a) Es können nur Gleichspannungen gemessen werden. Die Vorschaltung eines Gleichrichters würde den hohen Innenwiderstand illusorisch machen. Andererseits ist die Schaltung selbstgleichrichtend (man mißt die negative Halbwelle). Die Anzeige ist aber von der Kurvenform der Meßspannung abhängig, und zur Messung von Effektivwerten wäre für jede Kurvenform eine gesonderte Eichung erforderlich.

b) Die Meßspannung muß negativ gegen den Bezugspunkt sein. Andernfalls müßte die gesamte Schaltung einschließlich Röhrenheizung und Anzeigegerät äußerst hochwertig gegen Erde isoliert sein. Die Röhrenheizung ließe sich dann nicht mehr mittels eines normalen Transformators durchführen. Ein Ausweg wäre durch Batteriebetrieb gegeben. Aber auch dann müßte das gesamte Gerät einschließlich Anzeigegerät sorgfältig abgeschirmt sein, da jede Annäherung sonst Änderungen des elektrischen Feldes und damit Zeigerausschläge verursachen würde. Der Pluspol der Meßspannung braucht durchaus nicht auf Erdpotential zu liegen; er soll nur eine gegenüber Erde konstante Potentialdifferenz haben. Bei nicht starr geerdetem Pluspol legen Widerstand  $R_p$  und Kondensator  $C_p$  (Bild 7) diesen Pol an Erde.

c) Eine Meßbereichserweiterung durch Vorschalten von Widerständen ist nicht möglich, da diese sehr groß sein müßten. Wird der Meßbereich des Anzeigegeräts geändert, so lassen sich wohl andere Spannungen messen; wegen der nicht-linearen Funktion wären dann aber für jeden Bereich getrennte Skalenteilungen erforderlich. Nach oben hin ist durch den dann unzulässig großen Gitterstrom bald eine Grenze gesetzt. Man wird das Meßgerät also zweckmäßigerweise für nur einen Bereich verwenden. Vorteilhaft ist dabei die am Anfang gedehnte Skala.

d) Der Schönheitsfehler, daß bei kleiner Meßspannung der Zeigerausschlag groß ist und umgekehrt, läßt sich durch eine Gegenspannung am Gitter beheben; besser ist die Brückenschaltung mit zwei Röhren (Bilder 7 und 8).

e) Bei offenen Klemmen steht der Zeiger des Anzeigegeräts im allgemeinen nicht auf Null. Hierzu müßte man den Eingangswiderstand herabsetzen und würde damit den Hauptvorteil einschränken. Eine andere Möglichkeit wäre die konsequente Anwendung der Schutzring-schaltung. Diese müßte dann allerdings auch die Röhre einschließen.

Die Aufzählung der Nachteile zeigt, daß das Reflexionsvoltmeter kein Universalinstrument ist. Auch eignet es sich kaum für die serienmäßige Herstellung, da verschiedene Röhren des gleichen Typs in den hier wichtigen Daten oft erheblich voneinander abweichen und jedes Gerät einzeln geeicht werden müßte. Für viele Meßaufgaben ist das Reflexionsvoltmeter jedoch ganz hervorragend geeignet. Einige typische Anwendungsbeispiele, bei denen übliche Röhrevoltmeter versagen, sind im folgenden angegeben.

## 3. Anwendungsbeispiele

Die Ladungsmenge  $Q$  eines Kondensators ergibt sich aus der Kapazität  $C$  und der Spannung  $U$  zu  $Q = C \cdot U$ . Bei gleichbleibender Ladungsmenge muß daher die Spannung steigen, wenn die Kapazität herabgesetzt wird. Der demonstrative Beweis für diese Behauptung ist mit dem Reflexionsvoltmeter sehr einfach. Man legt einen veränderbaren Kondensator (beispielsweise einen 500-pF-Drehkondensator) an die Meßbuchsen und lädt den Kondensator mit einer Taschenlampenbatterie (4,5 V) auf. Dreht man jetzt die Platten heraus, so daß die Kapazität kleiner wird, dann steigt die Spannung bis auf etwa 100 V. Daß anschließend die Spannung langsam wieder absinkt, weil sich die jetzt noch vorhandene Kapazität von etwa 20 pF über die Isolationswiderstände entlädt, wird jeder einsehen. Immerhin kann man den Vorgang mehrfach ohne neue Aufladung wiederholen und nur durch Änderung der Kapazität die Spannung auf jeden Wert zwischen 4,5 und etwa 100 V einstellen.

Kurzzeitmessungen, wie beispielsweise die Messung der Anzugverzögerung von Relais, sind ebenfalls möglich: Die Relaispule (Bild 2) sowie ein Kondensator  $C$

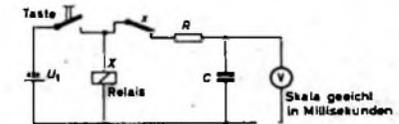


Bild 2. Messung der Anzugzeit eines Relais

werden gleichzeitig (über einen Widerstand  $R$  und einen Ruhekontakt des Relais) an eine Spannungsquelle gelegt. Der Kondensator lädt sich langsam auf. Wenn das Relais anzieht, beendet der jetzt geöffnete Relaiskontakt die weitere Ladung. Bei konstanten Werten von Speisespannung, Ladewiderstand und Kapazität ist die Spannung am Kondensator also von der Dauer der Einschaltung abhängig. Diese Spannung wird mit dem Reflexionsvoltmeter gemessen. (Selbstverständlich muß der Kondensator vor der Messung entladen sein.)

Die Eichung des Anzeiginstrumentes kann direkt in Sekunden oder Millisekunden erfolgen. Zweckmäßigerweise eicht man mit großem Ladewiderstand und großer Kapazität (1 MOhm und 10  $\mu$ F). Hierfür kommt aber nur ein Kondensator mit sehr großem Isolationswiderstand in Frage; ein Elektrolytkondensator ist daher ungeeignet.

Der Zeigerausschlag wird in regelmäßigen Zeitabständen abgelesen. Die Speisespannung  $U_1$ , also die Spannung, die nach unendlich langer Zeit gemessen wird, sollte dem Vollausschlag des Reflexionsvoltmeters entsprechen. Setzt man den Ladewiderstand auf  $1/10$  oder  $1/100$  des ursprünglichen Wertes herab, so ist die Meßzeit ebenfalls  $1/10$  oder  $1/100$ . Das gleiche gilt auch für die Kapazität des Kondensators. Wählt man beispielsweise statt 1 MOhm und 10  $\mu$ F jetzt 10 kOhm und 1  $\mu$ F, so gilt die vorher aufgenommene Sekundeneinteilung jetzt in Millisekunden.

Ist die Relaispule nicht für die Spannung  $U_1$  geeignet, so muß eine zweipolige Taste verwendet werden, bei der aber beide Kontakte genau gleichzeitig schließen müssen. Bei sehr kurzen Zeiten macht dies jedoch Schwierigkeiten, und man verwendet dann besser ein Hilfsrelais (Bild 3).

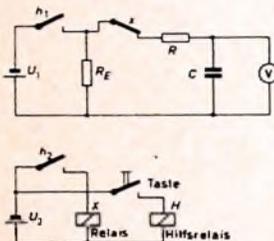


Bild 3 Messung der Anzugzeit bei ungleicher Relais-Betriebsspannung und Meßspannung

Der Widerstand  $R_F$  (etwa 1 kOhm) geht nicht in die Messung ein; er soll nur die Entladung des Kondensators nach der Messung ermöglichen. Bei der Schaltung nach Bild 2 erfolgt die Entladung nach dem Loslassen der Taste über die Relaispule.

Die von einem Kristalltonabnehmer gelieferte Piezospaltung erreicht bei Durchbiegung des Kristalls von Hand recht hohe Werte und kann mit dem Reflexionsvoltmeter im Leerlauf gut nachgewiesen werden.

Widerstandsmessungen lassen sich auf Strom- oder Spannungsmessungen zurückführen. Mit dem Reflexionsvoltmeter kann man größere Widerstandswerte als sonst messen (Bilder 9 und 10).

#### 4. Erprobte Schaltungen

Wie bereits erwähnt, streuen die Röhrendaten erheblich. Man sollte daher für den gewünschten Meßbereich die passenden Röhren aussuchen. Da ein sehr kleiner Emissionsstrom fließt, sind sonst „schwache“ Röhren hier noch gut geeignet. Außerdem kann man die Röhren unterheizen beziehungsweise durch Änderung der Heizung den Meßbereich verändern.

Die Schaltung nach Bild 4 ist für einen einfachen, schnellen Aufbau geeignet. Als Anzeiginstrument kann ein Vielfachinstrument, zum Beispiel „Metravo“ (180- $\mu$ A-Bereich), verwendet werden. Der Widerstand  $R_1$  dient zum Abgleich auf Vollausschlag bei kurzgeschlossenen  $U_2$ -Klemmen.  $R_2$  verhindert einen Anoden-

strom bei umgekehrter Polung der Meßspannung. Der Meßbereich ist etwa 100 V. Bei einer anderen Schaltung (Bild 5) wird der Schirmgitterstrom gemessen, dessen Höchstwert durch eine zusätzliche positive Spannung  $U_{g2}$  einstellbar ist. Dadurch

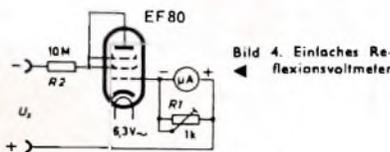


Bild 4. Einfaches Reflexionsvoltmeter

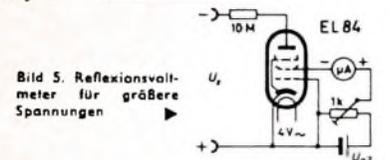


Bild 5. Reflexionsvoltmeter für größere Spannungen

kann man mit einem unempfindlicheren Meßinstrument auskommen und ist außerdem weniger von Röhrenstreuungen abhängig. Für ein 180- $\mu$ A-Instrument sind etwa 10 V Hilfsspannung erforderlich, und der Meßbereich ist etwa 300 V. Bei einer anderen Röhre desselben Typs genügt für ein 180- $\mu$ A-Instrument bereits etwa 1 V Hilfsspannung, und der Meßbereich war etwa 100 V. Für ein 1-mA-Instrument waren bei einem Meßbereich von 200 V etwa 3 V Hilfsspannung erforderlich.

Auch in der Schaltung nach Bild 6 wird der Schirmgitterstrom gemessen. Durch den Batteriebetrieb wird man von den Erdungsverhältnissen weitgehend unabhängig. Die positive  $U_2$ -Klemme ist gegen die Heizfadenmitte leicht negativ. Diese Spannung wirkt wie eine mit der Meßspannung in Reihe geschaltete Spannung. Dadurch wird die unter Umständen zweideutige Anzeige kleiner Spannungswerte vermieden (Höcker bei etwa 1 V im Bild 1). Der Meßbereich ist mit einem 180- $\mu$ A-Instrument etwa 200 V.

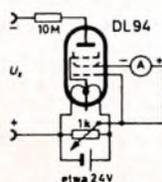


Bild 6. Reflexionsvoltmeter für Batteriebetrieb

Bild 7 zeigt ein Reflexionsvoltmeter in Brückenschaltung. Der Meßbereich ist 50 V. Infolge der am Anfang gedehnten Skalenteilung lassen sich auch kleine Spannungen gut ablesen. Mit dem Potentiometer  $P$  wird das Instrument bei kurzgeschlossenen  $U_2$ -Klemmen auf Null eingestellt. Hier deckt sich also der mechanische mit dem elektrischen Nullpunkt, und die Ablesung kann in der gewohnten Weise erfolgen. Außerdem ist das Gerät wegen der Brückenschaltung von Netzspannungsschwankungen weitgehend unabhängig. Die Spannung  $U_1$  wirkt als positive Spannung am Gitter und ist durch zwei in Flußrichtung geschaltete Siliziumdioden stabilisiert (die Stabilisierung kann auch mit einer Zenerdiode erfolgen). Die Spannung  $U_2$  wirkt

auch hier als zusätzliche negative Meßspannung, so daß man auch kleine Spannungen eindeutig ablesen kann.

Die Verbindung von der Anode (linkes System) über den 10-MOhm-Widerstand zur Minusbuchse ist möglichst frei von Isolierstoffen (nur durch Luft isoliert) auszuführen. Die Minusbuchse selbst montiert man zweckmäßigerweise in einem hochwertigen Isolator („Rosenthal „300/067“ oder Mayr „K 611“). Die einzigen kritischen Punkte sind Röhrensockel und Röhrenfassung. Immerhin wurde bei Verwendung normaler Preßmasse-Fassungen ein Eingangswiderstand von über 100 GOhm ( $10^{11}$  Ohm) erreicht. Soll der Eingangswiderstand noch höher liegen, so ist eine Röhre zu verwenden, bei der eine bessere Isolation der Anode zu erwarten ist (Anodenkappe auf dem Glaskolben). Diese Röhren sind meistens auch für größere Spannungen geeignet. Bild 8 zeigt eine Schaltung mit zwei Röhren PL 81 in Brückenschaltung. Bei 12,6 V Heizung ergab sich ein Meßbereich von 200 V. Bei 300 V ist die Meßröhre bereits völlig gesperrt, und erheblich größere Spannungen schaden dann weder der Röhre noch dem Meßinstrument. Der Eingangswiderstand wurde bei fliegendem Aufbau mit über 1 TOhm ( $10^{12}$  Ohm) ermittelt. Um die Mitte des Kolbens der Meßröhre legt man ein Stück Litze, die (mit der positiven  $U_2$ -Buchse verbunden) als Schutzring wirkt und Fehlströme ableitet. Dadurch steht das Instrument auch bei offenen Klemmen fast auf Null. Wenn das Meßinstrument an die Steuergitter gelegt wird und die Schirmgitter an die Katode angeschlossen sind, lassen sich bei etwas anderer Dimensionierung Spannungen bis zu einigen Kilovolt messen.

Zur Messung großer Widerstandswerte ist die Schaltung nach Bild 9 geeignet. Die Spannung  $U$  teilt sich im Verhältnis

$$\frac{R_2}{R_2 + R_1}$$

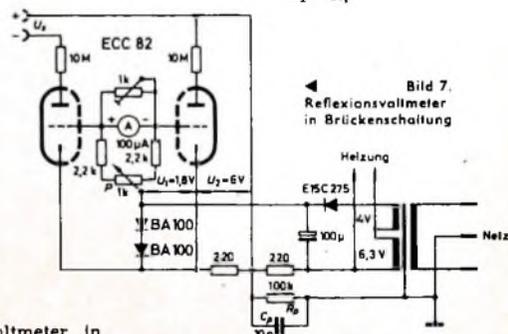


Bild 7. Reflexionsvoltmeter in Brückenschaltung

auf. Der dabei an  $R_2$  entstehende Spannungsabfall wird mit einem Reflexionsvoltmeter (beispielsweise nach Bild 8) gemessen. Voraussetzung ist, daß der Eingangswiderstand des Voltmeters groß gegenüber  $R_1$  ist.  $U$  wird so groß gewählt, daß das Voltmeter ungefähr Vollausschlag zeigt.  $R_1$  richtet sich nach den zu messenden  $R_2$ -Werten. Bei  $R_1 = R_2$  zeigt das Voltmeter  $U/2$  an. Soll der Isolationswiderstand von Kondensatoren gemessen werden, so würde die Aufladung über den großen Widerstand  $R_1$  sehr lange dauern. Mittels einer Ladetaste überbrückt man  $R_1$  dann kurzzeitig mit einem kleineren Widerstand. Bild 10 zeigt die Skalenteil-

lung eines Reflexionsvoltmeters nach Bild 8 und die des Ohmmeters nach Bild 9 und 9.  $R_i$  ist dabei 1000 MOhm, und die Betriebsspannung beträgt 200 V.

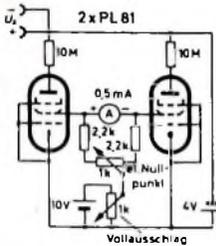


Bild 8 Brücken-Reflexionsvoltmeter mit 1 TOhm ( $10^{11}$  Ohm) Eingangswiderstand

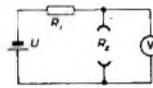


Bild 9 Schaltung des Ohmmeters

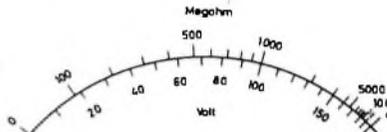


Bild 10. Skalenteilung für Spannungs- und Widerstandsmessungen

#### 5. Eichung des Reflexionsvoltmeters und Messung des Eingangswiderstandes

Die Eichung erfolgt mit einem parallel geschalteten Meßinstrument (zum Beispiel Vielfachinstrument) an einer veränderbaren Spannung. Zur ersten Kontrolle des Eingangswiderstands legt man die Meßspannung an die  $U_x$ -Klemmen. Schließt man jetzt den 10-MOhm-Widerstand kurz und stellt dabei eine Änderung der Anzeige fest, so entsteht am Widerstand ein Spannungsabfall. Beträgt die Abweichung der Spannungsanzeige zum Beispiel 10 %, so ist der Eingangswiderstand zehnmal so groß wie der kurzgeschlossene Vorwiderstand und würde hier also 100 MOhm sein. Ist jedoch keine Änderung des Ausschlags sichtbar, so kann man, sofern man nicht den 10-MOhm-Widerstand durch viel größere Werte ersetzen will, ein anderes Verfahren anwenden. Ein besonders hochwertiger Kondensator von etwa 1000 pF ist an die Meßklemmen zu legen und so weit aufzuladen, daß das Instrument etwa Vollausschlag zeigt. Jetzt beobachtet man, nach welcher Zeit der Kondensator sich bis auf 37 % der anfänglichen Spannung entladen hat. Den Zeitkonstantenwert errechnet man aus der Formel

$$R_{[1000M]} = \frac{t_{37}}{C_{[1000pF]}}$$

Dies ist allerdings noch nicht der Eingangswiderstand des Reflexionsvoltmeters, sondern der Widerstand der Parallelschaltung von Eingangswiderstand und Isolationswiderstand des Kondensators. Der Innenwiderstand ist daher auf jeden Fall größer als der errechnete Wert. Eine genauere Berechnung dürfte aber in den meisten Fällen nicht erforderlich sein.

Wie bereits erwähnt, ist der Innenwiderstand von Raumtemperatur und Luftfeuchtigkeit abhängig. Außerdem ändert sich etwas mit der jeweils angelegten Spannung. Im allgemeinen dürfte aber auch weniger der genaue Wert interessieren als vielmehr die Größenordnung. Hier sei auch darauf hingewiesen, daß sehr große Widerstandswerte meistens nicht konstant sind; der Widerstand steigt nach dem Anlegen einer Spannung eine bestimmte Zeit lang an.

## Amerikanische Ausstellung von Hi-Fi-Geräten in Deutschland



Schluß von FUNK-TECHNIK Bd. 19 (1964) Nr. 9, S. 326

#### 4. Verstärker

Die Fülle der auf dem amerikanischen Markt angebotenen Hi-Fi-Verstärker ist so groß, daß selbst die reichhaltige Auswahl auf der Ausstellung in Frankfurt kein repräsentativer Querschnitt war. Ganz offensichtlich hatte man darauf verzichtet, Hi-Fi-Verstärker aus den unteren Klassen zu zeigen, und sich auf Spitzenzeugnisse beschränkt. Die Verwendung von Transistoren in Hi-Fi-Verstärkern ist bei den Amerikanern weiter fortgeschritten als bei uns. Einer der Gründe hierfür ist, daß Leistungstransistoren drüben zu billigeren Preisen lieferbar sind als bei uns. Ein anderer, aber nicht weniger wichtiger Grund ist, daß es beim Übergang auf Transistoren möglich ist, die Temperaturen im Verstärker niedriger zu halten. Wenn man bedenkt, daß Verstärker mit 30 und 100 W Ausgangsleistung gar nicht so selten sind, dann wird klar, welche Wärmemenge in einem Hi-Fi-Verstärker entsteht. Da aber der Trend zum Einbau der Verstärker in vorhandene Möbel immer stärker wird, macht die Abführung der Wärme dann oft Schwierigkeiten. Mit dem Übergang auf Transistoren schlägt man zwei Fliegen mit einer Klappe: Man hat weniger Sorgen mit der Abführung der Verlustwärme, und infolge der niedrigeren Temperaturen im Verstärker steigt die Lebensdauer der Bauelemente und damit die Betriebssicherheit des Verstärkers wesentlich.

Nicht ganz einverstanden sein kann man mit der Vielzahl der Bedienelemente. Hier schießt man sehr oft weit über das Ziel hinaus. Für den Techniker mag es interessant sein, alle möglichen "Spielechen" machen zu können, aber wenn die Stereo-Anlage einmal eingebaut ist, haben Schalter für die Vertauschung der Seiten oder die Umkehrung der Phase und noch manches andere mehr eigentlich ihren Sinn verloren. Dieses Problem sollte man auch vom Standpunkt der Betriebssicherheit aus betrachten. Aus gutem Grund verwendet man beispielsweise integrierte Schaltkreise auch dort, wo die höhere Packungsdichte der Bauelemente keine ausschlaggebende Rolle spielt, und zwar ausschließlich deshalb, weil infolge des Fortfalls der elektrischen Verbindungen die Anzahl der Störmöglichkeiten erheblich reduziert wird. Da diese Technik für die Unterhaltungselektronik heute aus Kostengründen noch nicht diskutabel ist, sollte man sich über jede entfallende Verbindungsstelle eigentlich freuen. Das heißt aber, die Anzahl der Schalter, Steckverbindungen usw. auf ein Minimum reduzieren.

Neben reinen Verstärkern, die durchweg Anschlüsse für Phono, Tonband und Mikrofon haben, hat sich in Amerika die Kombination von Stereo-Tuner und Stereo-Verstärker schon nennenswert durchgesetzt. Da das UKW-Sendernetz in den USA nicht so dicht ist wie in Deutschland, baut man vielfach zusätzlich auch noch ein MW-Empfangsteil ein, um dadurch insbesondere die Nachrichtendienste über die Hi-Fi-Anlage abhören zu können.

Von den ausgetesteten Verstärkern können nachstehend nur einige wenige kurz besprochen werden. Es sollen dabei jene bevorzugt werden, die in irgendeiner Hinsicht bemerkenswert zu sein scheinen.

#### Bogen

Der „RT 1000“ enthält auf demselben Chassis einen FM/AM-Tuner mit integriertem Vorverstärker und einen Zweikanal-Endverstärker mit 80 W Ausgangsleistung (music power) je Kanal. Für 30 dB Störabstand hat der FM-Teil 0,5  $\mu$ V Eingangsempfindlichkeit.

Der Verstärker mit dem Frequenzbereich 15... 45 000 Hz  $\pm$  1 dB und 80 dB Brummabstand hat bei der genannten Ausgangsleistung 0,8 % Klirrfaktor. Bemerkenswert ist die Empfindlichkeit von 3,5 mV bei dem Eingang für magnetische Tonabnehmer. Die Ausgänge (8 und 16 Ohm) sind ohne Übertrager an die Endstufen angeschlossen; zusätzlich sind Ausgänge für einen dritten Kanal und Kopfhörer vorhanden. Dieses Gerät ist mit 43 Transistoren und 22 Dioden bestückt.

#### Daystrom

Unter den auch bei uns bekannten Heathkit-Bausätzen findet man den transistorisierten Stereo-Verstärker „AA-22“. Er ist mit 20 Transistoren, 4 Dioden und 4 Si-Gleichrichtern bestückt. Die Ausgangsleistung je Kanal ist 20 W (Sinusdauer) oder 30 W (music power) an 8 Ohm. (Die Angaben für music power beziehen sich auf 0,7 % Gesamtklirrfaktor bei 1000 Hz und Spelung des Verstärkers aus einem stabilisierten Netzteil, das auch bei auftretenden Belastungsspitzen keine Spannungsschwankungen hat.) Der Störabstand des Eingangs für magnetische Tonabnehmer wird mit 50 dB angegeben und für die Eingänge Tuner, Tonband und zwei weitere Eingänge mit 65 dB. Bei 20 W Ausgangsleistung und Mittelstellung der Höhen- und Tiefenregler ist der Frequenzbereich für die zuletzt genannten Eingänge 15... 30 000 Hz  $\pm$  1 dB oder 10... 40 000 Hz  $\pm$  1 dB für die Übersprechdämpfung werden Werte von 40 dB bei 20 Hz und 20 000 Hz sowie von 60 dB bei 1000 Hz genannt. Der Dämpfungsfaktor für die 4-Ohm-Ausgänge ist 1:1, für die 8-Ohm- und 16-Ohm-Ausgänge 20:1. Bemerkenswert sind die für ein selbst zu bauendes Gerät kleinen Klirrfaktoren, nämlich  $\leq$  1 % bei 20 Hz und 20 000 Hz und  $\leq$  0,3 % bei 1000 Hz; die mit 60 und 6000 Hz (4:1) gemessenen Intermodulationsverzerrungen sind mit  $\leq$  1 % ebenfalls gut.

Interessant ist auch der erste Bausatz für einen volltransistorisierten Stereo-Empfänger (43 Transistoren + 16 Dioden) mit AM/FM-Stereo-Tuner und 20-W-Endstufen. Der Tuner hat Stereo-Indikator und automatische Umschaltung auf Stereo. Eine Spezialschaltung unterdrückt das Rauschen zwischen den Stationen. Der Frequenzgang bei Nennleistung ist 15... 30 000 Hz  $\pm$  1 dB oder 10 bis 40 000 Hz  $\pm$  3 dB, der Klirrfaktor  $<$  1 % bei 20 und 20 000 Hz und  $<$  0,3 % bei 1000 Hz; der Intermodulationsfaktor liegt unter 1 %. Der Brummabstand des Eingangs für magnetische Tonabnehmer wird mit 80 dB unter Nennleistung angegeben, für die anderen Eingänge mit 65 dB. Mit 40 dB bei 20 Hz und 20 000 Hz sowie mit 60 dB bei 1000 Hz ist die Übersprechdämpfung als gut zu bezeichnen.

#### Delrama International

Diese Firma zeigte den Vorverstärker Modell „7“ mit umschaltbarer Phonozentrierung sowie den zugehörigen Endverstärker Modell „8 B“ mit 2 x 35 W Ausgangsleistung bei 0,1 % Klirrfaktor (bei 1000 Hz) und  $<$  0,5 % Intermodulation. Bei 80 dB Rauschabstand für 60 % der Dauertonleistung ist der Frequenzgang über alles 20... 20 000 Hz  $\pm$  0,1 dB. Das Höhenfilter ist auf 5000 und 9000 Hz, das Rumpelfilter auf 60 und 100 Hz umschaltbar.

#### Dynaco

Bei den als Bausatz erhältlichen Dynaco-Verstärkern sind die Einzelteile auf den gedruckten Platten montiert und einbaufertig verlotet. Ein ausgezeichnetes Vorverstärker ist das Modell „PAS-3“ mit dem Frequenzbereich 10... 40 000 Hz  $\pm$  0,5 dB und unmeßbar kleinem Klirrfaktor bei 1 V

Ausgangsspannung. Die Intermodulation ist  $< 0,05\%$ . Trotz der hohen Verstärkung von 60 dB ist bei maximaler Verstärkung kein Brumm hörbar. Mit sieben umschaltbaren Eingängen ist der „PAS-2“ vielseitig verwendbar. Bemerkenswert ist ein Regler, der teilweises Mischen der beiden Stereo-Kanäle ermöglicht, falls das berühmte „Loch“ in der Mitte ausgefüllt werden muß. Der Balance-regler regelt die Ausgangsleistung jedes Kanals bis auf Null, ohne den Pegel des anderen Kanals nennenswert zu beeinflussen. Um die Zusammenschaltung mit anderen Bausteinen der HI-FI-Anlage (Endverstärker, Phonoregler usw.) zu erleichtern, sind auf der Rückseite Netzanschlußmöglichkeiten für diese Geräte vorhanden, so daß die gesamte Stereo-Anlage mit dem Netzschalter im Vorverstärker ein- und ausgeschaltet werden kann.

Der Endverstärker „Stereo 70“ ergänzt diesen Vorverstärker. Er gibt im Frequenzbereich 10 ... 40 000 Hz  $\pm 0,5$  dB mit weniger als 1% Intermodulation 35 W je Kanal ab. Der Brummanstand liegt mehr als 80 dB unter 35 W, der Dämpfungsfaktor ist 15. Da die Endröhren EL 34 mit niedriger Anodenspannung betrieben werden, erreicht dieser Verstärker hohe Lebensdauer der Röhren und große Betriebssicherheit infolge der geringeren Spannungsbelastung der Bauelemente.

### The Fisher

Fisher-Verstärker haben sich wegen ihrer guten Eigenschaften und soliden Qualität in Deutschland schon einen gewissen Markt erworben können. Eine Serie von Verstärkern („X-100“, „X-101-C“, „X-202-B“ und „X-1000“) umfaßt je Kanal Ausgangsleistungen von 23, 30, 40 und 55 W (music power). Vergleicht man auch hier wieder den „X-100“ als kleinsten und den „X-1000“ als größten Verstärker miteinander, dann ergeben sich Frequenzbereiche von 20 ... 20 000 Hz  $\pm 1$  dB bzw.  $\pm 0,5$  dB bei jeweils 0,5% Klirrfaktor für 1000 Hz. Der Strömabstand des Endverstärkers ist 88 dB bzw. 95 dB, die Übersprechdämpfung bei 1000 Hz  $> 50$  dB bzw.  $> 60$  dB. Neben den üblichen Reglern haben die Modelle „X-202-B“ und „X-1000“ auch noch eine Regelmöglichkeit für die Stereo-Basisbreite.

HI-FI-Stereo-Verstärker mit eingebautem Tuner stehen ebenfalls auf dem Programm. Das Modell „400“ mit  $2 \times 25$  W Dauertonleistung und das Modell „500-C“ mit  $2 \times 30$  W Dauertonleistung haben eingebauten UKW-Multiplex-Tuner, während das Modell „600-C“ mit  $2 \times 30$  W Dauertonleistung zusätzlich noch ein MW-Empfangsteil enthält.

Für professionelle Anwendungszwecke steht der Stereo-Steuerverstärker „400-CX“ mit dem Endverstärker „SA-1000“ zur Verfügung. Der Klirrfaktor dieses Steuerverstärkers (Frequenzbereich 20 ... 25 000 Hz  $\pm 1$  dB, Übersprechdämpfung bei 1000 Hz  $> 67$  dB) ist bei 1000 Hz nur 0,04%. Der Endverstärker gibt je Kanal 65 W Dauertonleistung ab. Sein Klirrfaktor ist bei 1000 Hz  $< 0,25\%$  und der Frequenzbereich 8 ... 48 000 Hz  $\pm 1$  dB bei 80 dB Strömabstand.

### harman kardon

Neben den Verstärkern „A 300“ ( $2 \times 12$  W Dauertonleistung bei  $< 1\%$  Klirrfaktor, Frequenzbereich 15 ... 20 000 Hz  $\pm 1$  dB bei normaler Lautstärke, Brummanstand 80 dB unter Volleistung) und „A 500“ ( $2 \times 20$  W Dauertonleistung bei  $< 0,5\%$  Klirrfaktor, Frequenzbereich 12 ... 20 000 Hz bei normaler Lautstärke, Brummanstand 85 dB unter Volleistung) fanden besonders die volltransistorisierten Verstärker „Citation A“ und „Citation B“ Beachtung, die mit 33 beziehungsweise 14 Transistoren bestückt sind. Der „Citation A“ hat tatsächlich den geradzue unwahrscheinlich klingenden Frequenzbereich 1 ... 1 000 000 Hz  $\pm 0,25$  dB bei unmeßbar kleinem Klirrfaktor für 2 V Ausgangsspannung und geradlinigem Phasengang. Die sieben Verstärkerstufen sind in Modultchnik ausgeführt, und jede Teilschaltung ist selbst gegen extreme Temperaturschwankungen kompensiert. Dadurch ergibt sich in dem weiten Temperaturbereich von etwa 0 bis

80 °C bei 2 V Ausgangsspannung ein Intermodulationsfaktor von  $< 0,05\%$ . Mit einer Anstiegszeit von weniger als 1  $\mu$ s ist auch das Einschwingverhalten sehr gut. Um bei der unteren Grenzfrequenz von 1 Hz den Verstärker noch stabil zu halten, müssen an den Netzteil besonders hohe Anforderungen gestellt werden. Er ist deshalb mit vier Zenerdioden und zwei Transistoren in einer Spezialschaltung ausgestattet, die einen so weiten Regelbereich erfährt, daß praktisch keine Netzspannungsschwankungen die Stabilität oder die Wiedergabequalität beeinflussen können. Ein hermetisch abgeschlossenes Relais schaltet den Vorverstärker automatisch erst dann an, wenn das Netzgerät seinen Regelbereich erreicht hat. Für die 1,5-mV-Eingänge liegt der Strömabstand 70 dB unter 5 mV Eingangsspannung und für die 250-mV-Eingänge bei 85 dB. Ein einschaltbares Tiefenfilter hat 75 Hz Grenzfrequenz, das Filter zur Dämpfung der hohen Frequenzen ist in fünf Stufen umschaltbar. Die Filter zeichnen sich durch einschwingfreies Verhalten aus.

Der zugehörige Endverstärker „Citation B“ mit 40 W Dauertonleistung je Kanal hat bei Nennleistung ein 8 Ohm im Frequenzbereich 20 ... 20 000 Hz  $\leq 0,5\%$  Klirrfaktor; der Intermodulationsfaktor ist bei Nennleistung  $< 0,5\%$ , bei normaler Abhörlautstärke  $< 0,1\%$ . Bei gleichzeitigem Betrieb beider Kanäle ist die Leistungsfrequenzkurve bei Nennleistung 15 ... 60 000 Hz, bei 1 W Ausgangsleistung 1 ... 100 000 Hz  $\pm 1$  dB. Die Anstiegszeit ist auch hier  $< 1 \mu$ s, und für den Brummanstand werden Werte von über 90 dB angegeben. Der Dämpfungsfaktor 50:1 ist bis 10 Hz konstant. Die hohe Spitzenausgangsleistung von 120 W je Kanal wird unter anderem dadurch erreicht, daß die Transistoren der Endstufen bei Nennleistung nur etwa mit 50% angesteuert werden. Auch der Endverstärker ist für den weiten Temperaturbereich  $-15 \dots + 80$  °C stabilisiert.

### Marantz

Mit zwei 35-W-Endstufen in Ultralinear-Schaltung ist der Verstärker „A B“ ausgestattet. Bemerkenswert ist, daß sich durch Umliegen zweier Verbindungen auf dem Chassis die Endstufe auf Triodenbetrieb umschalten läßt. Jede Endstufe gibt dann zwar nur noch 20 W Ausgangsleistung ab, hat aber dafür die guten Eigenschaften eines Triodenverstärkers. Bei 35 W Ausgangsleistung ist der Frequenzgang von 20 ... 20 000 Hz  $\pm 0,1$  dB linear, bei 0,5 W von 3 ... 40 000 Hz  $\pm 1$  dB. Ein eingebautes Filter dämpft Frequenzen unter 20 Hz mit  $< 1$  dB bei 20 Hz und 10 dB bei 3 Hz. Der Klirrfaktor von 0,1% im mittleren Frequenzbereich steigt an den Eckfrequenzen (20 Hz und 20 000 Hz) auf weniger als 0,5%, für 35 W Ausgangsleistung an. Die Intermodulation unter den gleichen Bedingungen liegt unter 0,5%. Der Dämpfungsfaktor im ganzen Frequenzbereich ist  $> 20$ . Eine Gegenkopplung von 20 dB über den gesamten Verstärker verbessert nicht nur den Frequenzgang und den Klirrfaktor, sondern macht die Endstufe auch weitgehend von der Art der Belastung unabhängig.

### Scott

Das Spitzengerät dieser Firma ist der mit 23 Transistoren und neun Dioden bestückte Stereo-Verstärker „4270“ mit 30 W Ausgangsleistung je Kanal (IHM-Standard) und 19 bis 20 000 Hz Leistungsbandbreite. In diesem Band ist der Klirrfaktor bei Nennleistung  $\leq 1,5\%$ . Der Brummanstand liegt bei  $-70$  dB. Der Dämpfungsfaktor 4:1 ist für alle Ausgangsimpedanzen (4, 8 und 16 Ohm) konstant. Daneben sah man noch den Stereo-Verstärker „200B“ mit  $2 \times 12$  W Sinusdauerleistung und den  $2 \times 32$ -W-Verstärker „285D“. Sie haben nach IHF-Norm die Leistungsbandbreite 25 ... 16 000 Hz beziehungsweise 18 ... 25 000 Hz bei 0,8% Klirrfaktor und 0,8% beziehungsweise 0,5% Intermodulation sowie 20 beziehungsweise 80 dB Strömabstand. Das Modell „340B“ ist ein  $2 \times 35$ -W-Verstärker mit eingebautem FM-Tuner und automatischer Mono-Stereo-Umschaltung.

### Sherwood

Der volltransistorisierte Verstärker „S-8000“ (22 Trans + 4 Gleichrichter) mit  $2 \times 75$  W Ausgangsleistung (music power) oder  $2 \times 55$  W Sinusdauerleistung an 8 oder 4 Ohm bei 1% Klirrfaktor hat wegen der kleinen Abmessungen (76 cm lang, 9 cm hoch, 31,3 cm tief) ein eingebautes Kühlgehäuse. Eine Spezialschaltung schützt die Endstufentransistoren vor Überlastung, selbst bei kurzgeschlossenem Ausgang. Die Endstufe ist übertragelos, und die Lautsprecher sind über verlustarme 3000- $\mu$ F-Kondensatoren angeschaltet. Das ähnliche Modell „S-8300“ mit 18 W Ausgangsleistung (music power) je Kanal entspricht im wesentlichen dem „S-8000“, ist jedoch nur mit 20 Transistoren, zwei Dioden und zwei Halbleitergleichrichtern bestückt und hat keinen eingebauten Lüfter.

Bemerkenswert ist auch das Modell „S-8000 III“ mit zwei 40-W-Endstufen (music power) und eingebautem UHF-Tuner (Empfindlichkeit 1,8  $\mu$ V nach IHF-Norm). Weitere Besonderheiten sind Abstimmanzeige und Stereo-Indikator. Das Modell „S-7700 II“ unterscheidet sich vom „S-8000 III“ nur durch das zusätzliche Empfangsteil für Mittelwellen und den Kopfhöreranschluß. Es ist mit 21 Röhren, 13 Dioden und drei Si-Gleichrichtern bestückt. In der mittleren Preisklasse gibt es die Verstärker „S-5500 II“ ( $2 \times 40$  W music power, Frequenzbereich 20 ... 20 000 Hz  $\pm 0,5$  dB, Strömabstand 90 dB) und das Modell „S-5500 III“ mit ähnlichen Daten wie „S-5000 II“. Er unterscheidet sich unter anderem dadurch, daß er keinen Phantomkanal hat.

### 5. Lautsprecher

Das Lautsprecherangebot der amerikanischen HI-FI-Industrie kennenzulernen, war für viele deutsche HI-FI-Freunde Grund genug, diese Ausstellung zu besuchen. Leider konnten aber die Erwartungen der Besucher kaum erfüllt werden, da es an geeigneten Vorführmöglichkeiten mangelte. Es standen nur ganz wenige und dazu noch räumlich viel zu kleine Vorführkabinen zur Verfügung, die für Stereo-Wiedergabe absolut unzureichend waren. Hier hätten die Veranstalter erheblich mehr tun müssen. Im wesentlichen mußte der Besucher sich deshalb darauf beschränken herauszufinden, was für den deutschen HI-FI-Freund besonders interessant ist. Ganz allgemein kann man konstatieren, daß die Technik der geschlossenen Gehäuse sich weitgehend durchgesetzt hat, weil nur damit bei für normale Wohnräume vertretbaren Abmessungen eine befriedigende Wiedergabe erreichbar ist. Das schließt nicht aus, daß auch andere Gehäuseformen – Baßreflexbox, akustisches Labyrinth und Exponentialhorn – anzutreffen waren. Interessant war, daß der elektrostatische Lautsprecher allen Prophezeiungen zum Trotz noch nicht tot ist. Im Gegenteil, man hat noch erhebliche Entwicklungsarbeit hineingesteckt, und es hat den Anschein, als ob in dieser Richtung doch noch mancherlei zu erwarten ist. Zu welchen Preisen – das steht auf einem anderen Blatt.

### Acoustic Research

Hier sah man einige gute Lautsprecher mit geschlossenem Gehäuse. Bei dem „AR-3“ sind in einem Gehäuse mit den Abmessungen 35 cm  $\times$  63 cm  $\times$  28 cm ein 30-cm-Tiefton-System und zwei Hochton-Systeme eingebaut. Das eine System hat eine kalottenförmige Membran von etwa 5 cm Durchmesser, das andere eine solche mit etwa 3,3 cm Durchmesser. Eine billigere Ausführung ist der „AR-2“ mit einem 25-cm-Tiefton-System und zwei 12-cm-Hochton-Systemen mit Spezial-Konusmembran. Während das erste System für Verstärker mit mindestens 25 W Ausgangsleistung je Kanal geeignet ist, genügen für dieses System 20 W. Weitere technische Einzelheiten standen leider nicht zur Verfügung, aber von Experten, die Gelegenheit gehabt haben, diese Lautsprecher zu hören, wurde deren gute Qualität bestätigt.

# Die neue Leistungspentode EL 3010



Die neue Spanngitter-Pentode EL 3010 zeichnet sich durch ein besonders hohes S/C-Verhältnis aus. Die Steilheit beträgt je nach Arbeitspunkt 50... 80 mA/V, dabei beträgt die Eingangskapazität 50 pF, die Ausgangskapazität 17 pF. Als maximale Anodenverlustleistung der EL 3010 sind 35 W zugelassen, als Kathodengleichstrom 350 mA und als Kathodenspitzenstrom 1,5 A.

Dank dieser Eigenschaften eignet sich die EL 3010 besonders für Breitband- und Kettenverstärker hoher Leistung, Impulsstufen, Senderendstufen im gitterstromlosen Einseitenbandbetrieb, Video-Endstufen für Fernsehsender, HF-Stufen für Fernsehsender Band I und als Längsröhre in elektronisch geregelten Netzgeräten.

Wir senden Ihnen gern Druckschriften mit technischen Daten



**TELEFUNKEN**  
AKTIENGESELLSCHAFT  
Fachbereich Röhren  
Vertrieb 7900 Ulm

# TELEFUNKEN

## The Fisher

Auch hier dominieren die Lautsprecher in geschlossenem Gehäuse. Ein interessantes Modell ist der „XP-4 A“ mit vier Lautsprechern: einem Tieferton-System mit 30 cm Durchmesser, zwei Mittelton-Systemen mit 12,5 cm Durchmesser und einem Hochtton-System mit halbkugelförmiger Membran von 50 mm Durchmesser. Diese Box ist für Ausgangsleistungen (music power) zwischen 10 und 50 W geeignet. Bemerkenswert ist die Konstruktion des Tieferton-Systems. Die Membran von etwa 20 cm Durchmesser besteht aus etwa 1,5 mm dickem Fasermaterial. Daran schließt sich der äußere Teil aus geprägtem Aluminium an. Der Aluminiumteil der Membran ist vor allem für die Wiedergabe der tiefsten Frequenzen maßgebend, während der andere Teil die mittleren Bässe wiedergibt. Diese ungewöhnliche Konstruktion hat man gewählt, um zu erreichen, daß der Konus möglichst als starres System schwingt, um auch die tiefsten Töne ohne nennenswerte Verzerrungen wiedergeben zu können. Bemerkenswert ist ferner noch, daß die Schwingspule des Tieferton-Systems auf einen Kupfermantel gewickelt ist, wodurch man nicht nur hohe Wärme- und Feuchtigkeitsbeständigkeit erreicht, sondern auch die notwendige Dämpfung durch Wirbelstrombildung. Die eingebaute Weiche (Übergangsfrequenzen 1200 und 2500 Hz) teilt die zugeführte Leistung auf die Lautsprechersysteme auf. Der Wiedergabebereich für die Kombination wurde mit 28 ... 20 000 Hz angegeben. Kleinere Boxen sind die „KS-1 A“ mit nur 14,5 cm Tiefe sowie die schon länger bekannten Modelle „XP-1 A“ und „XP-2 A“. Neu war die Console „XP-10“ mit drei Lautsprechersystemen und eingebauter Weiche, die den Frequenzbereich 28 ... 28 000 Hz wiedergibt. Oszillogramme der Ein- und Ausschwingvorgänge für alle Lautsprecher zeigen deren ausgezeichnetes Verhalten.

## Janszen

Diese Firma hat sehr viel Entwicklungsarbeit auf dem Gebiet der elektrostatischen Lautsprecher für die Wiedergabe des mittleren und hohen Frequenzbereiches geleistet. Die obere verzerrungsfrei wiedergebbare Frequenzgrenze reicht bis weit über 30 000 Hz. Bemerkenswert ist auch das ausgezeichnete Verhalten bei Ein- und Ausschwingvorgängen. Die Lautsprechersysteme arbeiten nach dem Gegentakprinzip, und durch eine Reihe von konstruktiven Maßnahmen hat man erreicht, daß die Membranfläche wie ein starrer Kolben und mit gleicher Phase auf der ganzen Oberfläche schwingt. Als Zusatzlautsprecher zu vorhandenen Tieferton-Systemen sah man die in ansprechende Holzgehäuse eingebauten Modelle „130“ und „65“. Das Modell „130“ ist für den Frequenzbereich 500 Hz bis über 30 000 Hz und für den Anschluß an Verstärker mit maximal 50 W Ausgangsleistung je Kanal bestimmt. Bei 50 W Eingangsleistung ist der Klirrfaktor für Frequenzen unter 10 000 Hz  $< 0,5\%$ . Der Abstrahlwinkel für das Modell „130“ ist  $120^\circ$ , für ein ähnlich ausgeführtes Modell „130 U“  $90^\circ$ . Für den Frequenzbereich 700 ... 30 000 Hz ist das Modell „65“ bestimmt, das  $60^\circ$  Abstrahlwinkel hat und bei 50 W Input für Frequenzen unter 10 000 Hz weniger als  $0,5\%$  Klirrfaktor hat.

Für die Wiedergabe des gesamten Frequenzbereiches bietet Janszen Kombinationen dieser elektrostatischen Lautsprecher mit dynamischen Systemen an. Beim Modell „Z-500“ ist für die Wiedergabe der tiefen Frequenzen ein dynamisches System mit 28 cm Membrandurchmesser eingebaut, während für die Wiedergabe der mittleren und hohen Frequenzen das elektrostatische System dient. Dieses flache elektrostatische System steht mit seinen Seiten in der Mitte einer Kammer mit gekrümmten Flächen, und durch entsprechende Formgebung hat man erreicht, daß praktisch alle Frequenzen in einem Winkel von über  $72^\circ$  gleichmäßig abgestrahlt werden. Die elektrostatischen Systeme sind über LRC-Filter angekoppelt, jedoch ist der Dämpfungsverlauf so gewählt, daß ein breiter Übernahmebereich zwischen

1000 und 2000 Hz entsteht. Der „Z-600“ hat ähnliche Eigenschaften und ist ebenfalls für den Anschluß an Verstärker mit bis zu 100 W Ausgangsleistung geeignet.

## KLH Research and Development Corp.

Eine der interessantesten Lautsprecherkonstruktionen sah man bei KLH: das Modell „Nine“. Jeder Lautsprecher besteht hier aus einem Paar identischer, zweiseitig abstrahlender symmetrischer elektrostatischer Lautsprecher, die um einen kleinen Winkel gegeneinander versetzt sind. Dadurch arbeitet der elektrostatische Lautsprecher im ganzen hörbaren Frequenzbereich als akustischer Dipol, und die akustischen Eigenschaften des Wiedergaberaumes sind deshalb von weniger großem Einfluß als bei anderen Systemen. Wegen der Größe der abstrahlenden Flächen sowie wegen der weitgehenden Freiheit von elektrischen, mechanischen und akustischen Resonanzen erreicht dieses System weit über dem Durchschnitt stehende Wiedergabequalitäten. Ungewöhnlich große Abmessungen lassen jedoch seine Verwendung nicht immer angebracht erscheinen, denn der Lautsprecher hat die beachtliche Höhe von 1,80 m, ist 60 cm breit und etwa 7,5 cm tief. Beim Anschluß eines Lautsprechers an den 16-Ohm-Ausgang eines 40-W-Verstärkers lassen sich damit in einem normal ausgestatteten Wohnraum von  $85 \text{ m}^3$  Volumen Spitzenlautstärken erreichen, die denen in der ersten Reihe eines großen Konzertsales bei großem Orchester entsprechen, nämlich 105 dB. In mehreren Vorführungen war Gelegenheit, sich von der Qualität dieses Lautsprechers auch bei besonders schwierig wiederzugebenden Musikstücken zu überzeugen.

## Lansing Sound

Wie man Stereo-Lautsprecher auch bauen kann, sah man beim Betreten eines der Ausstellungsräume. An der Schmalseite stand hier der Stereo-Lautsprecher „D 44 000“, der in den USA für die Qualitätskontrolle bei Stereo-Aufnahmen benutzt wird. Es handelt sich hier nicht mehr um einzelne Lautsprecherkombinationen, sondern die gesamte Stereo-Lautsprecheranordnung ist in einem einzigen möbelstückähnlichen Gehäuse von 2,70 m Breite, 90 cm Höhe und 61 cm Tiefe untergebracht. Die Verwendung einer großen konvexen Beugungsfläche hat eine ungewöhnlich gleichmäßige und frequenzunabhängige Schallverteilung im Raum zur Folge. Der Lautsprecher ist mit zwei Tieferton-Systemen „LE 15 A“ bestückt, die mit je 60 W belastbar sind. Ihre Eigenresonanz liegt bei 20 Hz. Die Tieferton-Systeme werden ergänzt durch zwei ursprünglich für Theateranlagen entwickelte Hochtton-Systeme „375“ mit 10-cm-Membran und Hörnern sowie durch zwei Hochtton-Systeme „075“ mit Ringmembran, einer Spezialentwicklung von Lansing. Ein anderes bemerkenswertes System ist der „D 30 085“, bei dem das Tieferton-System mit einem langen Exponentialhorn verbunden ist. Für die gleichmäßige Beschallung mit mittleren und hohen Frequenzen ist eine Hornlinsen-Anordnung vorgebaut.

Aber auch für den Hausgebrauch geeignete Lautsprechersysteme bietet Lansing an. Recht bemerkenswert ist das Modell „Trimline 54“. Hier ist in einem geschlossenen Gehäuse ein Lautsprechersystem von 21 cm Durchmesser eingebaut. Unterhalb dieses Systems ist an der Vorderwand des vollständig geschlossenen Gehäuses ein passives System eingebaut, das durch den Einfluß der von dem Lautsprechersystem im Innern des Gehäuses verursachten Druckschwankungen in Bewegung gesetzt wird. Dadurch erreicht man eine besonders gute Wiedergabe der tiefen Frequenzen, weil gewissermaßen die effektive Membranfläche für die Wiedergabe der tiefen Frequenzen verdoppelt worden ist. Durch Anwendung dieses Prinzips kann man nicht nur bei optimaler Anpassung den akustischen Klirrfaktor herabsetzen, sondern gleichzeitig auch den Wirkungsgrad des Lautsprechers erhöhen. Das Gehäuse mit den Abmessungen von 60 cm

X 51 cm X 15 cm läßt sich an die Wand hängen.

## Sherwood

Sherwood bietet sehr gut durchkonstruierte hochwertige Lautsprechersysteme unter den Typenbezeichnungen „Ravinia“ und „Berkshire“ an. Sie sind mit einem 30-cm- beziehungsweise 25-cm-Tieferton-System, einem 20-cm-Mittelton-System und einem 7,5-cm-Hochtton-System bestückt (Übergangsfrequenzen 600 und 3500 Hz). Bei maximaler Belastbarkeit mit 60 beziehungsweise 50 W geben sie den Frequenzbereich 48 ... 17 500 Hz  $\pm 2,5$  dB beziehungsweise 53 ... 17 500 Hz  $\pm 2,5$  dB wieder. Die guten Eigenschaften sind nicht zuletzt auf die sorgfältige Dimensionierung der elektrischen Weiche zurückzuführen, die das Auftreten von Einschwingvorgängen vermeidet und ab 600 Hz einen Abfall von 12 dB Oktave hat.

## Neue Bücher

Transistor-Praktikum. Von Marcus Turner. Unna 1964. Verlag F. W. Rubens 64 S. m. zahlr. B. 14 cm X 20 cm. Preis kart. 3,80 DM.

Auch die jetzt vorliegende neubearbeitete Auflage wurde vom Verfasser wieder in Zusammenarbeit mit der Graetz Vertriebs GmbH herausgegeben. Die Weiterentwicklungen in der HF- und NF-Technik sind berücksichtigt, so unter anderem auch die HF-Stereophonie.

Der Untertitel „Eine betont kurzweilige Einführung in die scheinbaren Ungereimtheiten und Eigenheiten der Transistortechnik“ weist eindeutig auf den für die Broschüre gewählten Weg hin. In ungezwungener Form wird der Leser sowohl mit dem Aufbau und den Eigenschaften des Transistors selbst als auch mit den Vierpol-Parametern des Transistors und Ersatzschaltbildern bekanntgemacht. Typische Schaltungen von mit Transistoren aufgebauten NF- und HF-Stufen werden an Hand von Grundschriftbildern und von Graetz-Empfängern besprochen. Auch zum Basteln findet man etwas (Kurzwellen-Konverter und stabilisiertes Netzgerät). Die Hauptzüge der Service-Technik transistorbestückter Geräte sind in ebenso leichtverständlicher Weise dem Interessenten nahegebracht.

Fehlerruche und Fehlerbeseitigung an Transistorempfängern. Von H. Lummer. München 1964. Franzis-Verlag 84 S. m. 65 B. 12,5 cm X 21 cm. Preis in Plastikeinband 9,50 DM.

Viele Service-Techniker stehen in bezug auf die Reparatur mit Transistoren bestückter Geräte vor einem Aufgabengebiet, das sich von der ihnen seit langem vertrauten Fehleruche und -beseitigung röhrenbestückter Geräte weitgehend unterscheidet. Das handliche kleine Buch vermittelt nun viele Erfahrungenberichte der Transistorgeräte-Industrie und von Reparaturwerkstätten. Einleitung wird kurz auf die Fehleruche und Fehlerhäufigkeit eingegangen sowie etwas über Transistoren gesagt. In den folgenden Abschnitten ist vor allem die Wichtigkeit der Fehlerbestimmung durch Spannungs- und Strommessungen herausgestellt. Charakteristische Merkmale der Erkennung von Fehlern an Transistoren und an Koppelkondensatoren sind behandelt. Der Verfasser erläutert weiterhin den grundsätzlichen Aufbau der Empfänger-Standardstufen und bespricht anschließend jeweils die in diesen Stufen am häufigsten auftretenden Fehler. Gleiches gilt beispielsweise für Regelung, Gegenkopplung und Neutralisation. Anschließendes Kapitel befassen sich mit Stabilisierungsfragen. Den Abschluß bilden Fehlerbestimmung mit Multivibrator, Sperrschwinger, Meßender, Oszillografen und speziellem Service-Gerät sowie Tips bei mechanischen Beschädigungen. Die lobenswerte kurze und sachliche Darstellung entspricht dem Ziel des lehrreichen Buches.

Sie erhalten gegen Einsendung des anhängenden Abschnittes unseren neuen kostenlosen Katalog mit über 100 Maß-, HiFi-, Stereo- und Funkamateurgeräten aus dem größten Programm der Welt.

 <p><b>Universal-Röhrenvoltmeter IM-11/D</b>                  Technische Daten: Gleichspannung: 0,1, 5, 15, 50, 150, 500, 1500 V; Eingangswiderstand: 10 M<math>\Omega</math> + 1 M<math>\Omega</math>; Wechselspannung: 0,1, 5, 15, 50, 150, 500, 1500 V eff.; Eingangswiderstand: ca. 320 k<math>\Omega</math>/30 pF; Widerstand: <math>\times 1</math>, <math>\times 10</math>, <math>\times 100</math>, <math>\times 1000</math>, <math>\times 10</math> k, <math>\times 100</math> k, <math>\times 1</math> M<math>\Omega</math>.                  Bausatz: DM 168,— Gerät: DM 229,—</p>	 <p><b>Handfunkprechgerät GW-21/D</b> Prüfer K-380/82                  Technische Daten: Sender: quartzesteuert; Frequenzbereich: 26,960, 27,280 (28 Kanäle); Modulation: AM; Stromaufnahme: max. 30 mA; Empfänger: Superhet mit HF-Vorstufe, querstabilisiert; Empfindlichkeit: 1 <math>\mu</math>V bei 10 dB SNR; NF-Ausgangsleistung: 150 mW; Stromaufnahme: max. 12 mA.                  Paar: DM 499,— (o. Batterie) Batterie-Satz: DM 10,—</p>	 <p><b>Transistor-Orgel GD-232 E</b>                  Technische Daten: 2 Manuale mit je 17 Tasten von c...c'''; 13töniges Baßpedal von C...c; oberes Manual mit 8 Register-Wippen; Posse, Englisch-Horn, Flöte, Oboe, Kornett, Violine; unteres Manual mit 4 Register-Wippen; Saxophon, Trompete, Diapason, Viola.                  Bausatz: DM 1990,— (ohne Bank)</p>
---	---	---

 <p><b>Service-Röhrenvoltmeter IM-13 E</b>                  Dieses Röhrenvoltmeter mit seiner großen übersichtlichen 130 mm Skala ist speziell für die Verwendung in der Service-Werkstatt gedacht. Es ist schwenkbar in einem Bügel aufgehängt, der sich auf dem Tisch, unter Regalen oder an der Wand montieren läßt. (Technische Daten wie IM-11/D).                  Bausatz: DM 235,— Gerät: DM 329,75</p>	 <p><b>SSB-Amateurempfänger SB-300 E</b>                  Ein Spitzenklassen-Doppelsuper mit durchstimmbarem erster Zwischenfrequenz.                  Technische Daten: Frequenzbereiche: 3,5 - 4,077, 0 - 7,5 MHz; 1. ZF: 8,395 - 8,895 MHz; 2. ZF: 3,995 MHz; Empfindlichkeit: weniger als 1 <math>\mu</math>V für 15 dB SNR; Netzanschluß: 220 V/50 Hz/50 W; Abmessungen: 380 x 170 x 360 mm/7,7 kg.                  Bausatz: DM 1537,— Gerät: DM 1995,—</p>	 <p><b>Transistor-Stereo-Tuner AJ-33</b>                  Technische Daten: UKW-Bereiche: 88 - 108 MHz; Zwischenfrequenz: 10,7 MHz; Ausgangsleistung: 0,5 V; Frequenzgang: <math>\pm 1</math> dB bei 100% Mod. bei 20 Hz/125 <math>\mu</math>V; -48 dB (25 <math>\mu</math>V, 100% Mod.); AM-Bereich: 550 - 1600 kHz; Zwischenfrequenz: 455 kHz; Ausgangsleistung: 0,45 V; Klirrfaktor: kleiner als 1%.                  Bausatz: DM 579,— Gerät: DM 864,—</p>
---	--	--

 <p><b>NF-Millivoltmeter IM-21/D</b>                  Technische Daten: Frequenzgang: <math>\pm 1</math> dB von 10 Hz bis 500 kHz und <math>\pm 2</math> dB von 10 Hz bis 1 MHz in allen Bereichen; Meßbereiche: 0,01, 0,03, 0,1, 0,3, 1, 3, 10, 30, 100, 300 Veff; -40 - +30, -20 - +10, 0, +30 + 40 + 50 dB; Eingangswiderstand: 10 M<math>\Omega</math> (12 pF) von 10 bis 300 Volt; 10 M<math>\Omega</math> (22 pF) von 0,01 bis 3 Volt.                  Bausatz: DM 225,— Gerät: DM 299,—</p>	 <p><b>Allband-Empfänger GC-1 A</b>                  Transistor-KW-Empfänger mit durchgehendem Frequenzbereich von 550 kHz - 30 MHz.                  Technische Daten: Empfindlichkeit: 10 <math>\mu</math>V im MW-Bereich; 2 <math>\mu</math>V in allen KW-Bereichen; Stromversorgung: 8 Monozellen 1,5 V; Abmessungen: 305 x 174 x 255 mm/7,8 kg.                  Bausatz: DM 539,— Gerät: DM 763,—</p>	 <p><b>2 x 20 Watt-Stereo-Verstärker AA-22 E</b>                  Technische Daten: 40 W (20 W pro Kanal); Frequenzgang: <math>\pm 1</math> dB bei 15 Hz - 30 kHz; <math>\pm 3</math> dB bei 10 Hz - 60 kHz; Klirrfaktor: kleiner als 1% bei 20 Hz; 0,3% bei 1 kHz; 1% bei 20 kHz; Intermodulation (bei Nennleistung): kleiner als 1% bei Mischung von 8 kHz und 6 kHz im Verhältnis 4:1.                  Bausatz: DM 579,— Gerät: DM 864,—</p>
---	--	--

 <p><b>Signalverfolger IT-12 E</b>                  Der Signalverfolger ermöglicht schnelle Fehlerortung in Rohren- bzw. Transistor-Empfänger-Schaltungen und anderen nachrichtentechnischen Geräten. Die Anzeige erfolgt durch Lautsprecher und Magisches Auge.                  Technische Daten: Netzanschluß: 220 V/50 Hz/25 W; Abmessungen: 190 x 120 x 105 mm/3 kg.                  Bausatz: DM 179,— Gerät: DM 225,—</p>	 <p><b>Amateurempfänger HR-10 E</b>                  7-Röhren-Standard-Amateurempfänger mit Kristallfilter für 80 - 10 m. Ein Sockel für einen 100 kHz-Eichquarz Mod. Dell. HRA-10-1 ist eingebaut.                  Technische Daten: Bereich: 80 - 10 m; S-Meter; BFO: 2F; 1680 kHz mit Quarzfilter; Empfindlichkeit: 1 <math>\mu</math>V für 10 dB SN; Netzanschluß: 220 V/50 Hz/50 W; Abmessungen: 350 x 160 x 270 mm/4,5 kg.                  Bausatz: DM 472,— Gerät: DM 719,—</p>	 <p><b>2x3 W Stereo-Verstärker AA-201 E</b>                  Technische Daten: Ausgangsleistung: 3 W pro Kanal; Frequenzgang: <math>\pm 1</math> dB von 50 - 20000 Hz bei 3 W; Klirrfaktor: kleiner als 3% bei 3 W von 60 - 20000 Hz; Intermodulation: kleiner als 3% bei 3 W, 60 Hz und 6 kHz im Verhältnis 4:1; Netzanschluß: 220 V/50 Hz/75 W; Abmessungen: 317 x 83 x 171 mm/4,9 kg.                  Bausatz: DM 189,— Gerät: DM 348,—</p>
---	--	--

 <p><b>Widerstandsdekade IN-11</b>                  Bereich: 1 - 999999,92 in 112 Schritten (Widerstände 0,5 % /1W); Belastbarkeit: 1,5 mA /500 mA je nach Widerstandsreihe; Abmessungen: 185 x 115 x 170 mm/1 kg.                  Bausatz: DM 168,— Gerät: DM 199,—</p>	 <p><b>Monitor-Scope HO-10 E</b>                  Zur Modulations- und Tastkontrollen, verwendbar für Frequenzen von 160 - 6 m (Coax-Eingang 50 - 7,5 kV).                  Technische Daten: Y-Verstärker: <math>\pm 3</math> dB von 10 Hz - 500 kHz; X-Verstärker: <math>\pm 3</math> dB von 3 Hz - 30 kHz; Kippfrequenz: 15 - 200 Hz; Oszillatoren: 1000 Hz und 1700 Hz für SSB-Doppeltontest; Netzanschluß: 220 V/50 Hz/35 W; Abmessungen: 188 x 120 x 275 mm/3,7 kg.                  Bausatz: DM 339,— Gerät: DM 475,—</p>	 <p><b>2x8 W Stereo-Verstärker AA-32 E</b>                  Technische Daten: Ausgangsleistung: 16 W (8 W pro Kanal); Frequenzgang: <math>\pm 1</math> dB von 30 Hz - 30 kHz bei Vollast; Klirrfaktor: 2% bei 15 kHz; 0,7% bei 1 kHz; 2% bei 30 kHz; Intermodulation: 3% bei Vollast; 220 V/50 Hz/85 W; Abmessungen: 343 x 120 x 235 mm/5,4 kg.                  Bausatz: DM 235,— Gerät: DM 388,—</p>
---	---	--

 <p><b>Elektronischer Schalter ID-22 E</b>                  Mit diesem Gerät ist es möglich, auf dem Schirm eines Einzelzahl-Oszilloskops zur gleichen Zeit zwei voneinander unabhängige Oszillogramme darzustellen.                  Technische Daten: Frequenzgang: <math>\pm 1</math> dB von 0 - 100 kHz; Schaltfrequenzen: ca. 150, 500, 1500, 5000 Hz; Netzanschluß: 220 V/50 Hz/30 W; Abmessungen: 240 x 170 x 130.                  Bausatz: DM 185,— Gerät: DM 253,—</p>	 <p><b>Stehwellen-Meßgerät HM-11</b>                  Das Stehwellen-Meßgerät wird in die Coaxleitung zwischen Sender und Antenne eingeschaltet zur Bestimmung des Stehwellen-Verhältnisses sowie der Abstimmung des Senders.                  Technische Daten: Bereich: 1,5 - 150 MHz; SWR-Anzeige: 1 - 5; Eingang: Ausgangsanschlußwahlweise 50 <math>\Omega</math> oder 75 <math>\Omega</math>.                  Bausatz: DM 87,— Gerät: DM 129,—</p>	 <p><b>Bafreflex-Kombination SSU-1/D</b>                  Dieses hochwertige Lautsprecher-System ist vorzüglich geeignet für HiFi-Stereo-Anlagen in mittleren und kleinen Räumen.                  Technische Daten: Frequenzgang: <math>\pm 5</math> dB von 40 Hz - 16 kHz; Belastbarkeit: 25 W; Anpassung: 16 <math>\Omega</math>, 20 cm-Baßlautsprecher; 10 cm-Hochtöner-Breitbander; Abmessungen: 583 x 292 x 298/9,5 kg.                  Bausatz: DM 169,— Gerät: DM 246,—</p>
--	--	--

 <p><b>Breitband-Oszilloskop IO-30/S</b>                  Technische Daten: Y-Verstärker: 3 Hz, 5 MHz (<math>\pm 1,5</math> -5 dB); 8 Hz, 2,5 MHz (<math>\pm 1</math> dB); Empfindlichkeit: 25 mV/cm; Anlagzeit: max. 0,08 <math>\mu</math>s; X-Verstärker: 1 Hz, 400 kHz (<math>\pm 3</math> dB); Empfindlichkeit: 300 mV/cm; Kippzeit: 10 Hz, 500 kHz grob in 5 Stufen und fein.                  Bausatz (10-12 E, ohne Abach.-Zyl. (45,-)): DM 845,— Gerät (einachtl. Abach.-Zylinder): DM 728,—</p>	<p>Alle Bausätze und Geräte ab DM 100,— ab sofort auch auf Teilzahlung</p> <p style="text-align: center;"><b>DAYSTROM GmbH</b>                  Abt. T 10/64                  6079 Spremlingen bei Frankfurt                  Robert-Bosch-Straße Nr. 32 - 38</p> <p style="text-align: right;">Ich bitte um Zusendung Ihres kostenlosen Kataloges <input type="checkbox"/>                  folgender Einzelbeschreibungen: _____                  _____                  _____                  Abs.: _____                  ( ) _____</p>
--	--



P. ALTMANN

# Grundsaltungen der Rundfunktechnik und Elektronik

Fortsetzung von FUNK-TECHNIK Bd 19 (1964) Nr. 9, S. 334

## 2.2 Tonfrequenzverstärker mit Transistoren

Tonfrequenzverstärker mit Transistoren sind Versuchen gut zugänglich, so daß wir uns damit näher befassen wollen.

### 2.2.1. Verstärkerarten

Aufbau und Eigenschaften eines Transistor-Tonfrequenzverstärkers sind vor allem durch die Leistung der Transistoren und die Art der Kopplung zwischen den einzelnen Stufen bestimmt. Besonders die Art der Kopplung beeinflußt Aufbau und Wirkungsweise des Verstärkers so sehr, daß man nach diesem Gesichtspunkt eine Einteilung vornimmt. Wir unterscheiden vor allem zwischen zwei Hauptgruppen, den sogenannten RC-Verstärkern und den Transformatorverstärkern. Bei der ersten Gruppe dient zur Kopplung zwischen den Stufen ein Kondensator, bei der zweiten ist zwischen beiden Stufen ein Transformator (Übertrager) angeordnet.

Sind größere Tonfrequenzleistungen zu verarbeiten, so muß man nicht nur Transistoren mit größerer Verlustleistung, sondern oft auch sogenannte Gegentaktschaltungen anwenden, die besondere Vorteile haben. Der Aufbau solcher Gegentaktschaltungen ist jedoch bereits recht kompliziert, so daß wir uns bei unseren Versuchen auf die einfachen Grundsaltungen beschränken wollen.

### 2.2.2. Aufbau und Betrieb eines RC-Verstärkers mit Transistoren

**63** Bild 16 zeigt die Schaltung. Vorweg sei bemerkt, daß wir zur Steuerung unseres Verstärkers eine Tonfrequenzquelle benötigen. Wir verwenden hierfür zweckmäßigerweise unsere einfache Detektorschaltung nach

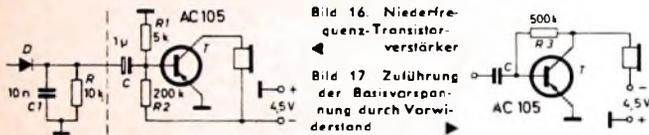


Bild 3, die links im Bild 16 teilweise angedeutet ist (Diode D in Verbindung mit dem 10-nF-Kondensator C1, dem wir jetzt den 10-kOhm-Widerstand R parallel schalten, da an dieser Stelle der Kaphörer fehlt).

An R tritt die Tonfrequenzspannung des empfangenen Senders auf, die verstärkt werden soll. Dazu führen wir die Spannung über den Koppelkondensator C zur Basis des Transistors T, dessen Arbeitspunkt mit dem Spannungsteiler R1, R2 eingestellt wird. Der Spannungsteiler liegt an der Gesamtspannung und der Emitter unmittelbar am Pluspol der Betriebsstromquelle (4,5-V-Batterie). In den Collectorkreis des Transistors ist der Kaphörer geschaltet. Stimmen wir nun unseren Detektorempfänger wie bisher ab, so werden wir eine wesentlich größere Lautstärke als ohne Verstärker haben.

Auch hier macht man von der Stromverstärkung des Transistors Gebrauch. Zur Basis fließt über C ein schwacher Tonfrequenzstrom, der vom Detektor geliefert wird, und dieser Strom tritt verstärkt im Collectorkreis auf. Die Verstärkung ist schon bei Verwendung nur eines Transistors sehr beträchtlich und für gute Kaphörerlautstärke völlig ausreichend.

**64** Wir wollen nun wieder durch Verändern der Schaltorgane das elektrische Verhalten der Schaltung untersuchen. Zunächst ersetzen wir den 1-µF-Kondensator C durch einen von etwa 10 nF. Dabei werden wir feststellen, daß die Tonwiedergabe heller klingt, aber auch viel leiser ist. Der Grund hierfür ist leicht zu verstehen. Der 10-nF-Kondensator hat gegenüber dem kleinen Widerstand der Basis-Emitter-Strecke einen so großen Wechselstromwiderstand, daß sich eine starke Spannungssteilung ergibt. Dabei fällt ein großer Teil der Spannung an C ab. Dieser Spannungsabfall ist außerdem frequenzabhängig, da der Kondensator für die hohen Frequenzen einen kleineren Widerstand als für die tiefen hat. Die tiefen Frequenzen werden daher leiser als die hohen wiedergegeben, wodurch sich der hellere Klang im Kaphörer erklärt. Aber auch bei den hohen Tönen geht noch ein erheblicher Anteil der vom Detektor gelieferten Spannung an C verloren, so daß die Wiedergabe insgesamt erheblich leiser ist. C muß wenigstens 1 µF sein (möglichst größer), wenn wir die tiefen Töne nach gut wiedergeben wollen. Dieser große Koppel-

kondensator ist typisch für alle Niederfrequenzverstärkerschaltungen mit Transistoren.

Wir lassen zunächst den Widerstand R1 fort und werden feststellen, daß praktisch nichts mehr zu hören ist. Der Transistor arbeitet jetzt in einem ungeeigneten Arbeitspunkt, der eine ordnungsgemäße Steuerung verhindert. Lassen wir R2 an Stelle von R1 fort, so verstärkt der Transistor zwar nach, aber die Wiedergabe ist verzerrt. Der Ruhestrom des Transistors ist jetzt viel zu niedrig, und es ergibt sich eine unsymmetrische Aussteuerung, die eine Verzerrung der Ausgangsspannung zur Folge hat.

Ersetzen wir den Transistor T durch einen Hochfrequenztransistor, so werden wir keine Verbesserung feststellen. Hochfrequenztransistoren bringen also hier keinen Vorteil, weil ihre hohe obere Grenzfrequenz nicht ausgenutzt wird. An dieser Stelle sind daher Niederfrequenztransistoren am Platz.

Jetzt ändern wir die Schaltung nach Bild 17 ab, indem wir den Spannungsteiler R1, R2 im Bild 16 durch einen Vorwiderstand R3 ersetzen, der unmittelbar zwischen der Basis und dem Collector von T liegt. Die Wiedergabe ist nun sehr klarer, und daraus kann man schließen, daß der Transistor besonders verzerrungsfrei arbeitet. Der Widerstand R3 zwischen Collector und Basis bewirkt nämlich eine Gegenkopplung, denn es wird ein Teil der am Kaphörer liegenden verstärkten Wechselspannung gegenphasig auf die Basis zurückgeführt. Dadurch verringert sich zwar die Verstärkung des Transistors etwas, aber die Arbeitskennlinien werden geradliniger, und das macht sich durch geringere Verzerrungen bemerkbar. Unsere Feststellungen sind natürlich ungenau, weil wir nur nach dem Gehör urteilen können und keine Meßinstrumente zur Verfügung haben. Würden wir den Klirrfaktor der verstärkten Tonfrequenz bei beiden Schaltungen messen und die Werte miteinander vergleichen, so würden wir feststellen, daß er bei Bild 17 wesentlich kleiner ist.

Die Wiedergabe ist bei der Schaltung nach Bild 17 natürlich leiser, da sich die gegenkoppelnde Wirkung von R3 nicht vermeiden läßt. Oft stehen aber so hohe Tonfrequenzspannungen zur Verfügung, daß man diesen Nachteil in Kauf nehmen kann. Übrigens stabilisiert der Widerstand R3 den Transistor auch etwas in thermischer Hinsicht. Das gleiche gilt aber auch für den Spannungsteiler R1, R2 im Bild 16. Je kleiner man die Widerstandswerte des Spannungsteilers wählt, um so besser ist die stabilisierende Wirkung.

Bild 18 zeigt einen zweistufigen RC-Verstärker, der aus den beiden hintereinander geschalteten Stufen nach Bild 16 und Bild 17 besteht. Im Collectorkreis der ersten Stufe liegt jetzt aber der ohmsche Außenwiderstand R2, und die in T1 vorverstärkte Spannung gelangt über C1 zur Basis des Transistors T2. Die Vorspannung für die Basis von T2 wird durch R3 gewonnen. Im Collectorkreis des zweiten Transistors liegt der Kaphörer. Den Detektorempfänger schaltet man wie im Bild 16 an. Wir werden feststellen, daß die Lautstärke jetzt erheblich zugenommen hat und daß besonders beim Empfang starker Sender bereits Verzerrungen auftreten, was auf eine Übersteuerung des zweiten Transistors zurückzuführen ist. Willen wir das vermeiden, so müssen wir nach Bild 19 den Widerstand R2 als Potentiometer P ausbilden, an dem man einen Teil der Spannung abgreifen kann. Wir werden sehen, daß sich jetzt die Verzerrungen durch Herabregeln von P weitgehend beseitigen lassen. Dabei

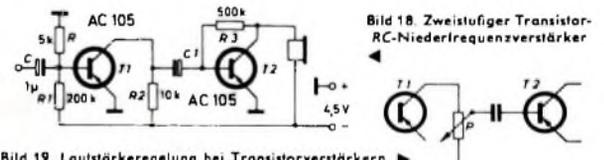


Bild 18. Zweistufiger Transistor-RC-Niederfrequenzverstärker

geht aber auch die Lautstärke zurück. Hier finden also die Anwendungsmöglichkeiten der kleinen Transistoren ihre Grenzen. Wünschen wir größere Lautstärken bei kleinen Verzerrungen, so müssen wir Transistoren mit größerer Verlustleistung und höhere Spannungen anwenden. Wir können jedoch auf die Beschaffung der teuren Leistungstransistoren verzichten, weil wir nur das Grundsätzliche im Versuch kennenlernen wollen.

Selbstverständlich können wir auch den zweistufigen Verstärker durch Verändern der elektrischen Daten näher untersuchen. Die Veränderung der Arbeitspunkte der Transistoren macht sich hier besonders wegen der größeren Aussteuerung des zweiten Transistors viel stärker als bei einem einstufigen Verstärker bemerkbar. Das gleiche gilt für die Veränderung der Werte der Koppelkondensatoren. Wir wollen uns übrigens bei dieser Gelegenheit merken, daß sich die Verstärkungszahlen der einzelnen Stufen multiplizieren. Haben wir zum Beispiel eine Leistungsverstärkung von 100 für jeden Transistor, so ist die Gesamtverstärkung  $100 \cdot 100 = 10000$ .

Die RC-Schaltung hat, obwohl sie gut arbeitet, doch auch bestimmte Nachteile. Der Ausgangswiderstand eines Transistors ist nämlich stets groß gegenüber dem Eingangswiderstand der Basis-Emitter-Strecke des fol-

**MONETTE**

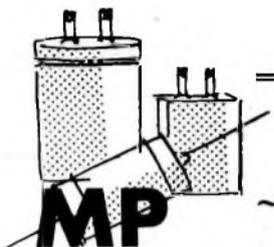
Glasierte und zementierte drahtgewickelte Hochlast-Widerstände

Drahtgewickelte Drehwiderstände (Potentiometer) glasiert und zementiert

**MONETTE ASBESTDRAHT GMBH** Zweigniederlassung Marburg/L. Tel. 6833 Drahtwerk Monettmarburg

# SEL - KONDENSATOREN

## Metallpapier



Selbstheilend  
Lange Lebensdauer  
R-Reihe:  
Kleinste Abmessungen  
Hochspannung  
1 ... 6,3 kV

Motoranlaß und -betrieb  
Leuchtstofflampen  
Phasenschieber

## Metallisierte Kunststoffolie



Selbstheilend  
-55 bis +125° C  
bis 47  $\mu$ F  
: Mylar  
Kleinste Abmessungen  
: Polycarbonat  
kleiner  $\tan \delta$

## Styroflex Kunststoffolie



bis 500 V  
bis  $\pm 0,5\%$  Toleranz  
durch Zwillingswickel  
bis ins UKW-Gebiet  
verwendbar

## Tantal mit festem Elektrolyten



bis 75 V  
bis 700  $\mu$ F

Sonderausführung für  
gedruckte Schaltungen  
Langjährig lagerfähig



**SEL** ... die ganze nachrichtentechnik

Geschäftsbereich Bauelemente  
85 Nürnberg, Platenstraße 66  
Fernsprecher (0911) 44 17 81  
Fernschreiber 06-22 212

**BERU**



**FUNK-  
ENTSTÖR-  
SÄTZE**

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

**Griffbereit  
für jede Fahrzeugtype**

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

**BERU**

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

genden Transistors. Infolgedessen ist bei der Schaltung nach Bild 18 der Ausgang von T 1 an den Eingang von T 2 sehr schlecht angepaßt. Das bedeutet in der Praxis einen Verstärkungsverlust, den man aber nicht umgehen kann, denn es besteht keine Möglichkeit der Widerstands-  
 transformallon. Diesem Nachteil steht aber der Vorteil gegenüber, daß man mit sehr kleinen und billigen Bauteilen auskommt. Transformatoren (Übertrager) sind stets teurer als Koppelkondensatoren und Widerstände. Außerdem müssen Übertrager eine bestimmte Größe haben, wenn man Wert auf die einwandfreie Wiedergabe der tiefen Töne legt.

### 2.2.3. Bau und Betrieb eines transformatorgekoppelten Verstärkers mit Transistoren

Wir wollen nun die Wirkungsweise eines transformatorgekoppelten Transistorverstärkers im Versuch kennenlernen und besorgen uns zunächst einen geeigneten Übertrager. Es genügt eine Miniaturausführung, die eine Kerngröße M 20 und ein Übersetzungsverhältnis von 4...5:1 haben soll. Zunächst bauen wir die Versuchsschaltung nach Bild 20 auf. Links ist der Detektorkreis angedeutet, der hier auf die Primärseite des Übertragers U arbeitet. Die Sekundärseite steuert unmittelbar die Basis des Transistors T, dessen Arbeitspunkt mit R, R 1 eingestellt wird. Dieser Spannungsteiler liegt an der Sekundärwicklung, und der Anschlußpunkt ist kapazitiv über C mit Masse verbunden.

Beim Abstimmen unseres Detektorempfängers werden wir feststellen, daß sich mit dieser Schaltung eine noch größere Lautstärke als bei der nach Bild 16 erreichen läßt. Das erklärt sich durch die jetzt wesentlich günstigere Anpassung zwischen Detektorkreis und Transistoreingang. Mit der gewählten Untersezung von 4:1 transformieren wir den Ausgangswiderstand des Detektorkreises auf einen kleineren Wert, der gut zum Eingangswiderstand des Transistors paßt. Daher gelangt wesentlich mehr Tonfrequenzleistung zur Basis des Transistors, und das macht sich natürlich als größere Lautstärke im Kopfhörer bemerkbar. Der zusätzliche Übertrager lohnt sich also durchaus, ist aber zum Beispiel bei Kleinstgeräten oft schwierig unterzubringen und kostet mehr als Widerstände und Kondensatoren.

Um uns von der Wirkungsweise des Übertragers U zu überzeugen, verwenden wir jetzt die Primärwicklung als Sekundärwicklung und die Sekundärwicklung als Primärwicklung. U arbeitet nun als Aufwärtsübertrager 1:4. Der Empfang ist wesentlich leiser und verzerrt. Das ist eine Folge der übertrieben schlechten Anpassung, denn wir transformieren den ohnehin hohen Widerstand des Detektorkreises auf einen

nach höheren Wert, der dann noch schlechter zum Eingangswiderstand des Transistors paßt. Man erkennt also die große Bedeutung eines richtig gewählten Übersetzungsverhältnisses. Interessante Versuche ergeben sich auch, wenn man sich einen Übertrager selbst baut und ihn sowohl sekundär- als auch primärseitig mit Anzapfungen versieht. Man probiert dann die Anzapfungen der Reihe nach aus und wird dabei einen Bestwert finden, bei dem sich eine optimale Leistungsübertragung zwischen Detektorkreis und Transistoreingang ergibt. Allerdings haben diese Versuche wenig Zweck, wenn man nur auf das Gehör angewiesen ist. Hier sollte man schon mit Meßinstrumenten arbeiten, also einen Tonfrequenzgenerator und ein Röhrenvoltmeter oder einen Ausgangsspannungsmesser zur Verfügung haben.

Wir können auch bei dieser Schaltung den Arbeitspunkt des Transistors durch Wahl von anderen Werten für R und R 1 verändern. Dabei werden sich wieder die schon früher beschriebenen Erscheinungen ergeben. Zu beachten ist übrigens, daß die kleinen Miniaturübertrager, die wir hier verwenden, die tiefen Töne verhältnismäßig schlecht übertragen. In vielen Fällen spielt das keine allzu große Rolle. Wünscht man jedoch eine gute Übertragung auch der tiefsten Töne, so muß man eine wesentlich größere Primärinduktivität und damit einen größeren und schwereren Übertrager verwenden. Von diesen Versuchen wollen wir jedoch absehen.

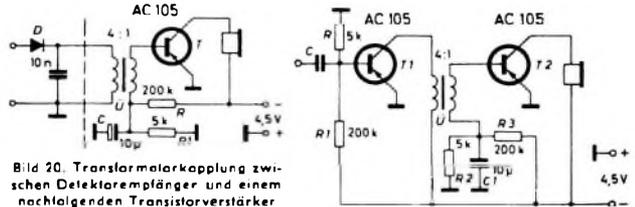


Bild 20. Transformatoranpassung zwischen Detektorempfänger und einem nachfolgenden Transistorverstärker

Bild 21. Transformatoranpassung zwischen zwei Transistor-NF-Stufen

Bild 21 zeigt einen zweistufigen gemischt gekoppelten Verstärker. Der Eingang entspricht dem von Bild 18, das heißt, wir koppeln die Niederfrequenzspannung kapazitiv auf die Basis des ersten Transistors T 1 und nehmen die damit verbundene schlechtere Anpassung in Kauf. Den



## TELEWATT VS-56

## Der 1000fach bewährte STEREO-HIGH-FIDELITY VERSTÄRKER

Ein Favorit der 30 Watt Klasse, entstanden aus dem berühmten Stereo-Nova VS 55, dem neuesten Stand der High-Fidelity Technik entsprechend weiter verfeinert, bietet der VS-56 folgende Vorzüge:

- Kompaktverstärker mit eingebautem Vorverstärker
- Hervorragende Klangtreue auch bei tiefen und hohen Frequenzen
- Korrekte Leistungsangaben
- Hohe Betriebssicherheit durch erprobten Aufbau
- Konstruiert und hergestellt von **kh** den weltbekanntesten Pionieren in High-Fidelity



### Technische Daten:

- Musikleistung 30 (2 x 15) Watt
- Dauerleistung: 24 (2 x 12) Watt
- Klirrgrad (12 Watt) 0,25% bei 1000 HZ  
0,95% bei 30 HZ
- Fünf Eingänge
- Eingang für mag. Tonabnehmer, Empfindlichkeit 3,5 mV

- Höhentfilter
- Phasenschalter
- Rumpelfilter
- Contourschalter

Ausgänge für alle Lautsprecher

TELEWATT Stereo-FM-Tuner, TELEWATT Lautsprecher, und weitere TELEWATT Verstärker vorführbereit bei Ihrem High-Fidelity Händler. Verlangen Sie Druckschriften!

**KLEIN + HUMMEL**  
7 STUTTGART POSTFACH 402

Übertrager verwenden wir jetzt zur Kopplung zwischen dem ersten und zweiten Transistor. Wir müssen auch hier abwärts transformieren, da der Ausgangswiderstand von 71 groß, der Eingangswiderstand von 7,2 dagegen klein ist. Der Transformator wird also ebenso wie im Bild 20 geschaltet, und wir werden feststellen, daß die Lautstärke dieses Verstärkers nach größer ist als die des Verstärkers nach Bild 18.

Mitunter kommt es besonders bei hohen Verstärkungen vor, daß mehrstufige Verstärker zum Selbstschwingen neigen. Es handelt sich dabei um eine ähnliche Erscheinung, wie wir sie schon bei den Hochfrequenzverstärkern kennengelernt haben, und die Gründe dafür sind praktisch die gleichen. Stets tritt irgendwo eine Rückkopplung auf, die zur Auslösung der selbständigen Schwingung führt. Da die Induktivitäten und Kapazitäten in Niederfrequenzverstärkern naturgemäß größer als in Hochfrequenzverstärkern sind, hat die sich erregende Schwingung eine wesentlich tiefere Frequenz, die in den Tonfrequenzbereich fällt. Das Selbstschwingen von Niederfrequenzverstärkern äußert sich daher im allgemeinen als mehr oder weniger hohes Pfeifen im Kopfhörer. Es wird aber weniger durch kapazitive Verkopplungen von Stufe zu Stufe (wie bei Hochfrequenzverstärkern) verursacht, sondern meist durch „innere“ Rückkopplungen, wie sie etwa bei einer gemeinsamen Stromquelle entstehen können. Betrachten wir zum Beispiel Bild 21. Hier fließen die Collectorströme der beiden Transistoren durch dieselbe Batterie. Hat diese nun für Wechselstrom einen verhältnismäßig großen Widerstand, was besonders bei älteren Batterien häufig vorkommt, so bildet sich am Innenwiderstand der Batterie ein von den beiden Collectorströmen hervorgerufener gemeinsamer Spannungsabfall aus, und die beiden Stufen sind dadurch miteinander galvanisch verkopfelt. Das genügt häufig schon, um das erwähnte unangenehme Selbstschwingen herbeizuführen. Es läßt sich beseitigen, indem man die Batterie mit einem sehr großen Kondensator (möglichst mehr als 100 µF) überbrückt. Dieser Kondensator verhindert dann das Auftreten eines gemeinsamen Spannungsabfalles, und das Pfeifen verschwindet.

Eine weitere Ursache für die niederfrequente Selbsterregung ist dann gegeben, wenn beispielsweise zwei Übertrager verwendet werden und wenn diese so eng benachbart montiert sind, daß das magnetische Streufeld des einen Übertragers auf den anderen koppeln kann. Man spricht dann von magnetischer Verkopplung, die ebenso wie eine galvanische zur Selbsterregung führt. Die räumliche Trennung und eine um 90° gegeneinander versetzte Montage der beiden Übertrager (dabei sind diese so angeordnet, daß die Achsen der Übertragerspulen senkrecht aufeinander stehen) beseitigen die störende Erscheinung. Wenn wir später einmal einen transformatorgekoppelten Verstärker mit mehreren Übertragern bauen wollen, müssen wir schon beim Entwurf darauf achten. Läßt sich die magnetische Verkopplung aus räumlichen Gründen nicht beseitigen, so kann man sich häufig damit helfen, daß man eine Übertragerwicklung umpolt. Manchmal hilft auch eine zusätzliche Dämpfung, indem man den Übertragerwicklungen Widerstände von etwa 2...20 kOhm parallel schaltet.

### 23 Tonfrequenzverstärker mit Röhren

Die Untersuchung einfacher Tonfrequenzverstärkerschaltungen mit Röhren erfordert nur geringen Aufwand; neue Teile brauchen wir nicht zu kaufen. Zunächst wird ein RC-Verstärker und anschließend ein Transformatorverstärker beschrieben.

#### 23.1 Aufbau und Betrieb eines RC-Verstärkers mit Röhren

Die einfache Schaltung zeigt Bild 22. Wir verwenden das Triodensystem der Röhre ECL 80. Die Gittervorspannung wird mit dem Katodenwiderstand R 2 erzeugt, der mit dem Katodenkondensator C 2 überbrückt ist. R 1 ist der Gitterableitwiderstand. Zur Aussteuerung verwenden wir wieder die Ausgangsspannung unseres Detektorempfängers (im Bild 22 durch D, R und C angedeutet), die über C 1 zum Gitter der Röhre gelangt. Im Anodenkreis von R<sub>0</sub> liegt der Kopfhörer. Bei dieser Schaltung werden wir eine beträchtliche Verstärkung feststellen.

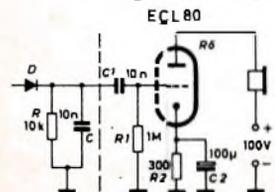


Bild 22 Kapazitive Kopplung eines Detektorempfängers an eine Röhren-Niederfrequenzstufe

Wir befassen uns nun wieder mit der hier gewählten Dimensionierung der Einzelteile. Zunächst fällt auf, daß der Koppelkondensator C 1 einen wesentlich kleineren Wert hat als im Bild 16. Vergrößern wir den Kondensator versuchsweise auf 1 µF, so werden wir keine Veränderung feststellen. Wir können C 1 sogar bis auf etwa 2 nF verkleinern, ohne daß sich die Empfangsqualität im Kopfhörer nennenswert ändert. In dieser Hinsicht verhält sich also der Röhrenverstärker anders als der Transistorverstärker. Der große Eingangswiderstand der Röhre, der praktisch nur aus dem Gitterableitwiderstand R 1 (1 MOhm) besteht, ist nämlich immer noch groß gegenüber dem kapazitiven Widerstand von

# VALVO

BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

## BF 109

### Silizium-npn-Mesatransistor

Für hochwertige Video-Endstufen in Fernsehempfängern wurde der Transistor BF 109 geschaffen. Eine solche Endstufe liefert Steuerspannungen für die Bildröhre von mehr als 80 V zwischen Schwarz und Weiß. Zur Anpassung der Endstufe an den Demodulator kann dabei ein Impedanzwandler dienen, der mit dem Transistor AF 127 bestückt ist. Bei 40-facher Spannungsverstärkung beträgt die Bandbreite 6 MHz und das Linearitätsmaß etwa 0,85...0,90. Die Änderungen der Betriebswerte bei Temperaturschwankungen sind vernachlässigbar klein. Einige Grenz- und Kennwerte:

$$U_{CE} = \text{max. } 135 \text{ V}$$

$$I_C = \text{max. } 40 \text{ mA}$$

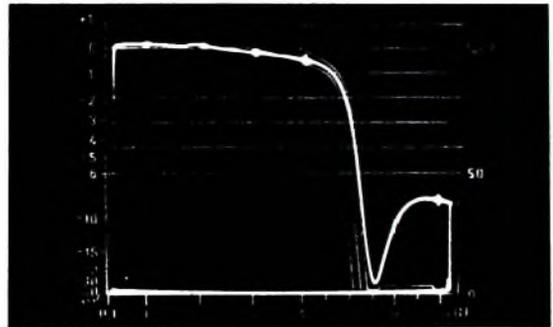
$$P_C = \text{max. } 1,2 \text{ W}$$

$$\text{Grenzfrequenz für } \beta = 1 : f_t \approx 80 \text{ MHz}$$

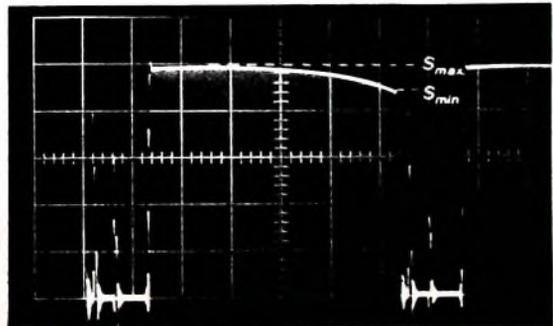
$$\text{Rückwirkungskapazität : } C_{re} \approx 3 \text{ pF}$$



H 1263/666



Frequenzgang eines Videoverstärkers mit BF 109 bei Übertragung eines mittleren Grauwertes.



Verlauf der Steilheit im Übertragungsbereich zwischen Schwarz und Weiß  $S_{min}/S_{max} \approx 0,9$

VALVO GMBH HAMBURG 1

C 1, und zwar auch noch bei den tiefen Tönen. Es besteht also keine Veranlassung, an dieser Stelle eine extrem große Kapazität wie bei Transistorverstärkern zu verwenden.

**76** Entfernen wir einmal den Katodenkondensator C 2, so stellen wir einen erheblichen Rückgang der Lautstärke fest. Das beweist, daß R 2 eine starke Gegenkopplung bei fehlendem Katodenkondensator bewirkt. Um auch die tiefen Töne gut wiederzugeben, muß C 2 verhältnismäßig groß sein. Wir können C 2 allerdings — wenigstens bei Kopfhörerbetrieb — bis auf 10 µF verkleinern, ohne eine besondere Verschlechterung der Wiedergabe zu bemerken. Bei hochwertigen Tonfrequenzanlagen muß man aber sehr große Werte für den Katodenkondensator wählen, um die tiefen Töne zufriedenstellend wiedergeben zu können.

Eine Vergrößerung des Widerstandswertes von R 1 macht sich bei der Wiedergabe im Kopfhörer praktisch nicht bemerkbar, während die Verkleinerung ab etwa 0,2 MOhm zu einem Lautstärkeverlust führt, weil der Detektorempfänger stärker belastet wird. Gleichzeitig ergibt sich eine hellere Wiedergabe, weil der kapazitive Widerstand von C 1 bei niedrigen Frequenzen jetzt nicht mehr klein gegen R 1 ist. Diese Erscheinung haben wir bereits früher kennengelernt.

**77** An Stelle des Triodensystems der ECL 80 läßt sich auch das Pentodensystem verwenden. Das Schirmgitter wird dabei mit der Katode und das Schirmgitter mit dem unteren Anschluß des Kopfhörers verbunden. Die Wiedergabe ist ebenfalls einwandfrei und sogar noch etwas lauter, weil dieses System noch mehr verstärkt. Legen wir das Schirmgitter an die Anode, so arbeitet die Röhre als Triode.

### 2.3.2. Aufbau und Betrieb eines transformatorgekoppelten Verstärkers mit Röhren

**80** Wir bauen nun die Schaltung nach Bild 23 auf. Als Eingangsübertrager verwenden wir den schon von Bild 20 bekannten Übertrager. Er wird aber so geschaltet, daß die hochohmige Seite das Gitter des ersten Röhrensystems steuert, denn wir können in diesem Fall die Spannung wegen des großen Eingangswiderstandes der Röhre ohne weiteres hochtransformieren. Das bedeutet auch einen Gewinn an Verstärkung. Im Anodenkreis von R 1 liegt der Außenwiderstand R 1, an dem die verstärkte Spannung auftritt. Diese gelangt über C 2 zum Gitter des zweiten Röhrensystems. Da die ECL 80 eine gemeinsame Katode hat, müssen wir mit einem einzigen Katodenwiderstand arbeiten (man kann ihn auch unterteilen und dadurch jeder Röhre eine besondere Vorspannung geben; bei unseren einfachen Versuchen ist das aber nicht erforderlich). Allerdings muß dieser Katodenwiderstand sehr gut kapazitiv überbrückt sein, da sich sonst eine unerwünschte Verkopplung der beiden Röhrensysteme ergibt, was zur Selbsterregung führt. Ein Kondensator C 1 von 100 µF ist schon erforderlich. Im Anodenkreis von R 2 liegt der Kopfhörer, und wir werden feststellen, daß

die Lautstärke dieses Verstärkers sehr groß (bei geringen Verzerrungen) ist. Das verdanken wir nicht zuletzt der hohen Betriebsspannung und der guten Aussteuerbarkeit des Pentodensystems. Eigentlich müßte man hier einen Lautsprecher mit Ausgangsübertrager verwenden, um die Ausgangsleistung ausnutzen zu können. Gegebenenfalls beschaffen wir uns einen Lautsprecher (Belastbarkeit 2 W) mit dem zugehörigen Übertrager.

Jetzt vertauschen wir Primär- und Sekundärseite des Übertragers U. Das hat einen Rückgang der Lautstärke zur Folge, was ohne weiteres verständlich ist, da die Spannung am Gitter 16mal niedriger ist als vorher. Eine Abwärts-Transformation wie bei Transistorverstärkern bringt hier also keine Vorteile. Die Aufwärts-Transformation kann man jedoch nicht beliebig weit treiben, denn man würde dann auf der Sekundärseite eine so hohe Windungszahl erhalten, daß die Eigenresonanz dieser Wicklung bereits im hohen Tonfrequenzbereich liegt, und alle Töne oberhalb der Eigenresonanz würden geschwächt werden.

Verkleinern wir versuchsweise R 1 oder R 2, so werden wir von einem bestimmten Widerstandswert ab einen Rückgang der Lautstärke feststellen. Der Anodenwechselstrom von R 1 erzeugt dann an R 1 einen nicht mehr ausreichenden Spannungsabfall. Die hier gewählte Bemessung ist für die Übertragung des Tonfrequenzbereichs sehr gut geeignet. Übrigens sind die Werte der Widerstände keineswegs kritisch, wie sich aus einem leicht durchzuführenden Versuch ergibt. Ob wir nun R 1 beispielsweise mit 100 kOhm oder mit 200 kOhm bemessen, spielt, wenn man nicht sehr genau ist, keine große Rolle. Ebenso könnte auch R 2 einen etwas größeren oder kleineren Wert haben. Bei der Bemessung von Gitterableitwiderständen muß man aber immer die Röhrendaten beachten; die Hersteller geben Maximalwerte für die Gitterableitwiderstände an, die nicht überschritten werden dürfen.

Hinsichtlich des Koppelkondensators C 2 gelten auch hier die bei Bild 22 gegebenen Hinweise. Eine Vergrößerung dieses Kondensators hat wegen des hohen Eingangswiderstandes von R 2 keinen Zweck.

Abschließend sei noch erwähnt, daß beim Betrieb eines Lautsprechers stets ein Abwärtsübertrager erforderlich ist, denn die modernen Lautsprecher haben sehr kleine Widerstände (4 ... 15 Ohm). Der Ausgangswiderstand von Endpentoden liegt dagegen bei einigen tausend Ohm, und dieser Widerstand muß über den Ausgangsübertrager an den kleinen Widerstand des Lautsprechers angepaßt werden. Die käuflichen Ausgangsübertrager tragen diesen Verhältnissen weitgehend Rechnung.

Wir haben nun die Tonfrequenz-Verstärkertechnik unter Verwendung von Transistoren und Röhren so weit kennengelernt, daß wir die Wirkungsweise kompletter Geräte ohne weiteres verstehen können. Auf dem Gebiet der Tonfrequenztechnik gibt es natürlich noch zahllose Einzelprobleme, auf die wir hier aber nicht eingehen wollen.

(Fortsetzung folgt)

### Berichtigung

Transistor-Batterie-Tonbandgerät „Magnetophon 300“. Funk-Technik Bd. 19 (1964) Nr. 8, S. 251-254  
Auf Seite 253 muß es in der ersten Spalte, 6. Zeile von unten, richtig  $\tau = 1800 \mu s$  (an Stelle 1800 ms) heißen. Die Zuordnung der Kurven im Bild 7 ist a Aufnahmefrequenzgang, b Über-Band-Frequenzgang, c Wiedergabefrequenzgang.

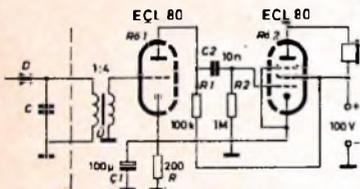


Bild 23 Transformatorkopplung auf die erste Röhre, kapazitive Kopplung zwischen beiden Röhren des Tonfrequenzverstärkers

### Schallplatten von Ihren Tonbandaufnahmen

Durchmesser	Umdrehung	Laufzeit max.	1-9 Stück	10-100 Stück
17,5 cm NP	45 per Min.	2 x 3 Min.	DM 8,—	DM 6,—
17,5 cm EP	45 per Min.	2 x 6 Min.	DM 10,—	DM 8,—
25 cm LP	33 per Min.	2 x 16 Min.	DM 20,—	DM 16,—
30 cm LP	33 per Min.	2 x 24 Min.	DM 30,—	DM 24,—

REUTERTON-STUDIO 535 Euskirchen, Wilhelmstr. 46 · Tel.: 2801

### CDR-Antennen-Rotor TR-2A

CDR = Circles and Detects like Radar (kreist und ertast wie Radar). Schwent Antennen bis 70 kg, Drehmoment 26 mkg, Montagezeit nur 30 Minuten, hierzu Steuergerät im elfenbeinfarbenen Kunststoffgehäuse mit beleuchteter Kompaß-Skala und Steuertaster für Rechts- u. Linkslauf des Rotors. 1 U/min. Anschluß an 220 Volt ~. Preis komplett portofrei DM 186,—.

R. Schünemann, Funk- und Meßgeräte  
1 Berlin 47, Neuhof Str. 24, Tel. 60 84 79



### Rundfunk-Transformatoren

für Empfänger, Verstärker, Meßgeräte und Kleinsender

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

### METALLGEHÄUSE



PAUL LEISTNER HAMBURG  
HAMBURG-ALTONA · CLAUSTR. 4-6

Zettelwirtschaft Bankrott bedingt  
Mogler-Kasse Ordnung bringt!



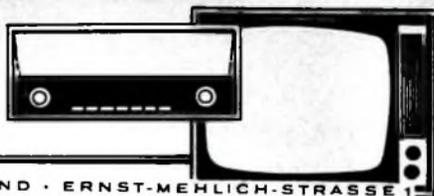


... wo es  
um Qualitäts-HF-Leitungen geht!

Stolle-Koaxialleitungen

**Stolle**

KABELFABRIK · DORTMUND · ERNST-MEHLICH-STRASSE 1



## RADARLEIT

sucht für den  
weiteren Ausbau

**RADIO- u.  
FERNSEHTECHNIKER**  
sowie  
**ELEKTROMECHANIKER**  
mit elektronischen  
Kenntnissen



für ihren Außendienst

Geboten wird eine abwechslungsreiche Dauerstellung mit weitgehend selbständiger Tätigkeit und erheblichen Entwicklungsmöglichkeiten. Die Tätigkeit umfaßt im allgemeinen das Inbetriebsetzen und Erproben von gelieferten Radargeräten und Rechenanlagen sowie die Wartung und Instandsetzung dieser Geräte.

Mit einer Einarbeitungsperiode – evtl. im Ausland – ist zu rechnen, um sich mit dem umfangreichen Programm vertraut zu machen. Erwünscht ist jedoch, daß die Bewerber bereits aufgrund ihrer Ausbildung gute elektronische Kenntnisse besitzen.

Einsatzorte sind Kiel, Hamburg oder Wilhelmshaven



Bewerbungen mit den entsprechenden Unterlagen werden erbeten an

**RADARLEIT GMBH**  
2 HAMBURG 1 · MONCKEBERGSTRASSE 7 (Philips-Haus)

### Unterricht

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

HANS HERMANN FROMM bittet um Angebot kleiner und großer Sonderposten in Emplangs-, Sende- und Spezialröhren aller Art. Berlin 31, Fehrbelliner Platz 3, Telefon: 87 33 95 / 96, Telex: 1 — 84 505

### Kaufgesuche

Radioröhren, Spezialröhren, Widerstände, Kondensatoren, Transistoren, Dioden und Relais, kleine und große Posten gegen Kasse zu kaufen gesucht. Neumüller & Co. GmbH, Mündten 13, Schreudolphstr. 2-T

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

### Schaltungen

Fernsehen, Rundfunk, Tonband  
Eilver sand  
Ingenieur Heinz Lange  
1 Berlin 10, Otto-Suhr-Allee 59



ist ein erfolgreiches Unternehmen, das 25 Jahre besteht. Wir stellen her: Moderne, für gute Formgestaltung ausgezeichnete Fernsehgeräte und Hi-Fi-Stereoanlagen, Mecablitz-Elektronenblitzgeräte, Mecatron-Funkfernsteuerungen und Spezialgeräte der kommerziellen Elektronik. Alles Erzeugnisse der Elektronik, deren fortschrittlicher Entwicklung und deren Qualität wir unseren guten Namen verdanken.

**Wollen Sie bei uns mitarbeiten?**

**Wir suchen:**

### ELEKTRONIK-INGENIEURE

Ganz gleich, ob Ihnen Entwicklungsaufgaben liegen oder ob Sie mehr die Fertigung unserer elektronischen Erzeugnisse interessiert — es findet sich für Sie bei uns das passende Arbeitsgebiet. So gibt es z. B. selbständige und interessante Positionen in unseren modern eingerichteten Elektronik-Labors.

Wenn Sie bei uns, zusammen mit einem kollegialen Team, mitarbeiten wollen, dann bewerben Sie sich bitte sofort mit den üblichen Unterlagen. Wir vereinbaren dann eine Zusammenkunft mit Ihnen, bei der wir uns mit Ihnen über Ihr neues Arbeitsgebiet und nähere Einzelheiten unterhalten können.



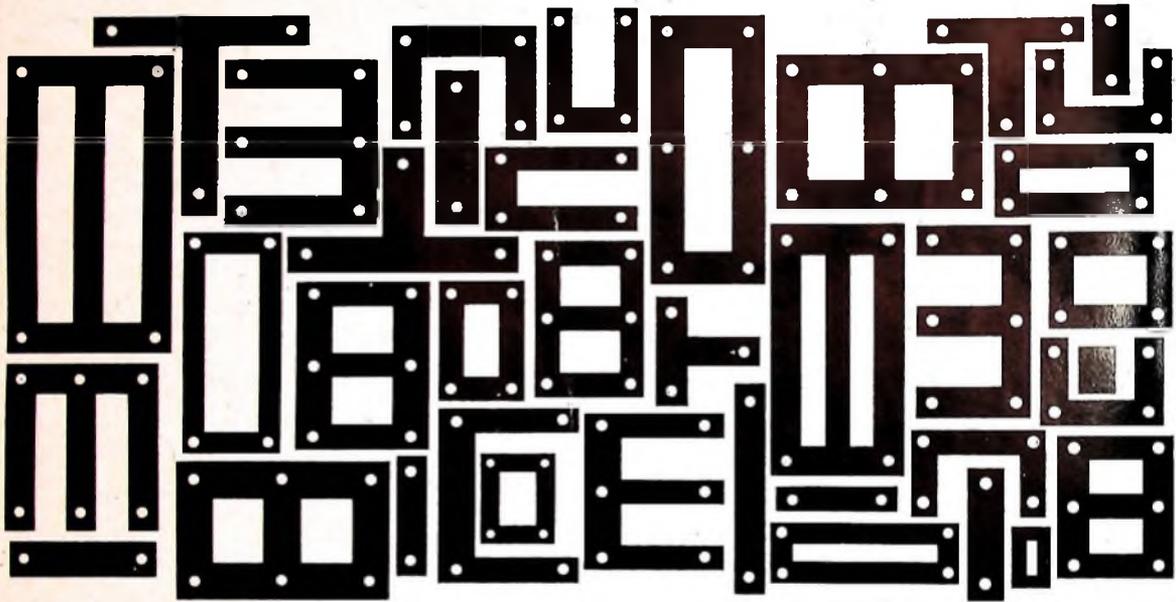
**APPARATEWERKE FÜRTH/BAYERN**

Fernsehen · Radio · Elektronik

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH, Berlin-Borsigwalde, Postanschrift: 1 Berlin 52, Eichborndamm 141—167, Telefon: Sammelnummer (03 11) 49 23 31, Telegrammanschrift: Funktechnik Berlin, Fernschreib-Anschluß: 01 81 632 Fachverlage bln. Chefredakteur: Wilhelm Roth, Stellvertreter: Albert Jönicke, Technischer Redakteur: Ulrich Rodke, sämtlich Berlin, Chefredakteur: Werner W. Diefenbach, Berlin und Kempten/Allgäu. Anzeigenredaktion: Walter Bartsch, Anzeigenleitung: Marianne Weidemann, beide Berlin, Chefredakteur: Bernhard W. Beerwirth, Berlin. Postfachkonto: FUNK-TECHNIK PdaA 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: Eisnerdruck, Berlin



# Präzision im Transformatorbau



## **BLUM** TRAFOBLECHE

Transformatorbleche müssen heute billig sein; das Angebot zahlreicher größerer und kleinerer Stanzfirmen ist groß. Dennoch darf der Preis nicht auf Kosten der Qualität gehen. Präzision ist heute mehr denn je oberstes Gebot im Transformatorbau.

BLUM steht als ältestes deutsches Stanzwerk der Elektroindustrie seit über 40 Jahren im Dienste des Transformatorbaus. Wir helfen unseren Kunden gerne bei der Lösung ihrer Probleme. Bedienen Sie sich der langjährigen Erfahrung unserer Entwicklungsingenieure. Fordern Sie unsere Prospekte und Schnittkataloge an.

BLUM liefert:  
Normmotorenteile als komplette Garnituren und als Einzelteile,  
Motorenbleche,  
Statorpakete genietet und umgossen,  
Preßgußrotore,  
Transformatorbleche,  
Spulenkörper

**E. BLUM KG.**  
7141 Enzweihingen, Tel. 56 43/44  
FS 72 63 282  
464 Wattenscheid, Tel. 83 23  
FS 08 25 866



10020

E.-Thälmann-Str. 56

dt