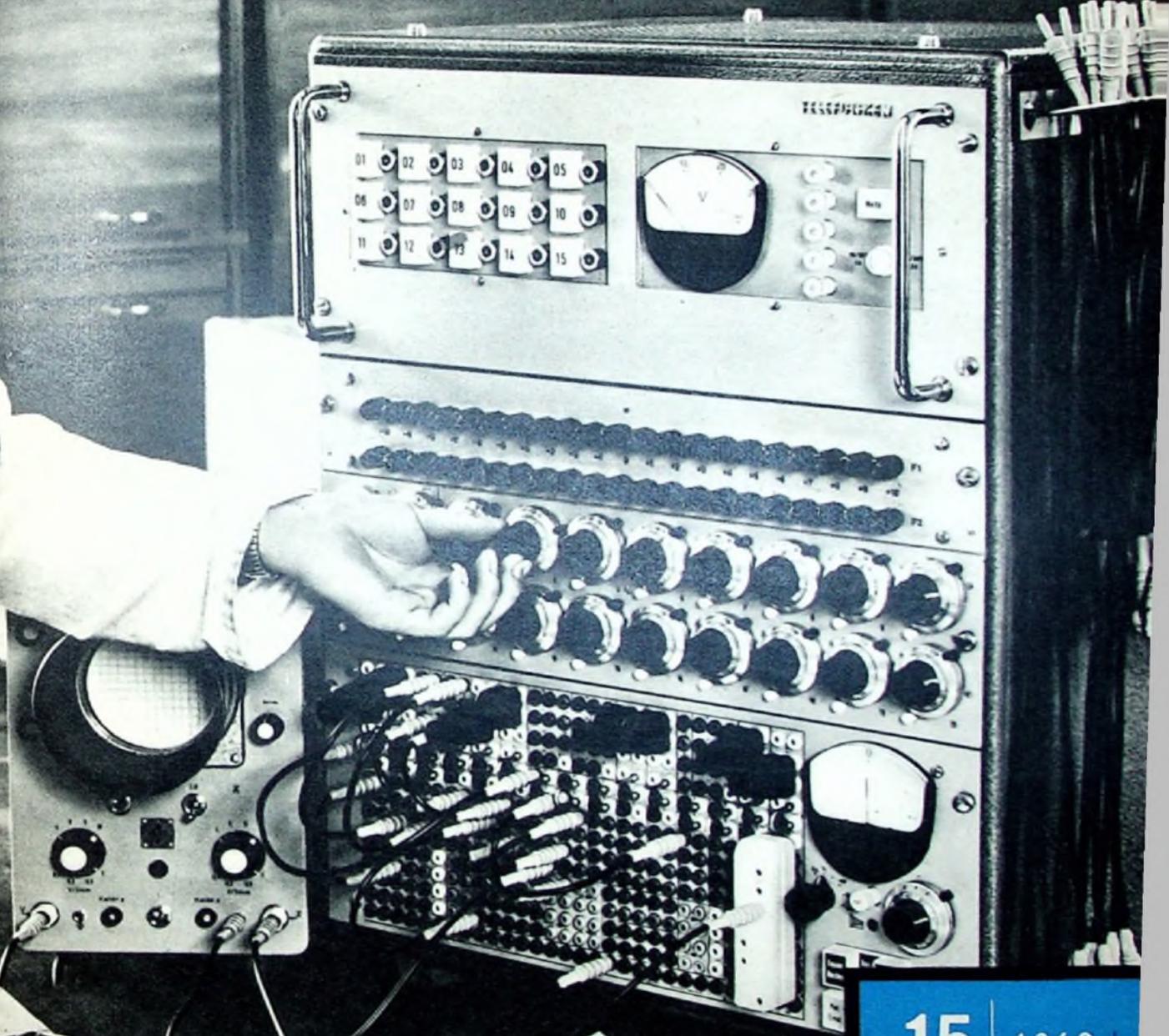


1. AUGUSTHEFT

BERLIN

# FUNK- TECHNIK

FERNSEHEN · ELEKTRONIK



15 | 1960 +

mit Elektronik-Ingenieur  
FT-Sammlung

**Neues Blaupunkt-Zweigwerk**  
Die Blaupunkt-Werke GmbH, Hildesheim, hat in Salzgitter-Lichtenberg ein Zweigwerk errichtet, das am 1. 4. 1960 mit zunächst 1400 Beschäftigten die Fertigung von Heim-Rundfunkgeräten und von Chassis für Musiktruhen aufgenommen hat. Das am 21. Juni eingeweihte Werk soll bis Ende 1960 rund 400 weitere Arbeitsplätze erhalten.

**Graetz erweitert Produktion**  
Mitte Juni 1960 ist im Graetz-Werk VII in Dortmund die Produktion angelauten. Dort werden insbesondere Bandfilter und UKW-Teile für die Empfänger-Produktion in Altana und Bochum hergestellt. Darüber hinaus wurde der Lautsprecherbau von Altana nach Dortmund verlegt.

**Nordmende steigerte erneut Export**

In den ersten sechs Monaten des Jahres 1960 konnte Nordmende seinen Export um 47,5% gegenüber dem gleichen Zeitraum des Vorjahres steigern. An dieser Entwicklung ist besonders die Ausfuhr von Transistorgeräten und Fernsehempfängern beteiligt.

**Bundesfilmpreis für „Impuls unserer Zeit“**

Der Siemens-Film „Impuls unserer Zeit“, der rein dokumentarisch und ohne Handlungsablauf das Bild der heutigen Elektrotechnik zeichnet, wurde als bester Dokumentarfilm des Jahres mit dem Bundesfilmpreis, dem Filmband in Gold und einer Prämie von 40000 DM, ausgezeichnet.

**Preissenkung für E 23 CC**

Valvo hat den Preis für die rauscharme Zweifachtriode E 23 CC auf 12,50 DM herabgesetzt.

**Olympiaden-Kalender**

Die Deutsche Philips GmbH gab einen „Olympiaden-Kalender“ heraus, der zum Vergleich für die Fernsehteilnehmer während der Übertragung — die Ergebnisse der olympischen Disziplinen von 1900 bis 1956 in übersichtlicher Form enthält.

**Flughafen-Radaranlagen dem Düsenluftverkehr angepasst**

Flughafen-Rundsicht-Radaranlagen (ASR), die den Forderungen des Düsenluftverkehrs entsprechen, werden jetzt von Telefunken herausgebracht. Die bisherige Höhenleistung wurde durch wesentliche technische Verbesserungen verdoppelt, die Empfängerempfindlichkeit erhöht und das Antennendiagramm entsprechend geändert. Außerdem sind besondere Einrichtungen zur Regenunterdrückung vorhanden. Zur Identifizierung von Flugzeugen kann bei diesen An-

lagen ein neues, aus dem militärischen Bereich abgeleitetes Kennungsverfahren angewendet werden. Das bisher übliche Verfahren zur Unterdrückung von Bodenzielen (MTI) wurde beibehalten. In der Bundesrepublik plant die Bundesanstalt für Flugsicherung (BFS), die auf den Flughäfen bereits in Betrieb befindlichen Anlagen nach diesen Gesichtspunkten zu modernisieren.

**Fernseh-Großbild-Projektion**

Auf ihrem Stand auf der Deutschen Industrie-Messe Hannover 1960 zeigte die Deutsche Philips GmbH einen kompletten Kamerazug für Fernseh-Großbild-Projektion bis zu 7 X 8 m und für Übertragung auf Monitor. Der Kamerazug besteht aus einem Kamerakopf mit Resistor-Aufnahmeröhre, Monitor mit 36-cm-Bildröhre und einem Steuergerät, an dem sämtliche Regelorgane angebracht sind und an das beliebig viele Kameras anzuschließen sind. Die Umschaltung von einer Kamera auf die andere erfolgt durch Tastendruck. Das Videosignal ist im Kurzschlußverfahren oder über HF auf den Monitor zu übertragen. Mit dem Kamerazug lassen sich die Bilder über die Großbildprojektoren „Mammut“ und „Eidophor“ von Philips übertragen.

Der Kamerazug wurde speziell für das industrielle Schwarzweiß-Fernsehen entwickelt. Die Anlage kann beispielsweise auch an den Röntgenbildverstärker der C. H. F. Müller AG angeschlossen werden.

Die Deutsche Philips GmbH hat jetzt auch eine Farb-Fernseh-anlage (Simultan) einschließlich Farb-Großbildprojektor für das Kurzschlußverfahren in ihr Lieferprogramm aufgenommen.

## Ausland

**Vorbereitungen zur Olympiade-Übertragung aus Rom**  
Auf dem italienischen Rundfunk liegt die Hauptlast der Vorbereitung der Fernsehübertragungen von den Olympischen Festspielen in Rom. Für die technischen Einrichtungen sind 1,25 Milliarden Lire notwendig. Hinzu kommen die Personalkosten von rund 250 Technikern. Es werden insgesamt 11 Fernsehübertragungswagen mit zusammen 31 Fernsehkameras eingesetzt. Im neuerrichteten „Olympia-Zentral-Fernsehstudio“ stehen weitere sechs Kameras in drei Fernsehstudios bereit. Ferner werden für die aktuelle Film-Berichterstattung zusätzlich 21 Filmkameras eingesetzt.

**Moderne Radaranlagen für die Flughäfen Shannon und Warschau**

Telefunken erhielt jetzt den Auftrag, den internationalen Flughäfen Shannon, der als Ausgangshafen Europas für

den Atlantik-Flugverkehr eine besondere Bedeutung hat, mit einer Präzisions-Anflug-Radaranlage (PAR) für die Flugsicherung auszurüsten, die die Anflug-Überwachung von fünf Landebahnen ermöglicht. Die Anlage ist mit der neuentwickelten AZ-EL-Antenne mit Zirkularpolarisations-Einrichtung ausgestattet. Eine weitere PAR-Anlage für drei Landerichtungen wird im Auftrag der polnischen Luftfahrtbehörde für den Flughafen Warschau geliefert.

**Rundfunkgerät in Würfelzucker-Größe**

Nach dem Mikro-Modul-Bausystem entwickelte die RCA ein Radiogerät, das nur so groß wie ein Würfelzucker ist. Durch geschickte Raumnutzung gelang es, alle Transistoren, Widerstände, Kondensatoren und Schwingkreise in diesem Volumen unterzubringen.

## Personliches

**R. Meyer-Barthold trat in den Ruhestand**

Rudolf Meyer-Barthold, Direktor der Apparateabteilung der Deutschen Philips GmbH, trat wegen Erreichung der Altersgrenze am 1. Juli 1960 in den Ruhestand. Er wird jedoch der Gesellschaft weiterhin noch beratend zur Verfügung stehen.

R. Meyer-Barthold, der ursprünglich Syndikus werden wollte, studierte bis zum Ausbruch des 1. Weltkrieges Jura und Volkswirtschaft. Nach der Rückkehr vom Militärdienst trat er 1921 in eine elektrotechnische Fabrik ein, die sich mit der Fertigung von Einzelteilen für die aufstrebende Radio-Industrie befaßte. 1934 wurde er bei der Deutschen Philips GmbH Leiter der Einzelteile-Abteilung und übernahm später noch die Abteilung Elektroakustik und Meßtechnik. Nach dem 2. Weltkrieg wurde er Leiter der Zweigniederlassung in Berlin und übernahm 1949 in der Hauptniederlassung der Firma in Hamburg die Leitung der Abteilung Einzelteile und Meßgeräte. Von 1951-1955 leitete er die Rundfunk- und Fernseh-Abteilung. Nachdem 1955 diese Artikelgruppe geteilt wurde, war R. Meyer-Barthold bis zu seinem Ausscheiden Leiter der Rundfunkapparate-Abteilung. Sein Nachfolger ist Ingwert Ingwersen, der durch seine Tätigkeit in der Fernseh-Abteilung bereits reiche geschäftliche und organisatorische Erfahrungen für sein Arbeitsgebiet sammeln konnte.

**Auszeichnung für P. H. Le Clercq**

Am 25. Juni 1960 überreichte der argentinische Botschafter, S. Ex. General Gualterio A. H. R. e. n. s., in Bonn dem Präsidenten der deutschen Philips-Unternehmen, P. H. Le Clercq, den Orden de Mayo de Merito.

FT-Kurznachrichten ..... 536  
Vielseitige Meß- und Regelungstechnik ... 539  
125 Jahre Schwarzwälder Präzisionsarbeit 540  
Temperaturstabilisierung von Transistor-schaltungen nach dem Prinzip der halben Speisespannung ..... 541  
„Rauschen über alles“ beim Fernsehempfang ..... 543  
Abtastnadel mit pyramidenförmiger Spitze 544  
Der Transimulator ..... 546  
Neuartiges Kleinstpellgerät ..... 547  
Von Sendern und Frequenzen ..... 548

**ELEKTRONIK-INGENIEUR**  
Lichtblitzstroboskopie zur Untersuchung schneller periodischer und nichtperiodischer Bewegungsvorgänge ..... 549

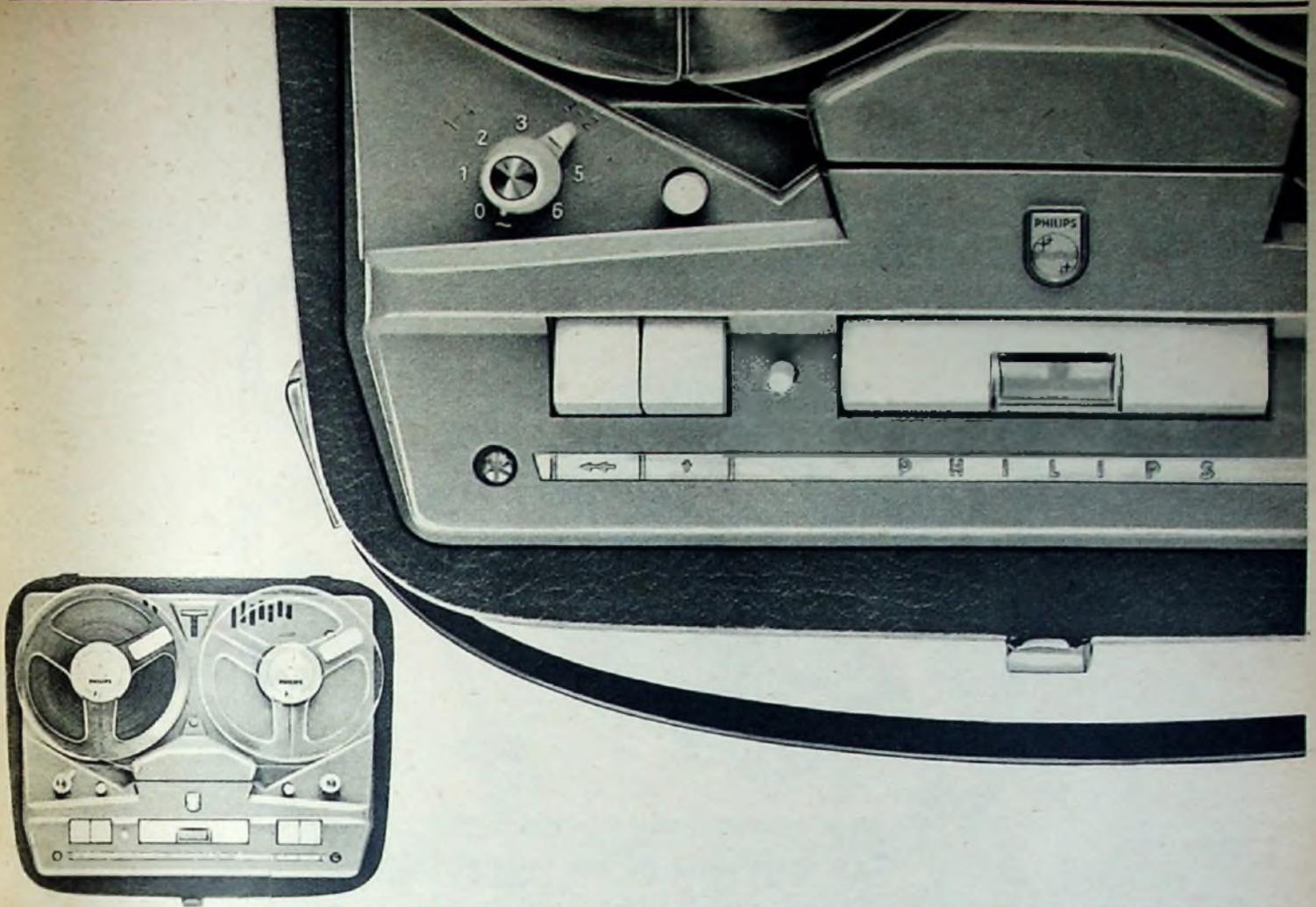
**FT-SAMMLUNG**  
**Mathematik**  
Einführung in die Matrizenrechnung @ 551  
Für den KW-Amateur  
Transistor-Zweikreisempfänger für das 80-, 40- und 20-m-Band ..... 553  
Mikrofone - Verstärker - Lautsprecher .. 555  
Umbau des Batterie-Tonbandgerätes »Phono-Trix Ze zu einem Reportagegerät ..... 560  
Funk-Fernsteuerungsempfänger »Mecatron-Babys ..... 560  
**FT-Zeitschriftendienst**  
Einfache Messungen von Verzerrungen und Klirrfaktor ..... 562  
Schallplatten für den Hi-Fi-Freund ..... 564

Unser Titelbild: Der volltransistorisierte Tisch-Analogrechner „RAT 700“ ist aus Bausteinen aufgebaut, so daß damit prinzipiell der Aufbau beliebiger Analogrechenanlagen — ausgehend von den einzelnen Rechenelementen bis zu großen Maschinen — möglich ist. Mehrere Rechner lassen sich auch parallel schalten.  
Verkaufnahme: Telefunken

Aufnahmen: FT-Schwahn, Verfasser, Verkaufnahmen. Zeichnungen vom FT-Labor (Bartsch, Neubauer, Schmohl, Straube) nach Angaben der Verfasser. Seiten 537, 538, 557, 559, 561, 565 und 566 ohne redakt. Teil

**VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK**  
GMBH, Berlin-Bornigwalde, Eichborndamm 141-167  
Telefon: Sammel-Nr. 492331 (Ortskennzahl im Selbstwählfarndienst 0311). Telegrammenschri-ft: Funktechnik Berlin. Fernschreib-Anschluß: 0184352  
Fachverlage bin. Chefredakteur: Wilhelm Roth, Berlin-Frohnau; Stellvertreter: Albert Jänicke, Berlin-Haselhorst; Chefredakteur: Werner W. Diefenbach, Berlin und Kempten/Allgäu, Postfach 229, Telefon: 6402. Anzeigenleitung: Walter Bartsch, Berlin. Postcheckkonto: FUNK-TECHNIK, Postcheckamt Berlin West Nr. 2493. Bestellungen beim Verlag, bei der Post und beim Buch- und Zeitschriftenhandel. Für Einzelhefte wird ein Aufschlag von 10 Pf berechnet. FUNK-TECHNIK erscheint zweimal monatlich; sie 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, Berlin;  
Druck: Elsnardruck, Berlin SW 68



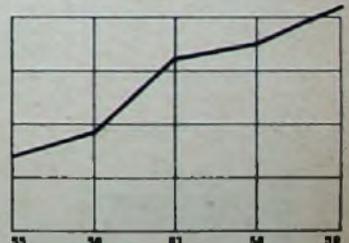


# So verkaufen Sie mehr Tonbandgeräte

Hier sind die Verkaufs-Argumente für den Philips Tonbandkoffer RK 30 - das 9,5 cm/sec Amateurgerät mit den vielen Möglichkeiten, im formschönen eleganten Holzkoffer:

- 1** Der RK 30 hat die Tonband-sparende Vierspurtechnik. 8 Stunden Spieldauer auf einem Band!
- 2** Mit Parallelschaltung und Mischpult (eingebaut!) lassen sich interessante Bandaufnahmen gestalten.
- 3** Kinderleichte Philips Drucktastenbedienung! Hervorragend geeignet für die Vertonung von Dias und Schmalfilmen! (Fordern Sie Sonderschrift!)

Die Aufnahme urheberrechtlich geschützter Werke der Musik und Literatur ist nur mit Einwilligung der Urheber bzw. deren Interessenvertretungen und der sonstigen Berechtigten, z. B. GEMA, Verleger, Hersteller von Schellplatten usw. gestattet.



So sieht die Umsatz-Entwicklung in Philips Tonbandgeräten aus. Haben Sie daran teilgenommen?



Fortschritt für Alle

...nimm doch

**PHILIPS**



## Sicherheit als Mitgift

bei weit mehr als einer Million TELEFUNKEN - Plattenwechslern. Überall beweisen sie ihre Zuverlässigkeit und Betriebssicherheit: In Musiktruhen, Vitrinen, Fernsehkombinationen und Kofferausführungen.

### **Verstärker-Phonokoffer Musikus 5 V**

Unabhängig vom Rundfunkgerät · Eingebauter Plattenspieler TP 5 · Zweistufen-Verstärker

### **Verstärker-Phonokoffer Musikus 501 V**

Unabhängig vom Rundfunkgerät · Eingebauter Plattenspieler TW 501 · Zweistufen-Verstärker

Verstärker-Phonokoffer von TELEFUNKEN bringen besonders gute Eigenschaften für die komplette Stereo-Anlage mit. Jedes Rundfunkgerät kann dabei als zweiter Kanal dienen.



Wer Qualität sucht - wählt

# TELEFUNKEN



Chefredakteur: WILHELM ROTH · Chefkorrespondent: WERNER W. DIEFENBACH

**FUNK-  
TECHNIK**  
FERNSEHEN · ELEKTRONIK

## Vielseitige Meß- und Regelungstechnik

Rationalisierung und Automatisierung, zwei Begriffe, die eng miteinander verzahnt sind und vor allem auf dem hohen Entwicklungsstand der Meß- und Regelungstechnik basieren, beherrschen in zunehmendem Maße die Wirtschaft. Schon von Anbeginn der Technik an wird automatisiert. Automatisierung ist sogar letztlich das Ziel (oder auch der Wunsch) jeglicher Technisierung. Ursprünglich nur auf Einsparung von Arbeitskräften ausgerichtet, hat sie heute mehr oder weniger die Aufgabe, den Menschen von untergeordneter, mechanischer Arbeit zu befreien, ihn auch von eintöniger Routinearbeit zu entlasten und ihn für höher geordnete Tätigkeiten freizustellen. Selbstverständlich — und das sollte nie übersehen werden — ist Wirtschaftlichkeit die Triebfeder jeglicher Automatisierung. Während früher Fragen der Automatisierung in den einzelnen Betrieben meistens selbst behandelt wurden und auch behandelt werden konnten, sind heute zahlreiche Industriebetriebe für Meß- und Regelungstechnik entstanden, die sich mit der Entwicklung von Geräten für dieses wichtige Gebiet beschäftigen.

Die moderne Technik mit all ihren vielfältigen Einzelproblemen, die Entdeckungen der Naturwissenschaften und die Entwicklung neuer Herstellungsverfahren sind ohne meßtechnischen Fortschritt nicht denkbar. Aber auch die Meßtechnik wird von der sich immer rascher entwickelnden allgemeinen Technik stark befruchtet, ja man kann sagen, daß gerade die elektrische Meßtechnik auf fast allen Gebieten die ganze Last einer neuen Aufgabenstellung oder doch zumindest einen erheblichen Anteil daran zu tragen hat. Neue technische Probleme finden daher immer sehr bald ihren Niederschlag in der elektrischen Meßtechnik, und auch die Regelungstechnik als Kind der Meßtechnik empfängt immer wieder neue Impulse von seiten der stürmisch sich fortentwickelnden Technik.

Heute wird bei der Erstellung von Großanlagen der Industrie der beachtliche Kapitalaufwand der Meß- und Regelungstechnik von vornherein in die Anlagenkosten mit einbezogen. Ausgedehnte und verzweigte Meßanlagen stellen keineswegs mehr einen Luxus dar, sondern sind zur Selbstverständlichkeit, ja zur zwingenden Notwendigkeit geworden. Erfahrungsgemäß werden solche Anlagen schon in kurzer Zeit durch die Ersparnisse amortisiert, die mit ihrer Hilfe erreicht werden. Oftmals wird eine meß- und regelungstechnische Instrumentierung auch zur Bedingung, da es viele Prozesse gibt, die so schnell und nach so verwickelten Zusammenhängen ablaufen, daß der Mensch gar nicht in der Lage ist, sie von Hand zu „fahren“, sondern daß elektronische Geräte an seine Stelle treten müssen. In diesem Zusammenhang sei auch an die Reaktortechnik gedacht, bei der die Meßtechnik noch zusätzlich für die Sicherheit des Menschen zu sorgen hat. Für eine große Anzahl neuer Probleme, die im Zuge der technischen Weiterentwicklung in jedem Jahre auftauchen, hält die elektrische Meß- und Regelungstechnik meistens schon grundsätzliche Lösungen bereit, zum Teil können auch neue Aufgaben mit bereits vorhandenen Geräten gelöst werden. Kein Wunder, daß dieser Industriezweig jedem technischen Fortschritt gegenüber besonders aufgeschlossen ist.

Wer heute von Meßtechnik spricht, denkt dabei vor allem an die Messung elektrischer Größen oder beispielsweise auch an Längenmessungen an Werkstücken und Maschinen. Neuzeitliche Fabrikationsstätten müssen über eine große Anzahl der verschiedenartigsten Lehren verfügen, um die zahlreichen Passungen und Toleranzen an einem Gerät genau einhalten zu können, damit das Gerät nicht nur funktionsfähig ist, sondern auch der Ausschub verringert werden kann. Zu diesen mechanischen Lehren und Meßgeräten treten noch optische Geräte zum Bestimmen von Abständen und von Oberflächenbeschaffenheiten hinzu.

Das weite Feld der elektrischen Meßtechnik ist nicht nur auf das Messen rein elektrischer Größen beschränkt. Wärmetechnische Meßgrößen werden schon seit den Anfängen der elektrischen Meßtechnik erfaßt. Anfangs waren es hauptsächlich gasanalytische Größen — vor allem der  $\text{CO}_2$ -Gehalt der Rauchgase —, die man mittels verschiedener Meßverfahren in elektrische Größen umwandeln und so einer kontinuierlichen Anzeige oder Aufzeichnung zugänglich machen konnte. Inzwischen hat sich daraus das breite Spektrum der wärme- und verfahrenstechnischen Meßtechnik ergeben. Es gibt fast keine mechanische oder sonstwie geartete Meßgröße mehr, die sich nicht auf elektrischem Wege messen läßt. Durchflüsse, Drücke, Höhenstände werden wohl unmittelbar mechanisch erfaßt, anschließend jedoch nach dem Ausschlagsverfahren oder neuerdings nach Kraftvergleichs- oder Wegvergleichsverfahren in eine elektrische Größe umgewandelt, die dann auf übliche Art und Weise über Drahtleitungen auf Anzeiger, Schreiber und Regler gegeben werden kann. Die neueste Technik bedient sich sogenannter Meßumformer, auch Transmitter oder Meßwertwandler genannt, bei denen die Meßgröße in eine normierte Übertragungsgröße umgeladert wird. Die Übertragung zu den Reglern kann sowohl elektrisch als auch pneumatisch oder hydraulisch erfolgen.

Die Bedeutung der Meßtechnik ist natürlich nicht auf die elektrische sowie die wärme- und verfahrenstechnische Meßtechnik beschränkt, obwohl dieser Komplex zum Hauptwendungsgebiet dieser speziellen Technik geworden ist. Die Zivilisation ist von Anbeginn an eng mit der Meßtechnik verknüpft, deren Bedeutung im Laufe der Jahre stetig zugenommen hat. Die Wassermessung dürfte wohl die älteste Anwendung der Meßtechnik sein. Anfangs wurde die Messung auf eine reine Zählung zurückgeführt, das heißt, der Meßstift wurde quantisiert, beim Wasser also die Anzahl der Eimer festgestellt, die aus dem Brunnen gefördert wurde.

Diese Meßmethode ist der Anfang der heute so modern gewordenen Digital-Meßtechnik. Doch war im alten Rom auch schon die analoge Meßmethode, also ein kontinuierlicher Meßvorgang, bei der Wassermessung vertreten. Durch genau dimensionierte Düsen, die in die Sammelbehälter an den Abzweigstellen eingebaut waren, wurde jedem Abnehmer ein ganz bestimmter kontinuierlicher Wasserdurchfluß zugemessen, der dann auch bezahlt werden mußte.

Heute beherrscht die Meßtechnik unsere ganze Wirtschaft. Wasserzähler, Treibstoffzähler, Elektrizitätszähler, Gaszähler, Waagen für Verbrauchsstoffe aller Art, Meßgeräte für Temperaturen, Drücke, Durchflüsse und Intensitäten, selbsttätige Regler für alle möglichen Meßgrößen werden zu immer größerer Vollkommenheit weiterentwickelt. Wegen ihrer Zuverlässigkeit und Genauigkeit ergänzen diese Geräte den Menschen bei vielen Aufgaben immer mehr, zum Teil haben sie ihn sogar überflügelt.

Auch den Ingenieuren und Technikern fällt es heute schwer, sich einen umfassenden Überblick über die gesamte Meß- und Regelungstechnik sowie über die zahlreichen Neuerungen auf diesem umfangreichen Gebiet zu verschaffen. Es ist daher verständlich, daß der vor drei Jahren zum ersten Male veranstaltete INTERKAMA — Internationaler Kongreß mit Ausstellung für Meßtechnik und Automatik — gleich ein so großer Erfolg beschieden war. In diesem Herbst wird vom 19. bis 26. Oktober in Düsseldorf nun die zweite INTERKAMA stattfinden, der als einziger internationaler Messe auf diesem Spezialgebiet der Technik eine weit über die Grenzen Deutschlands hinausgehende Bedeutung zukommt. Sie wird wieder der Treffpunkt der Ingenieure und Wissenschaftler aus aller Herren Länder werden.



## Das SABA-Jubiläumsjahr 1960

Wenn im In- oder Ausland von deutscher Präzisionsarbeit die Rede ist, verbindet sich für viele damit der Gedanke an Schwarzwälder Präzisionsarbeit, weil der Schwarzwald seit rund 300 Jahren ein Gebiet ist, in dem die Uhrenfertigung zu Hause war und auch heute noch ist. Hier im Schwarzwald, in der tausendjährigen Zähringerstadt Villingen, hat auch eines unserer führenden Unternehmen für die Herstellung von Rundfunk-, Fernseh- und Magnetgeräten seinen Sitz: die Schwarzwälder Apparate-Bau-Anstalt August Schwer Söhne GmbH, in aller Welt bekannt als SABA.

In diesem Jahr können die SABA-Werke auf 125 Jahre erfolgreicher Tätigkeit zurückblicken. Aus kleinsten Anfängen entstanden, präsentiert sich das Unternehmen heute als große Fabrik mit einem Zweigwerk in Friedrichshafen. Rund 4000 Mitarbeiter bekennen sich stolz zum Namen SABA, und gar manchen von ihnen verbindet schon seit Generationen ein festes Band mit der Firma und deren Besitzern. Dieses Unternehmen mag ein Beispiel dafür sein, daß



Frau Gretel Scherb geb. Schwer

weder moderne Fertigungsmethoden noch das Tempo unserer Zeit zwangsläufig den guten Geist in einem großen Werk töten müssen. In diesem Hause findet man auch heute noch etwas von dem — im besten Sinne — patriarchalischen Gemeinschaftsinn, an dem unsere schnellebige Zeit so arm ist. Seit fünf Generationen ist dieses Unternehmen im Familienbesitz, seit fünf Generationen wird ein gutes Verhältnis zu allen Mitarbeitern gepflegt, und die soziale Einstellung der Inhaber hat schon so manchem SABA-Angehörigen über persönliche und sachliche Schwierigkeiten hinweggeholfen. Vielleicht ist es typisch für den Geist dieses Hauses, daß so viele Arbeiter heute von Frau Gretel Schwer, der Mitinhaberin, als von ihrer „Königin von Saba“ sprechen: ein respektvoller Vergleich mit dem Spitzengerät der Firma.

Aus der Genealogie der Familie Schwer wäre als erster zu erwähnen der Fellenhauer und Schlossermeister Leonhard Schwer, der um die Wende vom 18. zum 19. Jahrhundert in Triberg das Bürgerrecht zuerkannt erhielt. Eines von seinen 17 Kindern war Benedikt Schwer. Er ist der Ahnherr des Unternehmens, denn der frühere Fellenhauer nahm 1835 in Triberg die

Fertigung von Uhren auf und er fand — und das ist vielleicht das Wesentliche — Geräte und Vorrichtungen, die den Uhrmachern die Handarbeit erleichterten. Wenn man will, kann man in dieser Tatsache den Übergang von der Einzel- zur Serienfertigung sehen, wenngleich es ihm weniger auf die Ausdehnung seiner Werkstätte als auf die Verwirklichung seiner Ideen und Pläne angekommen sein dürfte. Sein 1844 geborener Sohn August Schwer, später Gemeinderat in Triberg, erweiterte nach zu Lebzeiten des Vaters den Betrieb. Auf ihn geht der heute noch in der Firmierung zum Ausdruck kommende Name Schwarzwälder Apparate-Bau-Anstalt zurück.

Eine der markantesten Persönlichkeiten in der Familie Schwer war sein 1877 geborener Sohn Hermann Schwer. Im Jahre 1905, als er die Leitung des väterlichen Unternehmens übernahm, die bis dahin allein in der Hand seines Vaters gelegen hatte, erblickte seine Tochter Gretel das Licht der Welt. Zur damaligen Zeit waren etwa 30 bis 40 Arbeiter im Betrieb beschäftigt. Diese Zeit war für die gesamte Schwarzwälder Industrie eine schwere Zeit, so daß Hermann Schwer neben der Fertigung von Uhren auch die Herstellung anderer Erzeugnisse aufnehmen mußte: Briefwaagen, Fahrradglöcken, Rasierapparate und nach mancherlei



Ernst Scherb, Seniorchef des Hauses SABA

andere Metallzeugnisse. Das Ende des ersten Weltkrieges bedeutete auch für die Firma fast das Ende: Die Zahl der Beschäftigten sank auf neun. Aber der feste Glaube an den Wiederaufstieg und die innere Verpflichtung dem Familienunternehmen gegenüber ließen dann zu Beginn des Jahres 1919 Hermann Schwer den mutigen Schritt tun, in der Waldmühle zu Villingen ein neues Werk aufzubauen. Nach schweren Anfangsjahren entstand dort das Werk neu und größer denn je zuvor.

Der entscheidende Schritt in die Technik des damals erst entstehenden Rundfunks wurde im November 1922 getan, als Hermann Schwer eine unter Leitung von Oberingenieur Josef Fricker stehende elektrotechnische Abteilung einrichtete. Schon im Sommer 1923 gingen die ersten Kopfhörer in die Lande, und es folgten bald weitere Einzelteile für die Rundfunktechnik — Niederfrequenztransformatoren, Präzisions-Drehkondensatoren, Potentiometer, Spu-

len, Schalter, Trichterlautsprecher —, an die sich die Älteren von uns noch gut erinnern können. Auf der Funkausstellung 1926 trat die Firma zum ersten Male unter dem aus den Anfangsbuchstaben der Firmenbezeichnung gebildeten Kurznamen SABA an die Öffentlichkeit. Die auf dieser Funkausstellung gezeigten Baukästen „ANN“ (Audion + 2 NF-Stufen) und „HANN“ (HF-Stufe + Audion + 2 NF-Stufen) haben damals manchem heute an führender Stelle stehenden Ingenieur unserer Branche die ersten Schritte in die noch neue Technik erleichtert. Der 1916 geschlossenen Ehe zwischen Hermann Schwerts einziger Tochter Gretel und dem Kaufmann Fritz Brunner entstammen die heutigen Mitinhaber der SABA-Werke: der Techniker Heinz-Georg Brunner-Scherb und der Kaufmann Hermann Brunner-Scherb, die als Vertreter der fünften Generation im Dienste des Unternehmens stehen.

Hermann Schwer starb 1936. Nachfolger wurde seine Ehefrau Johanna Schwer, der ihre einzige Tochter Gretel als Geschäftsführerin zur Seite stand. Der Ausgang des zweiten Weltkrieges schien auch für die SABA-Werke das Ende zu sein, denn was die Bomben verschont hatten, verfiel nahezu vollständig der Demontage. Jetzt war es Ernst Scherb, der heutige Seniorchef des Hauses, der mit ungebrochenem Vertrauen in die Zukunft des Hauses SABA blickte und an den Wiederaufbau ging. Ihm ist es zu verdanken, daß diese traditionsreiche Firma heute wieder zu den führenden Unternehmen gehört und daß es möglich gewesen ist, die Vorkriegsposition im In- und Ausland weiter ausbauen zu können.

Die am 1. Juli in der Osanderhalle in Villingen eröffnete Jubiläumsschau gibt bis Mitte September einen Überblick über das heutige Fabrikationsprogramm. In den Typenbezeichnungen der Geräte für die Saison 1960/61 kommt die Erinnerung an das 125jährige Firmenjubiläum dadurch zum Ausdruck, daß alle Geräte dieser Saison die Zusatzzahl 125 tragen. In den Labors, Konstruktionsbüros und Werkstätten haben Ingenieure und Arbeiter in den vergangenen Monaten gleichermaßen mitgeholfen, einen guten „Jahrgang“ zu schaffen. Die Rundfunkempfänger mit elektronischer Vallaulomatik sind im In- und Ausland ebenso zu einem Begriff geworden wie die Fernseh-Projektionsgeräte. Etwas Besonderes verspricht das Jubiläumsmodell der Tonbandgeräte zu werden, dem nicht nur der Formgestalter Albrecht Graf Goertz eine geschmackvolle neuzzeitliche, bisher in Deutschland kaum bekannte Linie gegeben hat, sondern das auch in seiner technischen Leistung viel verspricht. — Das ist die lebendige Gegenwart. Eine Ausstellung historischer Erzeugnisse läßt den Fachmann dann nachdenklich werden und auf die Jahre zurückblicken, in denen er selbst einmal seine ersten Schritte in die damals noch neue Technik machte. Wechselt man dann aber zu den von einem Baseler Raumgestalter entworfenen Wohnräumen modernen Stils hinüber — Räume, in denen Rundfunk- und Fernsehempfänger integrierende Bestandteile des Raumes geworden sind —, dann wird einem mit fast erschreckender Deutlichkeit klar, wie schnell sich diese noch relativ junge Technik entwickelt hat und wie vieler Ideen und welchen Fleißes es bedurfte hat, um das zu erreichen, was man oft so lapidar als die „Technik von Heute“ bezeichnet. —th

# Temperaturstabilisierung in Transistorschaltungen nach dem Prinzip der halben Speisespannung

Im Gegensatz zu den Kenndaten der Elektronenröhren sind die der Transistoren temperaturabhängig. Bei Temperaturen, die von der normalen Zimmertemperatur (etwa 25°C) stärker abweichen, treten Veränderungen der Transistorkennwerte auf, die Schwankungen der Ströme und der Verstärkung zur Folge haben. Besonders bei Leistungstransistoren für Endstufen können die Unstabilitäten zur „thermischen Rückkopplung“ und schließlich zur Zerstörung des Transistors führen. Bisher erfolgte die Temperaturstabilisierung im allgemeinen mit einem temperaturabhängigen Widerstand (Bild 1), der einem Festwiderstand parallelgeschaltet ist und einen angenähert waagerechten Verlauf der Ruhestromkurve bewirkt (Bild 2). Ohne Temperaturkompensation

Der Differentialquotient  $\frac{dN_C}{dI_C}$  stellt ein

Maß für die Temperaturstabilität der Schaltung dar. Ist er kleiner oder gleich Null, so ist die Schaltung als thermisch stabil anzusehen. Die rechte Seite der differenzierten Gl. (1) liefert also als Bedingung für die geforderte Temperaturstabilität

$$U_0 - 2 I_C \cdot R_C \leq 0 \text{ oder } I_C \cdot R_C \geq \frac{U_0}{2} \quad (2)$$

Das „Prinzip der halben Speisespannung“ besagt, daß thermische Stabilität herrscht, wenn der Spannungsabfall am Kollektorwiderstand  $R_C$  mindestens gleich dem halben Betrag der insgesamt zur Verfügung stehenden Speisespannung ist.

### Praktisch ausgeführte Schaltungen nach dem Prinzip der halben Speisespannung

Im Bild 4 wurde die Temperaturstabilisierung nach dem Prinzip der halben Speisespannung bei einem zweistufigen NF-Verstärker angewendet. In beiden Stufen ist der Spannungsabfall am Kollektorwiderstand gleich der halben Speisespannung ( $= -U_0/2$ ). In der Vorstufe wird dazu der ohmsche Vorwiderstand  $R_v$  verwendet, in der Endstufe stellt der Schwingspulenwiderstand  $R_n$  des Lautsprechers den Vorwiderstand dar. Bei dieser Einstellung erreicht die unverzerrte Ausgangsleistung ein Maximum; sie ist dann gleich der Hälfte der maximal zulässigen Kollektorverlustleistung.

Bild 5 zeigt ein idealisiertes  $(-I_C)-(-U_{CE})$ -Kennlinienfeld eines Transistors. In der Mitte der Arbeitsgeraden für den Widerstand

$$R_B = \frac{-U_0 - (-U_{CE})}{-I_C}$$

der Leistungsstufe liegt der Arbeitspunkt A. Bei Temperaturänderungen und infolge Streuungen der Transistordaten kann sich der Arbeitspunkt längs dieser Geraden verschieben, während sich bei Änderung der Speisespannung die Arbeitsgerade parallel zu sich selbst verschiebt. Der Arbeitspunkt A gilt für den Nennwert der Batteriespannung  $-U_0$  und für die Umgebungstemperatur  $T_{uqb}$ . Die Differenz zwischen der nominellen Kristalltemperatur  $T_{jn}$  (der Index „n“ soll auf den nominellen Wert hinweisen) bei diesem Arbeitspunkt und der Umgebungstemperatur  $T_{uqb}$  ist ein Maximum. Wegen der allgemein gültigen Beziehung zwischen dieser Temperaturdifferenz, der Kollektorverlustleistung  $N_C$  und dem Wärmewiderstand  $K$  (zwischen der abstrahlenden Fläche und der Transistorumgebung)

$$T_{jn} - T_{uqb} = K \cdot N_C \quad (3)$$

erreicht dann bei der gewählten Arbeitspunkteinstellung die Kollektorverlustleistung ebenfalls einen Maximalwert.

In der Schaltung Bild 4 wird der Arbeitspunkt der Endstufe durch den Basiswiderstand  $R_{B2}$  festgelegt. Es gilt dann die mit Gl. (2) gefundene Bedingung

$$-I_C \cdot R_B \geq -\frac{U_0}{2}$$

Der Kollektorstrom muß also mindestens den Wert

$$-I_C = -\frac{U_0}{2 R_B} \quad (4)$$

haben. Er setzt sich bei der hier gewählten Emitterschaltung aus der Summe von Kollektorruhestrom  $-I_{CE0}$  und dem um den Stromverstärkungsfaktor  $\alpha_e$  vergrößerten Basisstrom  $-I_B$  zusammen

$$-I_C = -I_{CE0} - \alpha_e \cdot I_B \quad (5)$$

Daraus folgt für den Basisstrom

$$-I_B = \frac{-I_C + I_{CE0}}{\alpha_e} \quad (5a)$$

Der Spannungsabfall am Widerstand  $R_{B2}$  kann dann nach Bild 4 leicht berechnet werden

$$-U_{RB} = -U_0 + U_{BF} \quad (6)$$

Für nicht zu kleine Werte der Temperatur  $T_{jn}$  und der Batteriespannung  $-U_0$  kann man in Gl. (6) die Basis-Emitterspannung als klein gegen  $-U_0$  vernachlässigen. Dann wird  $-U_{RB} \approx -U_0$  und der Basiswiderstand  $R_{B2} = \frac{-U_{RB}}{-I_B} \approx \frac{-U_0}{-I_B}$ . Für niedrige

Kollektorruhestrome  $-I_{CE0}$  folgt aus Gl. (5a)  $-I_B \approx \frac{-I_C}{\alpha_e}$ , so daß man für den

Basiswiderstand

$$R_{B2} \approx \frac{-U_0 \cdot \alpha_e}{-I_C}$$

erhält. Setzt man in diese Gleichung schließlich noch Gl. (4) ein, so ergibt sich als endgültiger Wert für den Basiswiderstand

$$R_{B2} \approx 2 \alpha_e \cdot R_B \quad (7)$$

der unabhängig von der Höhe der Batterie

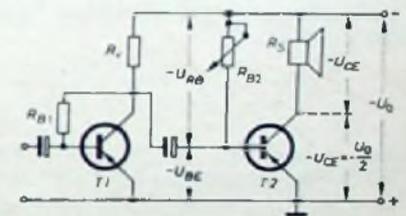


Bild 4. NF-Verstärker nach dem Prinzip der halben Speisespannung

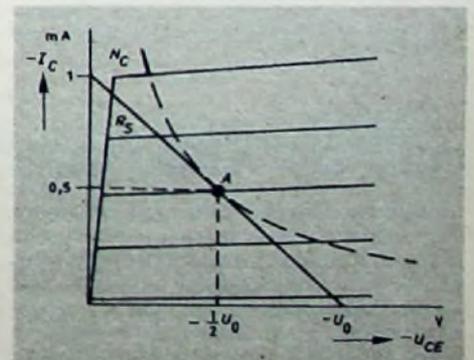


Bild 5. Idealisierte  $(-I_C)-(-U_{CE})$ -Kennlinien eines Transistors; der Arbeitspunkt A liegt in der Mitte der Widerstandsgeraden  $R_B$

2xOC 72

Bild 1. Temperaturstabilisierung mittels Heißleiters

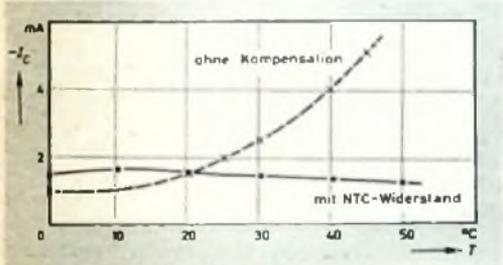
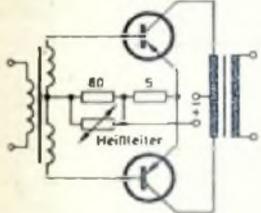
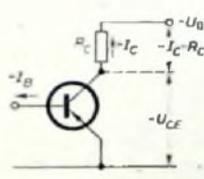


Bild 2. Verlauf des Kollektorrühstromes  $-I_C$  ohne und mit Kompensation durch einen NTC-Widerstand

Bild 3. Temperaturstabilisierung durch einen Kollektorwiderstand (Festwiderstand  $R_C$ )



könnte bei Vollaussteuerung und höheren Temperaturen die maximale Verlustleistung der im Bild 1 dargestellten Gegentakt-Endstufe überschritten werden, wie die gestrichelte Kurve im Bild 2 zeigt.

Eine weitere einfache Methode zur Temperaturstabilisierung von Transistorschaltungen besteht darin, einen geeigneten Widerstand  $R_C$  in den Kollektorkreis zu schalten (Bild 3). Der Kollektorstrom  $-I_C$  erzeugt am Widerstand  $R_C$  den Spannungsabfall  $-I_C \cdot R_C$ , der die Speisespannung  $-U_0$  verkleinert, so daß die wirksame Kollektorspannung  $-U_{CE}$  um den Betrag  $-I_C \cdot R_C$  niedriger als  $-U_0$  ist. Mit wachsendem Kollektorstrom wird daher die wirksame Kollektorspannung geringer. Die Kollektorverlustleistung ist in diesem Fall

$$N_C = - (U_0 - I_C \cdot R_C) \cdot (-I_C) = U_0 \cdot I_C - I_C^2 \cdot R_C \quad (1)$$

riespannung ist, da sich die Stromverstärkung nur in geringem Maße mit Kollektorspannung und -strom ändert.

Man kann die Schaltung im Bild 4 auch so abändern, daß der Basiswiderstand  $R_{B2}$  nicht direkt an den Minuspol der Batterie, sondern an die halbierte Spannung  $-U_0/2 = -U_{CE}$  gelegt wird. Diese Schaltung zeigt Bild 6. Da jetzt die am

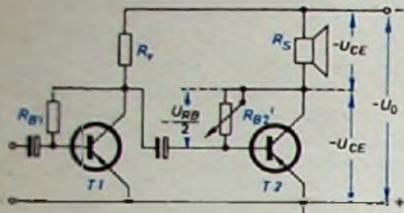


Bild 6. NF-Verstärker entsprechend Bild 4 mit halbiertem Spannung am Basiswiderstand  $R_{B2}'$

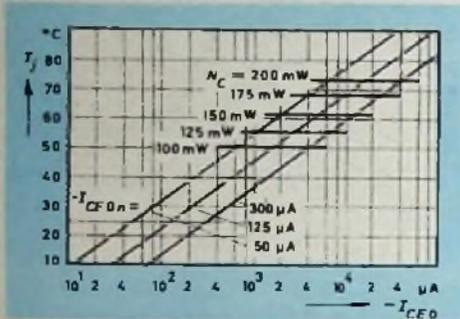


Bild 7. Kollektorquiescentstrom  $-I_{CE0}$  in Abhängigkeit von der Kristalltemperatur  $T_j$  für einen Transistor mit  $K = 0,25^\circ \text{C/mW}$  (Parameter  $-I_{CE0n}$ )

Basiswiderstand wirksame Spannung nur halb so hoch ist wie bei der Schaltung nach Bild 4, darf auch der Wert des Widerstandes nur halb so groß sein, wenn der gleiche Strom fließen soll. In diesem Fall ist also

$$R_{B2}' = \alpha_e \cdot R_B \quad (7a)$$

Nennt man die Kollektornennspannung  $-U_{CEn} = -U_0/2$ , den Kollektornennstrom  $-I_{Cn}$  und die Kollektornennleistung  $N_{Cn}$ , so ergibt sich in Verbindung mit Gl. (4) der Zusammenhang

$$N_{Cn} = -U_{CEn} (-I_{Cn}) = -U_{CEn} \frac{-U_0}{2 R_e} = 2 N_{0n} \quad (8)$$

Darin bedeutet  $N_{0n}$  die maximale Ausgangsleistung im Arbeitspunkt A (Bild 5). Gl. (8) liefert eine Beziehung für die Größe des Kollektor-Lastwiderstandes  $R_x$

$$R_x = \frac{-U_{CEn} (-U_0)}{2 N_{Cn}} = \frac{U_0^2}{4 N_{Cn}} \quad (9)$$

Für den Kollektornennstrom folgt aus Gl. (8)

$$-I_{Cn} = \frac{2 N_{Cn}}{-U_0} \quad (10)$$

Je nachdem, ob die Kristalltemperatur  $T_j$  einen höheren oder niedrigeren Wert annimmt, verschiebt sich der Arbeitspunkt A im Bild 5 nach links oben oder nach rechts unten entlang der Arbeitsgeraden  $R_x$ , weil sich der Kollektorstrom  $-I_C$  entsprechend ändert ( $-I_C$  hängt wieder von dem sich mit der Temperatur ändernden Kollektorquiescentstrom  $-I_{CE0}$  ab). Das Verhältnis  $I_C/I_{Cn}$  kann sich, wie Bild 5 zeigt, maximal um den Faktor 2 erhöhen, und zwar etwa proportional der Kristalltemperatur. Bei der Aussteuerung Null ( $N_0 = 0$ ) läßt sich das Verhältnis der maximalen Kol-

Tab. I.  $-I_{CE0}$ ,  $I_C/I_{Cn}$ ,  $N_C/N_{Cn}$  und  $N_C$  bei verschiedenen Kristalltemperaturen für die Schaltung nach Bild 6

$T_j$ [°C]	$-I_{CE0}$ [mA]	$I_C/I_{Cn}$	$N_C/N_{Cn}$	$N_C$ [mW]	$T_j - T_{ugb}$ [°C]	$T_{ugb}$ [°C]
85	50,0	2,00	0	0	0	85,0
80	31,0	1,57	0,078	101	25,2	54,8
75	18,5	1,3	0,012	131	34,2	40,8
70	11,3	1,14	0,080	147	36,8	33,2
62,5	5,2	1,00	1,000	150	37,5	25,0
60	4,1	0,98	1,000	150	37,5	22,5
50	1,5	0,92	0,892	149	37,3	12,7
40	0,6	0,80	0,890	148	37,0	3,0

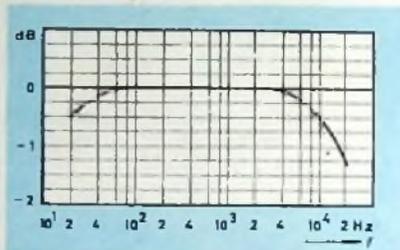


Bild 8. Frequenzgang des zweistufigen NF-Verstärkers

lektorleistung zur Nennleistung durch das Verhältnis  $I_C/I_{Cn}$  folgendermaßen ausdrücken:

$$\frac{N_{C \max}}{N_{Cn}} = \frac{2 I_C}{I_{Cn}} - \left( \frac{I_C}{I_{Cn}} \right)^2 \quad (11)$$

Diese Beziehung gilt allerdings strenggenommen nur für die Schaltung nach Bild 4. Analog läßt sich für das Verhältnis  $N_{0 \max}/N_{Cn}$  die Beziehung

$$\frac{N_{0 \max}}{N_{Cn}} = \frac{1}{2} \left[ 1 - \left( \frac{I_C}{I_{Cn}} - 1 \right) \right]^2 \quad (12)$$

aufstellen.

Beispiel: In der Schaltung nach Bild 6 werde in einer Endstufe der Transistor OC 72 mit folgenden Kenndaten (bei  $T_{ugb} = 25^\circ \text{C}$ ) verwendet:  $\alpha_e = 50$ ,  $-I_{CE0} = 0,125 \text{ mA}$ ,  $K = 0,25^\circ \text{C/mW}$ ,  $N_{Cn} = 150 \text{ mW}$ . Die Batteriespannung ist  $-U_0 = 12 \text{ V}$ .

Zunächst folgt aus Gl. (9) der erforderliche Lastwiderstand, also der Scheinwiderstand der Lautsprecher-Schwingspule

$$R_x = \frac{144}{4 \cdot 0,15} = 240 \text{ Ohm}$$

Der Kollektornennstrom ergibt sich mit Gl. (10) zu

$$-I_{Cn} = \frac{2 \cdot 0,15}{12} = 0,025 \text{ A} = 25 \text{ mA}$$

Die nominelle Kristalltemperatur ist aus Gl. (3) zu berechnen

$$T_{jn} = 25 + 0,25 \cdot 150 = 62,5^\circ \text{C}$$

Aus dem Diagramm Bild 7 kann man für den Transistor OC 72 entnehmen, daß sich der Kollektorquiescentstrom bei der nominellen Kristalltemperatur  $T_{jn} = 62,5^\circ \text{C}$  auf 5,2 mA

erhöht. Nun gestattet Gl. (7a) die Berechnung des Basiswiderstandes

$$R_{B2}' = 50 \cdot 240 = 12000 \text{ Ohm} = 12 \text{ kOhm}$$

Um nach oben genügend Spielraum zu haben, wird dafür ein Regelwiderstand von 50 kOhm gewählt.

Bei der nominellen Kristalltemperatur  $T_{jn}$  ist das Verhältnis  $I_C/I_{Cn} = 1$ . Für diesen Fall folgt aus Gl. (11)  $N_C/N_{Cn} = 1$  und aus Gl. (12)  $N_{0 \max}/N_{Cn} = 0,5$ . Für andere Kristalltemperaturen sind in Tab. I die entsprechenden Werte zusammengestellt.

Man entnimmt der Tabelle, daß bei Kristalltemperaturen zwischen 60 und 62,5°C die maximal zulässige Kollektorverlustleistung von 150 mW ( $N_C/N_{Cn} = 1$ ) vorliegt. Außerdem ist festzustellen, daß sich die Differenz zwischen Kristall- und Umgebungstemperatur ( $T_j - T_{ugb}$ ) mit wachsender Umgebungstemperatur ständig verkleinert.  $T_j$  und  $T_{ugb}$  fallen schließlich zusammen, wenn  $N_C$  Null geworden ist. Ferner ergibt sich, daß für alle vorkommenden Betriebszustände die geforderte Temperaturstabilität gewährleistet ist. In den üblichen Klasse-A-Schaltungen erhöht sich die Differenz zwischen  $T_j$  und  $T_{ugb}$  bei höheren Kristalltemperaturen  $T_j$ , während sich bei der Temperaturstabilisierung nach dem Prinzip der halben Speisespannung diese Differenz mit größeren Werten von  $T_j$  vermindert. Man kann die wichtige Schlußfolgerung ziehen, daß in der als Beispiel angeführten transformatorlosen Endstufe die nominelle Kristalltemperatur  $T_{jn}$  hohe Werte annehmen darf, ohne daß die maximal zulässige Kristalltemperatur für den gleichen Wert der maximalen Umgebungstemperatur überschritten wird. Daher ist auch ein höherer Wert der Kollektornennleistung  $N_{Cn}$  zulässig, und das entspricht wieder einer erheblich vergrößerten Ausgangsleistung  $N_0$ .

In einer praktischen Einstellung, bei der  $N_{Cn} = 110 \text{ mW}$  ist, wird in der Schwingspule des Lautsprechers ( $R_x$ ) eine Ausgangsleistung von etwa  $N_0 = 55 \text{ mW}$  erzeugt. Im Gegensatz dazu ergibt sich bei der konventionellen Schaltung mit einem Transistor OC 72 in der Primärwicklung des dann erforderlichen Ausgangsübertragers eine maximale Leistung von nur 38 mW, was einer Leistung von etwa 30 mW in der Lautsprecher-Schwingspule entspricht. Allerdings ist in der nach dem Prinzip der halben Speisespannung temperaturstabilisierten Schaltung die gesamte Leistungsaufnahme um etwa 50% höher als bei der konventionellen Schaltung (210 mW gegenüber 140 mW einschließlich Vorstufe). Der Gesamtwirkungsgrad sinkt dabei von etwa 29% auf rund 24%.

Der Frequenzgang des zweistufigen Transistorverstärkers nach Bild 4 oder 6 ist nicht schlechter als bei konventioneller Schaltung. Die Durchlaßkurve hängt na-

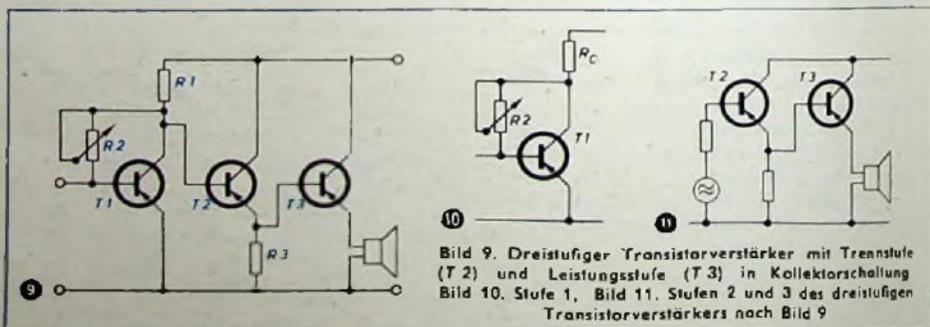


Bild 9. Dreistufiger Transistorverstärker mit Trennstufe (T2) und Leistungsstufe (T3) in Kollektorschaltung. Bild 10. Stufe 1, Bild 11. Stufen 2 und 3 des dreistufigen Transistorverstärkers nach Bild 9

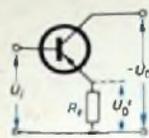
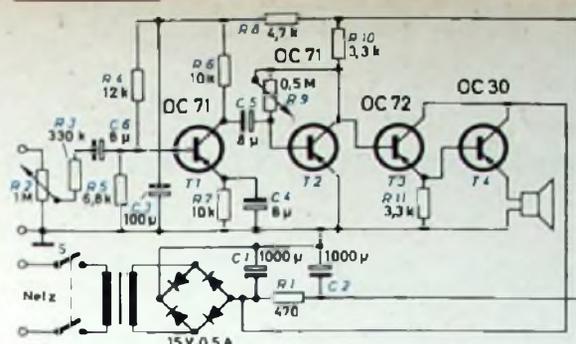


Bild 12. Transistorstufe in Kollektorschaltung für Netzspeisung

Bild 13. Netzgespeister 1-W-Plattenspieler-Verstärker mit vier Transistorstufen



türlich von der Grenzfrequenz  $f_{\alpha_b}$  des Endtransistors ab. Unter Umständen verläuft sie wegen der durch die Basiswiderstände  $R_B$  bewirkten Gegenkopplung sogar günstiger als bei einem üblich geschalteten Verstärker. Durch Einbau einer zusätzlichen Gegenkopplung kann der Frequenzgang noch weiter verbessert werden. Bild 8 gibt den Frequenzgang des zweistufigen Verstärkers wieder. Die Kurve ist zwischen 20 Hz und 10 kHz innerhalb 0,5 dB geradlinig.

Zur Untersuchung der Verzerrungen eines dreistufigen Verstärkers (Bild 9) wird die Schaltung zweckmäßigerweise in zwei Teile zerlegt (Bilder 10 und 11). Die Verzerrungen einer Transistorstufe hängen in der Hauptsache von der Änderung von  $\alpha_c = dI_C/dI_B$  und von der Krümmung der Eingangskennlinie des gewählten Transistors ab. In der Teilschaltung Bild 11 sind diese Größen ohne Bedeutung, weil  $U_{BE}$  im Vergleich zur Ermiterspannung gegen Masse im allgemeinen klein ist. Die Änderung von  $\alpha_c$  kann ebenfalls unberücksichtigt bleiben, weil die Lastwiderstände in allen praktischen Fällen kleiner als die Eingangsimpedanzen sind; die Transistoren arbeiten also überwiegend spannungsgesteuert. Für den Schaltungsteil im Bild 10 gelten diese Annahmen nicht. Hier werden jedoch die Verzerrungen durch die vom Widerstand  $R_2$  bewirkte Gegenkopplung reduziert.

Das beschriebene Prinzip der halben Speisespannung bringt noch den weiteren Vorteil, daß man den Verstärker über Gleichrichter aus dem Wechselstromnetz speisen kann, ohne daß an die Siebung hohe Anforderungen gestellt werden müssen. Da die Speisespannung  $-U_0$  sehr hoch sein kann, braucht die Glättung hierfür nicht besonders gut zu sein. Die Eingangsgleichspannung  $U_i$  muß man allerdings besser sieben; das bereitet aber keine besonderen Schwierigkeiten, da der Basisstrom verhältnismäßig niedrig ist. Im Bild 12 ist eine Stufe in Kollektorschaltung dargestellt, bei der die am Emittierwiderstand  $R_e$  (der hier der Lastwiderstand ist) liegende Ausgangsspannung  $U_o$  auch dann noch eine hohe Konstanz aufweist, wenn die Speisespannung  $-U_0$  stark schwankt.

Als Beispiel zeigt Bild 13 die vollständige Schaltung eines 1-W-Plattenspieler-Verstärkers, der eine hohe Eingangsimpedanz hat, um einen Kristalltonabnehmer anschließen zu können. Die Einstellung des Arbeitspunktes erfolgt mit dem Widerstand  $R_9$ . Bei einer Speisespannung von 12 V ist die Empfindlichkeit für 50 mW Ausgangsleistung 100 mV; die Brummspannung bei Netzbetrieb liegt 10 mV. Der bei 1 kHz gemessene Klirrfaktor beträgt bei 200 mW Ausgangsleistung etwa 2%, bei 1 W rund 6%. Der Schwingpulenwiderstand des Lautsprechers soll 14 Ohm sein.

Abschließend ist zu sagen, daß dem Nachteil des geringfügig erhöhten Batteriestromes bei der Halbierung der Speisespannung in einem Transistorverstärker

verschiedene Vorteile gegenüberstehen: 1) Die Änderungen der Kristalltemperatur bei Schwankungen der Umgebungstemperatur sind kleiner als bei der üblichen Schaltung. Man kann daher eine höhere Kollektornennleistung bei niedriger Umgebungstemperatur wählen. Die Ausgangsleistung wird entsprechend erhöht. 2) Die Kollektorverlustleistung ist im nominellen Arbeitspunkt ein Maximum und verringert sich bei etwaigen Verschiebungen des Arbeitspunktes. Dadurch bleibt stets die Temperaturstabilität gewährleistet. 3) Da ein Ausgangsübertrager nicht erforderlich ist, sind die linearen und nichtlinearen Verzerrungen kleiner. Außerdem erhöht sich auch die im Lautsprecher wirksame Ausgangsleistung. W. Taeger

#### Schrifttum

Ebbinge, W.: Temperaturstabile Transistorschaltung nach dem Prinzip der halben Speisespannung. Valvo-Berichte Bd 4 (1958) Nr. 3, S. 81-81, u. Bd 5 (1959) Nr. 4, S. 113-126

## „Rauschen über alles“ beim Fernsehempfang

Ein rauschfreies Fernsehbild erfordert eine Signalspannung an der Antenne, die etwa 100mal höher als das Eigenrauschen des Empfängers ist. Daher bestimmt die Größe des Rauschens die Empfangsmöglichkeit. Die Grenzeigenschaften der Empfänger, die in Deutschland in  $kT_0$  und in den angelsächsischen Ländern als „noise figure“ in dB angegeben werden [1], liegen in den Bändern I und III im allgemeinen zwischen 3 und 8  $kT_0$  und im Band IV zwischen 10 und 25  $kT_0$ . Diese Angaben beziehen sich jedoch

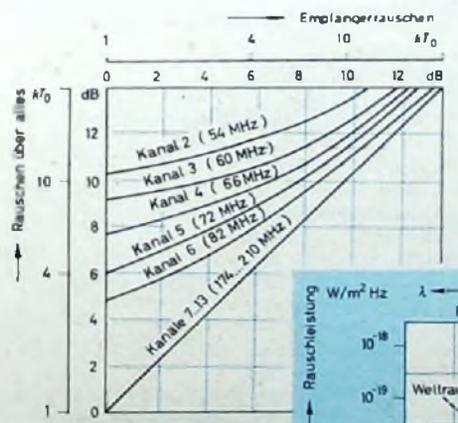
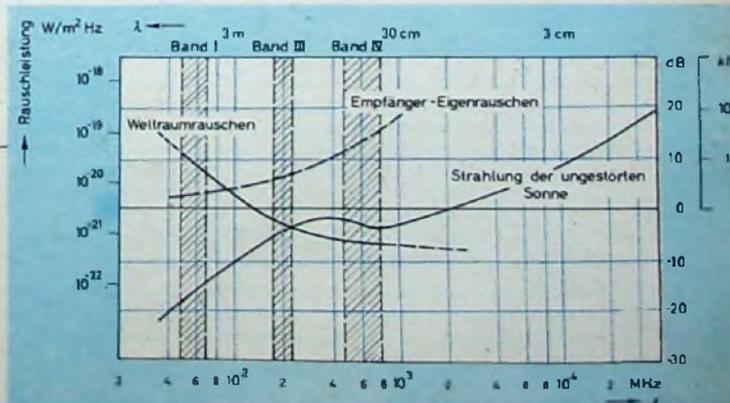


Bild 1. Empfänger-Rauschzahl und „Rauschzahl über alles“ für die amerikanischen Fernsehkanäle 2...13

Bild 2. Rauschleistungen von Fernsehempfängern und des Kosmos in Abhängigkeit von f



auf den Abschluß der Empfängerbuchsen mit einem Rauschgenerator, wobei der Empfänger auch gegen äußere Einflüsse abgeschirmt wird.

Verbindet man aber den Empfänger mit einer abgestimmten Außenantenne, dann entsteht eine „Rauschzahl über alles“ ( $F_0$ ), die durch die zusätzlichen äußeren Einflüsse sehr viel größer sein kann. Zwischen  $F_0$  und der Empfänger-Rauschzahl  $F$  besteht die Beziehung

$$F_0 = (F - 1) + N_A$$

Darin bedeutet  $N_A$  das Rauschen, das die Antenne liefert. Ist das Antennenrauschen größer als das Empfängerrauschen, so stellt  $N_A$  die untere Grenze dar, und eine Verkleinerung von  $F$  wäre dann nutzlos [2].

Das galaktische Rauschen (Weltraumstrahlung) ist im Frequenzbereich unter 200 MHz größer als das äquivalente Wärmearauschen bei Benutzung einer vertikalen Dipolantenne. Bild 1 zeigt die Beziehungen zwischen der Empfänger-Rauschzahl und der Rauschzahl über alles für die amerikanischen Fernsehkanäle. Die Verbesserung eines Tuners von 4 dB auf 1 dB im Kanal 3 könnte sich zum Beispiel über die Antenne nicht mehr auswirken.

Im Bild 2 sind die Rauschleistungen von Fernsehempfängern und des Weltraums in Abhängigkeit von der Frequenz dargestellt. Da die Antennen-Speiseleitung eine gewisse Leistung verbraucht, liefert auch sie einen Beitrag zum Rauschen. Eine Messung nach Isted mittels eines 1/2-Dipols ergab bei 40 MHz eine Rauschleistung von 3 dB und zusätzlich 3 dB Feederrauschen sowie einen mittleren Pegel des Weltraumrauschens von 12 dB über dem Empfängerrauschen ( $2 kT_0$ ); beim Zusammentreffen des galaktischen Zentrums [3, 4] mit der Antennenstrahlrichtung erhöht sich diese Zahl nochmals um 4 dB. Schlecht angepaßte Antennen können aber noch erheblich größere Rauschzahlen verursachen. Bei abnormer Sonnenaktivität kann auch die solare Strahlung, jedoch meistens nur kurzzeitig, sehr große Rauschzahlen ergeben [5]. Eine weitere Rauschquelle ist der Erdboden vor der Antenne wegen seiner Reflexionsfähigkeit und unvollkommenen Leitfähigkeit.

Die Rauschzahl über alles kann also sehr groß werden. Im wesentlichen bestimmt aber das Weltraumrauschen die Grenze der Entwicklungsmöglichkeit der Empfänger in bezug auf die Grenzeigenschaften. Im Band I ist sie praktisch schon erreicht, während im Band III eine Verbesserung um etwa 8 dB und im Band IV um etwa 15 dB möglich wäre. E. Fendler

#### Schrifttum

- [1] Definition und Messung der Empfängerempfindlichkeit. Funk-Techn. Bd. 14 (1959) Nr. 19, S. 708-709
- [2] Lickfeld, K. G.: Die Welt der VHF, UHF und SHF heute. DL-QTC Bd. 31 (1960) Nr. 3, S. 98-112
- [3] Wellmann, P.: Radioastronomie. München 1957, Lehnen-Verlag
- [4] Fendler, E.: Das Radio-Teleskop und seine Bedeutung. Funk-Techn. Bd. 9 (1954) Nr. 18, S. 502
- [5] Klinger, H. H.: Solare Ultrakurzwellen. Funk-Techn. Bd. 9 (1954) Nr. 16, S. 438-440

# Abtastnadeln mit pyramidenförmiger Spitze

DK 681.844

Vor kurzem hat die Ankündigung der amerikanischen Firma Fidelitone Inc., sie wolle für die Wiedergabe von monauralen und stereophonen Schallplatten mit Mikrorillen einen Abtastdiamanten herausbringen, der an Stelle der üblichen konischen Diamanten eine pyramidenförmig geschliffene Spitze hat, erhebliches Interesse gefunden. Durch diese neuartige Abtastnadel sollen der Klirrfaktor, das Nadelrauschen und die Abnutzung von Platte und Nadel wesentlich vermindert werden. Da aber die Herstellung des Diamanten und seine Anbringung im Tonabnehmer einen größeren Aufwand erfordern, wird auch der Preis höher sein als der der bisherigen Saphire oder Diamanten mit konischer Spitze.

Die bisher gebräuchlichen Abtastnadeln haben einen zylindrischen Schaft, dessen vorderes Ende sich kegelförmig verjüngt; die Spitze dieses Kegels ist sphärisch geschliffen. Bei Nadeln, die zur Abtastung von Normalrillen bestimmt sind, hat die halbkugelige Kegelspitze einen Krümmungsradius von rund  $75 \mu$ , während Nadeln für Mikrorillen an der Spitze nur einen Krümmungsradius von etwa  $18 \dots 25 \mu$  haben dürfen. Bei Stereo-Platten mußte man mit dem Krümmungsradius der Nadelspitze noch weiter, und zwar auf etwa  $12 \mu$ , heruntergehen, weil der gleiche Krümmungsradius beim Abtasten von Stereo-Aufnahmen mehr Verzerrungen als beim Abtasten monauraler Platten hervorruft.

Nun ist aber zu bedenken, daß der von der Nadelspitze auf die Schallrinne ausgeübte Flächendruck, also der Druck je Einheit der Berührungsfläche, um so größer wird, je kleiner die Berührungsfläche zwischen Nadelspitze und Schallrinne ist, wenn der von dem Tonabnehmer auf die Nadel ausgeübte Auflagedruck, der meistens durch das Gewicht des Tonarmes bestimmt wird, gleichbleibt. Da die Berührungsfläche annähernd dem Quadrat des Radius der Nadelspitze proportional ist, ist der Flächendruck etwa dem Quadrat des Spitzenradius umgekehrt proportional; er erhöht sich also beispielsweise auf den vierfachen Wert, wenn man den Radius der Spitze auf die Hälfte verkleinert. Ein größerer Flächendruck der Abtastnadel hat aber stärkere und schnellere Abnutzung von Nadel und Schallplatte sowie vermehrtes Nadelrauschen zur Folge. Bei der Verkleinerung der Nadelspitze gelangt man daher bald an eine für die Praxis noch vertretbare untere Grenze, die bei dem jetzt empfohlenen Wert von  $12 \mu$  liegen dürfte. Eine weitere Verkleinerung wäre nur möglich, wenn man den gesamten Auflagedruck der Nadel verminderte. Das darf aber auch nur bis zu einem gewissen Grade

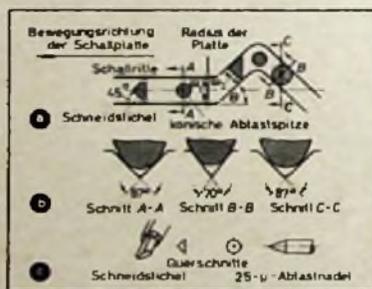


Bild 1. Schematische Darstellung des Schneidstichels und der üblichen konischen Abtastnadel mit sphärischer Konusspitze in der in Seitenansicht modulierten Rinne

erfolgen, weil die einwandfreie Abtastung der Schallrinne einen bestimmten Mindest-Auflagedruck der Nadel erfordert.

Ein weiterer Nachteil der runden, konischen Abtastspitze, der besonders bei der Wiedergabe von Stereo-Platten sehr störend in Erscheinung treten kann, ist darauf zurückzuführen, daß der Schneidstichel eine andere Form als die Abtastnadel hat. Der Querschnitt des Schneidstichels (Bild 1c) stellt ein gleichschenkeliges rechtwinkliges Dreieck dar. Dabei ist die der Hypotenuse entsprechende Fläche die vordere Schneidkante, und die beiden  $45^\circ$ -Ecken sind die die Rillenbreite bestimmenden Schneiden. Bei der seitlichen Auslenkung des Stichels ändern sich infolge seiner Gestalt sowohl die Breite als auch die Wandsteilheit der Rinne ständig in Abhängigkeit von der Geschwindigkeitsamplitude. Das läßt deutlich Bild 1a erkennen, das den Extremfall zeigt, bei dem die ausgelenkte Rinne mit der Aufzeichnungsrichtung einen Winkel von  $45^\circ$  bildet. Größere Auslenkwinkel sind wegen der Querschnittform des Schneidstichels nicht möglich.

Diese als Pinch- oder Einschnürungseffekt bezeichnete dauernd wechselnde Verengung der modulierten Schallrinne führt bei der Wiedergabe zu recht unerwünschten Erscheinungen. Je

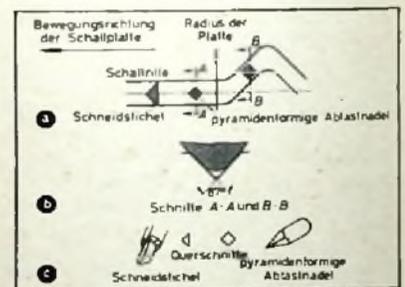
größer der Auslenkwinkel  $\theta$  der Schallrinne und je enger diese damit wird, um so mehr hebt sich die Spitze der Abtastnadel in der Rinne an (Schnitte B-B und A-A im Bild 1b). An den Umkehrpunkten der Rinne fällt dagegen die Spitze wieder in die Rinne zurück. Innerhalb einer Periode der Modulationsfrequenz erfolgen daher zwei derartige Auf- und Abbewegungen der Abtastnadel. Diese ständige senkrechte Bewegung der Nadel in der modulierten Rinne hat naturgemäß gewisse Verzerrungen bei der Wiedergabe zur Folge. Zwar lassen sich Tonabnehmer bauen, die verhältnismäßig unempfindlich gegen vertikale Bewegungen der Abtastnadel sind, jedoch versagt dieser Weg bei Stereo-Platten vollständig, da hier die Aufzeichnungen in den Rillenzwänden senkrechte Komponenten enthalten, die selbstverständlich auf das Wandlersystem des Tonabnehmers übertragen werden müssen. Gerade bei Stereo-Platten macht sich darum der Pinch-Effekt sehr unangenehm bemerkbar. Abhilfe könnte hier nur eine Verkleinerung des Krümmungs- und Berührungsradius der Abtastspitze bringen, so daß die Spitze tiefer in die Rinne eindringen kann. Das Optimum ergibt sich, wenn der Spitzenradius mit dem Krümmungsradius des Rillengrundes übereinstimmt und die Spitze auf dem Grund aufsetzt.

Eine weitere Ursache für das Auftreten von Verzerrungen bei der Abtastung mit konischen Spitzen sind die scharfen Ecken an den Umkehrpunkten der seitenmodulierten Schallrinne. Je größer der Berührungsradius der Spitze ist, um so stärkere Verzerrungen treten auf. Wenn der Berührungsradius der Spitze dem Krümmungsradius an der Umkehrstelle der Rinne entspricht, werden dort bei monauraler Aufzeichnung bereits 30% und bei stereophoner Aufzeichnung sogar mehr als 50% Harmonischen erzeugt. Auch aus diesem Grunde sollte der Spitzenradius möglichst klein sein.

Der Widerspruch, daß einerseits der Radius der Abtastspitze zwar möglichst klein sein soll, andererseits aber der von der Spitze hervorgerufene Flächendruck in der Rinne nicht zu groß werden darf, läßt sich mit der konischen Spitze nicht lösen. Wenn man dagegen der Abtastspitze eine solche Form gibt, daß bei der Abtastung ähnliche Verhältnisse wie beim Schneiden der Rinne auftreten, ergeben sich sehr viel günstigere Bedingungen. Das gelingt mit einer Abtastnadel, deren Spitze pyramidenförmig ist. Die Spitze bildet eine gerade Pyramide mit quadratischer Grundfläche, deren vier schräge Seitenkanten mit einem Radius von  $5 \dots 8 \mu$  abgerundet sind, damit sie die Rillenzwände nicht beschädigen. Die Spitze muß in dem Tonabnehmer sehr sorgfältig so ausgerichtet werden, daß zwei gegenüberliegende Kanten an den Seitenwänden der Rinne anliegen. Die Spitze hat also in der Rinne die im Bild 2a erkennbare diagonale Stellung.

Damit entspricht die Abtastnadel im wesentlichen dem Schneidstichel, da nur die beiden gegenüberliegenden Pyramidenkanten der Abtastspitze die Rillenzwände, die von den ebenfalls gegenüberliegenden Schneiden des Schneidstichels erzeugt wurden, berühren. In bezug auf diese berührenden Pyramidenkanten ist

Bild 2. Ähnliche Darstellung wie Bild 1 für die Abtastnadel mit pyramidenförmiger Spitze



aber die Breite der Schallrinne auch bei allen seitlichen Auslenkungen bis zu dem maximal möglichen Auslenkwinkel von  $45^\circ$  konstant, wie Bild 2b zeigt. Die Pyramidenflächen ändern zwar dauernd ihre Abstände von den Wänden der modulierten Rinne, berühren die Rillenzwände dagegen nicht. Ein Pinch-Effekt und die dadurch verursachte vertikale Nadelbewegung können deshalb bei der pyramidenförmigen Spitze nicht auftreten.

Auch in den von den Umkehrstellen gebildeten Ecken der modulierten Schallrinne können bei der pyramidenförmigen Abtastspitze nur geringe Verzerrungen entstehen, weil die quer zur

Längsausdehnung der Schallrille liegenden Abtastkanten der Pyramide in diese Ecken ebensoweit wie der Schneidstichel, nämlich bis zu dem größtmöglichen Auslenkwinkel von  $45^\circ$  praktisch vollständig, eindringen können. Welche Verbesserung sich durch die pyramidenförmige Abtastspitze in dieser Beziehung gegenüber der konischen Nadel ergibt, zeigt anschaulich Bild 3, in dem schematisch die Abtastungen einer mit einer hohen Frequenz modulierten Schallrille durch eine konische und durch eine pyramidenförmige Abtastspitze gegenübergestellt sind.

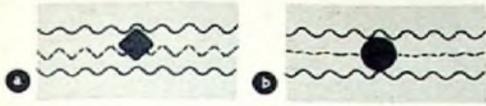


Bild 3 Die seitlichen (radialen) Abtastbewegungen der neuen pyramidenförmigen Abtastspitze (a) und der üblichen konischen Spitze (b) in der gleichen, mit einer hohen Frequenz modulierten Schallrille

Diese Vorzüge der pyramidenförmigen Abtastnadel sind, wie schon erwähnt, darauf zurückzuführen, daß ihr wirksamer Querschnitt dem des Schneidstichels ähnlich ist. Den Schneiden des Stichels entsprechen die abtastenden Pyramidenkanten, an die sich mit dem gleichen Winkel wie beim Schneidstichel ( $45^\circ$ ) die in Schneid-beziehungsweise Abtastrichtung rückwärtigen Pyramidenflächen anschließen. Die beiden vorderen Pyramidenflächen, die am Schneidstichel nicht vorhanden sind, erfüllen dagegen keine Funktion. Ein wesentlicher Unterschied besteht jedoch: Während die Schneiden des Schneidstichels naturgemäß möglichst scharf sein sollen, müssen die an den Rillenwänden liegenden Abtastkanten der Pyramide sorgfältig gerundet sein. Da man hierbei praktisch nicht unter einen Krümmungsradius von  $5 \dots 8 \mu$  herunterkommt und auch nicht weiter heruntergehen darf, ist der Idealfall bei der Abtastung der Ecken an den Umkehrstellen der modulierten Rille nicht ganz zu erreichen. Der Krümmungsradius der abgerundeten Abtastkanten darf nicht zu klein sein, damit der Flächendruck der Nadel auf die Rillenwände keine unzulässigen Werte annimmt. Mit  $5 \dots 8 \mu$  ist er aber noch immer erheblich kleiner als die kleinsten Krümmungsradien konischer Spitzen ( $12 \mu$ ).

Trotz des kleineren Krümmungsradius der Abtastkanten übt die pyramidenförmige Spitze bei gleichem Auflagedruck der Nadel einen kleineren Flächendruck aus als die konische Spitze mit einem Krümmungsradius von  $12 \mu$ . Während die konische Spitze die Rillenwände etwa punktförmig berührt (Schnitt A-A im Bild 1b), liegt die Abtastkante der pyramidenförmigen Spitze auf einer ununterbrochenen Linie, die bis zum oberen Rillenrand reicht, an der Rillenwand an, so daß dabei die Berührungsfläche viel größer ist. Wie genau sich die pyramidenförmige Spitze dem Rillengrundschnitt anschmiegt, ist sehr gut im Bild 4 zu erkennen, das eine stark vergrößerte Ansicht der Spitze in der Rille wiedergibt.

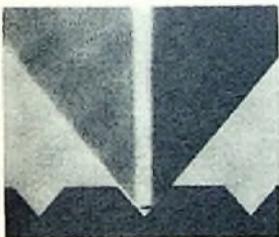


Bild 4. Vergrößerte Ansicht der pyramidenförmigen Spitze in der Schallrille. Die Abtastkanten der Spitze liegen linienförmig an den Rillenwänden an

Aus diesem Grunde ist die Berührungsfläche der Rillenwand bei der pyramidenförmigen Spitze etwa ebenso groß wie bei einer konischen Spitze mit einem Krümmungsradius von  $18 \mu$ . Daher darf man bei einer pyramidenförmigen Spitze mit einem Auflagedruck von  $6 \text{ g}$  arbeiten, wenn der Krümmungsradius der Abtastkanten  $5 \mu$  ist, während bei einer konischen Spitze mit einem Radius von  $12 \mu$  der Auflagedruck nur  $4 \text{ g}$  sein darf. Hat die Rundung der Abtastkanten einen Radius von  $8 \mu$ , so darf der Auflagedruck der pyramidenförmigen Spitze sogar  $10 \text{ g}$  betragen. Diese Werte sollen durch Dauerversuche, bei denen die Abnutzung von Spitze und Platte geprüft wurde, bestätigt worden sein.

Durch die lange, linienförmige Berührung zwischen Spitze und Rillenwand wird auch das Nadelrauschen bei der pyramidenförmigen Abtastspitze erheblich vermindert, weil sich dabei die feinen Unebenheiten und Rauigkeiten der Rillenwand weniger bemerkbar machen können. Schließlich treten auch die sogenannten tangentialen Verzerrungen kaum noch auf, da auf die Abtastkanten der pyramidenförmigen Spitze fast ausschließlich Kräfte in Richtung des Plattenradius, also quer zur Längsausdehnung der Rille, wirken. Daher kann die Abtastnadel auch keine tangentialen Längsbewegungen in der Rille mehr ausführen.

Diese Vorteile der pyramidenförmigen Abtastnadel müssen mit einer sehr sorgfältigen und deshalb kostspieligen Bearbeitung der Nadel erkauft werden Wegen der hohen Herstellungskosten lohnt sich nur die Verwendung von Diamant als Nadelmaterial. Vor dem Schleifen muß man das Molekülgitter des Diamanten so orientieren, daß die weichen Flächen abgeschliffen werden und die Pyramidenseiten bilden, während die Pyramidenkanten in den härtesten Gitterebenen liegen sollen. Nach dem umständlichen Schleif- und Poliervorgang muß man die fertige Nadel mit großer Präzision so im Halter des Tonabnehmers montieren, daß die Abtastkanten genau radial zu den Rillen gerichtet sind.

Der neue Abtastdiamant sollte aber nicht in erster Linie vom Standpunkt der geringeren Abnutzung und damit der längeren Lebensdauer von Schallplatte und Abtastnadel aus betrachtet werden. Noch wichtiger dürfte die Verminderung des Klirrfaktors sein, die sich besonders bei der Wiedergabe von Stereo-Platten stark bemerkbar machen soll. Es wurde schon gesagt, daß wegen des Pinch-Effektes die Verzerrungen bei der Abtastung um so kleiner sind, je tiefer, also je näher dem Rillengrund, die Abtastspitze die Rillenwand berührt. Das bedeutet, daß bei der konischen Abtastspitze die Verzerrungen mit kleiner werdendem Krümmungsradius der Konusspitze abnehmen, weil der Berührungsradius auf dem Konusmantel diesem Krümmungsradius proportional ist. Bild 5 zeigt die Verminderung der Verzerrungen

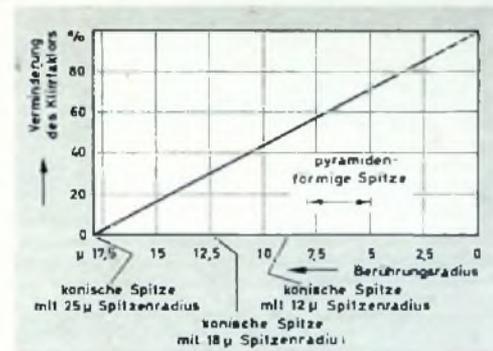


Bild 5 Die bei der Wiedergabe einer normalen 30-cm-Stereo-Platte zu erwartende durchschnittliche Abnahme der Verzerrungen mit kleiner werdendem Berührungsradius der Abtastnadel in der Schallrille

mit kleiner werdendem Berührungsradius gegenüber konischen Spitzen mit einem Spitzenradius von  $25 \mu$  und von  $18 \mu$ . Der für die pyramidenförmige Spitze gültige Bereich mit einem Berührungsradius von  $5 \dots 8 \mu$  läßt erkennen, welche Verbesserungen man durch die pyramidenförmige Nadel erwarten darf. Da gerade für Stereo-Platten ein möglichst kleiner Berührungsradius sehr wichtig ist, hofft man, daß vor allem auf diesem Gebiet der neue Abtastdiamant mit pyramidenförmiger Spitze einen merklichen Fortschritt bringen wird.

#### Schrifttum

O'Neal, C. D.: The pyramid stylus. Electronics Wld. Bd 63 (1960) Nr. 2, S. 43

#### Neues Schrifttum aus der Phono- und Ela-Technik

Es müssen nicht immer dickleibige Bücher sein. Einige neue Hefte der Radio-Praktiker-Bücherei (Franzis-Verlag München) behandeln in gedrängter Form Fragen der Phono- und Ela-Technik

Im Heft 97/98 „Kleines Stereo-Praktikum“ (128 S. m. 93 B., Preis kart. 3,20 DM) zeigt K. Tetzner die verschiedenen stereophonen Verfahren, die stereophonen Tonträger und den - zur Zeit im Versuchsstadium befindlichen - stereophonen Rundfunk. F. Kühne geht anschließend ausführlich auf die Stereo-Praxis ein. Übersichtliche Schaltungen von Stereo-Verstärkern. Hinweise für die Zusammenschaltung der einzelnen Wiedergabegeräte und für das richtige Aufstellen von Stereo-Anlagen sowie viele andere praktische Winke dürften den Lesern Freude machen.

Im Heft 26, der 3. Auflage der „Meß- und Schaltungspraxis für Heimton und Studio“ von F. Kühne (64 S. m. 33 B. und 6 Tab., Preis kart. 1,60 DM), wendet sich der Verfasser jetzt nicht nur an den Tonstudio-Techniker, sondern auch an den ernsthaften Ton-Amateur. Sonderanforderungen an Verstärker im Tonstudio, Entzerrungstechnik, Meßtechnik, praktische Messungen im Tonstudio, Studio-Betriebs- und Schaltungstechnik, das sind die Hauptabschnitte des kleinen Buches, das den Interessenten das Wichtigste des Gebietes nahebringt.

Wer sich besonders mit den Verstärkern befassen will, kann noch zum Heft 8 „Vielseitige Verstärkergeräte für Tonaufnahme und Wiedergabe“ - ebenfalls von F. Kühne - greifen (8. bis 10. völlig überarbeitete Auflage, 84 S. m. 36 B., Preis kart. 1,60 DM). Die vielseitigen Ausführungsformen der verschiedensten Verstärker werden eingehend mit ihren Eigenheiten und Schaltungen vorgestellt.

Und, um das Gebiet abzurunden, sei noch auf das Heft 11 „Mikrofone; Aufbau, Verwendung und Selbstbau“, wiederum von F. Kühne, verwiesen (5. und 6. Auflage, 64 S. m. 39 B. und 2 Tab., Preis kart. 1,60 DM). Es enthält mehr als man über die Eigenschaften von Mikrofonen, den Aufbau der verschiedensten Arten und ihre Schaltungstechnik unbedingt wissen muß

# Der Transimulator

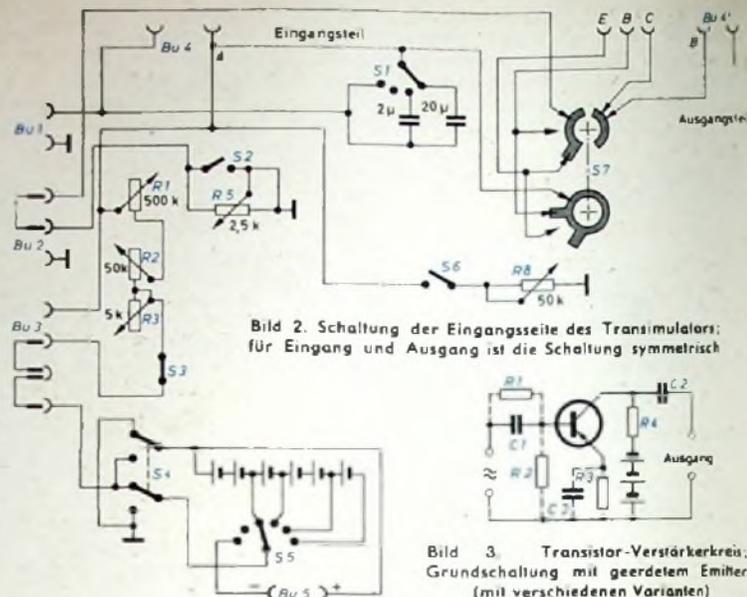
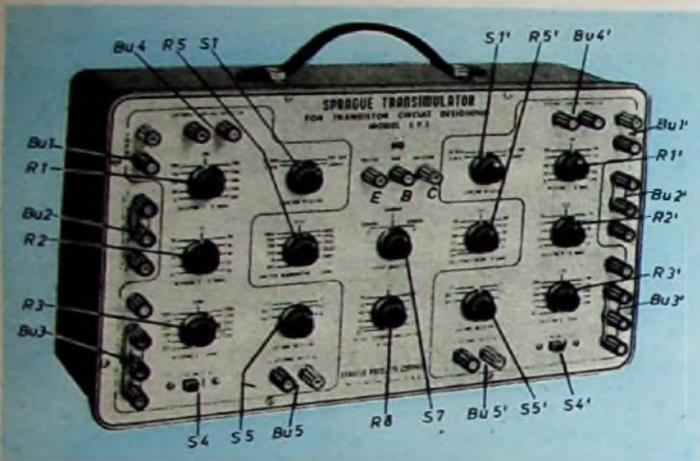


Bild 1. Der Transimulator „LF-1“ von Sprague zum Entwurf von Transistorschaltungen

Bild 2. Schaltung der Eingangsseite des Transimulators; für Eingang und Ausgang ist die Schaltung symmetrisch

Bild 3. Transistor-Verstärkerkreis, Grundschaltung mit geerdetem Emitter (mit verschiedenen Varianten)

Mit dem Transimulator (Hersteller Sprague Products Comp., North Adams, Massachusetts, USA) läßt sich die für einen bestimmten Verwendungszweck geeignetste und günstigste Transistorschaltung rasch und einfach ermitteln oder umgekehrt der für eine bestimmte Schaltung zweckmäßigste Transistortyp auswählen. Der Name Transimulator ist von „Transistor“ und „Simulator“ abgeleitet. Dadurch soll zum Ausdruck gebracht werden, daß man mit diesem Gerät jeden beliebigen Kreis für einen beliebigen Transistor auswählen kann, ohne die sonst erforderlichen Schaltbretttaufbauten in vielen Varianten ausführen zu müssen.

### Schaltung

Bild 1 zeigt die Vorderfront des tragbaren Gerätes und Bild 2 die Prinzipschaltung der Eingangsseite (die Schaltung der Ausgangsseite entspricht der der Eingangsseite). Zunächst sei betont, daß außer zwei 6-V-Trockenbatterien, die lediglich zur Stromversorgung eines Transistors dienen, keine weiteren Stromquellen, Röhren oder Halbleiter im Gerät untergebracht sind. Der Transistor und etwa notwendige zusätzliche Stromquellen oder Schaltelemente (zum Beispiel Transformatoren) müssen außen angeschlossen werden, und zwar Stromquellen an Bu 5, Bu 5' und Transistoren an die Buchsen E (Emitter), B (Basis) und C (Kollektor). Die im Transimulator eingebauten Kreiselemente, die lediglich aus Widerständen und Kondensatoren bestehen, lassen sich nach Anschluß eines beliebigen pnp- oder npn-Junction- oder -Surface Barrier-Transistors für Emitter-, Basis- oder Kollektorschaltung leicht einstellen, und zwar an der linken Seite des Gerätes die Eingangswerte und an der rechten die Ausgangswerte (Frequenzbereich 0 ... 100 kHz). Mit den Reglern R 1, R 2 und R 3 werden die Widerstandswerte (0 ... 500 kOhm + 50 kOhm + 5 kOhm) ausprobiert und eingestellt (die entsprechenden Regler R 1', R 2' und R 3' auf der Ausgangsseite ergeben maximal 277 kOhm). Mit R 5 (2,5 kOhm) läßt sich die Emittergegenkopplung einstellen. Dabei liegt R 5 in Serie mit E. Aber auch überall dort, wo in einer Schaltung ein Serienwiderstand zur Basis oder zum Kollektor erforderlich ist, kann man R 5 ein-

schalten (sein Gegenstück R 5' auf der Ausgangsseite hat 250 kOhm).

S 1 ist ein Umschalter, mit dem man entweder einen der eingebauten Kondensatoren (2 und 20 µF) oder an Bu 4 angeschlossene Kondensatoren einschalten kann. S 5 und S 5' sind Spannungswähler für die eingebauten Stromquellen, deren Polarität mit S 4 beziehungsweise S 4' geändert werden kann. Mit S 7 wählt man die gewünschte Schaltung des Transistors (Emitter-, Basis- oder Kollektorschaltung). Der Regler R 8 läßt sich zwischen Basis und Masse legen; er bildet dann mit dem Eingangswiderstand einen Spannungsteiler. Die verschiedenen Buchsen auf der Eingangs- und Ausgangsseite dienen zur Herstellung äußerer und innerer Verbindungen, wozu man nur die Laschen entsprechend umlegen muß.

### Schaltungs- und Meßmöglichkeiten

Mit dem Transimulator lassen sich alle in der Transistortechnik gebräuchlichen Schaltungen ausführen, zum Beispiel RC- oder direktgekoppelte Verstärker, Multivibratoren, Phasenschieber, Gleichspannungswandler, Gentakttschaltungen in A- oder B-Betrieb usw. Mehrstufige Schaltungen kann man entweder mit je einem Transimulator für jede Stufe oder auch mit nur einem Transimulator untersuchen. Dabei muß dann zunächst die erste Stufe ausgemessen und aufgebaut werden, bevor man die folgende projiziert.

Einige Beispiele sollen zeigen, wie das Gerät angewendet wird. Es wurde hierfür die Emitterschaltung gewählt, bei der man im allgemeinen mit Eingangsimpedanzen von 100 ... 5000 Ohm und Ausgangsimpedanzen von 5 ... 40 kOhm arbeitet. Das Ausgangssignal ist dabei gegenüber dem Eingangssignal um 180° phasenverschoben.

Im Bild 3 ist eine typische Schaltung wiedergegeben, in der gestrichelt einige Varianten eingetragen sind.

- a) Ohne R 1, R 3, C 3; einfachste Grundschaltung mit geringer Stabilität und erhöhter Temperaturempfindlichkeit. R 2 bewirkt einen geringen Basisstrom, der den Batteriestrom verringert.
- b) Ohne R 2, R 3, C 3; hier muß die Signalquelle einen verhältnismäßig kleinen ohmschen Widerstand aufweisen.

- c) Ohne R 1; der Kollektorstrom wird durch Serienschaltung von R 3 reduziert. Ohne C 3 wirkt R 3 stabilisierend und gegenkoppelnd, mit C 3 tritt dagegen keine Gegenkopplung auf.
- d) Ohne R 1, R 3, C 3, aber mit einer Batterie, die mit R 2 in Serie geschaltet ist; dadurch kann der Kollektorstrom erhöht werden.

Um den Arbeitspunkt zu stabilisieren, können grundsätzlich drei Verfahren angewandt werden, und zwar

- 1) Emitter-Gegenkopplung,
- 2) Spannungsteiler und
- 3) Stabilisierung der Basis-Kollektorspannung

Im Bild 4 sind die drei Varianten dargestellt

Zu 1) Ohne R 1, R 3, C 3; R 4 (etwa

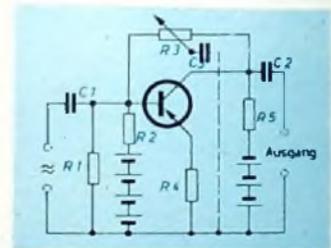


Bild 4. Stabilisierungsmethoden für eine Transistorstufe; die drei Möglichkeiten sind eingezeichnet

2,5 kOhm) im Emitterkreis bewirkt die Gegenkopplung.

Zu 2) Ohne R 4, R 3, C 3, aber mit R 1 (maximal 50 kOhm).

Bei der Einstellung des Spannungsteilers R 1, R 2 muß man beachten, daß er parallel zum Eingang liegt und das Eingangssignal bei zu kleinen R 1-Werten vermindert würde.

Zu 3) Ohne R 1 und R 4, aber mit C 3 und R 3 (maximal 250 kOhm); ergibt eine Gegenkopplung vom Ausgang auf den Eingang.

Auf diese Weise lassen sich verschiedene Varianten entwickeln, die auch für Basis- und Kollektorschaltungen sinngemäß abgewandelt und erweitert werden können, auf die aber hier nicht eingegangen werden soll. Es seien lediglich noch an einem praktischen Schaltungsbeispiel die notwendigen Einstellmaßnahmen am Transimulator gezeigt.

## Praktisches Beispiel

Ein zweistufiger NF-Verstärker mit pnp-Transistoren in Emitterschaltung und Transformator Eingang (Bild 5) soll mit Hilfe des Transmutators aufgebaut und seine günstigsten Werte sollen ermittelt werden. Dabei geht man zweckmäßigerweise folgendermaßen vor:

- 1) Anschließen des Sekundärs an E, B, C.
- 2) Anschließen der Sekundärseite des Ein-

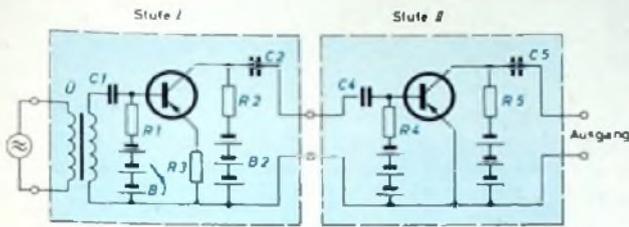


Bild 5. Beispiel eines Transistorverstärkers mit zwei Stufen

gangstransformators  $U$  an die Eingangsbuchsen Bu 1.

3) Mit  $S 1$  wird der passende Kondensator  $C 1$  eingestellt.

4) Mit  $R 1, R 2$  und  $R 3$  wählt man den entsprechenden Widerstand  $R 1$  (etwa 100 kOhm).

5) Mit  $S 5$  wird die notwendige Vorspannung  $B 1$  abgegriffen und mit  $S 4$  die richtige Polarität eingestellt.

6)  $R 5$  ist für die Spannungsstabilisierung notwendig, um den Wert für den Wider-

stand  $R 3$  im Bild 5 zu ermitteln, der beispielsweise 2 kOhm sein kann.

7) Die erste und die zweite Buchse von  $Bu 2$  werden miteinander verbunden und mit  $S 7$  an  $E$  gelegt, während die Basis ( $B$ ) über  $S 7$  mit Punkt  $A$  (Bild 2) und der Kollektor ( $C$ ) mit Punkt  $B$  verbunden wird.

8) Auf der Ausgangsseite stellt man dann den Wert von  $R 2$  mit  $R 1', R 2'$  und  $R 3', B 2$  mit  $S 5'$  und  $C 2$  mit  $S 1'$  ein.

9) Das Ausgangssignal wird zweckmäßigerweise oszillografiert und geprüft, ob es zur Aussteuerung der folgenden Stufe ausreicht. Dabei ist dem Ausgangsspannungsmesser ein Widerstand parallelzuschalten, der dem Eingangswiderstand der zweiten Stufe entspricht.

10) Die so gefundene Schaltung wird dann aufgebaut und mit Hilfe des Transmutators die folgende Stufe zusammengestellt. Durch Verwendung zweier Transmutatoren ließe sich der Vorgang noch weiter vereinfachen.

K. SCHULTZ

## Neuartiges Kleinstpeilgerät

Das Peilen ist ein Verfahren der Navigation bei See- und Luftfahrzeugen sowie für spezielle Fälle auch bei Landfahrzeugen und bezweckt eine Standortermittlung. Prinzipiell erfolgt die Funkpeilung durch das Peilgerät mit einer auf dem Deck eines Schiffes, dem Rumpf eines Luftfahrzeuges oder dem Verdeck eines Landfahrzeuges angeordneten Rahmenantenne. Die Sender, die in Richtung der Schmalseite des Rahmens liegen, werden am lautesten gehört, diejenigen, die rechtwinklig zur Rahmenfläche liegen, dagegen nur schwach oder überhaupt nicht. Bei der Eigenpeilung, d. h. beim Anpeilen ortsfester Funksender, wird der Peilempfänger zuerst auf den einen, dann auf einen zweiten Sender, deren Standorte bekannt sind, so eingestellt, daß jeweils die ausgesandten Signale am schwächsten gehört werden (Minimumpeilung). Dann ergibt sich der Kurs aus dem Schnittpunkt der beiden gemessenen Winkel in Verbindung mit der Kompaßanzeige.

Die Fremdpeilung ist dadurch gekennzeichnet, daß der Bordsender von zwei ortsfesten Peilanlagen angepeilt und der ermittelte Standort dem Land-, See- oder Luftfahrzeug über Funk mitgeteilt wird. Bei der Impulspeilung, der Einstationspeilung, ist nur ein Sender erforderlich, der das meistens bewegliche Objekt mit den Impulsen eines Funkmeßgerätes (Radar) anstrahlt und dabei die Richtung des reflektierten Strahles und die Entfernung des Objektes feststellt.

### Neuartiges Kleinstpeilgerät

Im Zuge der Weiterentwicklung der bewährten stationären und transportablen Funkpeilanlagen sowie der Anpassung an

die heutigen Forderungen der Technik entstand das Bedürfnis nach einem Peilgerät kleinen Formats. So erfordert beispielsweise die neuzeitliche Funküberwachung ein Peilgerät in handlicher Ausführung mit möglichst großem Frequenzbereich, das getarnt einsetzbar ist, d. h., es muß am Körper des Bedienenden getragen werden können. Darüber hinaus bestand die Forderung, das Gerät an Peilantennen verschiedener Empfindlichkeit anzuschließen, um große Peilgenauigkeiten zu erreichen. Weiterhin sollte es eine eingebaute Richtantenne haben und die Stromversorgung aus Miniaturbatterien erfolgen. Daher mußte der Empfänger für den geforderten möglichst geringen Stromverbrauch weitgehend transistorisiert werden.

Das von Telefunken entwickelte tragbare Kleinstpeilgerät „PE 484“ im Taschenformat (Bilder 1 und 2) ermöglicht den Emp-

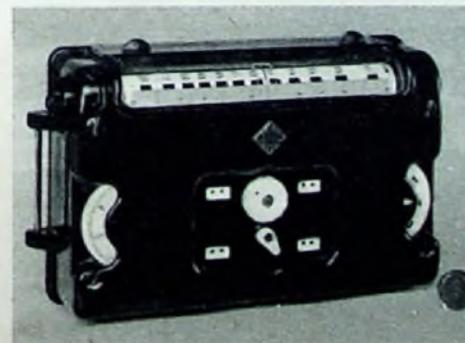


Bild 1. Vorderansicht des Peilempfängers „PE 484“

fang von Signalen im taktischen Einsatz, das Abhören von Wettermitteilungen, Warn- und Seenotzeichen. Weitere Anwendungsgebiete sind u. a. das Auffinden von bekannten und unbekannt stationären und beweglichen Sendestellen durch Zielmarsch nach der Gehörminimum-Methode oder Instrumentenanzeige, das Ansteuern von bekannten Navigationsfunkfeuern beim Einsatz des Kleinstpeilgerätes auf Wasserfahrzeugen, beim Katastropheneinsatz im Gebirge, in abgelegenen Landstrichen, auf Wasserstraßen und Gewässern, besonders bei unsichtigem Wetter, während der Nacht und bei Nebel. Außerdem kann das Gerät auch für Nachrichteneingang und Navigation in Segel- und Sportflugzeugen, zum Drahtfunkempfang auf Langwelle, im Polizeidienst, zum Auffinden von Störseindern durch Messung der relativen Feldstärke und als Empfänger für eine Drahtfunk-Telefonie- oder -Telegrafianlage eingesetzt werden.

Das Gerät ist in einem Kunststoffgehäuse (Abmessungen 156 × 116 × 54 mm, Gewicht etwa 1,12 kg) untergebracht. Es kann mühelos und unauffällig in einer Anzugtasche des Benutzers Platz finden oder am Gürtel getragen werden. Der Gesamtfrequenzbereich (57 ... 443 kHz und 0,498 bis 20,6 MHz) ist in 10 Bereiche unterteilt. Die Bereichwahl erfolgt durch das Auswechseln der Spulenpatronen. Jede der zehn auswechselbaren Spulenpatronen hat eine Frequenzkennzeichnung, so daß die Frequenzeinstellung direkt nach den kHz-beziehungswise MHz-Angaben möglich ist. Zusammen mit den Spulenpatronen wechselt man auch die rund 110 mm langen, in kHz oder MHz geeichten Skalen aus.

Zur Steigerung der Peilempfindlichkeit läßt sich ein flächenmäßig größerer Rahmen an Stelle der eingebauten Ferritantenne, die sich dann selbsttätig abschaltet, anschließen. Der flexible Außenpeilrahmen mit etwa 0,1 m<sup>2</sup> Fläche kann innen im Jackett oder Mantel des Bedienenden befestigt oder auch in einer Aktentasche untergebracht werden. Als Hilfsantenne dient eine flexible Antenne von rund 1,1 m Länge, die zum Befestigen in Kleidungsstücken vorgesehen ist.

Das Peilgerät eignet sich für Rund-, Peil-, Ausblend- und Drahtfunkempfang bei A 1- und A 2/A 3-Betrieb. Für den Empfang mit einer flexiblen Hilfsantenne sind bei 5 MHz für ein Signal/Rauschverhältnis von 10 dB bei A 1-Empfang 20  $\mu$ V/m und bei A 2/A 3-Empfang 50  $\mu$ V/m (100% Modulation) erforderlich.

Die für eine Peilgenauigkeit von  $\pm 1^\circ$  benötigten Feldstärken am Peilort bei A 1-Empfang sind in Tab. I zusammengestellt. Eine Minimumbreite von  $\pm 1^\circ$  erfordert etwa die 10fache Feldstärke.

Bild 3 zeigt das Blockbild des Kleinstpeilgerätes. Es handelt sich dabei um einen Überlagerungsempfänger (mit einer ab-

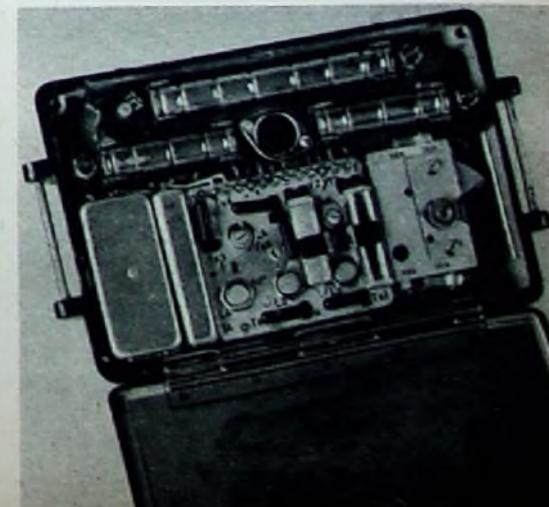
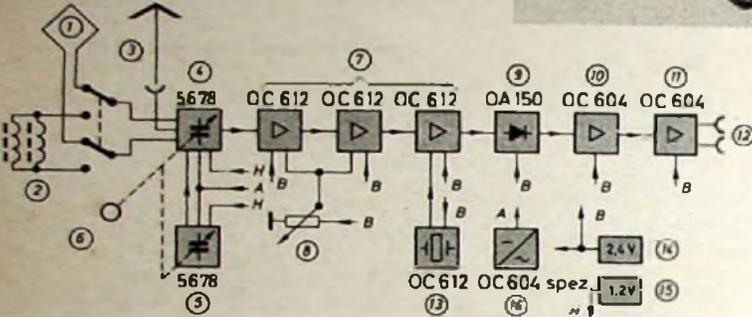


Bild 2. Innenansicht des Peilempfängers

Tab. 1. Für  $\pm 1^\circ$  Peilgenauigkeit erforderliche Feldstärken

Betriebsfrequenz [MHz]	erforderliche Feldstärke	
	mit eingebaute Ferritantenne [ $\mu\text{V/m}$ ]	mit flexiblen Außenrahmen [ $\mu\text{V/m}$ ]
0,1	210	100
5	60	20
30	110	35



stimmbarer HF-Stufe als Eingangskreis, einem 1. Oszillator, einer Mischstufe, drei ZF-Stufen, einem A1-Oszillator, einem Demodulator, einer NF-Vorstufe, einer NF-Endstufe, einem Transistor-Gleichspannungswandler und einem Batteriesatz für die Stromversorgung), der mit zwei Röhren 5678 (Subminiatur), vier Transistoren OC 612, zwei Transistoren OC 604 grün und einem Transistor OC 604 spez. sowie einem 468-kHz-Quarz „QH-1-L“ bestückt ist. Die Zwischenfrequenz liegt bei 470 kHz. Während die Bandbreite im Mittel  $\pm 1,4$  kHz beträgt, ergibt sich bei 10 kHz Frequenzabstand von der Bandgrenze eine Dämpfung von 60 dB (20 dB bei 2,8 kHz, 40 dB bei 6,5 kHz). Die Spiegelfrequenzselektion ist besser als 14...40 dB, die ZF-Durchschlagsfestigkeit besser als 20...40 dB. Die Lautstärke läßt sich bis auf Null regeln (Ausgangsleistung etwa 2...3 mW). Der NF-Durchlaßbereich umfaßt - bezogen auf eine Grundfrequenz von 1000 Hz - etwa den Bereich 650 bis 4000 Hz für 3 dB Abfall an den Bandgrenzen. Zur Stromversorgung dienen drei gasdichte Nickel-Kadmium-Akkumulatoren, deren Nachladung im Peilgerät aus einem Spezial-Ladegerät erfolgen kann (Betriebsdauer bei kontinuierlichem Betrieb etwa 9 Stunden).

#### Bauteile der Kleinstpeilanlage

Die komplette Anlage (Bild 4) umfaßt den Peilempfänger „PE 484“ mit einem Satz Betriebsbatterien, einen Satz Spulenträger, ein oder zwei Spulentaschen „ZB 484“ (je nach gewählter Spulenzahl), den Gurt zur Befestigung des Peilempfängers und der Spulentasche, eine flexible Hilfsantenne, einen Kopfhörer mit Hörbügel und Anschlußleitung, ein Outputmeter mit Armband und Anschlußleitung sowie ein Ladegerät. Zur ergänzenden Ausrüstung gehören ein flexibler Peilrahmen „PRf 484“, ein Satz Reservebatterien, ein Ladeadapter zum Laden der Reservebatterien und eine Ledertasche zur Unterbringung des Peilempfängers und des Zubehörs. Die komplette Anlage wiegt etwa 5,05 kg.

#### Funktionsbeschreibung

Zur Erreichung der gewünschten Peilanzahl wird in einem elektromagnetischen Feld der Peilrahmen beziehungsweise die Wicklung der Ferritantenne so gedreht, daß sie zur magnetischen Kom-

ponente des Feldes senkrecht steht. Dreht man nun die Peilantenne bei einem feststehenden Sender um  $360^\circ$ , so erhält man das übliche Doppelkreis-Peilspannungsdiagramm mit zwei um  $180^\circ$  versetzten Minimumstellen. Durch die Zuschaltung einer Hilfsantenne, die eine Rundspannung liefert, ergibt sich eine Zipfelkardioiden, deren Minimumstellen um etwa  $120^\circ$  versetzt sind, so daß eine eindeutige Seitenkennung gegeben ist. Um eine markante Seitenkennung über den gesamten Frequenzbereich zu gewährleisten, lassen sich Amplitude und Phase der Hilfsantennenspannung von Hand regeln.

Die Peilspannung wird in der abstimmbaren HF-Stufe verstärkt und mit der Oszillatorfrequenz gemischt. Die entstehende Zwischenfrequenz gelangt über den dreistufigen ZF-Verstärker zum Demodulator. Die demodulierte NF-Spannung wird in zwei NF-Stufen verstärkt und den Anschlußbuchsen für Kopfhörer und Outputmeter zugeführt. Bei A1-Empfang mischt man die ZF-Spannung mit einer Hilfsfrequenz, wodurch eine hörbare Differenzfrequenz entsteht.

## Von Sendern und Frequenzen

### Deutschland

► Auf dem Riesen bei Holzwinden nahm der Norddeutsche Rundfunk einen Fernsehsetzer in Betrieb, der das Programm vom Sender Harz-West aufnimmt und es auf Kanal 8 mit einer Strahlungsleistung von 4 W wieder ausstrahlt. Um störungsfreien Fernsehempfang sicherzustellen, erhöhte der NDR die Strahlungsleistung des Fernsehsetzers in Braunlage auf 1 W.

► Wie aus Messungen des Bayerischen Rundfunks hervorgeht, ist die Rundfunkversorgung in der mittleren Oberpfalz zufriedenstellend, nachdem in den letzten Jahren die UKW-Stationen Dillberg, Ochsenkopf und Hoher Bogen planmäßig ausgebaut und verstärkt wurden. Besonders durch die Montage einer leistungsfähigen UKW-Antenne auf dem neuen, fast 180 m hohen Stahlbetonturm auf dem Ochsenkopf wurden die UKW-Empfangsmöglichkeiten in der mittleren Oberpfalz bedeutend verbessert.

► Am Stadtrand von Nürnberg, im Nürnberger Tiergarten, wird ein 153 m hoher Fernsehturm errichtet werden, der auch ein Restaurant enthalten soll.

► Für das erste Programm errichtet der Norddeutsche Rundfunk drei UHF-Lückensender mit Strahlungsleistungen von je 200 kW für Bild und 50 kW für Ton. Der UHF-Sender Bungsberg/Kiel auf Kanal 15 wird

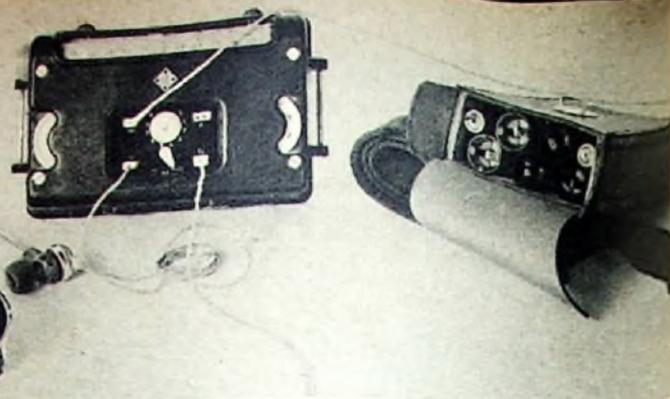


Bild 4. Peilempfänger mit Zubehör

Bild 3. Blockbild des Kleinstpeilgerätes „PE 484“: 1 Außenpeilrahmen, 2 eingebaute Ferritantenne, 3 Hilfsantenne, 4 HF- und Mischstufe, 5 1. Oszillator, 6 Abstimmung, 7 ZF-Stufen, 8 Verstärkungsregelung, 9 Demodulator, 10 NF-Vorstufe, 11 NF-Endstufe, 12 NF-Ausgang, 13 A1-Oszillator, 14 Batterie Gruppe I, 15 Batterie Gruppe II, 16 Gleichspannungswandler, A Anodenspannung + 40 V, B Transistorspannung - 2,4 V, H Heizspannung + 1,2 V

### Verwendung des Kleinstpeilgerätes

Beim Einsatz als Taschenpeiler für geringe Entfernungen bis zu einigen Kilometern oder im Nahfeld des beobachteten Senders wirkt die im Gerät eingebaute Ferritantenne als Peilantenne. Dabei liegt die Peilrichtung in der Längsachse des Peilgerätes. Ein als „Armbanduhr“ ausgeführtes Outputmeter dient als Peilindikator beziehungsweise zur Messung der Ausgangsspannung (relative Feldstärke des Senders). Die Bestimmung der Peilrichtung erfolgt durch eine entsprechende Drehung des Körpers nach der Minimumanzeige am Outputmeter oder der kleinsten Signalspannung am Miniatur-Kopfhörer. Nach der Minimumanzeige kann auch ein Zielmarsch zum beobachteten Sender durchgeführt werden.

Arbeitet der beobachtete Sender nur mit kleiner Leistung oder ist die Entfernung zum Sender zu groß, so ergibt sich bei Benutzung der eingebauten Ferritantenne ein zu breites Peilminimum, so daß eine ausreichend genaue Richtungsbestimmung nicht durchgeführt werden kann. Dann verwendet man zweckmäßigerweise den flächenmäßig größeren flexiblen Peilrahmen, bei dem die Peilrichtung senkrecht zur Fläche der Drahtschleife liegt.

etwa im September den Betrieb aufnehmen. Es folgt im November die UHF-Station Dannenberg (Elbe) auf Kanal 17 und im Dezember der UHF-Sender Aurich (Ostfriesland) auf Kanal 14. Die Sender verwenden Antennen mit 64 Achterfeldern und 40fachen Gewinn.

► Der Südwestfunk hat eine neue Fernseh-Außenstelle bei seinem Landesstudio Rheinland-Pfalz in Mainz in Betrieb genommen, die unter anderem ein modernes Mehrzweckstudio für aktuelle Fernsehberichte und Interviews mit einer Grundfläche von 240 m<sup>2</sup> enthält.

► Der Hessische Rundfunk wird ab 1. Januar 1961 für sein Sendegebiet eine eigene Abendschau produzieren.

### Frankreich

► Der nächstgelegene europäische Fernsehsender wird vom französischen Rundfunk auf dem 2885 m hohen Pic du Midi in den Pyrenäen errichtet. Ein Versuchssender arbeitet bereits seit einiger Zeit auf dem Gipfel.

### Schweiz

► Kürzlich ist die internationale Richtstrahlverbindung zwischen dem Österreichischen Fernsehen (Sender Pfänder, Vorarlberg) und dem Schweizer Fernsehen (Sender Sântis) in Betrieb genommen worden. Diese Verbindungsstrecke stellt neben der Verbindung über den Sender Gaisberg zum deutschen Richtfunknetz den zweiten Anschluß an die Eurasion her.

# Lichtblitzstroboskopie zur Untersuchung schneller periodischer und nichtperiodischer Bewegungsvorgänge

Fortsetzung aus FUNK-TECHNIK Bd. 15 (1960) Nr. 14, S. 520

DK 621.317.39: 531.7

Um ein Hochfrequenzstroboskop sinnvoll einsetzen zu können, benötigt man meistens verschiedene Zusatzgeräte. Ein einfacher Vorgang, der mit hoher Geschwindigkeit abläuft, ist beispielsweise der Flug eines aus einem Gewehr abgeschossenen Projektils, das nach einer gewissen freien Flugzeit auf ein geeignetes Hindernis trifft. Dieser Vorgang wurde im Bild 11 fotografisch festgehalten. Um eine derartige Aufnahme zu machen, ist ein Raum erforderlich, der sich gut verdunkeln läßt und in dem der Vorgang vor einem dunklen Hintergrund ablaufen kann. Als Aufnahmekamera kann grundsätzlich

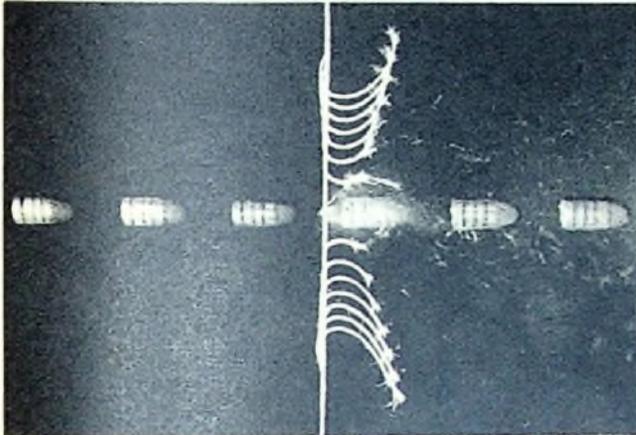


Bild 11. Zerschneiden eines Fadens durch ein Kleinkalibergeschöß. Aufnahme­frequenz etwa 20 kHz, Einzelbelichtung etwa 1 µs

jede Amateurkamera, deren Verschluss die Einstellung „T“ hat, benutzt werden. Bild 11 wurde mit einer Plattenkamera aufgenommen. Das Geschöß wurde mit einem automatischen Repetiergewehr (Kaliber 22 long riffel) mit einer Anfangsgeschwindigkeit von etwa 340 m/s abgefeuert. Will man dabei erreichen, daß der scheinbare Abstand des auf seiner Bahn mehrfach angeblitzten Geschosses etwa gleich seiner Länge ist, so ist eine Blitzfrequenz von rund 20 kHz erforderlich. Gleichzeitig muß man das Einschalten der Hochfrequenz-Stroboskoplampe mit dem Eintritt des Projektils in den Objektraum zum Beispiel mit einer Photozellenanordnung synchronisieren. Außerdem ist dafür zu sorgen, daß die Blitzserie nur eine begrenzte Länge aufweist, da sonst der Hintergrund so stark aufgehellt würde, daß das Geschöß nicht mehr kontrastreich genug abgebildet wird. Das Abschalten der Blitzserie kann im allgemeinen nicht mehr durch eine Lichtschranke erfolgen, da das Geschöß am Hindernis in einem vorher nicht bekannten Winkel gestreut werden kann. Deshalb triggert man synchron mit dem Einschalten der Blitzserie einen Impulsverzögerer und ein Dosiergerät. Der Impulsverzögerer liefert nach einer kontinuierlich einstellbaren Verzögerungszeit einen Ausgangsimpuls, der das Dosiergerät steuert, das dann das Steuergerät für die Stroboskoplampe blockiert.

Nach diesem Verfahren wurde die Aufnahme Bild 11 gewonnen, bei der das Projektil einen gespannten Faden zerreißt, dessen Enden nach dem Zerreißen nach oben und unten beschleunigt werden. Interessant ist, daß dieser stroboskopisch fotografierte Vorgang auch noch deutlich vom Auge beobachtet werden kann, obwohl die Einzelbeleuchtung des Objektes nur 1 µs und der gesamte Vorgang nur 550 µs dauert.

Zur Auslösung des Steuergerätes schließt man die Gittersperrspannung von R<sub>ö2</sub> kurz. Das kann entweder bei niedrigen Frequenzen von Hand oder, wie im beschriebenen Beispiel, durch ein Dosiergerät erfolgen, dessen Schaltung Bild 12 zeigt. Hierbei sind die Punkte A und B mit den gleichnamigen Punkten des Steuergerätes (Bild 10) verbunden. Die Anode des Thyratrons R<sub>ö1</sub> liegt also an der gemeinsamen Masse und die Katode an der negativen Gittersperrspannung von R<sub>ö2</sub> im Steuergerät. Erhält nun das Steuergitter von R<sub>ö1</sub> einen

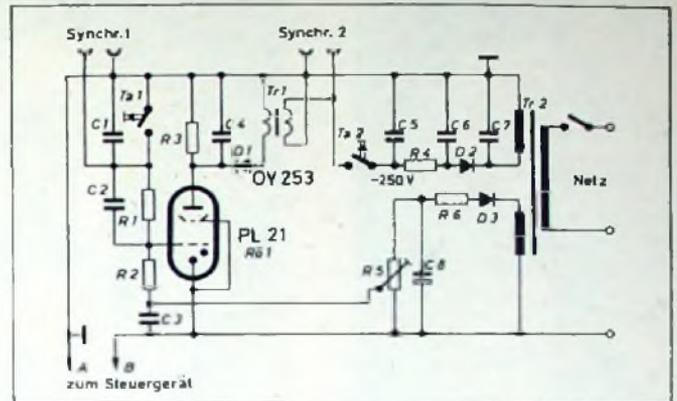


Bild 12. Schaltung eines Dosiergerätes für Blitzserien

positiven Synchronisierimpuls oder stellt man diesen Impuls durch Drücken der Taste Ta1, die zur Kontrolle dient, von Hand her, so zündet das Thyatron, und das Steuergerät wird durch Kurzschließen der Sperrspannung über den verhältnismäßig kleinen Widerstand R3 gestartet. Da an R<sub>ö1</sub> eine Gleichspannung liegt, erlischt sie nicht von selbst. Nach der im Impulsverzögerer eingestellten Zeit liefert dieser an den zweiten Synchronisiergang einen steilen positiven Impuls (dieser Impuls kann gleichfalls zur Kontrolle von Hand durch Betätigen der Taste Ta2 hergestellt werden), dessen Phase der Impulstransformator Tr1 umkehrt, so daß ein negativer Impuls über die Diode D1 zum Widerstand R3 gelangt. Dieser Impuls kompensiert die an R3 abfallende Spannung und stellt somit die Sperrspannung für das Steuergerät wieder her, so daß die Blitzserie unterbrochen wird. Parallel zum Widerstand R3 liegt der Kondensator C4. Beide bilden zusammen ein Integrierglied, dessen Zeitkonstante größer gewählt ist als die Entionisierungszeit des Thyratrons R<sub>ö1</sub>. Daher kann R<sub>ö1</sub> nach Abklingen des Impulses nicht selbsttätig wieder zünden und das Steuergerät erneut einschalten.

Bild 13 zeigt eine komplette „Strobokin“-Anlage mit einer Fairchild-„high speed“-Kamera. Die Bilder 14...17, die von W. Thorwart mit dieser Anlage aufgenommen wurden, beweisen die Leistungsfähigkeit der HF-Stroboskopie.



Bild 13. „Strobokin“-Anlage der Firma Dr.-Ing. Frank Fründel GmbH, Hamburg-Rissen, mit einer „high speed“-Kamera

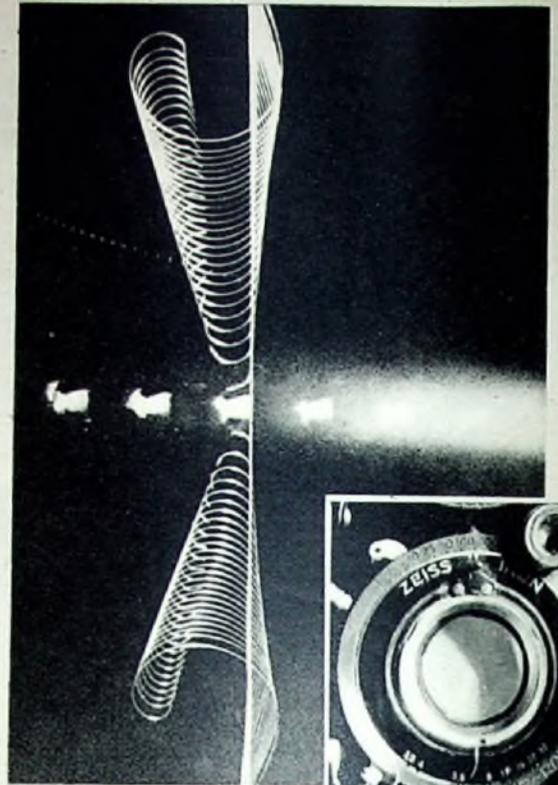
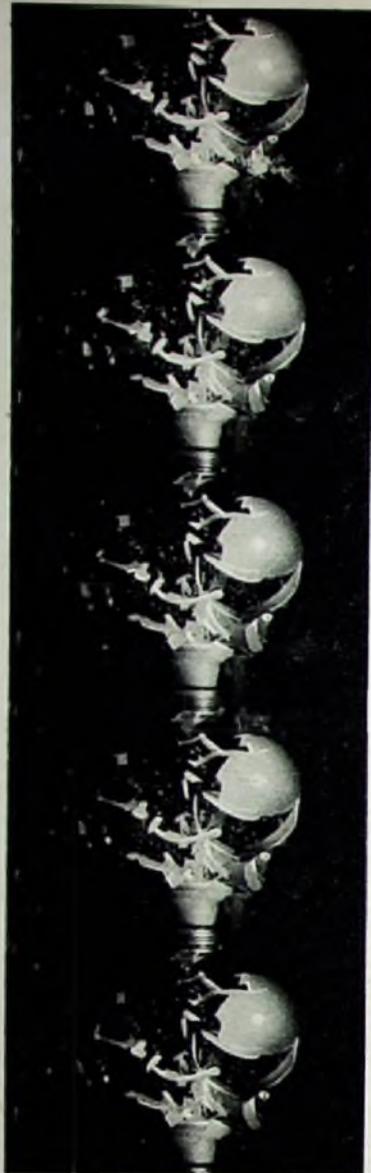


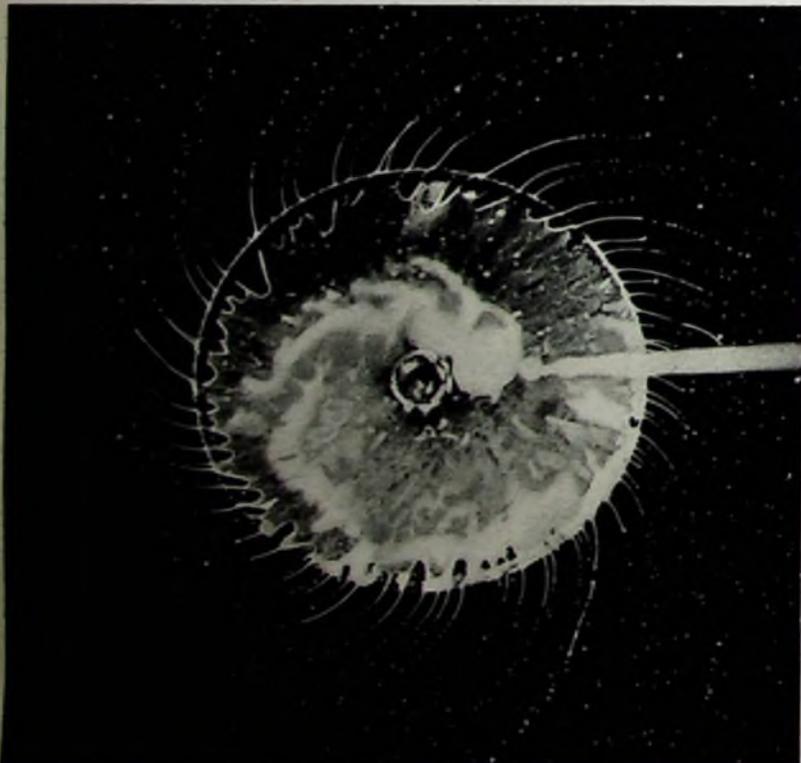
Bild 14. Zerschneiden eines Stahldrahtes durch ein Luftgewehrprojektil mit  $v_0 \approx 125 \text{ m/s}$ ; Aufnahmefrequenz etwa 10 kHz

Aufnahmen: W. Thorwärt

◀ Bild 15. Zerplatzen einer durchschossenen Glühbirne. Die Aufnahmen zeigen zwei unterschiedliche Phasenabschnitte aus einem „high speed“-Film (8000 Bilder/s)

Bild 16. Milch tropft auf eine rasch rotierende Scheibe und wird durch die Zentrifugalkraft beschleunigt ▶

Bild 17. Ausschnitt aus einem „high speed“-Film, der das Schließen eines Campur-Rapid-Verchlusses (1/200 s) zeigt. Aufnahme mit einer Trammelkamera und der „Strobakin“-Anlage (6000 Bilder/s) ▶



Abschließend sei noch darauf hingewiesen, daß die

Lichtblitzatroboskopie durchaus nicht die einzige Möglichkeit der Blitzatroboskopie darstellt, sondern daß bei vielen speziellen Aufgaben der Einsatz von Röntgen- oder Elektronenblitzen möglich ist. So werden zum Beispiel sehr schnelle Zustandsänderungen in Festkörpern oft mit Röntgenblitzen und solche in Gasen mit Elektronenblitzen untersucht. Hierbei handelt es sich also um diese sehr kurzzeitige Emission von Röntgenstrahlung oder von Elektronen.

interessiert, in Tab. XII aber  $\beta_1 = 0$  vorausgesetzt wird. Man muß deshalb auf die Definitionsgleichung Gl. (256a) für die (h)-Matrix zurückgreifen. Daraus folgt

$$v_u = \frac{U_u}{U_i} = \frac{1 - h_{11} \cdot \beta_1}{h_{12}}$$

und da  $\frac{\beta_1}{U_i} = \frac{1}{r_i}$  ist, wird mit Gl. (270)

$$v_u = \frac{1 - h_{11} \cdot \frac{1 + h_{22} \cdot R_L}{h_{11} + \Delta h \cdot R_L}}{h_{12}}$$

$$= \frac{h_{11} + \Delta h \cdot R_L - (h_{11} + h_{11} \cdot h_{22} \cdot R_L)}{h_{12} (h_{11} + \Delta h \cdot R_L)} \quad (276)$$

$$v_u = - \frac{h_{22} \cdot R_L}{h_{11} + \Delta h \cdot R_L}$$

Für die Leistungsverstärkung erhält man somit

$$v_N = v_i \cdot v_u = \frac{h_{22} \cdot R_L}{1 + h_{22} \cdot R_L} \cdot \left( \frac{h_{21} \cdot R_L}{h_{11} + \Delta h \cdot R_L} \right) \quad (277)$$

Dabei wurde für  $v_u$  der Absolutbetrag eingesetzt, da für die Leistungsverstärkung das Vorzeichen belanglos ist.

Man kommt aber auch mit Hilfe von Tab. XII und Gl. (269) zu demselben Ergebnis, wenn man die Leistungsverstärkung nicht über  $v_u$  berechnet, sondern bedenkt, daß

$$v_N = v_i^2 \cdot \frac{R_L}{r_i} \quad (278)$$

ist. Dann erhält man nämlich mit Gl. (270) und Gl. (271)

$$v_N = \frac{h_{21} \cdot \text{ges}^2 \cdot R_L}{h_{11} \cdot \text{ges} \cdot (1 + h_{22} \cdot R_L) \cdot R_L} \cdot \frac{R_L}{h_{11} + \Delta h \cdot R_L}$$

woraus unmittelbar Gl. (277) folgt.

Diese Rechnung zeigt folgendes: Wird der Transistorviereck ausgangsseitig mit einem Widerstand abgeschlossen und berücksichtigt man außerdem den Generator-Innenwiderstand, so lassen sich mit Hilfe der Matrixrechnung die Kennwerte für den praktischen Betriebsfall ( $\beta_1 \neq 0$ ,  $U_s \neq 0$ ) bestimmen. Die so gewonnenen Werte für Eingangs- und Ausgangswiderstand sowie für die Verstärkung im angepaßten und nicht angepaßten Zustand sind

in Tab. XVII zusammengestellt. Sie gelten ganz allgemein für alle Grundschaltungen. Für die jeweilige Grundschaltung sind dann nur die zugehörigen Indizes b, c oder e einzusetzen, so daß zum Beispiel für die Stromverstärkung der Basisschaltung der entsprechende Ausdruck

$$v_{ib} = \frac{h_{21b}}{1 + h_{22b} \cdot R_L}$$

oder der Ausgangswiderstand für die Kollektorschaltung

$$r_{oc} = \frac{h_{11c} + R_g}{\Delta h_c + h_{22c} \cdot R_g}$$

lauten würde. (Wird fortgesetzt)

Berichtigung

In Tab. XI (FUNK-TECHNIK 10/1960, S. 380) muß in Zeile 4, Spalte 2, das Matrixelement  $w_{31}$  an Stelle von  $-\frac{1}{w_{31}}$  richtig +  $\frac{1}{w_{31}}$  heißen.

## ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU

brachte im Juliheft 1960 unter anderem folgende Beiträge:

Tunnel-Dioden

Viellächenzeile elektrischer Meßwerte

Ein Schnelldrucker für 3000 Wörter/min

Bemerkungen zum Entwurf eines volltransistorisierten AM-FM-Empfängers

"Magnacard" — eine Synthese aus Magnetband und Lochkarte

IRE Show 1960

Neue Transistoren und Dioden

Angewandte Elektronik · Aus Industrie und Wirtschaft · Neue Bücher · Neue Erzeugnisse · Industrie-Druckschriften

Format DIN A 4 · monatlich ein Heft

Preis im Abonnement 3 DM, Einzelheft 3,50 DM

Zu beziehen durch jede Buchhandlung im In- und Ausland, durch die Post oder direkt vom Verlag

VERLAG FÜR

RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH

Berlin-Borsigwalde

## Einführung in die Matrizenrechnung <sup>(1)</sup>

5.3 Der Transistorvierpol bei Belastung  
 Ein beliebiger Transistor wird durch die zugehörige  $(h)$ -Matrix vollständig beschrieben. Mit ihrer Hilfe kann man die Betriebsgrößen, d. h. den Transistor bei Belastung, berechnen. Schließt man zum Beispiel den Transistorvierpol im Bild 67 mit dem Lastwiderstand  $R_L$  ab (Bild 68), so ergibt sich dabei ein Eingangswiderstand, der außer von den Kennwerten ( $h$ -Parametern) des Transistors selbst nur noch von dem jeweiligen Lastwiderstand abhängt. Der Eingangswiderstand läßt sich also auch hier, ebenso wie jede andere Betriebsgröße, schnell



Bild 68. Transistorvierpol mit ausgangseitiger Belastung

und übersichtlich mit der Matrizenrechnung bestimmen. Dazu zeichnet man Bild 68 in eine Ketenschaltung zweier Vierpole um, und zwar so, wie es Bild 69 zeigt. Ein Umzeichnen nach Bild 70 scheint zwar im ersten Augenblick logischer zu sein, ist aber falsch. Man muß nämlich dabei bedenken, daß die Betriebsgrößen aus den Elementen des Gesamtvierpols für den Fall  $u_2' = 0$  gebildet werden. Der Eingangswiderstand ist also beispielsweise

$$r_1 = \frac{u_1}{i_1} \Big|_{u_2' = 0}$$

was einem Kurzschluß der Ausgangsklemmen entspricht. Schließt man diese aber im Bild 70 kurz, so wird gleichzeitig  $R_L$  kurzgeschlossen;

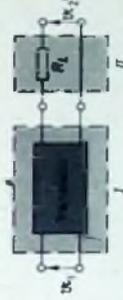


Bild 69. Für die Matrizenrechnung geeignetes Ersatzschaltbild zur Schaltung Bild 68

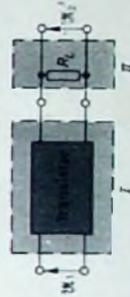


Bild 70. Zur Berechnung der gesuchten Kennwerte nicht geeignetes Ersatzschaltbild zur Schaltung Bild 68

die zugehörige Matrix würde also die Schaltung im Bild 68 nicht richtig beschreiben. Schließt man dagegen die Ausgangsklemmen im Bild 69 kurz, so geht diese Schaltung unmittelbar in Bild 68 über. Die Gesamtmatrix für Bild 69 kennzeichnet also die Schaltung im Bild 68 richtig.

Bild 69 stellt die Ketenschaltung zweier Vierpole dar. Zur Berechnung dieser Schaltung müssen die  $h$ -Parameter des Transistors in die zugehörigen Elemente der Kettenmatrix umgerechnet werden. Zur Erleichterung dieser und ähnlicher Rechnungen wurde die Umrechnung der  $h$ -Parameter in die übrigen möglichen Matrixformen bereits vorgenommen und in den Tabellen XV und XVI zusammengestellt. So ergibt sich zum Beispiel aus Tab. XVI die Kettenmatrix des Transistors, ausgedrückt durch seine  $h$ -Parameter, zu

$$(K)_{11} = \begin{pmatrix} -\frac{\Delta h}{h_{21}} & -\frac{h_{11}}{h_{21}} \\ \frac{h_{22}}{h_{21}} & \frac{1}{h_{21}} \end{pmatrix} \quad (266)$$

Für den Vierpol II im Bild 69 erhält man aus Tab. IV die Kettenmatrix

$$(K)_{II} = \begin{pmatrix} 1 & R_L \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (267)$$

Die Gesamt-Kettenmatrix ergibt sich aus der Multiplikation der Gleichungen (266) und (267)

$$(K)_{\text{Ges}} = \begin{pmatrix} -\frac{\Delta h}{h_{21}} & -\frac{h_{11}}{h_{21}} \\ \frac{h_{22}}{h_{21}} & \frac{1}{h_{21}} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} 1 & R_L \\ 0 & 1 \end{pmatrix}$$

$$(K)_{\text{Ges}} = \begin{pmatrix} -\frac{\Delta h}{h_{21}} & -\left(\frac{\Delta h}{h_{21}} \cdot R_L + \frac{h_{11}}{h_{21}}\right) \\ -\frac{h_{22}}{h_{21}} & -\left(\frac{h_{22}}{h_{21}} \cdot R_L + \frac{1}{h_{21}}\right) \end{pmatrix} \quad (268)$$

Zur Auswertung nach Tab. XII muß diese Matrix in die zugehörige  $(h)$ -Matrix umgerechnet werden. Nach Tab. XV wird

$$h_{11, \text{ges}} = \frac{k_{12}}{k_{22}} = \frac{-(\Delta h \cdot R_L + h_{12})}{-(h_{22} \cdot R_L + 1)}$$

$$= \frac{h_{12}}{h_{22}} + \Delta h \cdot R_L$$

$$= \frac{1}{1 + h_{22} \cdot R_L} \cdot R_L$$

$$\Delta k = |\det| = \frac{\Delta h}{h_{22}^2} (h_{22} \cdot R_L + 1) -$$

$$= \frac{h_{22}}{h_{22}^2} (\Delta h \cdot R_L + h_{12})$$

$$= \frac{1}{h_{22}^2} (\Delta h - h_{12} \cdot h_{22}) = -\frac{h_{22} \cdot h_{12}}{h_{22}^2}$$

$$= -\frac{h_{12}}{h_{22}}$$

$$h_{12, \text{ges}} = \frac{h_{12}}{h_{22}} = \frac{h_{12}}{1 + h_{22} \cdot R_L}$$

$$h_{11, \text{ges}} = \frac{1}{k_{22}} = \frac{1}{1 + h_{22} \cdot R_L}$$

$$h_{22, \text{ges}} = \frac{k_{21}}{k_{22}} = \frac{-h_{21}}{1 + h_{22} \cdot R_L} = \frac{h_{21}}{h_{22}}$$

Die (h)-Matrix von Bild 68 lautet also

$$(\hat{h})_{\text{ges}} = \begin{pmatrix} \frac{h_{11} + \Delta h \cdot R_L}{1 + h_{22} \cdot R_L} & \frac{h_{12}}{1 + h_{22} \cdot R_L} \\ \frac{h_{21}}{1 + h_{22} \cdot R_L} & \frac{h_{22}}{1 + h_{22} \cdot R_L} \end{pmatrix} \quad (269)$$

Daraus läßt sich zum Beispiel der Eingangswiderstand des ausgangsseitig belasteten Transistors

$$r_i = \frac{U_1}{I_1} \Big|_{U_2 = 0} = h_{11, \text{ges}}$$

$$r_i = \frac{h_{11}}{1 + h_{22} \cdot R_L} + \Delta h \cdot R_L \quad (270)$$

oder die Stromwirkung

$$v_i = \frac{Q_1}{Q_1} \Big|_{U_2 = 0} = h_{21, \text{ges}}$$

$$v_i = \frac{h_{21}}{1 + h_{22} \cdot R_L} \quad (271)$$

berechnen. Ähnliche Verhältnisse erhält man, wenn der Innenwiderstand  $R_g$  der Spannungsquelle berücksichtigt wird. Geht man in diesem Fall von Bild 71 aus, so muß man zur Berechnung der Gesamtmatrix die Ersatzschaltung Bild 72 zugrunde legen, in der berücksichtigt wird, daß für  $S_1 = 0$  der Eingang mit  $R_g$  belastet bleibt!



Bild 71. Eingangsseitig mit dem Innenwiderstand der Spannungsquelle belasteter Transistorvierpol



Bild 72. Geeignetes Ersatzschaltbild zur Schaltung Bild 71

$$(\hat{R})_1 = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 1 & 1 \end{pmatrix}$$

Die Gesamt-Kettenmatrix ist also

$$(\hat{R})_{\text{ges}} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 1 & 1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \frac{\Delta h}{h_{22}} & \frac{h_{12}}{h_{22}} \\ \frac{h_{21}}{h_{22}} & 1 \end{pmatrix}$$

$$= \begin{pmatrix} \frac{\Delta h}{h_{22}} & \frac{h_{12}}{h_{22}} \\ \frac{\Delta h}{R_g} + \frac{h_{21}}{h_{22}} & \frac{h_{12}}{R_g} + 1 \end{pmatrix} \quad (272)$$

Die Umrechnung in die (h)-Matrix ergibt:

$$h_{11, \text{ges}} = \frac{k_{12}}{k_{22}} = \frac{h_{12}}{h_{22}} = \frac{h_{12} \cdot R_g}{h_{22} \cdot R_g + 1}$$

$$\Delta k = -\frac{h_{12}}{h_{22}}$$

$$h_{12, \text{ges}} = \frac{\Delta k}{k_{22}} = \frac{\Delta k}{h_{22}} = \frac{h_{12}}{h_{22}} = \frac{h_{22} \cdot R_g}{h_{22} \cdot R_g + 1}$$

$$h_{11, \text{ges}} = \frac{1}{k_{22}} = \frac{1}{h_{22}} = \frac{h_{22} \cdot R_g}{h_{22} \cdot R_g + 1}$$

$$h_{22, \text{ges}} = \frac{k_{21}}{k_{22}} = \frac{R_g}{h_{22}} + 1 = \frac{\Delta h + h_{22} \cdot R_g}{h_{22} \cdot R_g + 1}$$

Tab. XVII. Betriebskennwerte der Transistorverstärkungen

Betriebsfall	Kenngröße	Bestimmungsgleichung
	Stromverstärkung $v_i = \frac{I_1}{I_1'}$	$\frac{h_{21}}{1 + h_{22} \cdot R_L}$
	Spannungsverstärkung $v_u = \frac{U_2}{U_1}$	$-\frac{h_{21} \cdot R_L}{h_{11} + \Delta h \cdot R_L}$ mit $\Delta h =  \delta  = h_{11} \cdot h_{22} - h_{12} \cdot h_{21}$
	Eingangswiderstand $r_i = \frac{U_1}{I_1}$	$\frac{h_{11} + \Delta h \cdot R_L}{1 + h_{22} \cdot R_L}$ mit $\Delta h =  \delta  = h_{11} \cdot h_{22} - h_{12} \cdot h_{21}$
	Ausgangswiderstand $r_o = \frac{U_2}{I_2}$	$\frac{h_{11} + R_g}{\Delta h + h_{22} \cdot R_g}$ mit $\Delta h =  \delta  = h_{11} \cdot h_{22} - h_{12} \cdot h_{21}$
	Leistungsverstärkung $v_N = v_i \cdot v_u = v_i^2 \cdot \frac{R_L}{r_i}$	$\frac{h_{21}^2 \cdot R_L}{(1 + h_{22} \cdot R_L)(h_{11} + \Delta h \cdot R_L)}$ mit $\Delta h =  \delta  = h_{11} \cdot h_{22} - h_{12} \cdot h_{21}$
	Leistungswiderstärkung bei optimalem Eingang $r_i = R_g$ optimale Leistungswiderstärkung VN opt für und $R_L \text{ opt} = \sqrt{\frac{h_{11}}{h_{22} \cdot \Delta h}}$	$4 \cdot R_g \cdot R_L \cdot h_{21}^2$ $\left( \frac{h_{21}}{\sqrt{\Delta h + \sqrt{h_{11} \cdot h_{22}}}} \right)^2$ mit $\Delta h =  \delta  = h_{11} \cdot h_{22} - h_{12} \cdot h_{21}$

Die  $(h)$ -Matrix für eingingssseitige Belastung lautet also

$$(\delta)_{\text{ges}} = \begin{pmatrix} \frac{h_{11} \cdot R_g}{h_{11} + R_g} & \frac{h_{12} \cdot R_g}{h_{11} + R_g} \\ \frac{h_{21} \cdot R_g}{h_{11} + R_g} & \frac{h_{22} \cdot R_g}{h_{11} + R_g} \end{pmatrix} \quad (273)$$

Daraus erhält man nach Tab. XII den Ausgangswiderstand  $r_o$  in Abhängigkeit von der eingingssseitigen Belastung

$$r_o = \frac{U_2}{I_2} \Big|_{I_1=0} = \frac{1}{h_{22} \text{ ges}}$$

$$r_o = \frac{h_{11} + R_g}{\Delta h + h_{22} \cdot R_g} \quad (274)$$

Diese Berechnungen zeigen, daß in Transistor-schaltungen Eingangs- und Ausgangswiderstand des Transistors stark von dem Lastwiderstand beziehungsweise dem Innenwiderstand des Generators abhängen.

Ofi interessiert neben der Stromverstärkung auch die Leistungsverstärkung des Transistors. Man erhält sie durch Multiplikation der Stromverstärkung  $v_i$  mit der Spannungsverstärkung  $v_u$

$$v_N = v_i \cdot v_u \quad (275)$$

In diesem Fall muß die Spannungsverstärkung

$v_o = \frac{U_2}{U_1}$  bekannt sein, da hier Tab. XII nicht weiterhilft, weil ja die Spannungsverstärkung bei eingingssseitiger Belastung für  $I_1 \neq 0$

*Für den  
KW-Amateur*

# Transistor-Zweikreisempfänger für das 80-, 40- und 20-m-Band

**Technische Daten**  
 Wellenbereiche: 80-, 40- und 20-m-Band, durch Drucktasten umschaltbar  
 Bestückung: OC 614 (HF-Vorstufe), OC171 (Audion), OC602, OC 604 und OC 604 spez. (NF-Stufen)  
 Rückkopplung: durch Verändern der Kollektorspannung regelbar  
 NF-Ausgang: kapazitiv für Kopfhöreranschluß und Endstufe  
 Ausgangsleistung: 38 mW

Der Transistorempfänger erfreut sich als Spezialgerät für stationären und besonders für transportablen Betrieb immer größerer Beliebtheit. Auch mit einem Geradempfangs-empfänger lassen sich an einer guten Antenne und bei richtiger Bedienung erstaunliche Empfangsergebnisse erreichen. Liegt vor dem Audion noch eine HF-Vorstufe, so nehmen Empfindlichkeit und Trennschärfe bedeutend zu.

In dem im folgenden beschriebenen Gerät wird die HF-Vorstufe mit einem 500-pF-Drehkondensator abgestimmt. Für die drei Kurzwellen-Amateurbänder 80, 40 und 20 m genügt ein einziger Schwingkreis ohne Umschaltung. Der Empfänger ist in ein handelsübliches Metallgehäuse eingebaut. Wegen seiner geringen Abmessungen kann man ihn auch bequem im Auto verwenden. Dabei genügt eine normale Autoantenne (etwa 1,50 m lang) zum Empfang ohne weiteres, denn der Vorkreis läßt sich wegen seiner vom Audion-Drehkondensator unabhängigen Abstimmung leicht auf Maximum abstimmen.

### Getrennt abstimmbare HF-Vorstufe mit OC 614

Die Ankopplung der Antenne an den Vorkreis ist induktiv. Für alle drei Bänder genügen eine einzige Ankopplungsspule L1 und Schwingkreisspule L2. Abgestimmt wird mit dem 500-pF-Hartpapier-Drehkondensator C'. Zur Entdämpfung des Kreises liegt die Basis des HF-Transistors T1 über C1 an einer Anzapfung der Spule L2. Der Stromfluß im Kollektorkreis hängt von der Basisvorspannung ab. Diese stellt man mit dem Regler R2 so ein, daß ein Kollektorstrom von etwa 1 mA fließt.

### Audion mit regelbarer Rückkopplung

Die in der HF-Vorstufe verstärkte Hochfrequenz gelangt über L3 zum Schwingkreis des Audions. Dieser Kreis, der aus

der Spule L4, dem Paralleltrimmer C20 und dem Drehkondensator C'' mit einem in Reihe liegenden Verkürzungskondensator (C3, C4 oder C5) besteht, wird über den Kondensator C6 an die Basis des Transistors T2 angekoppelt.

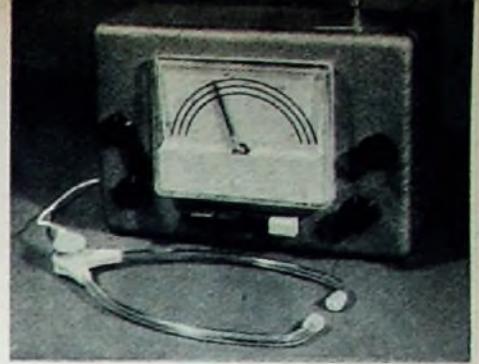
Der HF-Transistor OC171 ergibt nur bei einem ganz bestimmten Basisstrom, der sich mit R7 einstellen läßt, eine Diodenwirkung zwischen Emittter und Basis und damit eine Gleichrichtung der Hochfrequenz. Außerdem beeinflußt auch die Rückkopplungsspule L5 die Gleichrichterwirkung. Stehen nun Windungszahl der Rückkopplungsspule und Basisvorspannung im richtigen Verhältnis, so läßt sich der Arbeitspunkt des Transistors mit dem Rückkopplungspotentiometer P1 etwas verschieben. Arbeitet der Transistor mit hoher negativer Kollektorspannung, so steigt die Verstärkung an, die Rückkopplungsspule führt auf den Schwingkreis viel Energie zurück, und das Audion beginnt zu schwingen. Stellt man P1 so ein, daß die Rückkopplung kurz vor ihrem Einsatzpunkt steht, dann ist der Schwingkreis weitgehend entdämpft, und das Gerät arbeitet mit größter Empfindlichkeit und Trennschärfe.

Für die einwandfreie Funktion der Schaltung ist der Wickselsinn der Schwingkreiss-, Ankopplungs- und Rückkopplungsspule wichtig. Die Ankopplungsspule weist gegenüber der Schwingkreisspule entgegengesetzten Wickselsinn auf, und die Rückkopplungsspule muß gegenüber der Schwingkreisspule entgegengesetzte Polung haben. Das wird in der Schaltung dadurch erreicht, daß das kalte Ende der Rückkopplungsspule oben liegt. Die Niederfrequenz gelangt über die HF-Drossel Dr1 (2,5 mH) und den Elektrolytkondensator C9 zur Basis der ersten NF-Verstärkerstufe.

### Dreistufiger NF-Teil

Der NF-Verstärker wurde dreistufig ausgelegt, um eine ausreichende Verstärkung zu gewährleisten. Die erste NF-Stufe (T3) ist mit dem speziell für NF-Eingangsstufen entwickelten Transistor OC 602 bestückt. Der Spannungsteiler R13, R14 erzeugt die Basisvorspannung. Der Emittter liegt über den 1,5-kOhm-Widerstand R15, der mit C10 wechselstrommäßig überbrückt ist, an Masse. Die verstärkte NF-Spannung tritt am Widerstand R16 auf.

Zwischen der ersten und zweiten NF-Verstärkerstufe liegt das Potentiometer P2, das eine stufenlose Lautstärkeregelung ermöglicht. Durch die beiden Elektrolytkondensatoren C11 und C12 ist der Regler gleichspannungsfrei angeschlossen.



Die zweite NF-Stufe arbeitet mit dem Transistor OC 604. Ihre Schaltung unterscheidet sich nur durch die Dimensionierung des Basisspannungsteilers von der der ersten NF-Stufe. Der Transistor OC 604 spez. (T5) kann eine Ausgangsleistung von 38 mW abgeben, die für Kopfhörerempfang ausreicht. Für Lautsprecherempfang kann man zusätzlich noch eine Gegentakt-Endstufe anordnen. Durch den kapazitiven Ausgang (C18) ist die Ankopplung einer Endstufe einfach. Die Basisvorspannung wird mit dem Regler R22 so eingestellt, daß der Transistor maximale Verstärkung liefert.

Das Gerät wird aus einer 9-V-Batterie gespeist. Mit S1 - eine Taste im Drucktastenaggregat - schaltet man die Betriebsspannung ein oder aus. Um Kopplungen zwischen den einzelnen Stufen zu vermeiden, sind die beiden Siebglider R21, C13 und R12, C8 angeordnet.

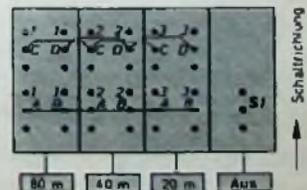
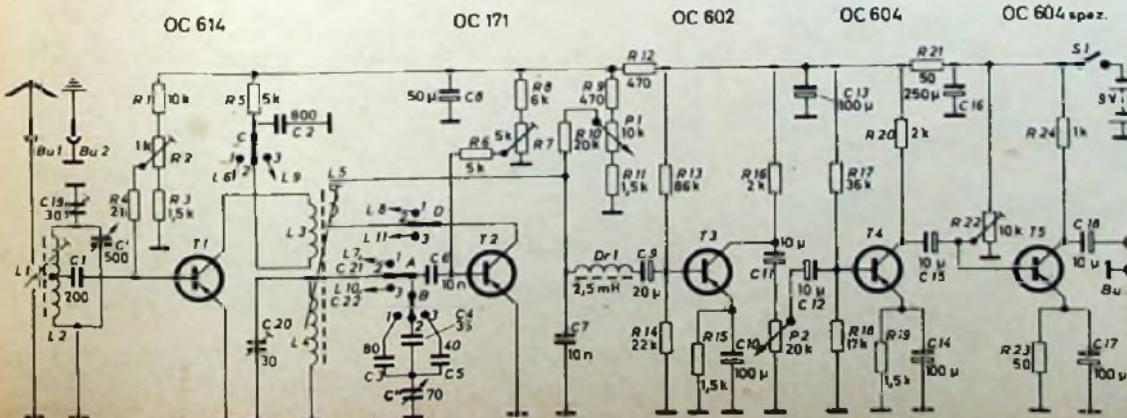
### Mechanischer Aufbau

Der Empfänger wurde in ein Metallgehäuse (Leistner „Nr. 15a“) mit den Abmessungen 210x148x115 mm eingebaut. Um die Einzelteile gut unterzubringen, fertigt man ein Horizontalchassis mit den Abmessungen 190x140 mm an. Von der Gesamtbreite (140 mm) gehen 30 mm für den rückwärtigen Flansch ab, an dem die Buchsen Bu1, Bu2 und Bu3 angebracht sind. Der rückwärtige Teil des Chassis

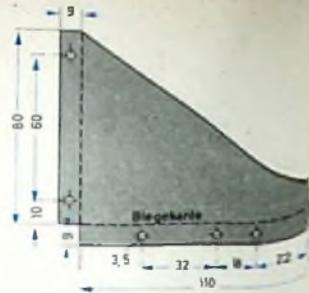
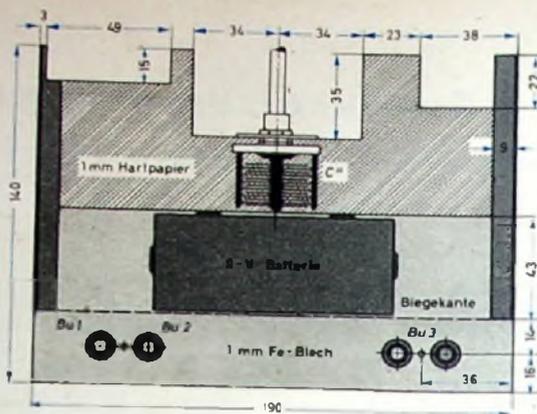
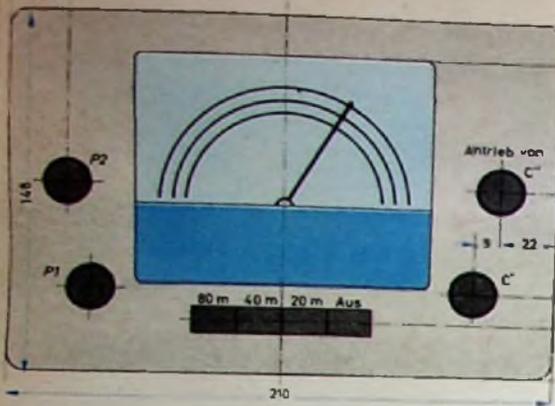
Tab. I. Wickeldata der Spulen

Band	Spule	Windungszahl	L [µH]	Draht
Vorkreis	L1	4	4	0,75 mm CuL
	L2	9		0,75 mm CuL
80 m	L3	12	27	0,5 mm CuL
	L4	48		0,5 mm CuL
	L5	16		0,5 mm CuL
40 m	L6	5	8	0,75 mm CuL
	L7	18		0,75 mm CuL
	L8	9		0,75 mm CuL
20 m	L9	3	2,5	0,75 mm CuL
	L10	5		0,75 mm CuL
	L11	7		0,75 mm CuL

Spulenkörper: Vogt „B 8/33“ mit Kammern



Schaltung und Verdrahtungskizze des Drucktastenaggregates



Frontplatte (links außen). Abmessungen des Gesamtchassis (links). Winkel für die Befestigung des Chassis an die Frontplatte (oben) und Chassisansicht (unten) des KW-Zweikreisempfängers

(73 mm) besteht aus 1 mm dickem Eisenblech.

Den vorderen Chassisteil, auf dem die Einzelteile montiert werden, stellt man aus 1 mm dickem Hartpapier her. Die Batterie findet auf dem hinteren Teil des Chassis Platz. In die Hartpapierplatte müssen Ausschnitte für den Vorkreis-Drehkondensator, das Rückkopplungspotentiometer und das Drucktastenaggregat gesägt werden.

Der Abstimm-Drehkondensator C wird nicht direkt angetrieben. Auf seiner Achse, die mit der Achse der Skala verbunden ist, sitzt ein Aluminiumrad mit einem Durchmesser von 55 mm, das über ein Seil

mit der Achse des Antriebsknopfes verbunden ist. Die Übersetzung beträgt 1:9.

Unter dem Antriebsknopf des Drehkondensators wurde der Vorkreis-Drehkondensator C' an der Frontplatte befestigt. Auf der linken Seite der Frontplatte sind das Rückkopplungspotentiometer P1 (unten) und der Lautstärkereger P2 (oben) montiert, und unter der Skala ist das Drucktastenaggregat angebracht. Drei Tasten dienen zur Bereichumschaltung, die vierte schaltet die Betriebsspannung.

Auf dem Hartpapierchassis befestigt man zunächst die Subminiaturfassungen der beiden HF-Transistoren, die vier Spulenkörper mit den vier Tauchtrimmern C19, C20, C21, C22 (30 pF) sowie die beiden Einstellregler R2 und R7. Dann wird auf der rechten Seite des Chassis der NF-Teil aufgebaut. Die NF-Transistoren werden direkt in die Verdrahtung eingelötet. Zur Prüfung des NF-Teils schließt man ihn an eine NF-Spannungsquelle (zum Beispiel Plattenspieler, Magnettongerät oder Tongenerator) an. Arbeitet der Verstärker einwandfrei, dann kann man sich dem HF-Teil des Gerätes zuwenden.

Auf der Montageplatte werden zunächst alle Einzelteile befestigt, die aus der Skizze ersichtlich sind. Die nicht aufgeführten Einzelteile lötet man unter der Platte direkt in die Verdrahtung ein.

### Bedienung des Gerätes

Nachdem das Gerät eingeschaltet und die Taste für das 80-m-Band gedrückt ist, wird zunächst der Vorkreis auf Bandmitte abgestimmt. Dann sucht man mit dem Abstimm-Drehkondensator C' eine Station und stimmt den Vorkreis nochmals genau auf Maximum ab. Die Rückkopplung soll dabei kurz vor dem Schwingungseinsatz stehen. Jetzt hat das Gerät höchste Empfindlichkeit und Trennschärfe.

Auf der KW-Station wird der Zweikreisempfänger meistens an der üblichen Langdrahtantenne betrieben werden. Der getrennt abstimmbare Vorkreis gestattet es, jede Antennenart und -länge genau anzu-



passen. Versuche auf den verschiedenen Bandern ergaben, daß für das 80- und 20-m-Band Antennenlängen von mehr als 10 m zweckmäßig sind. Für 40-m-Betrieb erwies sich jedoch eine Stabantenne von etwa 1,50 m Länge als günstiger. Dadurch erhöht sich die Selektion des Empfängers, und die starken Rundfunksender im 7-MHz-Bereich schlagen nicht mehr durch. Wenn man zusätzlich eine symmetrische Antennenanordnung verwendet, kann man auch Dipole anschließen. In Verbindung mit einem Batteriesender läßt sich mit diesem Zweikreisempfänger eine Zweitstation aufbauen, die bei Netzausfall gute Dienste leisten kann.

Bei sportlichen Veranstaltungen, wie Field-Days usw., ist ein netzunabhängiger Empfänger sehr praktisch. Der transistorisierte Zweikreisempfänger erfüllt auch bei dieser Betriebsart alle Erwartungen, da er an einer Wurfantenne von etwa 5 m Länge schon gut arbeitet.

Bei Betrieb im Kraftwagen kommt man mit einer normalen 1,50 m langen Autoantenne aus. Da diese Antennen abgeschirmte Ableitungen verwenden, ist dann eine abgeschirmte Antennenbuchse am Empfänger erforderlich. Die Stromversorgung übernimmt auch im Wagen die eingebaute 9-V-Batterie, da der Stromverbrauch so gering ist, daß sich der Anschluß an die Autobatterie kaum lohnt. Für die notwendige Funkentstörung des Wagens ist eine Nah-Entstörung, die auch den UKW-Bereich umfaßt, zu empfehlen.

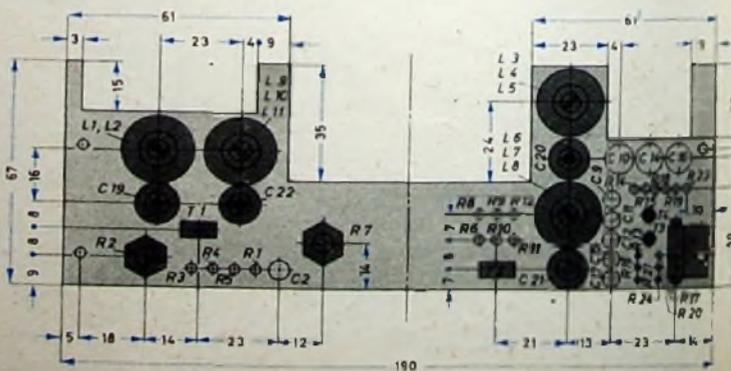
Werner W Diefenbach

### Liste der Spezialteile

Kunststoffkondensatoren	(NSF)
Elektrolytkondensatoren, 10 µF, 20 µF (8 V)	(Roederstein)
Elektrolytkondensatoren, 100 µF, 250 µF (9 V)	(Wima)
Anschlußleisten „N 45102“	(Dr. Mozar)
Drehknöpfe „K 5214“	(Dr. Mozar)
Drucktastenaggregat „3 x L 17,5 N schw. 4 u + 1 x L 17,6 N elfb. N1 Aus EE“	(Schadow)
Hartpapier-Drehkondensator, 500 pF	(Hopt)
Drehkondensator „210“, 75 pF	(Hopt)
Spulenkörper „B8/33“ mit Kern „GW 8/18 x 1,25 FC 1“	(Vogt)
Einstellpotentiometer „54 ZP“	(Draloud)
Trimmerwiderstand „57 WT“	(Draloud)
Miniaturpotentiometer „51 L“, 5 kOhm lin., 20 kOhm pos. log.	(Draloud)
Widerstände	(Draloud)
HF-Drossel, 2,5 mH	(Schütze)
Subminiatur-Röhrenfassungen, 5polig	(Preh)
9-V-Heizbatterie „Nr. 87“	(Pertrix)
Metallgehäuse „Nr. 15a“	(Leitzner)
Tauchtrimmer	(Valvo)
Transistor OC 171	(Valvo)
Transistoren OC 614, OC 602, OC 604 und OC 604 spez.	(Telefunken)



Blick auf das Chassis (links) und Montageplatte für die Einzelteile (unten)



# Mikrofone • Verstärker • Lautsprecher

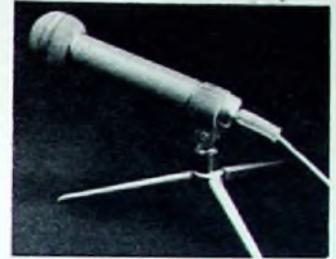
Im Laufe der letzten Jahre haben sich im Bereich der Ela-Technik gewisse Änderungen vollzogen. Auf der einen Seite hat die fortschreitende Einführung der Elektroakustik zur Beschallung großer Objekte zu einer hochentwickelten Technik in kommerzieller Ausführung geführt, deren Entwicklung, Planung und Installation einen so großen Stab an Ingenieuren erfordert, daß dieser Sektor im wesentlichen nur noch von einigen großen Firmen bearbeitet wird. Auf der anderen Seite ist die Nachfrage nach kleinen und mittleren Ela-Anlagen von Jahr zu Jahr größer geworden. Diese Anlagen dienen heute nicht nur zur Schallversorgung kleinerer und mittlerer Objekte, sondern in hohem Maße bedient sich heute auch der ausübende Musiker elektroakustischer Hilfsmittel, um den Klang einzelner Instrumente beim Zusammenspiel im Orchester zu verstärken oder um besondere Effekte hervorzurufen. Daneben steht der immer größer werdende Kreis der Hi-Fi-Amateure, die zum Teil erhebliche Mittel aufwenden, um dem ihnen vorschwebenden Ideal der Klangwiedergabe möglichst nahezukommen. Daß insbesondere die Stereo-Technik diesen Interessentenkreis anspricht, versteht sich am Rande. So ist es nicht verwunderlich, daß eine Ausstellung wie die Deutsche Industrie-Messe stets einen besonders guten Überblick gibt, weil die Hersteller dort den großen Interessentenkreis erreichen können. Wenn auch in diesem Jahr keine überragenden technischen Neuerungen zu verzeichnen waren, so war doch überall

Sprach- und Musikaufnahmen. Angenehm ist, daß sich für Sprachaufnahmen im Frequenzbereich um 100 Hz eine Dämpfung von etwa 10 dB einschalten läßt. Die niederohmige Ausführung (200 Ohm) hat 0,18 mV/µb Empfindlichkeit, die hochohmige (50 kOhm) 2,5 mV/µb.

Eine besonders stark ausgeprägte Richtcharakteristik (Superkardioid) hat das neue Studio-Richtmikrofon „MD 421“ von Sennheiser electronic, dessen Qualität der des bekannten Tauchspulen-Mikrofons „MD 21“ gleichkommt. Die Auslöschung für von rückwärts einfallenden Schall ist für Frequenzen oberhalb 250 Hz > 16 dB. Im Übertragungsbereich 50 ... 15 000 Hz weicht der Frequenzgang um max. ± 3 dB von dem leicht ansteigenden Sollfrequenzgang ab. Die Ausführungen „MD 421“ (200 Ohm) und „MD 421 HN“ (30 kOhm oder 200 Ohm) enthalten einen Tiefenregler, der als Sprache-Musik-Regler oder zur Erzielung eines geraden Frequenzganges bei verschiedenen Besprechungsabständen zu verwenden ist. Die niederohmige Ausführung hat 0,2 mV/µb, die hochohmige 2,5 mV/µb Empfindlichkeit. Der Frequenzbereich des Schwannenhals-Richtmikrofons „MD 408“ verläuft zwischen 100 und 14 000 Hz außerordentlich gleichmäßig. Die Empfindlichkeit im Bereich 2000 ... 14 000 Hz ist um etwa 3 dB höher als bei 1000 Hz. Für unter etwa 150° einfallenden Schall ergibt sich eine Dämpfung um mehr als 12 dB, und zwar über den gesamten Frequenzbereich. Das „MD 408“ ist deshalb insbesondere auch über-

lange Anschlußleitung mit eingebautem Schnurübertrager zusätzlich durch ein 10 m langes Spezialkabel zwischen Mikrofonkabel und Schnurübertrager verlängert werden.

Eine besonders interessante Neuentwicklung ist das „BM 260“ von Beyer, das im Gegensatz zu den sonst üblicherweise verwendeten Tauchspulen-Systemen ein Bändchen-System enthält. Dieses Mikrofon mit Nierencharak-



Das neue Bändchen-Mikrofon „BM 260“ von Beyer

teristik hat im ganzen Übertragungsbereich (50 ... 15 000 Hz ± 3 dB) die erstaunlich hohe Rückwärtsdämpfung von 20 dB. An 200 Ohm Ausgangswiderstand ergibt sich eine Empfindlichkeit von 80 µV/µb. Für dieses Mikrofon ergeben sich interessante Anwendungsmöglichkeiten bei Stereo-Aufnahmen, wenn man das „BM 260“ mit dem Studio-Mikrofon „M 130a“ (Nierencharakteristik, 50 ... 16 000 Hz ± 3 dB) verbindet.

Auf Studio-Mikrofone sei nur ganz summarisch hingewiesen. Allgemein ist festzustellen, daß die Abmessungen mit Rücksicht auf die Verwendung im Fernsehen kleiner werden und daß man für den gleichen Mikrofonverstärker leicht und schnell austauschbare Mikrofonkapseln mit unterschiedlicher Richtcharakteristik entwickelt hat. Unter diesen Mikrofonkapseln findet man sowohl Spezialmikrofone für Sprachaufnahmen in akustisch ungünstigen Räumen als auch Typen mit besonders hoher Rückwärtsdämpfung sowie Kapseln mit umschaltbarer Richtcharakteristik. Ein Beispiel hierfür ist neben anderen das Kondensator-Kleinmikrofon „CM 66“ (System Schoeps) von Telefunken, das eine auf Kugel-, Niere und Acht umschaltbare Richtcharakteristik hat. Viel Beachtung fand auch das neue Kondensator-Mikrofon „U 60“ von G. Neumann, das eine Kombination zweier Druckgradientenempfänger mit elektrisch umschaltbarer Richtcharakteristik (Kugel-, Niere und Acht) ist.

## Verstärker

Im Rahmen dieses Berichtes sei auf Verstärker für die kommerzielle Ela-Technik nicht eingegangen. Unter den Verstärkern für kleinere und mittlere Ausgangsleistungen sah man noch mehr als in den Vorjahren ausgesprochene Hi-Fi-Ausführungen für Mono- und Stereo-Betrieb, daneben aber auch Verstärker für die Verwendung in Musikkapellen. Man muß der einschlägigen Industrie bestätigen, daß sie heute preisgünstige Verstärker anbietet, die in ihren elektrischen Werten



Links: Dynamisches Richtmikrofon „D 11 N“ (AKG); Mitte: Studio-Richtmikrofon „MD 421“ mit Superkardioid (Sennheiser electronic); rechts: Stereo-Mikrofon „D 77 Stereo“ (Telefunken)

eine solide Weiterentwicklung festzustellen. Vieles, das in den vergangenen Jahren manchmal noch den Eindruck des Improvisierten machte, war in diesem Jahr herangewachsen und ausgereift.

Nachdem über Phonogeräte (Nr. 13/60, S. 490 bis 496) und über Magnetongeräte (Nr. 14/60, S. 524-532) schon ausführlich berichtet worden ist, soll der nachstehende abschließende Beitrag sich vorzugsweise den Mikrofonen, Verstärkern und Lautsprechern zuwenden.

## Mikrofone

Die rapide angestiegene Produktion von Magnetongeräten aller Art hat einen ähnlich schnellen Anstieg der Produktion von Mikrofonen zur Folge gehabt. Die Vielzahl der Mikrofontypen einfacher, aber solider Ausführung - vorzugsweise für Sprachaufnahmen - ist kaum noch zu übersehen, wenn gleich sich im Aufbau und in den elektrischen Daten keine nennenswerten Unterschiede zeigen. Für den ernsthaften Tonband-Amateur stellt die Industrie aber daneben heute überaus preisgünstige Mikrofone zu Verfügung, die oftmals fast Studio-Qualität erreichen.

So hat beispielsweise das neue dynamische Richtmikrofon „D 11 N“ der AKG einen Übertragungsbereich von 80 ... 13 000 Hz ± 3 dB. Seine ausgeprägte Nierencharakteristik (-13 dB bei Schalleinfall) unter 180° ermöglicht auch in akustisch ungünstigen Räumen mit starkem Nachhall noch gute

all dort zweckmäßig, wo sich sonst leicht eine akustische Rückkopplung einstellt. Die sehr leichte, aber robuste Tauchspulen-Kapsel (30 g) ist in einem mehrschichtigen Gazekorb untergebracht, der fest mit dem Schwannenhals verbunden ist. Wegen des geringen Gewichtes läßt sich dieses Mikrofon auch in Fahrzeugen verwenden, ohne daß als Folge der dauernden Erschütterungen ein Herabbiegen des Mikrofons zu befürchten ist.

Das neue Kondensator-Mikrofon „C 15“ von Telefunken hat trotz seines günstigen Preises sehr guten Frequenzgang und hohe Lauschempfindlichkeit. Bei seinem Bau wurden die Erfahrungen der Firma im Bau von Studio-Mikrofonen ausgenutzt, und deshalb haben die Konstrukteure dem „C 15“ eine Goldblatt-Membran für Spitzenansprüche ist das dynamische Breitband-Richtmikrofon „D 19 B“ bestimmt, dessen stetig regelbare Raßblende optimale Anpassung an jede Raumakustik gestattet. Es enthält ein Tauchspulen-System, das auch von vielen Rundfunkanstalten benutzt wird. Für Stereo-Aufnahmen stellt Telefunken den Tonband-Amateuren das Stereo-Mikrofon „D 77 Stereo“ zur Verfügung. Dieses Doppelmikrofon mit zwei sorgfältig aufeinander abgestimmten Richtmikrofonen erlaubt sowohl das Spreizen der beiden Systeme in einem Winkelbereich von 60 ... 180° als auch (nach Lösen einer Druckknopfverbindung) das getrennte Aufstellen in bis zu 2,40 m Entfernung. Um die Beweglichkeit bei der Aufstellung zu erhöhen, kann die 5 m



35-Watt-Mischverstärker „MV 35“ (Dynacord)

Studio-Verstärkern vielfach gleichkommen. Weiterhin hat man sehr viel konstruktive Kleinarbeit geleistet, um nicht nur die räumlichen Dimensionen zu verkleinern, sondern auch, um den Gehäusen ein ansprechendes Äußeres zu geben.

Ein sehr reichhaltiges Geräteprogramm sah man bei Dynacord, das etwa 45 verschiedene Typen enthält. Der 35-Watt-Mischverstärker „MV 35“ ist eine Weiterentwicklung des bereits länger bekannten „MV 28“. Er zeichnet sich durch ein in Flachbauform gehaltenes Kassettengehäuse in moderner Formgebung aus. Von den sechs Eingängen sind vier gleichzeitig mischbar. Dynamische Mikrofone können ohne zusätzlichen Vorverstärker direkt angeschlossen werden. Ein Mischverstärker mit 50 Watt Ausgangsleistung und vier mischbaren Eingängen ist der Typ „MV 50“, der speziell als räumlich kleiner Regieverstärker entwickelt wurde. Eine Spezialität dieser Firma sind ferner Verstärker für Musikkapellen. Der 6-Watt-Koffer- und -Sollistenverstärker „KV 6“ erhielt eine neue, moderne Gehäuseform. Der aus dem „KV 10“ weiterentwickelte „KV 12“ mit 12/15 Watt Ausgangsleistung erhielt konstruktiv einen



50-Watt-Mischverstärker „Excellent“ (Dynacord)

völlig neuen Aufbau und eine neue äußere Form. Der Mikrofon-Eingang des „KV 12“ hat eigene Klangregelung. Besondere Beachtung verdienen der 35-Watt-Koffer-Mischverstärker „Exquisit“ und der 50-Watt-Mischverstärker „Excellent“. Der „Exquisit“ ist hinsichtlich seiner Eingänge speziell an die Forderungen der Musiker und Artisten angepaßt. Die vier mischbaren Eingänge sind für zwei Mikrofone oder Instrumente sowie für zwei weitere Instrumente ausgelegt. Umschaltbare Filter gestatten die Anpassung an Gitarren- und Akkordeon-Tonabnehmer. Der 50-Watt-Mischverstärker „Excellent“ enthält zusätzlich als Besonderheit Eingänge für Echoanlagen, die es gestatten, jeden Eingang nach Belieben mit oder ohne Echo zu betreiben.

Die Stereo-Verstärker von Dynacord wurden technisch verbessert und erhielten teilweise neue Gehäuse. Der für Vitrinen, Tonmöbel usw. bestimmte Einbaustärker „ST 3“ (Ausgangsleistung  $2 \times 3$  Watt) und der Stereo/Mono-Drucklastenstewartell „VVS“ sind neben der Ausführung im Metallgehäuse jetzt auch in einem Kassettengehäuse aus Edelhölz lieferbar. Der „VVS“ ist mit einer der Stereo-Endstufen „LS 1“, „LS 15“ oder „LS 25“ mit 8 bzw. 15 bzw. 25 Watt Ausgangsleistung verwendbar. Nur am Rande erwähnt seien die Nachhallgeräte „Echocord-Standard“ und „Echocord-Super“, die über Drucktasten die Wahl verschiedener Nachhallzeiten gestatten. Die Ausführung „Echocord-Super“ ermöglicht neben der Verhallung auch die Erzeugung von Echos und zeichnet sich gegenüber der Standard-Ausführung durch größere Anwendungsmöglichkeiten aus. Eine weitere Besonderheit ist der Vibrator „VB“, der zur Erzeugung eines Vibratos dient und sich mit jedem Instrument, Tonabnehmer und handelsüblichen Verstärker verwenden läßt. Die drei sowohl von Hand als auch mit dem Fuß bedienbaren Regler gestatten die Einstellung der Vibrato-Frequenz, der Amplitude sowie der Lautstärke. Das Gerät arbeitet mit einer lichtelektronischen Steuerung und erzeugt keine sägezahnförmige, sondern eine sinusförmige Wobelfrequenz.

Über die SQ-Verstärker mit 20, 35 oder 70 Watt Ausgangsleistung von Philips wurde bereits früher ausführlich berichtet (FUNK-TECHNIK Nr. 22/59, S. 824-827). Eine interessante Neuentwicklung von Philips, den

Stereo-Verstärker „AG 9014“, sah man in Hannover zum ersten Male. Der mit zwei eisenlosen Gegentakt-Endstufen von je 10 Watt Ausgangsleistung ausgestattete hochwertige Verstärker ist im Bereich 20...20 000 Hz linear und zeigt erst bei 100 000 Hz einen Abfall von 3 dB. Bei Aussteuerung mit 10 Watt je Kanal ist der Klirrfaktor (gemessen bei 40 und 12 500 Hz)  $\leq 0,1\%$ . Bemerkenswert sind die Übersprechdämpfung von 45 dB und der Brumm- und Rauschpegelabstand (Tonabnehmer -60 dB, Tonbandgerät 70 dB, Tuner -75 dB). Der TA-Eingang ist nach RIAA-Norm entzerrt. Die Klangregelung bei 50 Hz und 10 000 Hz umfaßt jeweils  $\pm 10$  dB. Der



Der neue Stereo-Verstärker „AG 9014“ mit zwei eisenlosen Gegentakt-Endstufen (Philips)

TA-Eingang hat für magnetodynamische Tonabnehmer 7 mV und für Kristall-Tonabnehmer 180 mV Eingangsempfindlichkeit; die entsprechenden Werte für Tonbandgerät und Tuner sind 75 mV bzw. 360 mV. Die zugehörigen Lautsprecher in geschmackvollem Gehäuse geben den Frequenzbereich 50 bis 20 000 Hz wieder.

Ein hochwertiger 20-Watt-Stereo-Verstärker für den verwöhnten Musikfreund ist der „VKS 203“ von Sennheiser electronic. Er ist universell sowohl zur Wiedergabe von Stereo-Band- und -Schallplatten-Aufnahmen als auch zur Aufnahme und Wiedergabe von Rundfunk- und Mikrofonarbeiten geeignet. Alle Betriebsarten lassen sich durch Drucktasten wählen. Zusätzlich ist ein Fernregleranschluß für Lautstärke und Balance vorhanden. Die Empfindlichkeit der Eingänge Mikrofon, Radio und Phono läßt sich durch aufsteckbare Vorverstärker erhöhen, so daß sich ohne weiteres auch niederohmige dynamische Mikrofone oder magnetische Tonabnehmer mit niedriger Ausgangsspannung anschließen lassen. Der Transistor-Vorverstärker „VVS 1“ erhöht die Empfindlichkeit der Eingänge Mikrofon, Radio und Phono (je 100 mV an 1 MOhm) auf 1,2 mV an etwa 2 kOhm für Mikrofon und Radio und auf 6 mV bei 1000 Hz an etwa 2 kOhm für den Eingang Phono. Beim Einsetzen des „VVS 1“ wird der Phono-Kanal gleichzeitig nach DIN 45 537 entzerrt. Der zweistufige Transistor-Vorverstärker „VVS 2“ hat gegenüber dem „VVS 1“ höhere Verstärkung, höhere Eingangswiderstand und engere Toleranzen. Er erhöht die Empfindlichkeit auf etwa 4 mV bei 1000 Hz an etwa 50 kOhm und wirkt gleichzeitig als Schnefddkennlinien-Entzerrer. Dieser Vorverstärker ist insbesondere für magnetische oder dynamische Tonabnehmer



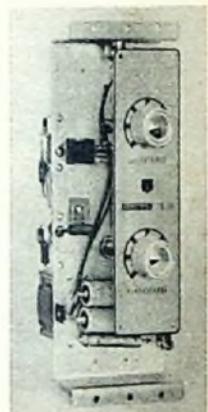
20-Watt-Stereo-Verstärker „VKS 203“, in den sich die Transistor-Vorverstärker „VVS 1“ und „VVS 2“ einsetzen lassen (Sennheiser electronic)

mit niedriger Ausgangsspannung zweckmäßig, wobei gegebenenfalls zwischen dynamischen Tonabnehmer und „VVS 2“ noch ein Übertrager zu schalten ist. Der Frequenzgang ist 40...20 000 Hz  $\pm 2$  dB. Der „VKS 203“ mit 10 Watt maximaler Ausgangsleistung je Kanal zeichnet sich bei Aussteuerung mit 1 Watt je Kanal durch äußerst niedrigen

Klirrfaktor aus (0,8 % bei 60 Hz, 0,5 % bei 1000 Hz und 5000 Hz, 1 % bei 10 000 Hz). Die Intermodulation nach SMPTE (60 Hz, 1 kHz, 4:1) ist etwa 1,3 % und nach CCIF (8 kHz, 10 kHz, 1:1) etwa 0,3 %. Der Brummabstand ist bemerkenswert hoch (100-mV-Eingänge etwa 70 dB, mit „VVS 1“ etwa 60 dB) und die Übersprechdämpfung im gesamten Hörbereich  $\geq 40$  dB. Für einkanalige Wiedergabe werden die Eingänge der beiden Verstärkerkanäle durch Betätigen der Taste „Mono“ parallelgeschaltet. Neben der kontinuierlichen Lautstärkeregelung ist noch eine Taste „Leise“ vorhanden, die eine gehörliche Absenkung der Ausgangsspannungen auf Zimmerlautstärke bewirkt.

Bei Siemens sah man die ersten Muster zweier Stereo-Verstärker mit  $2 \times 2$  Watt Ausgangsleistung, die speziell für den Einbau in die Musikkabine bestimmt sind. Beide Verstärker enthalten einen Anschluß für die Fernbedienung von Lautstärke-, Höhen- und Tiefenregelung.

Ein Stereo-Verstärker hoher Klangqualität ist der „Telewatt VS-55“ von Klein & Hummel mit 15 Watt Ausgangs-Spitzenleistung je Kanal und 12 Watt Dauertonleistung je Kanal. Der Klirrfaktor bei 12 Watt (800 Hz) ist  $k_2 = 0,5\%$  und  $k_3 = 0,6\%$ , die Intermodulation bei 12 Watt nach SMPTE 1 %, nach CCIR 0,2 % und der Frequenzgang hinter der Klangreglerstufe 25...20 000 Hz  $\pm 0,5$  dB und 25...100 000 Hz  $\pm 1,5$  dB. Fünf Stereo-Eingänge mit eingebautem Vorverstärker für magnetodynamische und Kristall-Tonabnehmer, Mikrofon, Radio, Tonband und FS-Ton machen den „VS-55“ vielseitig verwendbar. Die fest eingebauten Vorverstärker sind für den Mikrofon-Eingang linear, für den Phono-Eingang unterhalb 500 Hz nach RIAA und



„Telewatt VS-55“, der Stereo-Verstärker von Klein & Hummel für die moderne Phonobar

oberhalb 5000 Hz nach CCIR entzerrt. Ein eingebautes Rumpelfilter senkt die Frequenzen unter 40 Hz um etwa 8 dB ab. Der Brummabstand für die Eingänge Phono und Mikrofon liegt bei 60 dB, für die Eingänge Radio, Tonband und FS-Ton bei 80 dB. Von dem transistorisierten Stereo-Phonobar-Verstärker „Telewatt TS-50“ sah man die ersten Muster. Der Eingang ist für den Anschluß von Stereo- oder Mono-Kristallsystemen bestimmt. Die Ausgänge sind für  $2 \times 15$  Ohm und  $2 \times 250$  Ohm (40 mW,  $k < 2\%$ ) ausgelegt. Lautstärke und Klangfarbe werden über Tandemregler eingestellt.

#### UKW-Vorsatzgeräte

Auch in Deutschland ist das Interesse an hochwertigen UKW-Vorsatzgeräten für Elavertärker ebenso wie in den angelsächsischen Ländern größer geworden. Schon vor etwa zwei Jahren brachte Philips den Hi-Fi-UKW-Baustein heraus, der sich auch heute noch großer Beliebtheit erfreut. Die Eigenschaften der in Hannover gezeigten UKW-Vorsatzgeräte entsprechen vielfach denen kommerzieller Empfänger. So haben diese Geräte beispielsweise nicht nur hohe Eingangsempfindlichkeit bei gutem Signal-Rauschabstand und einen sorgfältig dimensionierten ZF-Teil großer Bandbreite und Flankensteilheit, sondern vielfach auch automatische Scharfabstimmung, besonders gute Begrenzung sowie hohen Fremdspannungs- und Geräuschaustand.

# Aus unsrer *Neuheitenprogramm* 1960/61

**Tempo** DM 175,—  
 Type 5706 W  
**Bella** DM 199,—  
 Type 5710 W  
**Bella-Rekord** DM 219,—  
 Type 5712 W  
**Rheinperle** DM 256,—  
 Type 5717 W



Rückseite

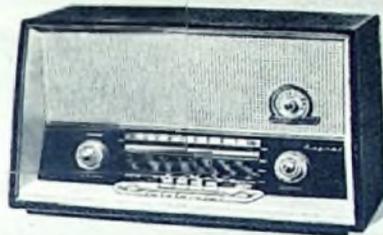
**Kabold** Type 5960 TR  
 Der „schnurlose“ Tischempfänger UKW - MW  
 (Volltransistor)

DM 175,—



**Bella-Luxus** Type 5714 W  
 Das Komfortgerät der Mittelklasse  
 DM 256,—

**Planet** DM 275,—  
 Type 5720 W  
**Luna-Stereo** DM 339,—  
 Type 5741 W  
**Luna-Phono-Stereo** DM 445,—  
 Type 5751 W  
**Apollo-Stereo** DM 349,—  
 Type 5761 W  
**Venus-Stereo** DM 449,—  
 Type 5781 W

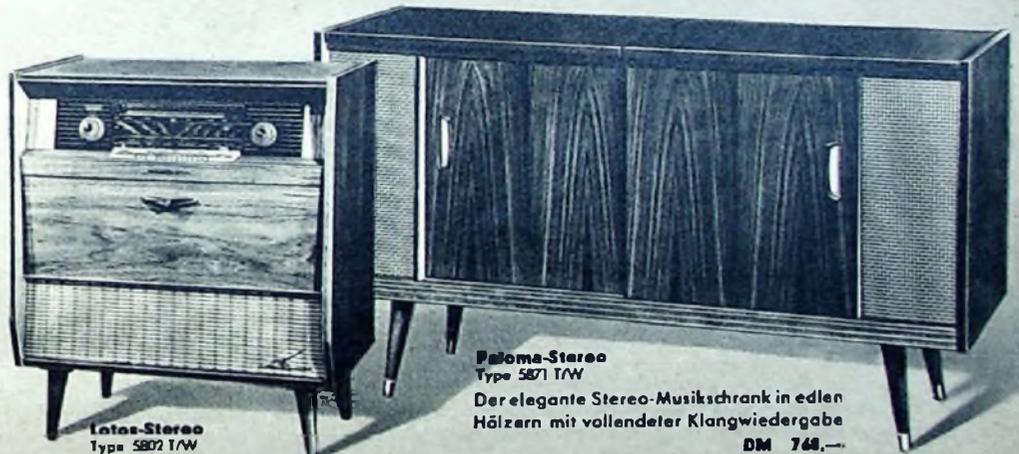


**Magnet** Type 5725 W  
 Das erfolgreiche Hi-Fi-Musikgerät mit  
 großer Empfangsleistung und beleuchteter  
 Kurzwellenlupe  
 DM 295,—



**Meteor-Stereo** Type 5771 W  
 Der moderne Stereo-Super mit UKW-  
 Automatik (5 Wellenbereiche) DM 399,—

**Verona-Stereo** DM 575,—  
 Type 5811 T/W  
**Domino-Stereo** DM 628,—  
 Type 5821 T/W  
**Cilvia-Stereo** DM 718,—  
 Type 5836 T/W  
**Juwel-Stereo** DM 848,—  
 Type 5876 T/W



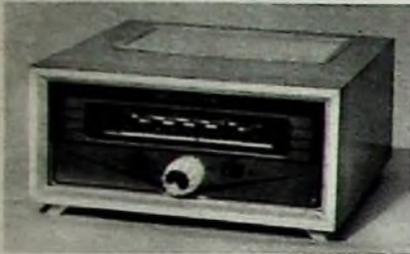
**Lotus-Stereo**  
 Type 5802 T/W

Die Vollstereo-Truhe in moderner Linien-  
 führung bei kleinstem Platzbedarf

DM 588,—

**Paloma-Stereo**  
 Type 5871 T/W  
 Der elegante Stereo-Musikschrank in edlen  
 Hölzern mit vollendeter Klangwiedergabe  
 DM 748,—

Als Prototyp zeigte Sennheiser electronic den UKW-Empfänger „ESU 11“, dessen Außeres dem Stereo-Verstärker „VKS 203“ angepaßt ist. Die Empfindlichkeit bei 26 dB Signal-Rauschabstand und 40 kHz Hub ist 0,5  $\mu$ V, die Frequenzschwankung im Temperaturbereich 15 ... 35° C mit automatischer Scharf-abstimmung  $\pm$  0 kHz. An weiteren Werten wurden genannt: Fremdspannungs- und Geräuschabstand bei 40 kHz Hub und einer EMK ab 10  $\mu$ V  $\geq$  60 dB bzw.  $\geq$  65 dB, Fremdspannungs- und Geräuschabstand bei 40 kHz Hub und 100  $\mu$ V Antennen-EMK  $\geq$  45 dB bzw.  $\geq$  55 dB. Die nichtlinearen Verzerrungen bei 40 kHz Hub und 1 mW Ausgangsleistung sind  $\leq$  1,5%. Am Ausgang 1 (Mono) steht bei 40 kHz Frequenzhub und einer Eingangs-EMK ab 1  $\mu$ V bei  $\geq$  10 kOhm Lastwiderstand ein Pegel von -10 dB (245 mV) zur Verfügung, am Ausgang 2 (Stereo) die gleiche Spannung, während am Ausgang 3 die Spannungen selbstenvertauscht sind. Die NF-Verstärkung ist



UKW-Super „UV“ (Dynacord)

um 30 dB regelbar. Der „ESU 11“ ist voll transistorisiert. Die eingebaute 9-Volt-Transistorbatterie reicht für etwa 15 Betriebsstunden.

Dynacord stellt für die Kombination mit den Stereo-Vorverstärkern den Hi-Fi-UKW-Super „UV“ zur Verfügung. Dieser Empfänger hat 11 Kreise, 3 ZF-Stufen und Radiodetektor. Die Eingangsempfindlichkeit wird mit 5  $\mu$ V angegeben, die 6-dB-Bandbreite mit 200 kHz, die AM-Unterdrückung mit 40 dB, die Trennschärfe für 20 dB mit 350 kHz und der automatische Nachstimmbereich mit min.  $\pm$  300 kHz. In einer Doppelkassette läßt sich der „UV“ mit dem Stereo-Verstärker „ST 3“ oder mit dem Drucktastensteuerteil „VVS“ kombinieren.

Als Hersteller hochwertiger kommerzieller UKW-Einbausuper hat sich Ncgoton seit Jahren einen guten Namen verschafft. Einige dieser UKW-Super sind auch für den Hi-Fi-Amateur interessant, beispielsweise der UKW-Einbausuper Typ 12 642/60 „Z-spezial“. Dieser 12-Kreis-Empfänger (davon 8 ZF-Kreise) hat bei 26 dB Signal-Rauschabstand 0,7  $\mu$ V Empfindlichkeit und eine Rauschzahl von besser als 3 kT<sub>0</sub>. Die Bandbreite ist  $\pm$  90 kHz und die Trennschärfe bei 300 kHz 1 : 5000. Am NF-Ausgang (200 kOhm) steht eine Ausgangsspannung von 1,5 V bei  $\geq$  60 dB Geräuschabstand zur Verfügung, die im Bereich 30 ... 15 000 Hz  $\pm$  2 dB linear ist. Die automatische Scharf-abstimmung ist abschaltbar. Zu diesem Einbausuper paßt als Ergänzung der Skalasatz „SK-D“, der mit einem kompletten Antrieb einschließlich Abstimmachse sowie mit einer Abstimmanzeigerröhre EM 84 ausgerüstet ist. Noch höhere Anforderungen erfüllt der Einbausuper in kommerzieller Ausführung Typ 12 642/60 „Z-Sdfg-D“, der u. a. auch in der Meßtechnik für Kontroll- und Überwachungszwecke benutzt wird. Dieser Empfänger hat 16 Kreise (davon 12 ZF-Kreise) und für 26 dB Signal-Rauschabstand 0,5  $\mu$ V Empfindlichkeit. Die Bandbreite ist  $\pm$  100 kHz, die Trennschärfe für 300 kHz 1 : 10 000. An 200 kOhm stehen 245 mV Ausgangsspannung (30 bis 15 000 Hz  $\pm$  0,5 dB) mit einem Klirrfaktor von  $\leq$  0,5% im Frequenzbereich 30 ... 10 000 Hz und  $\leq$  0,8% im Frequenzbereich 10 000 bis 15 000 Hz zur Verfügung. Der Geräuschabstand ist  $\geq$  65 dB. Auch bei diesem Empfänger läßt sich die automatische Scharf-abstimmung, die einen Nachziehbereich von  $\pm$  150 kHz hat, an- und abschalten. Für beide UKW-Einbausuper gibt es entsprechend dimensionierte Netzgeräte, von denen das Netzgerät für den zuletzt genannten Emp-

fänger sowohl in normaler Ausführung als auch mit elektronischer Stabilisierung lieferbar ist

#### Lautsprecher

Dieses so oft zitierte schwächste Glied jeder elektroakustischen Übertragungskette ist auch heute noch das Sorgenkind der Elektroakustiker. Solange kein grundsätzlich neues Prinzip für die Umwandlung elektrischer Energie in Schallenergie gefunden wird, muß sich die Arbeit der Entwickler im wesentlichen darauf beschränken, die Übertragungseigenschaften und den Wirkungsgrad zu verbessern. Hand in Hand damit gehen Maßnahmen zur Rationalisierung, um insbesondere für die in großen Stückzahlen von der Geräteindustrie benötigten Typen einen niedrigen Gestehtungspreis zu erreichen. Zusätzlich muß man beim Einbau der Lautsprechersysteme natürlich alles tun, um die schwingende Membrane möglichst optimal an die umgebende Luft anzukoppeln. Es gilt also, das Einbaugeschäule richtig zu dimensionieren und auszustatten.

Neben den Lautsprechern haben aber auch hochwertige Kopfhörer für Abhörzwecke bei den Tonband-Amateuren große Verbreitung gefunden. Eine interessante Neuentwicklung zeigte die AKG mit dem dynamischen Kopfhörer „K 50“ für Mono und Stereo, der einen sehr geringen Klirrfaktor und gleichmäßigen Frequenzverlauf über den gesamten Hörbereich (30 ... 20 000 Hz) hat. Jedes System ist mit max. 2 V oder 10 mW (Normalwert 0,25 V bzw. 0,15 mW) belastbar. Für Stereo ist die Anschlußimpedanz 2 x 400 Ohm, für Mono-Betrieb lassen sich beide Systeme parallel (200 Ohm) oder in Serie (800 Ohm) schalten.

Auch Telefunken zeigte für das Abhören von Stereo-Aufnahmen einen neuen Miniatur-Kopfhörer, den „Teleset-Stereo“. Er entstand aus der bewährten Ohrgehör „Teleset“, jedoch wurden in dem gleichen Hörer jetzt zwei akustisch voneinander getrennte Magnetsysteme untergebracht.

Die Einführung der Stereophonie hat einen zusätzlichen Bedarf sowohl an Stereo-Zu-



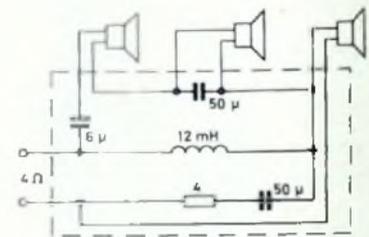
Dynamischer Kopfhörer „K 50“ (AKG)

satzlautsprechern für die Verbreiterung der Stereo-Basis als auch von hochwertigen Lautsprecherkombinationen für die Stereo-Wiedergabe mit sich gebracht. Zwei bemerkenswerte Ausführungen zeigte Isophon. Das in einem geschmackvollen Holzgehäuse eingebaute Spezial-Lautsprechersystem der „Stereonetta III“ ist gleichermaßen für Stereo- und Mono-Wiedergabe geeignet. Das mit 4/6 (Stereo) VA belastbare System gibt den Frequenzbereich 90 ... 16 000 Hz wieder. Die moderne Rundstrahler-Kombination „Stereo-Colonna“ mit drei Lautsprechersystemen ist nach Größe und Leistung für Anlagen bestimmt, die auch in größeren Räumen installiert werden. Um für Stereo-Wiedergabe eine hinreichend große Hörfäche zu erreichen, entwickelte Isophon zur Abstrahlung der den Richtungseindruck vermittelnden Frequenzen besondere Hoch-Mittelton-Systeme, deren akustische Anordnung in dem geschmackvoll ausgeführten Gehäuse den gewünschten Breitstrahl-Effekt ergibt. Zusätzlich tragen besondere Vorrichtungen an diesen Systemen und am Tiefton-System in Verbindung mit schallführenden und resonanzdämpfenden Einrichtungen mit dazu bei, die Wiedergabequalität zu verbessern. Über einen eingebauten Drucktastenschalter



Rundstrahler-Kombination „Stereo-Colonna“ (Isophon)

läßt sich die Stereo-Wiedergabe individuell steuern. Bei gedrückter Taste „Stereo-mono“ sind alle Lautsprechersysteme voll eingeschaltet, das heißt, bei monauralem Betrieb arbeitet die „Stereo-Colonna“ als Zusatzlautsprecher für den gesamten Frequenzbereich. Bei Stereo-Wiedergabe ist diese Betriebsart zu wählen, wenn die durch die Parallelschaltung der Tieftonkanäle verursachte kugelförmige Abstrahlung über den Tieftonlautsprecher, beispielsweise der Musiktruhe, zu wichtig und zu schwer erscheint und deshalb eine getrennte Tieftonwiedergabe erwünscht ist. Bei gedrückter Taste „stereo“ werden nur die für die Stereo-Wirkung maßgebenden Frequenzen auf den Lautsprecher gegeben. Die „Stereo-Colonna“ ist mit 8/10 (Stereo) VA belastbar und gibt den Frequenzbereich 50 ... 17 000 Hz wieder.



Schaltbild der Frequenzweiche „FX-4“ in der Lautsprecherbox „LB-122“ (Klein & Hummel)

Die Lautsprecherbox „LB-122“ von Klein & Hummel ist mit Musikprogramm im Mittel mit 25 Watt, kurzzeitig bis 40 Watt belastbar. Sie ist mit einem Tiefton-System von 30 cm Durchmesser und je einem Mittel- und Hochton-System von 12 cm Durchmesser bestückt. Die eingebaute Frequenzweiche „FX-4“ ist ein LCR-Filter, das den gesamten Frequenzbereich wie folgt auf die einzelnen Lautsprecher aufteilt: Baßlautsprecher 30 bis 2000 Hz, Mitteltonlautsprecher 2000 ... 4000 Hz, Hochtonlautsprecher 4000 ... 16 000 Hz. Das Gehäuse enthält eine Schallkammer von etwa 110 Liter Volumen. Zwei verschieden dimensionierte Austrittsöffnungen, eine nach vorn, die andere nach unten gerichtet, bewirken zusammen mit einer kurzen Umwegleitung die Abstimmung auf die innere Luftsäule und die Auskopplung der tiefen Frequenzen. Zur Unterdrückung unerwünschter Resonanzen, Teilfrequenzen und Oberwellen ist die Kammer gedämpft. Insgesamt wird dadurch eine ausgezeichnete und gleichmäßige Klangwiedergabe mit äußerst kurzen Einschwingzeiten und hoher Präsenz erreicht. Die Schalldruckkurve schwankt maximal nur um  $\pm$  8 dB mit einer leichten Einsenkung bei 1,5 kHz, was für ein Gerät dieser Art als äußerst günstig zu bezeichnen ist.

Ein hochwertiges Lautsprechersystem ist die Koaxial-Lautsprecher-Kombination „6 S Ela 3832“ von Siemens. Das mit 10 Watt belastbare Lautsprechersystem mit eingebautem Hochton-System hat bei einer oberen Frequenzgrenze von 16 000 Hz eine Resonanzfrequenz von 65 Hz. Die Lautsprechermembran ist mit einem als akustische Linse wirkenden, symmetrisch durchbrochenen Blech abgedeckt, das eine breite Abstrahlung der hohen Frequenzen und eine wesentliche Verbesserung des Klanges im Raum ergibt. -H



# DEAC

D 4 0 1 6 / 1

## GASDICHTE STAHL-AKKUMULATOREN

für Rundfunk, Blitzgeräte,  
Hörhilfen und Meßgeräte  
aller Art.

Niedrige Betriebskosten.  
Gleichmäßig gute Betriebs-  
eigenschaften und lange  
Lebensdauer der Geräte.



DEUTSCHE EDISON-AKKUMULATOREN-COMPANY GMBH  
Frankfurt/Main, Neue Mainzer Straße 54

## UNENTBEHRLICH FÜR DEN AUTOSUPER-SERVICE

Nieder-  
spannungs-  
Strom-  
versorgungs-  
Anlage



### Anwendung:

Die Niederspannungs-Anlage ersetzt in der Werkstatt den erforderlichen Akkumulator und dient zum Anschluß von Auto- und Koffer-radio, Omnibusanlagen etc. Durch den geringen Innenwiderstand ist das Gerät auch für transistorbestückte Geräte bestens geeignet.

### Technische Daten:

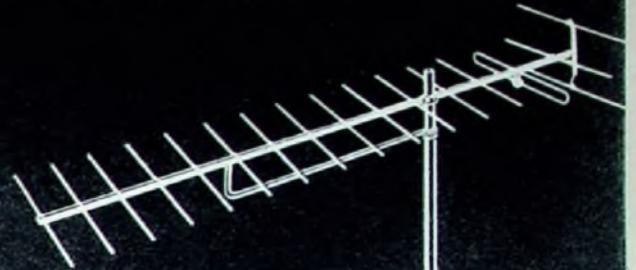
Grundspannungen 6 und 12 Volt regelbar in 3 grob und 11 fein Stufen.

Type	Ausgang		Innen- widerstand Ohm	Brumm- spannung mV	Abmessung B x H x T	Preis DM
	U	I				
NG 1	6/12	10	0,5	80	300 x 210 x 210	360,-
NG 1/TS	6/12	10	0,5	10	300 x 210 x 210	424,-

ELEKTROTECHNISCHER APPARATEBAU GUNTER SCHROFF  
ITTERSBACH / KARLSRUHE · FERNSPRECHER MARKZELL 492



# SIEMENS



## Empfangs- Schatten aufhellen

## mit Siemens- Fernsehantennen

Für besonders schwierige Fälle empfehlen wir die neue 17-Elemente-Breitbandantenne für Band III mit ihren hervorragenden elektrischen Eigenschaften.

Bei ungeklärter Empfangslage ermöglichen Baukasten-antennen eine nachträgliche Anpassung durch Nachrüstung bis auf 13 Elemente.

Die neue 14-Elemente-Band-IV-Antenne, auf 22 Elemente ergänzbar, kann zur Feinabstimmung bzw. zum Ausblenden von Geistern bis zu  $\frac{1}{4}$  Wellenlänge axial verschoben werden.

Weitere Neuentwicklungen zum besseren Empfang, die auch Montageerleichterungen bieten, enthält die Broschüre SH 7629, die Sie bei unseren Geschäftsstellen erhalten.

Ant 42

SIEMENS & HALSKE AKTIENGESELLSCHAFT  
WERNERWERK FÜR WEITVERKEHRS- UND KABELTECHNIK

# Umbau des Batterie-Tonbandgerätes

## »Phono-Trix Z« zu einem Reportagegerät

In den letzten Jahren sind einige preisgünstige batteriegespeiste Tonbandgeräte auf den Markt gekommen, die innerhalb ihrer Grenzen gut als Zusatz- und Reportagegeräte geeignet sind. Ein Nachteil die-

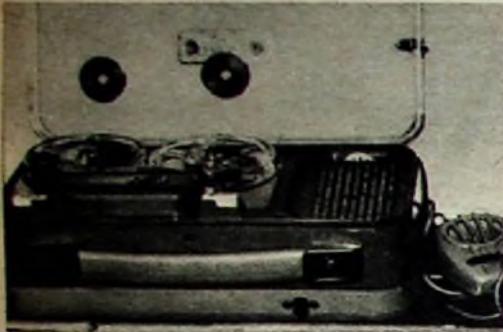


Bild 1. Befestigung der Kunststoffscheiben am Deckel des „Phono-Trix Z“-Tonbandgerätes

ser Geräte liegt jedoch darin, daß sie bei geschlossenem Deckel, zum Beispiel in hängendem Zustand, von außen nicht ein- oder ausschaltbar sind. Durch nachstehend beschriebene Umbauten konnte an einem Gerät der Firma Triz dieser Nachteil beseitigt werden.

Vorgesehen war ein Aufnahmebetrieb beim Tragen. Um die Bandspulen beim Hängen festzuhalten, wurden am Deckel zwei Kunststoffscheiben (30 mm Ø) über den Spulen mit Klebstoff befestigt (Bild 1). Ihre Dicke wurde zu 6,5 mm ermittelt. Sie haben eine Bohrung von 7,6 mm Ø, die nach unten kegelig ist. So haben die Spulen ein Spiel von etwa 1 mm, laufen aber sicher. Der Druck der Rutschkupplung ist so stark, daß sogar ein Betrieb „auf-dem-Kopf“-liegend möglich ist. Der Lauf wird dann aber unruhig. Bei senkrecht stehendem Gerät bleibt die Geschwindigkeit (9,5 cm/s) mit der überhaupt möglichen Konstanz gleichmäßig.

Um einen intermittierenden Aufnahmebetrieb bei geschlossenem Deckel durchzu-

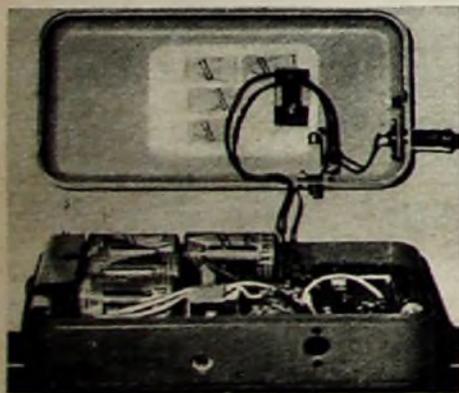


Bild 2. Der in die Bodenplatte eingebaute Schalter wird mit zwei Kupferfolienstücken verbunden, die durch ein Isolierstück getrennt, zwischen ein Batterie-Ende und die Kontaktfeder geklemmt werden

führen, wurde in die Bodenplatte ein Schalter eingebaut, dessen Betätigungsknopf beim Tragen des Gerätes am Griff bequem mit dem linken Daumen zu erreichen ist. Der Schalter unterbricht den gesamten Stromkreis. Zwei durch ein Isolierstück getrennte Kupferfolien wurden zwischen ein Batterie-Ende und die Kon-

taktfeder geklemmt (Bild 2). Wird der Knopf gedrückt, so ist der Kreis geschlossen; das Hochlaufen erfolgt in etwa 0,4 s. Soll längere Zeit aufgenommen werden, dann kann der Druckknopf durch Verdrehen eingedrückt bleiben. Das Gerät muß also zunächst auf Aufnahme geschaltet und dann der Deckel geschlossen werden. Das Ein- und Ausschalten erfolgt jetzt durch den Zusatzschalter. Parallel zu diesem Schalter liegt eine zweipolige Buchse, an die über ein etwa 80 cm langes Kabel ein Fernbedienungsknopf angeschlossen werden kann. Dieser hat sich bewährt, wenn das Gerät zum Beispiel in einer Aktentasche untergebracht war und dann eingesetzt werden sollte.

Um eine Überspielmöglichkeit auf ein vorhandenes Tonbandgerät mit einem Kabel mit Normsteckern zu erreichen, wurde eine Normbuchse zusätzlich eingebaut (Bild 2). Dabei mußten sowohl der Aufnahme- als auch der Wiedergabezweig im Verhältnis 10 : 1 geteilt werden (1 MOhm, 100 kOhm). Über diesen Spannungsteiler liegt die Buchse parallel zu der blauen und roten Buchse im Gerät. Mit diesen Umbauten wurde das „Phono-Trix Z“-Tonbandgerät oft als Reportagegerät eingesetzt und hat allen praktischen Anforderungen genügt. H Zink

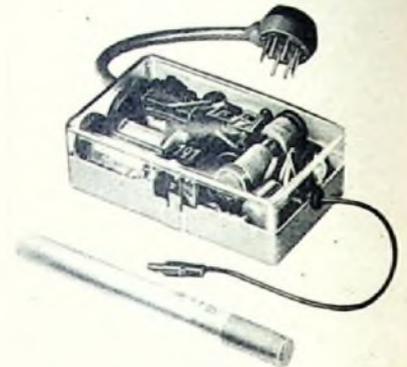
## Funk-Fernsteuerungs-empfänger

### »Mecatron-Baby«

Die Fernsteuerung kleiner und leichter Modelle war bisher oft erschwert, weil die Fernsteuerungsempfänger zu groß und zu schwer waren. Daher entwickelte Metz für die „Mecatron“-Fernsteuerungsanlage einen neuen Empfänger, den „Mecatron-Baby“, der nur etwa 55 g wiegt und die Abmessungen  $6,6 \times 3,8 \times 1,7$  cm hat. Dieser Empfänger ist, ebenso wie der große „Mecatron“-Empfänger<sup>1)</sup>, ein echter A2-Empfänger, das heißt, das Empfangsrelais wird nur erregt, wenn ein tonmoduliertes Signal empfangen wird. Im Gegensatz dazu sprechen die einfachen tonmodulierten Anlagen bereits durch das Pendlerauschen an und benötigen daher in den Tastpausen ein unmoduliertes Eingangssignal zur Rauschunterdrückung. In Verbindung mit dem „Mecatron“-Sender erhält man mit dem „Mecatron-Baby“-Empfänger Reichweiten von 700 ... 1000 m, die auch für größere Modelle ausreichen.

1) Funk-Fernsteuerungsanlage „Mecatron“. Funk-Techn. Bd. 14 (1959) Nr. 18, S. 575–578

Die als selbsterregtes Pendelaudio arbeitende Eingangsstufe des „Mecatron-Baby“ entspricht im wesentlichen der des großen „Mecatron“-Empfängers. Die Antenne ist über C4 an den fest auf 27,12 MHz abgestimmten Schwingkreis L1, C3 angeschlossen. Über C11 gelangt die Rückkopplungsspannung zum Emittor von T1. Mit R9 läßt sich die Rückkopplung auf den günstigsten Wert einstellen. Der Kreis L6, C5 erzeugt die Pendelfrequenz von etwa 100 kHz. Die demodulierte Niederfrequenz

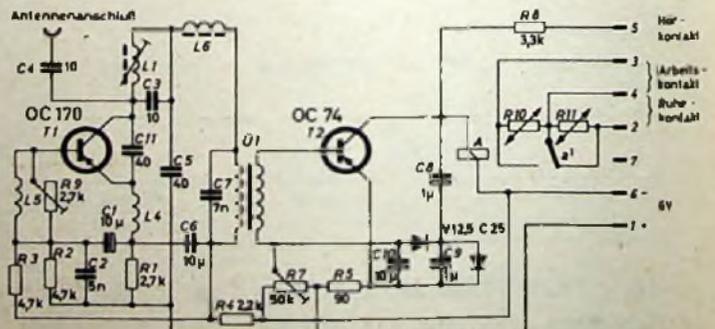


Fernsteuerungsempfänger „Mecatron-Baby“

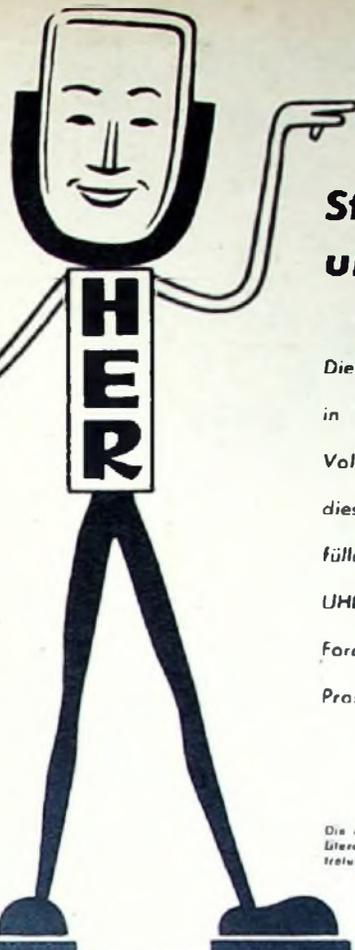
wird über den Übertrager U1, dessen Primärwicklung mit C7 als Tonfrequenzfilter für die Frequenzen 2,2 ... 3,5 kHz wirkt, dem Transistor T2 zugeführt.

Die Endstufe mit dem Transistor T2 wird doppelt ausgenutzt. An dem induktiven Wicklungswiderstand des Relais A fällt die verstärkte Niederfrequenz ab und gelangt über C8 zu einer Gleichrichteranordnung in Spannungsverdopplerschaltung. Die gleichgerichtete Spannung verschiebt den Arbeitspunkt von T2 so, daß in seinem Kollektorkreis ein höherer Kollektorgleichstrom fließt und das Relais A anzieht. T2 arbeitet also gleichzeitig als NF- und Gleichstromverstärker. Der Arbeitspunkt der Endstufe läßt sich mit R7 einstellen. R5 im Emittorstrom bewirkt durch Gegenkopplung eine Stabilisierung des Arbeitspunktes, so daß die Schaltung trotz des erforderlichen verhältnismäßig hochohmigen Basiskreises vollkommen temperaturstabil bleibt.

Das Relais A ist eine Miniatur-Ausführung mit Edelmetall-Drahtkontakten und eignet sich für den Anschluß aller üblichen Rudermaschinen. Zur Funkenlöschung sind den Kontakten Varistoren parallelgeschaltet, so daß auch bei höherer Belastung keine Beschädigungen zu befürchten sind. Die Schaltung des Anschlußsteckers entspricht der des großen „Mecatron“-Empfängers. Am Stift 5 liegt über R8 die Tonfrequenzspannung, die zur genauen Empfängerabstimmung mit dem „Mecatron“-Horchempfängerzusatz abgehört werden kann. Zur Stromversorgung sind 5,5 ... max. 7 V erforderlich. Der Empfänger nimmt im Ruhezustand 5 mA und bei eingeschaltetem Relais 25 mA auf. Ra



Die Schaltung des Fernsteuerungsempfängers „Mecatron-Baby“



## Stereophonie und 4-Spurtechnik

Die neuesten Errungenschaften der Elektroakustik in einem Gerät von faszinierender technischer Vollendung vereint. Die technischen Raffinessen dieses Gerätes werden nur noch durch seine Klangfülle überboten. Das Spitzengerät aus dem Hause UHER, ein ideales Gerät für jeden Tonbandfreund. Fordern Sie bitte ausführliche Informationen und Prospekte von Ihrem Fachhändler oder vom Werk.



Die Aufnahme von urheberrechtlich geschützten Werken der Musik und Literatur ist nur mit Einwilligung der Urheber oder deren Interessenvertretungen, wie z. B. GEMA, Bühnenverlage, Verleger usw. gestattet.

Seuser

**UHER WERKE MÜNCHEN · SPEZIALFABRIK FÜR TONBANDGERÄTE · ABT. 116**

178



## Bewährte HF-GENERATOREN

für Reparatur, Entwicklung  
und Fertigung



**MeB-Sender LG-1**

Frequenzbereich 100 kHz ... 31 MHz/1,5%  
aufgeteilt in 5 Einzelbereiche.  
Hf-Spannung 5  $\mu$ V ... 100 mV regelbar,  
Modulation AM 400 Hz, 0 ... 50% regelbar,  
Hf-Spannung/Modulationsgrad am Instrument  
abzulesen. Röhren: 6 AF 4,6 AV 5,  
12 AU 7, OB 2. Abm.: 320 x 220 x 180 mm



**Universal-Prüfsender RF-1**

Frequenzbereich 100 kHz ... 220 MHz/2%  
aufgeteilt in 5 Einzelbereiche.  
Hf-Spannung grob und fein regelbar,  
max. 0,1 V, Modulation AM 400 Hz/30%.  
Nf-Spannung 0 ... 10 V getrennt zu  
entnehmen. Röhren: 12 AT 7, 6 AN 8.  
Abmessungen: 165 x 240 x 126 mm



**Universal-Prüfsender SG-8**

Frequenzbereich 160 kHz ... 220 MHz  
aufgeteilt in 5 Einzelbereiche.  
Hf-Spannung grob und fein regelbar,  
max. 0,1 V, Modulation AM 400 Hz/30%.  
Nf-Spannung 0 ... 3 V getrennt zu  
entnehmen. Röhren: 12 AU 7, 6 C 4.  
Abmessungen: 240 x 170 x 130 mm

Alle Geräte für 220 V/50 Hz

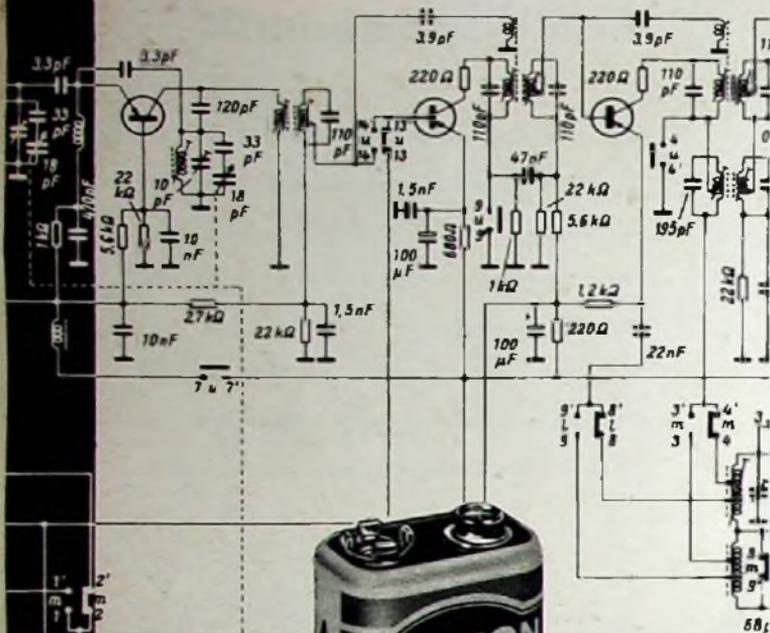


Frankfurt/Main

Niddastr. 49, Tel. 338515, 338525

H M 3

# Größere Batterie-Leistung auf kleinerem Raum



## ... ein Vorteil für die Transistortechnik!

Anstelle vieler Einzelzellen eine einzige kompakte Batterie mit großer Leistung – und nur ein Handgriff beim Einsetzen der Batterie.

DAIMON-Energieblocks lösen das Problem des Gewichtes, des Raumes und der Wirtschaftlichkeit.

DAIMON-Energieblocks entsprechen den internationalen Normen. Ihre besonderen Eigenschaften machen sie zu verlässlichen Stromquellen für Transistorgeräte.

Eine gute Empfehlung für die nächsten Modelle Ihrer Transistorgeräte:

DAIMON-Energieblocks.



die kelle Freude!

DAIMON G.m.b.H., Rodenkirchen/Rhein  
Hauptstraße 128, Telefon 301055  
Technische Beratungsabteilung

## Einfache Messungen von Verzerrungen und Klirrfaktor

Jeder Verstärker verändert die Wellenform eines Tonfrequenzsignals mehr oder weniger stark. Diese als nichtlineare Verzerrungen bezeichneten Veränderungen der Wellenform werden quantitativ durch den Klirrfaktor ausgedrückt, der eine unter bestimmten Betriebsbedingungen geltende Kenngröße des Verstärkers ist. Gibt man auf den Eingang des Verstärkers eine genau sinusförmige Signalspannung, so ist sein Klirrfaktor als das Verhältnis aller in der Ausgangsspannung vorhandenen Oberwellen zur gesamten Ausgangsspannung definiert.

Die korrekte Messung des Klirrfaktors ergibt sich bereits aus seiner Definition. Man benötigt dazu einen Tonfrequenzoszillator, der eine rein sinusförmige Spannung liefert, sowie für die Messung der Ausgangsspannung des Verstärkers eine Filtereinrichtung, die eine Ausselektion der Oberwellen gestattet. Es ist also ein erheblicher Aufwand notwendig, der sich aber nicht lohnt, wenn nur eine gelegentliche Kontrolle eines Verstärkers durchgeführt werden soll.

In diesen Fällen läßt sich aber ein guter Überblick über die durch den Verstärker hervorgerufenen Verzerrungen mit recht einfachen Mitteln gewinnen, indem man die Wellenformen von Eingangs- und Ausgangsspannung miteinander vergleicht. Ihre gegenseitigen Abweichungen sind dann ein Maß für die durch den Verstärker bewirkten Verzerrungen. Hierbei geht man so vor, daß man durch einfache und verzerrungsfreie Dämpfungsmittel die Amplituden der am Eingang und am Ausgang des Verstärkers abgenommenen Spannungen gleich hoch macht und die Phasenverschiebung zwischen beiden Spannungen mit einem Phasenschieber auf den Wert Null bringt. Werden jetzt diese beiden Spannungen mit entgegengesetzter Polung (also gegenphasig) einander überlagert, d. h., subtrahiert man diese beiden Spannungen voneinander, so löschen sie sich, wie Bild 1 zeigt, gegenseitig bis auf die in der Ausgangsspannung vorhandenen Verzerrungen aus.

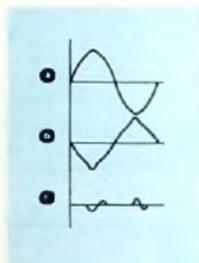
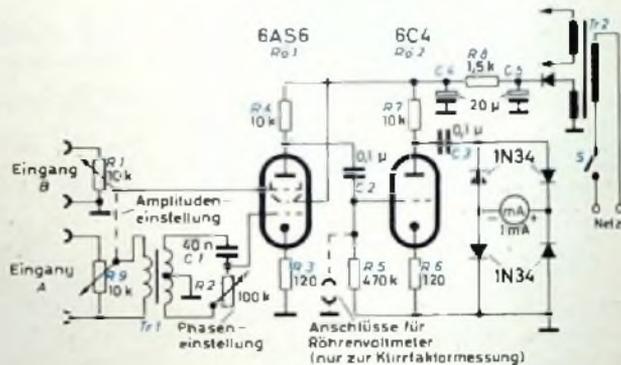


Bild 1. Die Verzerrungen eines Verstärkers lassen sich messen, wenn man sein Eingangssignal und sein Ausgangssignal gleich groß sowie gleichphasig macht und dann elektronisch voneinander subtrahiert: a) Signalspannung am Eingang des Verstärkers, b) Signalspannung (verzerrt) am Ausgang des Verstärkers, c) durch Subtraktion von a) und b) bleibt nur die Verzerrungsspannung übrig.

Bild 2 (unten). Schaltung des einfachen Gerätes, mit dem man relative Verzerrungsmessungen und absolute Klirrfaktormessungen durchführen kann.



Die nach der Subtraktion übrigbleibende Verzerrungsspannung kann nun verstärkt, gleichgerichtet und schließlich einem Milliampereometer zugeführt werden, dessen Ausschlag ein Maß für die durch den Verstärker verursachten Verzerrungen, also für seinen Klirrfaktor, ist. Selbstverständlich eignet sich diese Methode nur für Vergleichsmessungen, mit denen man feststellen kann, ob und in welchem Umfang sich der Klirrfaktor eines Verstärkers oder einer Anlage im Laufe der Zeit ändert oder welcher Verstärker hinsichtlich des Klirrfaktors günstiger arbeitet. Absolutbestimmungen des Klirrfaktors sind aber auch mit diesem einfachen Verfahren auf einem Umweg möglich.

Ein wesentlicher Vorzug dieses Verfahrens ist seine Unabhängigkeit von der Wellenform der auf den Verstärkereingang gegebenen Signalspannung. Da die von dem Meßinstrument angezeigte Verzerrungsspannung von der Wellenform der Eingangsspannung nicht beeinflußt wird, ist man auch nicht auf einen hochwertigen Oszillator angewiesen, der eine vollkommene Sinusspannung liefert, sondern es läßt sich jede Wechselspannung beliebiger Wellenform, zum Beispiel auch die Netzwechselspannung, für die Prüfung des Verstärkers verwenden.

Die Schaltung des Meßgerätes ist im Bild 2 dargestellt. Wie schon erwähnt, müssen die am Eingang und am Ausgang des zu prüfenden Verstärkers abgenommenen Spannungen bei der Überlagerung gleich





# SCHALLPLATTEN für den Hi-Fi-Freund

## Bach, Brandenburgische Konzerte Nr. 1 — 6

Stuttgarter Kammerorchester unter Karl Münchinger

In dem Stuttgarter Kammerorchester ist in den Nachkriegsjahren ein Klangkörper entstanden, der sich größter Wertschätzung bei allen Musikfreunden erfreut. Der 1915 geborene Karl Münchinger hat junge Musiker in unendlicher Kleinarbeit zu einem Orchester zusammengeschweißt, das einen Siegeszug ohnegleichen angetreten hat und auf ausgedehnten Konzertreisen in Ost und West gleichermaßen höchsten Ruhm geerntet hat. Wenn diese Musiker eines der bekanntesten Werke des Leipziger Thomaskantors spielen, kann man mit Recht Besonderes erwarten. Und hier werden selbst hohe Erwartungen nicht enttäuscht. Mit diesen Aufnahmen liegt eine Interpretation der Brandenburgischen Konzerte vor, über die Musik- und Stereo-Freunde gleichermaßen des Lobes voll sein werden. Die Technik hat Großes geleistet, denn das Filigranwerk dieser Musik kommt in Stereo in einer Weise zur Geltung, daß man glaubt, im Konzertsaal zu sein. Der räumliche Eindruck ist hervorragend, und die Durchsichtigkeit der Aufnahmen macht es leicht, dem vielfältig verschlungenen Weg der Themen zu folgen. Das Wechselspiel zwischen Concertino und Orchester ist in höchstem Maße reizvoll zu hören, und nur selten hat man einen so differenzierten Cembaloklang gehört wie hier. Die Platten sind praktisch rauschfrei und vor allem auch rumpelfrei, was insbesondere der Wiedergabe der Streichbässe zugute kommt, die sonst oft nur zu leicht zerrissen klingen. Bemerkenswert ist auch, wie man es verstanden hat, akustische Perspektive in die Aufnahme zu bringen. So stehen beispielsweise im 1. Konzert die Hörner des Concertinos räumlich hinten und die Violine im Adagio plastisch in der Mitte. Im Andante des 2. Konzerts mit seinen strahlenden Ecksätzen herrscht eine sehr intime Kammermusik-Atmosphäre mit wunderschönem Cembaloklang. Im 3. Konzert, einem reinen Streicherkonzert, kommen die Vorteile der Stereophonie besonders gut zur Geltung. Aus dem 4. Konzert seien insbesondere der schön herausgearbeitete Part der Solo-Violine und die Fuge im Presto genannt. Ein virtuoses Stück für Cembalo ist das 5. Kon-

zert, ein festliches Konzert mit strahlendem Klang, dessen 2. Satz wieder ein gutes Beispiel für den Tiefeneindruck ist. Ein reines Streicherkonzert ist schließlich das Konzert Nr. 6, von dem der 2. Satz mit dem Duett der Violoncelli besonders schön ist.

Alles in allem ist diese Aufnahme der Brandenburgischen Konzerte eine musikalische und technische Meisterleistung, die bei der Wiedergabe über eine gute Stereo-Anlage höchsten Genuß bietet.

Decca SXL 2125-2127 B (Stereo)

## Vorführung der Schnitger-Orgel zu Cappel

Improvisationen an der Orgel von Helmut Walcha

Es ist etwas Merkwürdiges um den Klang alter Barockorgeln. Ihre wohlklingenden Stimmen überraschen den Zuhörer immer wieder durch neue Klangfarben. Dieser Wohlklang und der Farbenreichtum bleiben auch im Plenum erhalten. Die Dynamik ist mit etwa 30 dB gegenüber modernen Konzertorgeln mit 50...60 dB nicht gerade groß zu nennen, aber es sind gerade die Einschwingvorgänge und die Vielfalt der Klangfarben, die diesen Orgeln ihren Reiz geben. Wie Klanganalysen von Lottermoser ergeben haben, haben diese Orgeln ähnliche Klangspektren, wie man sie bei guten altitalienischen Meisterorgeln findet.

Einer der Großmeister der Orgelbaukunst war Arp Schnitger (1648 bis 1719), von dessen Wirken und Können noch manche Orgel heute Zeugnis ablegt. Eine seiner schönsten, heute noch erhaltenen Orgeln ist die in Cappel. Sie ist im alten (hohen) Chorton gestimmt, und ihre Disposition enthält 30 Register auf zwei Manualen (Hauptwerk und Rückpositiv) und Pedal. Ihre Dispositionen sind die umfassendsten der Barockzeit und in sich wunderbar ausgereift.

Freunde der Orgelmusik kennen manche wertvolle Schallaufnahme von dieser Orgel. Sie werden es aber begrüßen, auf einer 17-cm-Platte Gelegenheit zu haben, den großen Klangreichtum und die Modulationsfähigkeit des Klangs in freien Improvisationen von Helmut Walcha kennenzulernen, einem unserer großen Meister des Orgelspiels. Die technisch gute Platte ist für jeden Freund der

Orgelmusik mit Genuß anzuhören, wengleich man sich die kurzen Zwischenansagen der jeweiligen Registrierung etwas stärker ausgereicht wünschen könnte.

Deutsche Grammophon 37 171 EPA (Mono)

## Beethoven, Klaviertrio Nr. 3 c-moll op. 1,3 und Klaviertrio Nr. 4 D-dur op. 70,1 (Geistertrio)

Violine: Sandor Végh, Violoncello: Pablo Casals, Klavier: Mieczyslaw Horszowski

Das Klaviertrio c-moll ist das bekannteste dieser Gruppe des op. 1 und eines der bemerkenswertesten des jungen Beethoven. Vorher waren schon zahlreiche Kompositionen entstanden, aber erst mit diesen drei Trios begann der Komponist die Zählung seiner Werke. Obwohl erst 1795 veröffentlicht, erregten sie doch schon Jahre vorher anlässlich der ersten Aufführung beim Fürsten Lichnowsky großes Aufsehen. — Die beiden Klaviertrios des op. 70 entstanden im Jahre 1808. Wegen seiner irrealen Stimmung im langsamen Satz hat das Trio D-dur den Beinamen „Geistertrio“ erhalten.

Die beiden Aufnahmen wurden in Zusammenarbeit mit dem Beethovenhaus Bonn herausgegeben. Auf ihnen vereinigt sich das Spiel dreier Meister ihres Fachs zu einer Interpretation Beethovenscher Kammermusik, die man fast als authentisch ansehen kann. Den 1876 in Katalonien geborenen Pablo Casals haben maßgebende Kritiker oft den größten Musiker unserer Zeit genannt. Sandor Végh ist seit dem Prades-Festival 1955 oft sein Partner gewesen. Auch Mieczyslaw Horszowski hat oft mit Casals konzertiert. So ist hier eine Aufnahme entstanden, die an musikalischem Inhalt nur schwer zu übertreffen ist.

Die technische Qualität der Aufnahme ist der Leistung der Interpreten adäquat. Wenn man einmal die Wiedergabelautstärke etwa auf Originallautstärke bringt, ist man besonders überrascht von den Feinheiten, die hier in der Mikrofonie festgehalten worden sind. Die Details der Strichtechnik kommen ebenso wirkungsvoll zur Geltung wie die gut herausgearbeiteten dynamischen Gegensätze. Die Durchsichtigkeit des Klangbildes ist so gut, daß man beinahe vergißt, daß es sich „nur“ um eine

Mono-Aufnahme handelt. Für den Freund der Kammermusik eine in jeder Hinsicht wertvolle Aufnahme.

Philips G 05364 R und G 05365 R (Mono)

## Tschaikowskij, Klavierkonzert Nr. 1 b-moll op. 23

Philharmonia Orchestra unter André Vandernoort. Klavier: György Cziffra

Von den drei Klavierkonzerten Tschaikowskij hat sich nur das erste, Hans v. Bülow gewidmet, einen bleibenden Platz im Konzertsaal gesichert. Es bietet in der Tat auch dem Solisten ganz besondere Möglichkeiten, sein virtuosos Können unter Beweis zu stellen. Vielleicht mag zu dem Erfolg dieses Werkes auch beigetragen haben, daß es im Gegensatz zu späteren Werken des Komponisten noch nicht erfüllt ist von der grüblerischen und dunklen Thematik, sondern übersprudelt von musikalischer Fröhlichkeit und Unbekümmtheit. Wohl kaum ein Klavierkonzert hat eine pompösere Einleitung, die den Solisten nach einem Fortissimo-Einsatz des Orchesters mit kraftvollen Akkordpassagen einführt.

Diese Stereo-Aufnahme verdient lobende Erwähnung, denn es ist dem Tonmeister gelungen, den großen Dynamikumfang des Werkes in machtvoller Klangfülle festzuhalten, ohne daß es zu Übersteuerungen kommt. Hierzu trägt auch das fast verschwindende Plattenrauschen bei. Die Stereo-Wirkung ist ganz ausgezeichnet. Man hat den Eindruck, in einer ganz bestimmten Reihe des Konzertsaals vor einem großen Orchester zu sitzen, dessen Klangbild aber trotz der großen Ausdehnung niemals zerrissen wirkt. Das Wechselspiel zwischen Klavier und Orchester ist gut aufgelöst. Das Klavier hat einen herrlichen, räumlichen Klang, der stets von großartiger Durchsichtigkeit ist. Auch das Orchester verliert trotz seiner Fülle niemals an Transparenz. Bemerkenswert gut ist beispielsweise der Klang der Holzbläser im 1. Satz. Weitere Höhepunkte der Aufnahme sind u. a. im 2. Satz die Flöte mit dem Pizzicato der Streicher, die gut im Raum stehen, und der kurze Solopart der Celli sowie der pathetische Schluß des 3. Satzes, der das Werk in einer der Einleitung würdigen Weise beschließt.

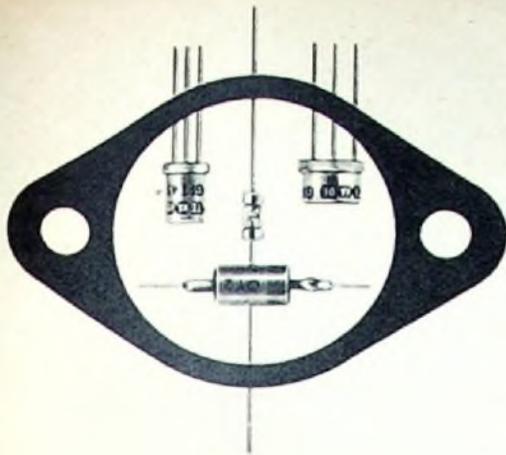
His Master's Voice ASD. 315 (Stereo)



Viele ausländische Sende- und Gleichrichterröhren, insbesondere USA-Typen, lassen sich durch **BROWN BOVERI-RÖHREN** ersetzen. Fordern Sie bitte Äquivalenzlisten an.



## BROWN, BOVERI & CIE. AG., MANNHEIM



SÜDDEUTSCHE TELEFON-APPARATE-, KABEL- UND DRAHTWERKE A.G. NORNBERG



Neuzeitliche, vollautomatische Fertigungseinrichtungen erfüllen die Forderung nach Stabilität und hoher technischer Güte der TE-KA-DE-Halbleiter. Das erweiterte Verkaufsprogramm der TE-KA-DE umfaßt: Germanium- u. Silizium-

Dioden - u.a. Varicaps - in Allglas- und Keramik-Ausführung, NF-Vorstufen- u. Leistungstransistoren nach Stromverstärkung u. Spannungsfestigkeit gruppiert, ferner Kupferoxydul-Messgleichrichter und Modulatoren aller Schaltungsarten.

**Verkäufe**

**NORDFUNK** Elektronik-Verband  
 Neue Anschrift:  
 Bremen, Herdensteinweg 43  
 1 Minute vom Hauptbahnhof

Make-Bauteile i. d. Halbleiter-Technik: Hochfrequenzspulen, Transformatoren und Dioden. K. Hoffmann, Mainz/1180

**Kaufgesuche**

Röhren aller Art kauft: Röhren-Möller, Frankfurt/M. Kaufunger Str. 24

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

**Ein neuer Weg zum Amateurfunk**

Gründliche theoretische und praktische Ausbildung bis zur Lizenzreife durch unseren allgemein verständlichen Fernlehrgang (Selbstbau von Amateurfunkgeräten!) Bitte fordern Sie kostenlos unseren Prospekt an.

B. Meier, Institut 12, Bremen, Postfach 7020



MÖGLER KASSENFABRIK HEILBRUNN

**Seltene Gelegenheit AKUMED Hörbrillenverstärker**

Modernes Transistoren-Hörgerät (ohne Brillengestell), vollständig geschaltet. Mit 3 Transistoren: OC 71, OC 71, OC 402; mit 3 hochwertigen Mu-Transformatoren, betriebsfertig mit Deac-Zelle DK 60. „Große Lautstärke“ durch hochwertige dyn- oder Kristall-Mikrofone und dyn-Kleinhörer. Verwendbar für viele Zwecke: als Hörgerät, NF-Verstärker, als Trans.-Empfänger (unter Zusatz von einer Diode und Spule), Schallplatten-Verstärker für Kristalltonabnehmer, Mikrofon-Verstärker usw. (Neupreis ca. 350,-) nur **29,50 DM**

DEAC-Akkulader DK 60 II, ladet 1-2 Zellen DK 50 oder DK 60, auch für andere Kleinzellen und Ruflag-Akku verwendbar (Orig.-Preis 37,-) nur **8,50 DM**

Dyn. Kleinstmikrofon 18x12x6 mm, 600 Ohm nur **4,- DM**

Dyn. Kleinsthörer 18x13x6 mm, 600 Ohm nur **3,50 DM**

Magn. Kleinhörer mit Kabel-Stecker u. Ohrhülse, 8 Ohm nur **4,75 DM**

Dyn. Kleinsthörer Ø 18x6 mm nur **2,- DM**

Hochwertiges Mikrofonkabel 1-adrig, Lupoisolation, sehr flexibel, per 150-m-Ring lang, Transistor-Taschenempfänger 95x60x28 mm, Doppelreflex, mit Stabantenne, Ohrhörer und Taschen, mit Batterie 9 V. nur **49,50 DM**

*Nur solange Vorrat reicht!*

**ARLT RADIO ELEKTRONIK WALTER ARLT GMBH**  
 Berlin-Neukölln, Karl-Marx-Str. 27, Tel.: 60 11 04, Postcheck: Berlin W. 197 37

*Schluß mit der Akrobatik!*

Benutzen Sie für Ihre Antennenanlagen den **BALMET-MAST**

in kanischen Stücken von 2 Metern lieferbar: feuerverzinkter Stahl.

**leicht**  
 6 m 4,4 kg  
 10 m 10 kg  
 20 m 27 kg  
 30 m 64 kg

**robust**  
 Widersteht Windgeschwindigkeiten von 130 km/h

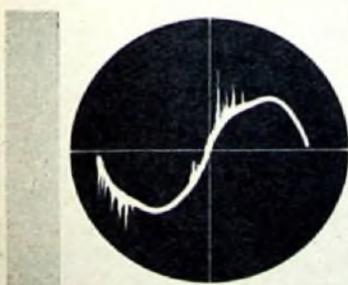
**wirtschaftlich**  
 auf Grund der Schnelligkeit bei der Montage. Ein 6-m-Mast ist in weniger als einer Viertelstunde aufzustellen.

**Lagerung**  
 Platzsparend: die Teile lassen sich ineinander schieben.

**Transport**  
 Sparsam: ein Kleinwagen reicht aus.

Schutzrechte in Frankreich und anderen Ländern

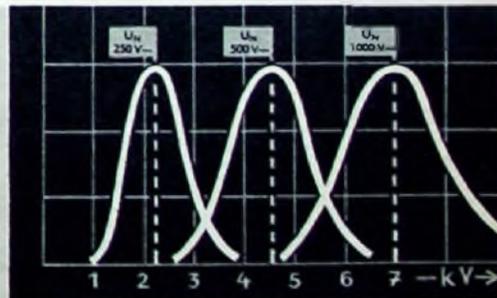
**J. NORMAND / 57, Rue d'Arras, Douai (Nord) FRANKREICH**



Die qualitätsmäßigen Eigenschaften von Kleinkondensatoren werden bestimmt durch Isolationswiderstand, Verlustwinkel, Feuchtigkeitssicherheit und Temperaturbereich. Für die moderne Anwendungstechnik verdienen zwei weitere Merkmale noch besondere Beachtung:

**IONISATIONSGRENZE UND MITTLERE DURCHSCHLAGSSPANNUNG**

Diese beiden Meßgrößen bestimmen entscheidend das Lebensdauerverhalten der Kondensatoren.



**Tropydur KONDENSATOREN**

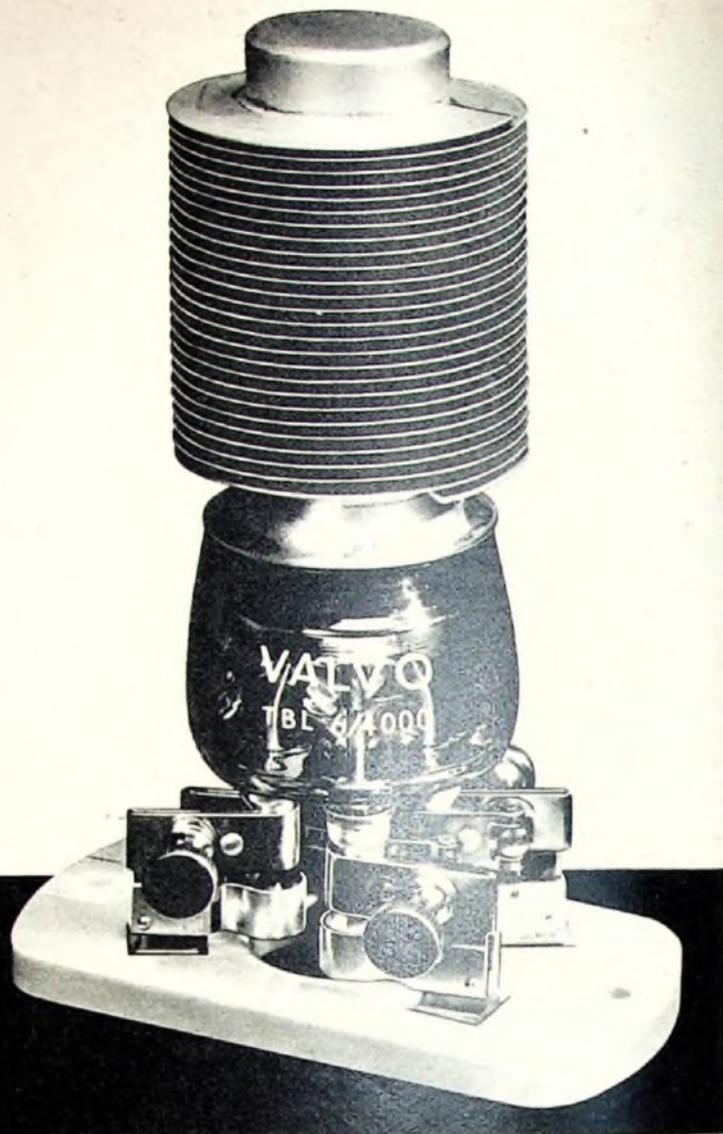
sind auf Grund ihres Herstellungsverfahrens weitestgehend frei von Luftanschlüssen. Dies erklärt das besonders günstige Ionisationsverhalten und die hohe mittlere Durchschlagsspannung. WIMA-Tropydur-Kondensatoren werden millionenfach in Rundfunk- und Fernsehgeräten verwendet!

**WILHELM WESTERMANN**  
 SPEZIALFABRIK FÜR KONDENSATOREN • MANNHEIM



# VALVO

## TBL 6/4000 Sendetriode für Industrie- Generatoren



Die Sendetriode TBL 6/4000 erweitert die Reihe unserer Senderöhren für konstante Ausgangsleistung, die jetzt aus den strahlungsgekühlten Typen TB 4/1500, TB 5/2500, der neuen luftgekühlten TBL 6/4000 und den druckluft- bzw. wassergekühlten Typen TBL/W 6/14 und TBL/W 12/38 besteht. Die gemeinsamen Kennzeichen dieser Röhren sind

der geringe Einfluß von Lastschwankungen auf die Ausgangsleistung  
die hohe Belastbarkeit des Gitters  
die robuste Katode aus thoriertem Wolfram

Die besonderen Merkmale der TBL 6/4000 sind darüber hinaus die vereinfachte Kühlung und Befestigung: man kühlt die TBL 6/4000, die nur von der Fassung gehalten wird, durch seitliches Anblasen. Ein Isoliersockel ist nicht erforderlich.

Betriebsdaten:  $f = 50 \text{ MHz}$ ;  $U_a = 6000 \text{ V}$

$N_o = 4100 \text{ W}$  im Dauerbetrieb ( $N_a = \text{max } 1300 \text{ W}$ )

$N_o = 5900 \text{ W}$  bei intermittierendem Betrieb ( $N_a = \text{max } 2100 \text{ W}$ )

Fassung: B 8 700 51

VALVO GMBH HAMBURG 1