

BERLIN

FUNK-TECHNIK

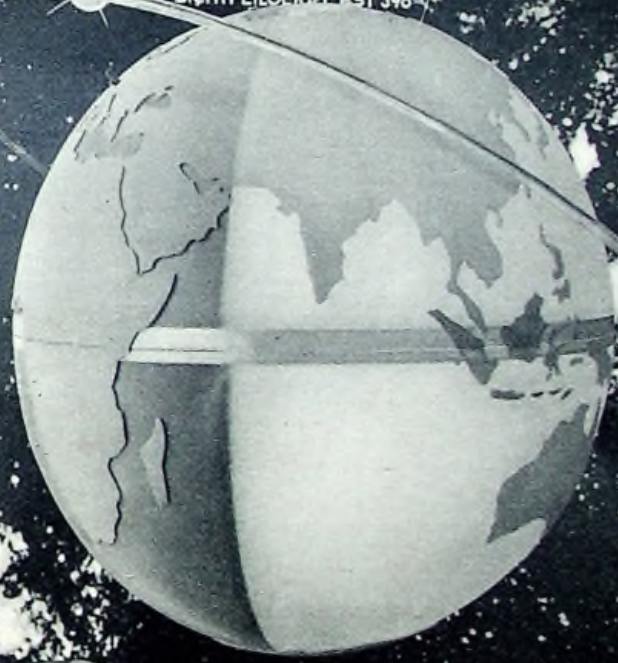
FERNSEHEN · ELEKTRONIK



KURZZEITPEILUNG EINES SATELLITEN
MIT WIRTSCHAFTS-RADAR-GERÄT
WIRTSCHAFTS-SICHTPEILGERÄT DST 396

Peilanzeige des Satelliten

auf dem Peilgerät



19 | 1959+

1. OKTOBERHEFT

Deutsche Industrieausstellung Berlin 1959



Vom 12. bis zum 27. September 1959 standen die Hallen auf dem Berliner Ausstellungsgelände unter dem historischen Funkturm im Zeichen der 10. Deutschen Industrieausstellung Berlin. Über 1000 Firmen stellten ihre Produktion aus; 343 von ihnen kamen aus West-Berlin, 625 aus der Bundesrepublik sowie 73 aus dem Ausland.

Die Rundfunk- und Fernsehbranche war besonders in Halle I West sowie im Philips-Pavillon anzutreffen. Fachleute unter den Besuchern erinnerten sich: Vor 35 Jahren fand im Haus der Funkindustrie in Berlin-Witzleben die „Große Deutsche Funkausstellung“ statt. Es war die erste Ausstellung dieser Art, mit der ein sehr junger Rundfunk und eine sehr junge Rundfunkindustrie sich wagemutig der Öffentlichkeit präsentierten. Damals besaßen knapp 400 000 Menschen in Deutschland einen Detektor- oder gar Röhrenapparat – heute zählt die Statistik allein im Bundesgebiet einschließlich West-Berlin rund 15,7 Millionen registrierte Rundfunk- und rund 2,86 Millionen registrierte Fernsehteilnehmer. Daß dieser faszinierende Aufstieg seinen Anfang in Berlin genommen hat, hat die Industrie nie vergessen. Auch der Vorsitzende der Fachabteilung Rundfunk und Fernsehen im ZVEI, Dipl.-Ing. K. Hertenstein, drückte in seinem Grußwort aus, daß es die Rundfunkindustrie als Aufgabe empfinde, ihr vorweg in Frankfurt gezeigten Spitzenerzeugnisse und Neheiten auch in Berlin auszu-

stellen. Das reiche Angebot, das man in Berlin optisch und akustisch zur Kenntnis nehmen konnte, umfaßte die neuesten Schöpfungen der Rundfunk-, Fernseh- und Phonotechnik.

Die Deutsche Industrieausstellung Berlin ist stets als breit angelegte Publikumschau mit einer starken Betonung des Fachlichen aufgezogen. Deshalb gibt das Verhalten der Besucher einen besonders guten Eindruck vom Erfolg der Ausstellung. Man muß sich schon einmal die Zeit nehmen und den Strom der Besucher, ihre Fragen und ihre Reaktionen beobachten. Einige Schwerpunkte kristallisierten sich diesmal heraus:

1) Das Interesse am Fernsehen ist im Berliner Raum nach wie vor sehr groß. Die neuen Geräte mit Bildröhren in 110°-Ablenktechnik und mit starker Automatisierung der Funktionen fanden viel Beachtung.

2) Bei den Musiktruhen, Rundfunkempfängern und Phonogeräten wurden die Möglichkeiten zur stereophonen Vorführung von Schallplatten selbst vom bejahrten Publikum sehr aufmerksam studiert. Die kleinen Stereo-Vorführäume der Firmen, besonders auch die als Wohnzimmer gestalteten Räume im Philips-Pavillon, waren stets gut besucht. Fragen nach einer späteren Rundfunk-Stereophonie wurden dabei des öfteren gestellt.

3) Jüngere Besucher verweilten besonders lange bei kleinen Transistor-Taschengeräten und bei Vorführungen von Schallplatten und bei Experimenten mit Magnetongeräten (beispielsweise im Telefunken-Tonband-Studio).

*

Aus der Rundfunk- und Fernsehbranche kamen Spenden für den 100 000, 250 000 und 500 000 Besucher. Die Firma Metz hatte hierfür einen Transistor-Kofferempfänger mit Plattenspieler, eine Rundfunk-Fernseh-Kombination und ein Fernseh-Standgerät zur Verfügung gestellt.

Großen Anklang fanden auch die „Tonbandgrüße aus Berlin“. Im Philips-Pavillon konnte man Grüße auf Tonband sprechen, die dann von der Firma an den Empfänger weitergeleitet wurden.

Beim Streifzug durch die anderen Hallen fiel hier und da noch manches auf. In Halle II fand zum Beispiel der nur 15 cm lange, an einen Füllfederhalter erinnernde Impulsempfänger einer selektiven Personrufanlage Bewunderer. Die Berliner Firma Multitron Elektronik GmbH stellt diesen Kleinempfänger für Anwendung in Gebäuden her, in denen die Räume mit Induktionsschleifen ausgestattet sind. Der Empfänger enthält eine Quecksilberbatterie, einen dreistufigen Transistorverstärker sowie einen Summer. Ertönt im Empfänger ein für den jeweils zu Rufenden charakteristisches Summerzeichen, dann kann der Gerufene über das nächste Etagentelefon in der Zentrale weitere Weisungen entgegennehmen.

Am Rande sei noch bemerkt, daß während der Deutschen Industrieausstellung nicht weniger als 35 wirtschaftliche oder wissenschaftliche Tagungen und Kongresse in der Stadt abgehalten wurden. Interesse fanden auch die „Industriefilmtage Berlin 1959“, die im Zusammenhang mit der Ausstellung durchgeführt wurden; neben 64 Filmen wirtschaftlichen, technischen, wissenschaftlichen und sozialpolitischen Inhaltes aus deutscher Produktion wurden auch ausländische Streifen gezeigt.

Der Röhrenvertrieb blieb auch die Aufgabe des Jubilars als er zur Hauptverwaltung der Valvo GmbH übertrat, um dort seinen Dienst an der Valvo-Röhre, immer um eine gute Zusammenarbeit mit der Apparate-Industrie bemüht, erfolgreich zu versehen.

25 Jahre Gebr. von Alten

Am 1. Oktober 1959 kann die Firma Gebr. von Alten Elektroapparate und Relaisbau, Kronberg/Ts., auf 25 Jahre erfolgreicher Arbeit zurückblicken. Das von Friedrich von Alten, dem derzeitigen Firmeninhaber, gegründete Unternehmen hat sich nicht nur in Deutschland einen guten Namen geschaffen, sondern exportiert einen wesentlichen Teil der Produktion. Das Fabrikationsprogramm umfaßt vorzugsweise Industrie-Schaltgeräte sowie Geräte und Anlagen für die Industrie-Elektronik.

AUS DEM INHALT

1. Oktoberheft 1959

Deutsche Industrieausstellung Berlin 1959	690
Personliches	690
Meßsteuerung in der Automatisierung	695
Neuheiten auf der Deutschen Rundfunk-, Fernseh- und Phono-Ausstellung 1959 – Phono- und Magnetton-Neuerungen	696
Stereophone Rundfunkübertragung nach dem Puls-Amplituden-Modulationsverfahren	699
Neue UHF-Tuner	700
Ein Gleichspannungswandler für Elektronenblitzgerät mit den Transistoren OC 604 und OD 603	701
Das Stereo-Magnetsystem „DMS 900“	704
Ein Stereo-Schneidkennlinien-Entzerrer für hohe Ansprüche	705
Definition und Messung der Empfängerempfindlichkeit	708
Für den KW-Amateur	
Ein rauscharmer Konverter für das 2-m-Band	710
FT-Werkstattwinke	
Einfaches FS-Antennen-Testgerät	713
Anschluß mehrerer Fernsehempfänger an einen Bildmuster-generator	713
Neue Bezeichnungen für Halbleiter	715
FT-Zeitschriftendienst	
Transformatorloser Gegenaktverstärker zum Selbstbau	716

Unser Titelbild: Demonstration der Kurzzeitpeilung eines Erdsatelliten mit dem Telefunken-Sichtpeilgerät „PST 396“ auf der Deutschen Industrieausstellung Berlin 1959. Die Fernsehkamera über dem Globus tastet von einem Sichtgerät die Peilanzeige des Satelliten ab und überträgt sie auf das Fernsehgerät links oben. Aufnahme: FT-Schwahn

Aufnahmen: FT-Schwahn, Verlasser, Verkaufnahmen. Zeichnungen vom FT-Labor (Bartsch, Rehberg, Schmehl) nach Angaben der Verlasser. Seiten 691 bis 694, 714, 719 und 720 ohne redaktionellen Teil

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH, Berlin-Borsigwalde, Eichbarndamm 141–147. Telefon: Sammel-Nr. 492331. Telegrammschrift: Funktechnik Berlin. Fernschreib-Anschluß: 0184332 Fachverlage bin. Chefredakteur: Wilhelm Roth, Berlin-Frohnau; Stellvertreter: Albert Jänicke, Berlin-Haselhorst; Chefredakteur: Werner W. Diefenbach, Berlin und Kempen/Allgäu, Postfach 129, 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. 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: Eisnerdruck, Berlin SW 68.



Personliches

E. Voss †

Die Apparatfabrik Berlin der Deutschen Philips GmbH verlor durch tragischen Unfall Herrn Friedrich Voss, der im Frühjahr 1958 in das Unternehmen eintrat und seit dem 1. Januar 1959 als Prokurist und stellvertretender Fabrikdirektor tätig war. Herr Voss, der im Jahre 1917 als Sohn eines Fabrikanten in Sarstedt bei Hannover geboren wurde, absolvierte nach dem Kriege ein dreijähriges Studium an der Technischen Hochschule Hannover, dem Auslandsaufenthalte folgten. Im Jahr 1952 trat Herr Voss bei der Firma Philips in Hamburg ein, die ihn bald in ihre Berliner Fabrik berief, bei der er sich in kurzer Zeit hohe Wertschätzung erwarb. Herr Voss war dazu bestimmt, später einmal als Nachfolger von

Herrn Direktor Maximilian Scheerbarth die Leitung der Berliner Fabrik zu übernehmen; ein Plan, dessen Erfüllung ein tragisches Geschick vereitelte.

E. Weißmann 25 Jahre bei Valvo

Sein 25jähriges Arbeitsjubiläum feiert am 1. Oktober 1959 der Abteilungsleiter Erich Weißmann bei der Valvo GmbH, Hamburg. Mit 17 Jahren begann der Jubilar als kaufmännischer Lehrling bei der Deutschen Philips GmbH in Berlin. Nach beendeter Lehre trat er dann in die Verkaufs-Abteilung für Röhren und Apparate ein, von wo er zwei Jahre später in das Auslieferungslager Kiel versetzt wurde. Im Jahre 1939 kam er zur Dispositions-Abteilung der Radioröhrenfabrik, Hamburg-Lokstedt. 1948 übernahm Weißmann im Lokstedter Werk den Röhrenvertrieb für die Industrie.



SK 100 das Spitzengerät:
Stereokoffer mit eingebautem 2x2,5Watt
Verstärker, 2 Lautsprechern und Stereo-
Tonkopf mit Diamantnadel. **DM 359,-**

Leicht verkauft: „Diamant-klarer“ Klang

Ein Argument, mit dem Sie Kunden gewinnen: Durch 10-fache Lebensdauer des neuen Philips Diamant-Tonkopfes bleibt auch die Klang-Qualität der Platten länger erhalten.

Viele Philips Geräte sind bereits mit dieser echten Diamant-Nadel ausgestattet. Das bedeutet erhebliche Wertsteigerung ohne nennenswerte Mehrkosten.

Stellen Sie diese Vorzüge in Ihren Verkaufsgesprächen heraus – wie es Philips in der großzügigen Verbraucherwerbung tut. Dankbare Kunden und neue, interessante Umsätze sind Ihnen sicher.

Zusätzlicher Gewinn:

Empfehlen Sie auch Ihren alten Kunden den Philips Stereo-Tonkopf mit Diamantnadel zum Aufsetzen auf vorhandene Philips Phonogeräte. Er kostet nur DM 28,- (Type AG 3060)



SK 45 Phonokoffer in Studio-Qualität
mit regelbarer Feineinstellung + 2%.
Aufsatzmechanik. Stereo-Tonkopf mit
Diamantnadel. **DM 129,-**



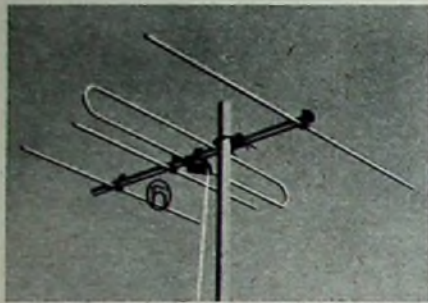
SK 91 Phonokoffer mit eingebautem
3 Watt-Verstärker. Stereo-Buchse und
Stereo-Tonkopf mit Diamantnadel.
DM 228,-



....nimm doch **PHILIPS**

DER Hirschmann BREITBAND-BAUKASTEN

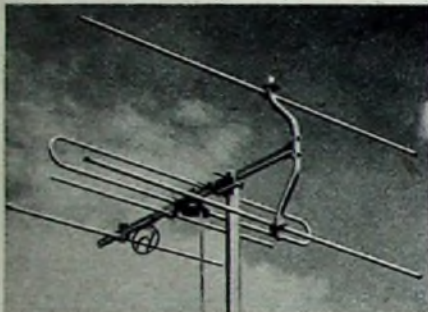
Besonders preisgünstig und leistungsfähig · Nur ein Faltdipol, deshalb einfache Montage und keine korrosionsgefährdeten Kontaktverbindungen · Universell verwendbar für Kanal 5—11 im Band III · Ausbau von 4—18 Elementen · Kleine Lagerhaltung.



BEI GUTEN EMPFANGSBEDINGUNGEN



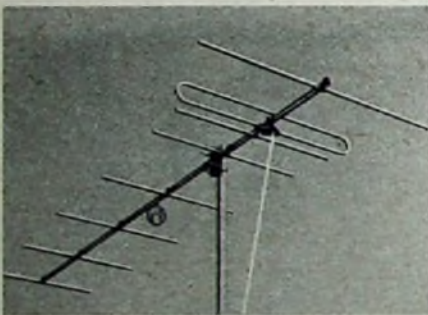
Fesa 4 F DM 24.—
Grundtyp des Ausbausystems, 4 Elemente,
Gewinn 5,5 dB, Vor-Rück-Verhältnis 16 dB



BEI GEISTERN



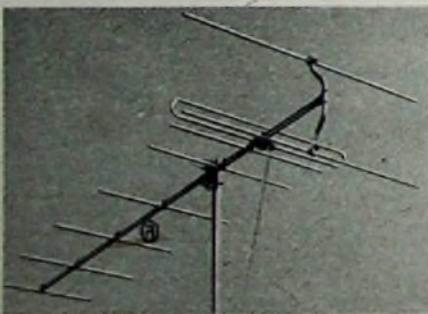
Fesa 4 F + Fesa R 1 F (DM 6.—)
= **Fesa 5 F** DM 30.—
Gewinn 6 dB, Vor-Rück-Verhältnis 20 dB



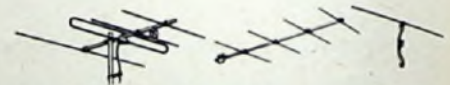
BEI UNGENÜGENDER SPANNUNG



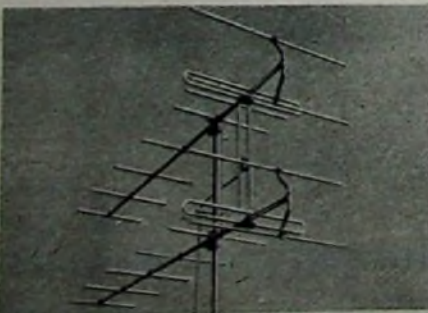
Fesa 4 F + Fesa D 4 F (DM 20.—)
= **Fesa 8 F** DM 44.—
Gewinn 8,5 dB, Vor-Rück-Verhältnis 17 dB



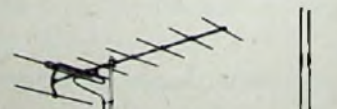
BEI GEISTERN UND UNGENÜGENDER SPANNUNG



Fesa 4 F + Fesa D 4 F + Fesa R 1 F
= **Fesa 9 F** DM 50.—
Gewinn 9 dB, Vor-Rück-Verhältnis 23 dB



BEI KRAFTFAHRZEUGSTÖRUNGEN



2 x Fesa 9 F + Feko 31 Bb
= **Fesa 2-9 F** DM 109.—
Gewinn 10,5 dB, Vor-Rück-Verhältnis 23 dB

LIEFERUNG DURCH DEN FACHGROSSHANDELI



Zum guten Ton die gute Linie



Dual party 300/S DM 118,—

Für die Saison 1959/60 bietet Dual ein abgerundetes Programm, das keine Wünsche offen läßt. „König Kunde“ findet bei unserer Auswahl das genau für ihn passende Phonogerät. Zum sprichwörtlich guten Dual-Ton kommt jetzt die gute Linie, die das Auge des Käufers bestechen wird. Anerkannte Formgestalter haben bei der Entwicklung unserer Geräte mitgewirkt und ihnen äußerlich den letzten Schliff gegeben. Sämtliche Phonogeräte sind außerdem Vollstereo-Spieler und für die Wiedergabe aller Schallplatten eingerichtet.

Drei Trümpfe aus unserem neuen Programm:

Dual party 300/S3

Ein sehr beliebter kleiner aparter Phonokoffer, der an jedes Rundfunkgerät angeschlossen werden kann. Wo große Leistung bei geringem Platzbedarf verlangt wird, ist der Dual 300 immer richtig.

Dual party 1007

Erstaunlich preisgünstiger Plattenwechsler in solidem Koffergehäuse für alle Schallplattengrößen und -geschwindigkeiten.

Dual party 1004 SV/KS 2

Verstärkerkoffer mit bewährtem vollautomatischem Plattenwechsler. Unabhängig vom Rundfunkgerät können mit ihm in bester Wiedergabequalität alle Schallplatten abgespielt werden.

Weitere interessante Gerätetypen aus dem reichhaltigen Dual-Programm finden Sie in unserem Prospekt 1959/60.



Dual party 1007 DM 165,—



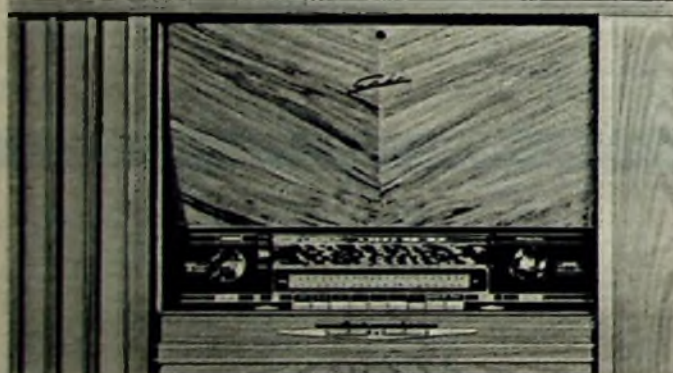
Dual party 1004 SV/KS 2 DM 343,—

Dual Gebrüder Steidinger, St. Georgen Schwarzw.

Zum guten Ton gehört Dual



„Königin von SABA“ - souverän in Bild, Klang und Technik



Mit diesem Spitzenmodell bietet SABA gleichsam einen Querschnitt durch das Geräteprogramm 1959/60. Die Kombinationstruhe „Königin von SABA“ enthält alle Voraussetzungen, um die Wünsche anspruchsvoller Fernseh-, Rundfunk-, Phono- und Tonbandfreunde zu erfüllen. Kein Wunder, daß dieses SABA-Spitzenzeugnis auf der Deutschen Rundfunk-, Fernseh- und Phonoausstellung in Frankfurt viel beachtet wurde und uneingeschränkte Anerkennung fand.

Der eingebaute SABA-Schauinsland-Empfänger mit 53-cm-Bildröhre (110° Ablenkung) und Vollautomatic gewährleistet erstklassigen Fernsehempfang bei einfachster Bedienung. Vollendeten Rundfunkempfang bietet der Voll-Automatic-Empfänger mit automatischer Sendersuche, Senderscharabstimmung, Schnelllauf und Fernsteuerung mit 10 Funktionen.

Stereofonie, die neue Klangtechnik, wird von der „Königin von SABA“ überzeugend dargeboten. Tausende von Ausstellungsbesuchern erlebten stündlich den verblüffenden Effekt dieser neuen Klangtechnik. Naturnah wie im Konzertsaal erklangen „Musikalische Skizzen in SABA-Stereofonie“ von der SABA-Stereo-Schallplatte, die jeder SABA-Musiktruhe beigegeben wird.

Auch der Tonbandfreund kommt auf seine Rechnung. Mit dem SABAFON TC 84, das auf Wunsch gleich eingebaut wird, besitzt die „Königin von SABA“ eine Tonband-Ausstattung von hoher Präzision und Wiedergabequalität.

Das gesamte SABA-Geräteprogramm 1959/60 ist ausführlich beschrieben und ansprechend dargeboten im SABA-Sammelprospekt 1260. Er wird eine ausgezeichnete Hilfe für die kommende Verkaufssaison sein.

Bitte, fordern Sie Ihren Bedarf bei den SABA-Werkvertretungen und -Verkaufsfilialen an oder richten Sie Ihre Bestellung an die

SABA-Werke, Villingen/Schwarzwald



Chefredakteur: WILHELM ROTH · Chefkorrespondent: WERNER W. DIEFENBACH

**FUNK-
TECHNIK**
FERNSEHEN · ELEKTRONIK

A. HAIDEKKER
Valvo GmbH

Meßsteuerung in der Automatisierung

Während man in den Anfängen der industriellen Entwicklung zunächst bestrebt war, die menschliche Muskelkraft durch die Maschine zu ersetzen, gingen die Bemühungen im Laufe der Zeit dahin, auch das Gedächtnis (Programmsteuerung) und die Wahrnehmungsfunktionen der Sinnesorgane (Meßsteuerung) durch die Produktionseinrichtung selbst zu ersetzen und ausführen zu lassen.

Meßsteuernde Geräte sind Hilfsmittel bei der Automatisierung von Werkzeug- und sonstigen Bearbeitungsmaschinen. Sie gewährleisten, daß das gewünschte Fertigmaß eines Werkstückes ohne Zutun des Menschen immer innerhalb der Toleranzgrenze bleibt. Solche Geräte verhindern, daß infolge Werkzeugverschleißes, Lagerspielen der Maschinen und weiterer Einflüsse eine Maßabweichung eintritt.

Die Wirkungsweise meßsteuernder Geräte besteht darin, daß das während der Bearbeitung vom Werkzeug veränderte Maß (der Istwert) mit einem im Gerät selbst vorgegebenen Sollwert laufend verglichen wird. Sobald Ist- und Sollwert übereinstimmen, setzt das Gerät das Werkzeug still und veranlaßt erforderlichenfalls Arbeits-, Transport- oder Zählvorgänge.

Das genaue Vergleichen des Ist- und Sollwertes und die erforderliche Leistungsverstärkung lassen sich außer mit pneumatischen nur mit elektronischen Mitteln (zum Beispiel Transistoren) hinreichend genau und zuverlässig bewerkstelligen.

Ursprünglich glaubte man, meßsteuernde Geräte nur bei Fein- und Feinstbearbeitung (Schleifen und Läppen), bei engsten Toleranzen, verwenden zu können. Die Erkenntnis, daß eine zweckentsprechende Feinstbearbeitung nur dann möglich ist, wenn die Bearbeitungszugaben nicht zu sehr streuen — also gleichfalls toleriert sind —, und die Tatsache, daß heute die Vorbearbeitung mit engeren Toleranzen erfolgt, führte dazu, auch Maschinen für die Vorbearbeitung mit der Meßsteuerung auszurüsten. So findet man Meßsteuerungen sowohl an Walzwerken zur Dicken- und Breitenregelung als auch an Drehbänken und Schleifmaschinen verschiedenster Art. Besonders das Vordringen oxydkeramischer Schneidwerkzeuge an Drehbänken macht die Verwendung solcher Geräte erforderlich.

Die Bedeutung der Meßsteuerung für den Fertigungsablauf und für die Wirtschaftlichkeit der Fertigung liegt nicht nur darin, daß eine Person mehrere Maschinen bedient und die Spezialausbildung solcher Kräfte überflüssig wird. Diese Geräte ermöglichen vielmehr die sichere Vernetzung verschiedener Herstellungsstufen ohne Einbuße an Genauigkeit — eine 100%ige Erfassung aller Werkstücke — sowie den unmittelbaren Anschluß von Rechnern für die Betriebsabrechnung. Außerdem geben sie über den Zustand der jeweiligen Bearbeitungsmaschine schlüssige Auskunft. Man darf behaupten, daß von der technischen Seite her die Meßsteuerung eine wesentliche Voraussetzung für die Automatisierung von Produktionsabläufen darstellt.

Meßsteuerungen sind kaum aufwendiger als übliche Meßgeräte und lassen sich auch nachträglich an dafür geeigneten Maschinen anbringen. Sie erfassen mehrere Meßstellen an komplizierten Werkstücken gleichzeitig, so daß auch die Bearbeitung gleichzeitig erfolgt. Diese und andere Eigenschaften machen solche Geräte nicht nur zu Hilfsmitteln der Großreihenfertigung, sondern auch die Teillautomatisierung einzelner dafür geeigneter Fertigungsbereiche ist möglich. In der Einzel- und Kleinreihenfertigung bringt die Meßsteuerung dadurch bedeutende Vorteile, daß bei herabgesetzten Fertigungszeiten die Maßhaltigkeit und die Güte der Werkstücke steigt. Daraus folgt, daß Meßsteuerungen auch in kleineren und mittleren Betrieben mit Erfolg verwendet werden können.

Eine Meßsteuerung besteht immer aus dem Tastkopf, dem Reglerverstärker, dem Stellglied und — soweit erforderlich — aus einer Einrichtung, die die erhaltene Information digital auswertet.

Der Tastkopf ist eigentlich ein Meßwandler. Ein solcher Meßwandler hat die Aufgabe, mechanische Größen in elektrische, pneumatische oder

hydraulische Größen umzuwandeln. Diese Größen lassen sich zuverlässiger als mechanische in dem Maße verstärken, wie dies für die Betätigung des Stellgliedes oder das Ausführen von Rechenoperationen erforderlich ist.

In diesem speziellen Fall eines Meßwandlers wandelt der Tastkopf also ein Längenmaß oder eine Längenänderung in ein verhältnismäßiges elektrisches oder pneumatisches Signal um. Ein hydraulisches Signal wäre theoretisch denkbar, wird jedoch in der Praxis bisher nicht angewendet. Die Umwandlung in ein elektrisches Signal kann auf induktivem, kapazitivem, photoelektrischem oder kontaktelektrischem Wege erfolgen. Das kontaktelektrische Verfahren ist das älteste: Mit dem Zeiger zum Beispiel eines Längenmeßgerätes ist eine Kontaktzunge gekuppelt. Beim Erreichen des Sollwertes schließt der Kontakt und betätigt — über einen zur Schonung der Kontakte und zur Erhöhung der Genauigkeit zwischen-geschalteten Transistorverstärker — das Stellglied.

Beim induktiven Tastkopf verändert eine mit dem Taststift gekuppelte Metallzunge die Induktivität zweier von Wechselstrom durchflossener Spulen gegenseitig. Diese Spulen bilden einen Teil einer Wechselstrom-Brückenschaltung. Die Diagonalspannung dieser Brücke ist der Verstärkung und damit der Längenänderung verhältnismäßig. Der kapazitive Tastkopf funktioniert ähnlich, erfordert aber — im Gegensatz zum induktiven — eine höhere Speisefrequenz.

Beim photoelektrischen Tastkopf deckt eine mit dem Taststift gekuppelte Fahne ein photoelektrisches Bauelement mehr oder weniger ab. Die Umwandlung in ein pneumatisches Signal (Luftdruck) erfolgt mit Hilfe von Düsen oder mit Ventilen.

Zur Verstärkung der erhaltenen Information werden elektronische Verstärker verwendet. Diese sind meistens mit Transistoren bestückt. Im Gegensatz zum üblichen elektronischen Verstärker für Sprache und Musik sind andere Anforderungen zu erfüllen. Während beim NF-Verstärker beispielsweise geringer Klirrfaktor und konstante Verstärkung über den gesamten Frequenzbereich ausschlaggebend sind, werden vom industriellen Verstärker neben strenger Linearität große Konstanz und phasenstarre Signalübermittlung gefordert.

Häufig ist es erforderlich, die gewonnene Information für Zwecke der Betriebsabrechnung, der Kontrolle des Maschinenverschleißes usw. numerisch zu verarbeiten. Zu diesem Zweck können Zähler oder Analog-Digitalwandler parallel zum Stellglied geschaltet werden.

Die weitere Entwicklung auf diesem Gebiet stellt sich so dar: Die elektronische Technik dringt weiter vor. Dadurch, daß zum Beispiel räumlich kleine und zuverlässige Halbleiter-Bauelemente zur Verfügung stehen, werden die Geräte kleiner. Sie lassen sich in den Tastköpfen selbst unterbringen. Die Folge ist erhöhte Zuverlässigkeit, denn über die längeren Zuleitungen gehen nur noch die kräftigen Stell- und Zählimpulse. Die Zahl der Meßstellen läßt sich weiter erhöhen.

Das Auswerten der von den Meßsteuerungen gegebenen Informationen erfolgt in numerischen Rechnern, Steuer- und Regelgeräten. Dafür sind Geräte entwickelt worden, bei denen die Stellglieder nicht bei jedem „Ausreißer“ in den Werkstückmaßen betätigt werden, sondern nach den Gesetzen der statistischen Verteilung — Zufälligkeiten ausschließend — ein gleichmäßiges Pendeln der Maße zwischen den Toleranzgrenzen ermöglichen.

Andere Anordnungen stellen — der zwischen zwei zusammenzufügenden Werkstücken geforderten Toleranz entsprechend — aus verschiedenen Bearbeitungsmaschinen kommende, korrelierende Werkstückpaare zusammen. Trotz größerer Schwankungen in der Bearbeitung wird dadurch die Toleranz zusammenpassender Werkstücke geringer. Dieses Verfahren wendet zum Beispiel die Kraftfahrzeugindustrie mit gutem Erfolg an.

Diese vielseitige, erfolgversprechende Anwendung der Meßsteuerung zeigt, wie durch verhältnismäßig geringe Investitionen Rationalisierungserfolge zu erreichen sind.

Phono- und Magnetton-Neuerungen

DK 681.84.844-681.84.846.7

Gegenüber dem Neuheitenstart anlässlich der Deutschen Industrie-Messe Hannover 1959¹⁾ verstand es die Phono- und Magnettongeräte-Industrie, zur Funkausstellung wieder mit einigen Neuheiten aufzuwarten. Wie es bei einer populären Publikumschau von traditionsgebundenem Format zu erwarten war, fanden diese Neukonstruktionen große Beachtung, wie überhaupt die Funkausstellung als ein mitreißender Schrittmacher für den bisher noch wenig volkstümlichen Stereo-Gedanken zu betrachten ist.

Phonogeräte in Mono- und in Stereo-Technik

Im Zusammenhang mit dieser Neuheitenübersicht sind einige wirtschaftliche Daten von Interesse. Die Schallplatten-Industrie erlebte auch im ersten Halbjahr 1959 den typischen Rückgang im sommerlichen Geschäft. Überraschenderweise wurden nur die Platten der leichten Musik von der Sommerflaute betroffen. Die Produktion ernster Musik liegt nicht unwesentlich über der des Vorjahres. Man mag von einem abnormen Verlauf des Sommers sprechen, sicher aber ist, daß analog den Erfahrungen in den USA und England das Fernsehen und die Stereo-Schallplatte diese Abschwächung beeinflussten. In Deutschland wurden bisher über 300 000 Stereo-Schallplatten produziert. Das Stereo-Geschäft entwickelt sich langsam; die Schallplattenindustrie rechnet jedoch in

diesem Jahr wieder mit einem guten Ergebnis, ohne die Spitzenumsätze der beiden letzten Jahre zu erreichen²⁾.

Unter den gleichen Bedingungen steht die Fertigung der Platten-Wiedergabegeräte. Hier überwiegt das Bestreben, zukunfts-sichere Typen in Stereo-Technik anzubieten - von 720 000 Abspielgeräten im ersten Halbjahr 1959 sind 70% in Stereo-Technik ausgeführt - während die Absatzchancen nach wie vor als gut betrachtet werden.

Bezüglich der in Frankfurt gezeigten technischen Neuheiten ist festzustellen, daß die Programme an Phonogeräten abgerundet wurden. Neben Chassis und Koffertypen für Netzanschluß sah man auch Stereo-Koffer mit Transistorverstärker für Batteriebetrieb. Verschiedene Firmen sehen in der Rundfunk-Ergänzung des Phonokoffers ein neues Verkaufsargument, wenn der Rundfunkteil ebenso wie der NF-Verstärker mit Transistoren bestückt wird. Im Dual-Produktionsprogramm stellen die Modelle der Serie „1007“ Neuerungen dar. Es werden angeboten das „Einbauchassis 1007“, der Phonokoffer „party 1007 V“ mit Röhrenverstärker (+ Tiefton- und Hochtonlautsprecher) und die tragbare Vollstereo-Anlage „party 1007 TV 23“ mit Transistorverstärker und je Kanal mit einer zweiteiligen Lautsprechergruppe. Das Chassis „1007“ wechselt bis zu zehn Platten von 17, 20, 25 oder 30 cm Durchmesser und spielt vollautomatisch auch einzeln. Viertour-Technik, Tonarmverriegelung, eine mit Plattengrößenwahl kombinierte Starttaste, echte Stoptaste mit automatischer Rückführung des Tonarms und Abschaltung des Gerätes, selbststabilisierende Wechselachse mit Plattenlift, getrennte Kurzschließer für beide Kanäle und Dual-Stereo-Kristallsystem „CDS 520“ sind die wesentlichsten Vorzüge. Erwähnt sei noch, daß der für die beiden Stereo-Kanäle verwendete Transistorverstärker der Stereo-Anlage „1007 TV 23“ eine Endleistung von 2,5 W hat. Eine andere Neuerung, der Verstärkerkoffer „party 300 VX/S 3“, verwendet das viertourige Chassis „300/S 3“ und wendet sich an die Freunde moderner Formgebung. Verstärker und Lautsprecher sind im Plattenspielergehäuse untergebracht. Der mit Röhren bestückte NF-Teil verfügt über getrennte Höhen- und Tiefenregelung. Ferner entspricht die gleichfalls neue tragbare Vollstereo-Anlage „party 300 TV 22“ mit einer zweiten Lautsprecherbox

„LSK 2“ zur Stereo-Wiedergabe in der Formgebung dem Modell „party 300 VX S 3“. Der eingebaute Transistorverstärker hat 8 Transistoren und 2x2,5 W Ausgangsleistung.

Für sehr hohe Ansprüche hat Dual jetzt auch das Stereo-Magnetsystem „DMS 900“ und dazu einen mit Transistoren bestückten Vorverstärker „TVV 40“ herausgebracht (s. S. 704).

Verschiedene Neuheiten stellte die Firma Goldring, Gebr. Scharf Nachf., Inh. W. Sadowski, vor. Der heutigen Entwicklungsrichtung entspricht der Vollstereo-Spielerkoffer, Modell „Hawaii-ST“. Er ist für Wechselstrombetrieb eingerichtet und mit viertourigem Laufwerk, Zweikanal-Stereo-Verstärker, automatischem Start und Stop sowie mit zwei aus dem Koffer herausnehmbaren Lautsprechern ausgestattet. Einige technische Daten sind: Rohrenbestückung 2 x ECL 82 (+ Selengleichrichter); Breitband-Stereo-Kristallsystem; Tandemregelung, getrennt für Lautstärke, Höhen und Tiefen. Unter der Bezeichnung „Rio-ST“ ist mit gleichen technischen Eigenschaften ein Vollstereo-Wechslerkoffer erhältlich. Die Firma fertigt übrigens auch einen Transistor-Vollstereo-Phonokoffer Typ „Berlin-ST“ für Batteriebetrieb. Das Batterie-Laufwerk ist viertourig, geregelt und gestattet das Abspielen aller Plattengrößen. Das Gerät wird aus eingebauten Batterien oder über einen Spezialanschluß aus der Autobatterie gespeist. Es enthält einen Doppel-Transistorverstärker mit Gegentakt-B-Endstufen und zugehörigen Lautsprechern. Eine andere Neuheit derselben Firma, die Volltransistor-Radio-Phono-Kombination „Prinz“ besteht aus einem viertourigen, elektrisch geregelten Batterie-Plattenspieler für alle handelsüblichen Platten mit automatischer Start- und Stopeinrichtung, 1-Watt-Transistor-Verstärker (Gegentakt-B-Endstufe temperaturkompensiert) und einem hochempfindlichen Transistor-Mittelwellensuper.

Durch moderne Formen zeichnet sich der neue viertourige Stereo-Plattenspieler „4 TS“ der Firma Harting aus. Dieses Phonogerät gestattet Hi-Fi-Qualität. Es verwendet einen vierpoligen Motor, einen schweren Gußplattenteller mit massivem Gummi-Auflieger und eine silikon-hydraulische Endabschaltung.

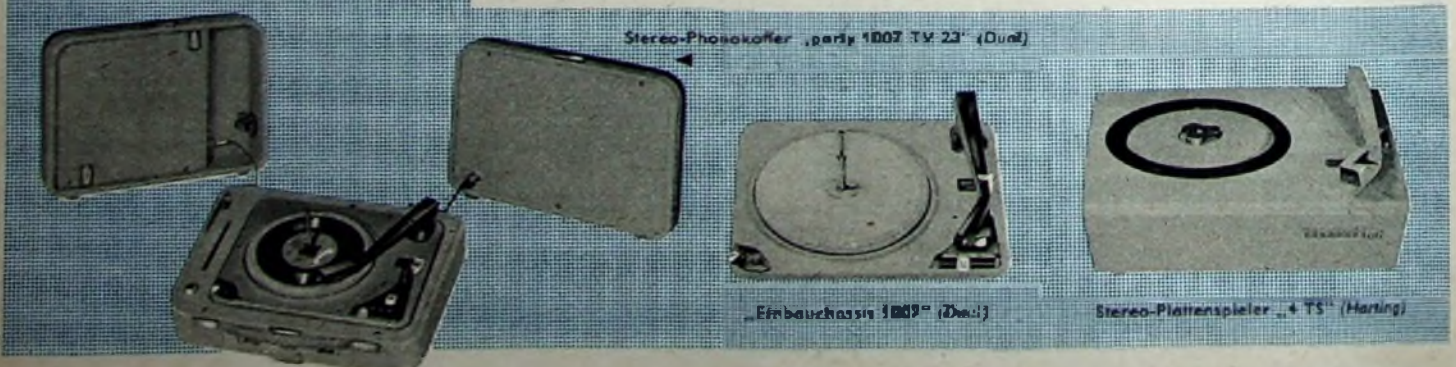
Stereo-Technik fand man ferner im Programm der Firma Georg A. Henke. Die Phonocord-Stereo-Anlage setzt sich aus einem Stereo-Wechsler, Stereo-Verstärker

¹⁾ Diefenbach, W. W.: Neue Phono- und Magnettongeräte; Bericht von der Deutschen Industrie-Messe Hannover 1959. FUNK-TECHNIK Bd. 14 (1959) Nr. 12, S. 412 bis 416

²⁾ s. a. tag der schallplatte. FUNK-TECHNIK Bd. 14 (1959) Nr. 18, S. 657



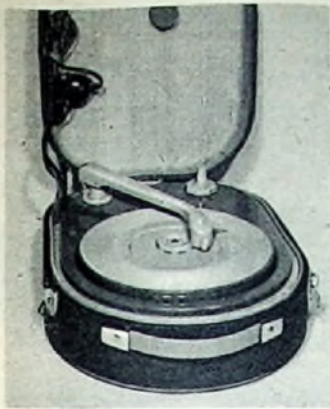
Verstärkerkoffer „party 300 VX/S 3“ (Dual)



Stereo-Phonokoffer „party 1007 TV 23“ (Dual)

Einbauchassis 1007 (Dual)

Stereo-Plattenspieler „4 TS“ (Harting)



Der neue Phonokoffer von Lorenz

Wechslerkoffer „Benjamin“ (NSM Apparatebau)



(2 x EC 92, 2 x ECL 82, EZ 80) und zwei Lautsprecherboxen zusammen, die alle in einem formschönen Koffergehäuse untergebracht sind. Phonogerät und Verstärker bilden eine Baueinheit; der Verstärker kann auch mit anderen Standard-Phonogeräten der Firma kombiniert werden.

Bekannt im Fertigungsprogramm von Lorenz sind die Plattenspieler „PS 581“ und „PS 581 Stereo“. Nunmehr sind diese Phonochassis auch in Kofferform lieferbar. Form und Farben werden modern gehalten. Der Plattenspieler hat Standard-Eigenschaften, ist viertourig und verwendet ein umschaltbares Duplo-Kristallsystem.

Zu den Neukonstruktionen gehört ferner der dreitourige Plattenspieler (45, 33 $\frac{1}{3}$, 16 $\frac{2}{3}$ U/min für 17,5-cm-Platten) „Benjamin“ von NSM Apparatebau GmbH KG. Dieses Koffergerät enthält einen geräuscharmen Asynchronmotor, einen 2,5-W-Verstärker und den eingebauten Lautsprecher. Vielseitige Bedienungsfunktionen, wie Stop Sofort-Stop, Wechsel/Sofort-Wechsel, Wiederholung/Sofort-Wiederholung und automatische Endabschaltung, beweisen die moderne Konstruktion. Weitere Vorzüge sind kombinierter Start- und Tourenschalter, automatische Nullstellung mit Reibradabhebung, unempfindliche Wechselmechanik und Stummschalter für beide Stereo-Kanäle.

Über die Phonokoffer „Musical Stereo“ und „Musical 55 Stereo“ von Perpetuum-Ebner brachte die FUNK-TECHNIK schon im Heft 16/1959, S. 580-582, ausführliche Angaben.

Auch Philips überraschte die Fachwelt mit neuen Phonokoffern und Phonogeräten, über die bereits eingehend berichtet wurde¹⁾.

Einen Phonokoffer mit eingebautem Verstärker, Typ „Bettina“, stellte die Firma Sommerhäuser & Friedrich (Goldhorn

1) Gaub, W.: Phonokoffer für die Wiedergabe von Stereo-Schallplatten. FUNK-TECHNIK Bd. 14 (1959) Nr. 16, S. 563-565

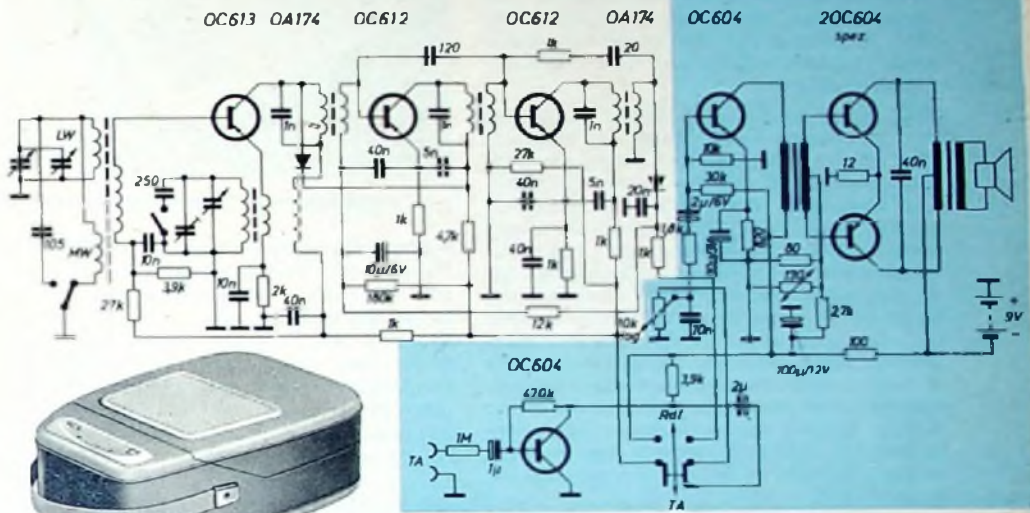


Plattenspieler „TP 5“ (Telefunken)

„Musikus 5 V“, ein Einkanal-Verstärkerkoffer von Telefunken



Der neue Telefunken-Plattenspieler „TP 5“ benutzt einen indirekten Antrieb mit schwimmender Motoraufhängung. Durch einfaches Auswechseln der Tonkapsel kann man den monauralen Spieler in ein Stereogerät verwandeln. Unter der Bezeichnung „Musikus 5 V“ kommt das gleiche Plattenspieler-Chassis im Koffer und mit einem Einkanalverstärker unter dem Namen „Musikus 5 V“ als Verstärkerkoffer auf den Markt. Zusammen mit jedem Rundfunkgerät oder einer Truhe ist der „Musikus 5 V“ zur stereophonischen Wiedergabe geeignet. Das neue Chassis hat vier Geschwindigkeiten, automatische Endabschaltung, konstante Gleichlaufbedingungen durch automatisches Abheben des Zwischenrades nach Spielende, automa-



Schaltung und Ansicht des Transistor-Phono-Radiokoffers „Carmela“ (Sommerhäuser & Friedrich)

Radio) auf der Funkausstellung vor. Der Lautsprecher ist im Kofferdeckel untergebracht. In der Batterie-Ausführung „Bettina B“ arbeitet der Verstärker mit Transistoren; das Wechselstrom-Modell ist mit der Röhre ECL 82 (+ Trockengleichrichter) ausgestattet. Der Transistor-Phono-Radiokoffer „Carmela“ (Batteriebetrieb, 6 Monozellen je 1,5 V) desselben Herstellers ist mit einem mit 7 Transistoren bestückten Empfänger ausgerüstet, der einen TA-Eingang enthält (Ausführung „Carmela 1“ für Mittelwelle, Ausführung „Carmela 2“ für Mittel- und Langwelle). Das Gerät hat einen Plattenspieler für 45 U/min und einen im Deckel eingebauten Ovallautsprecher. Die Ausgangsleistung wird mit 350 mW angegeben. Beim Aufheben des Tonarmes wird automatisch auf Plattenwiedergabe umgeschaltet, beim Wiederaufliegen des Tonarmes auf Rundfunkempfang.

tische Stummschaltung und Wiedergabemöglichkeit aller Plattengrößen zwischen 17 und 30 cm Durchmesser.

Viel bewundert wurde vor allem vom Publikum das Großmodell einer Stereo-Abtastkapsel, die Telefunken auf der Funkausstellung zeigte.

Hochleistungs-Phono-Motoren für Batteriegeräte produziert u. a. die Firma Christian Dunker. Der Motor hat einen glockenförmigen Spulenläufer, den man nach einem besonderen Verfahren fertigt. Der Rotor läuft in einem engen Magnetspalt. Das Magnetfeld wird von einem hochwertigen Permanent-Magnetkern erzeugt, der im Innern des Spulenläufers feststehend angeordnet ist. Einen weite-



Mit Hilfe eines Großmodells des Stereo-Abtastlers konnte Telefunken in Frankfurt sinnfällig die Bewegungsvorgänge des Abtastsystems beim Abtasten verschiedener Plattenschichten demonstrieren

ren Vorzug bildet die Gleitlagerung in selbststellenden Sinterbronzelagern.

Für den Schallplatten-Händler sind Phonobars besonders praktisch, wie sie die Firma *Novum KG, Willy Schümann*, liefert. Das neueste Angebot umfaßt auch den Typ „Melodie II“ in Stereo-Technik. Der Käufer kann zwischen Vollstereo-Ausführung und einer Einplatz-Stereo-Bestückung wählen.

Tonbandgeräte für Stereo und Vierspur-Technik

Die vorstehende Überschrift kennzeichnet die neueste Entwicklungsrichtung der zur Funkausstellung herausgebrachten Neukonstruktionen. In den Vierspur-Modellen sehen viele Tonband- und Schmalfilm-Freunde ihre Wünsche verwirklicht. Mit diesen Typen lassen sich Trickaufnahmen aller Art herstellen, ferner sind teilweise auch Stereo-Aufnahmen und -Wiedergaben möglich.

Interessant ist die zunehmende Bedeutung der Tonbandtechnik. Nach der Statistik sind heute beispielsweise mehr als 90% aller Sendungen des Rundfunks Tonbandübertragungen. Auch auf dem Amateursektor erlebt die Tonbandtechnik einen bedeutenden Aufschwung. So liegt die Produktion einschlägiger Tonbandgeräte im Halbjahr 1959 etwa 48% über der des gleichen Zeitabschnitts im Vorjahr. Von der Gesamtproduktion der Geräte, rund 330 000 Stück, konnten 160 000 exportiert werden. Die Magnetongeräte-Industrie rechnet auch weiterhin mit einem guten Absatz. Das Publikumsinteresse ist außerordentlich, wie der Besuch der Sonderchau „Tonband - Hobby für jedermann“ zeigte.

Zum erstenmal stellte *Philips* in Frankfurt den neuen Tonbandkoffer „RK 30“ in Vierspur-Technik vor, über den bereits Angaben erfolgten⁴⁾.

Verwiesen sei ferner auf Ausführungen⁵⁾ über das „Sabafon TK 84“, das sich nach dem Baukasten-Prinzip für Vierspur-Technik und für Stereo-Aufnahme und -Wiedergabe einrichten läßt. Am Stand von *Saba* war ferner die Vertonung eines 8-mm-Films im Einband-Verfahren zu sehen. Ohne Verwendung eines Tonkopplers wird der Ton direkt auf dem Filmstreifen aufgetragen und wiedergegeben.

An jedes Tonbandgerät, das über 9,5 cm/s Bandgeschwindigkeit verfügt, kann der Band-Dia-Schalter von *Saja* angeschlossen werden. Es genügt, den Schalter an der linken Seite des Tonbandgerätes aufzuhängen und das Tonband über die Antriebsrolle des Schalters zu führen. Nach 20 Sekunden schaltet das laufende Band jeweils das folgende Bild.

Das neue *Telefunken*-Tonbandgerät „Magnetophon 77“ - die *AEG* bringt es unter der gleichen Typenbezeichnung heraus - ist für die Stereo-Aufnahme und -Wiedergabe bestimmt und kommt als Tischmodell mit eingebauter Endstufe („77 T“) oder als Koffergerät mit zwei eingebauten Endstufen und eingebautem Ovallautsprecher auf den Markt („77 K“). Ferner lassen sich auch monaurale Tonaufnahmen nach der neuen Vierspur-Technik mit vierfacher Bandausnutzung herstellen. Ein wesent-

licher Vorzug ist die Drucktastensteuerung für alle Bandlauf-Funktionen und für die Spurwahl. Das Gerät verwendet Vierspur-Ultratonköpfe mit extrem langer Lebensdauer und hat Feinfühl-Automatik für Kopf- und Bandschonung sowie eingebaute Bandklebeschiene. Die elektrische Fernbedienung für Start/Stop und nachrüstbarem Kurzurücklauf - für Dik-



„Magnetophon 77“ (AEG und Telefunken)

tierbetrieb wichtig - bildet einen weiteren Vorzug. Als Bandgeschwindigkeiten können 9,5 cm/s (Frequenzbereich 40 bis 16 000 Hz) und 4,75 cm/s (Frequenzbereich 40 ... 9000 Hz) gewählt werden. Die Laufzeiten einer 15-cm-Spule mit Doppelspielband sind bei 4,75 cm/s etwa 12 Stunden und 40 Minuten bei Monobetrieb beziehungsweise 6 Stunden und 20 Minuten bei Stereobetrieb. Das Tonbandgerät enthält zwei rauscharme Transistor-Doppelvorstufen und zwei eingebaute Mikrofon-Vorverstärker für dynamische Mono- und Stereo-Mikrofone. Zum Bedienungskomfort gehören u. a. dreistelliges Bandlängen-Zählwerk, Aussteuerungsanzeige für beide Kanäle durch Magisches Band für Fernbetrachtung sowie Einknopfsteuerung für Aussteuerung und Wiedergabe-Lautstärke. Die beiden Endstufen haben Ausgangsleistungen von je 2,5 W. An jeden Kanal sind Zweitlautsprecher anschließbar. Jeder Kanal läßt sich getrennt für Aufnahme und Wiedergabe umschalten. Abhörmöglichkeit über Lautsprecher von Spur 1 ist bei gleichzeitiger Aufnahme von Spur 2 und umgekehrt möglich. Beide Spuren sind nach Tastendruck mischbar.

Die bestehende Lücke zwischen den komfortablen Heimgeräten und den großen Rundfunk-Studio-Maschinen schließt das *Telefunken*-Kleinstudiogerät „Magnetophon M 24“, das auch die *AEG* liefert. Es ist für die Bandgeschwindigkeiten 19 und 9,5 cm/s eingerichtet und kommt in der Normalausführung mit einem Kopfträger für Halbspuraufzeichnung mit internationaler Spur- und Schichtlage auf den Markt. Große Spulen von 22 cm Durchmesser erlauben bis zu 6 Stunden Laufzeit. Ein Synchron-Tonmotor und zwei kräftige Spezial-Wickelmotoren garantieren einen gleichmäßigen und störungsfreien Bandantrieb. Die bewährte Bandzug-Fühlhebelsteuerung und die neuartigen, elektromagnetisch gesteuerten Bremsen sorgen für einen gleichbleibenden Bandzug und einen schonenden schlaufenfreien Betrieb. Das Kleinstudiogerät ist (wie die Rundfunkstudiogeräte) mit einem auswechselbaren Kopfträger ausgerüstet, der getrennte Köpfe für Aufnahme, Wiedergabe und Löschen enthält. Dieses



Kleinstudiogerät „M 24“ (AEG und Telefunken)

Konstruktionsprinzip ermöglicht die Verwendung verschiedenartig bestückter Kopfträger (Halbspur, Vollspur, Playback, Stereo oder Telechron). Aufnahme- und Wiedergabeverstärker arbeiten getrennt voneinander. Der Wiedergabeverstärker ist immer, auch in Stellung „Halt“ in Betrieb. Ein Aussteuerungsinstrument mit dB-Skala kann „vor“ oder „über“ Band geschaltet werden. Das Röhrenmischpult ist in vier getrennte Kanäle unterteilt und gestattet, vier verschiedene Aufnahmesignale unabhängig voneinander zu regeln und zu mischen.

Am *Telefunken*-Stand wurde auch mit Hilfe eines „Gläsernen Studios“ demonstriert, welche Möglichkeiten schon bei Verwendung handelsüblicher Tonbandgeräte für den Amateur gegeben sind, wenn man z. B. „Ein-Mann-Duette“ aufnehmen will oder ein „Ein-Mann-Orchester“ zusammensetzen möchte.

Ein umfangreiches Programm von Magnetköpfen zeigte die Firma *W Bogen GmbH*. Das Fabrikationsprogramm umfaßt neben den in Großserie gefertigten Magnetköpfen für Heimgeräte auch Magnetköpfe für Studio-Tonbandgeräte, ferner für 8-mm-Schmalfilm-Magnetton-



Kleinstkopf (links) und Universalkopf (rechts) von Bogen

Randspur, 16-mm-Schmalfilm-Rand- und Mittenspur sowie für 17,5- und 35-mm-Magnetfilm. Auch Pilottonköpfe und Magnetköpfe für Diktiergeräte, zum Kopieren von Tonbändern mit höherer Geschwindigkeit, für Schallverzögerungsgeräte, zur Programm-Steuerung von Maschinen und für die verschiedensten Spezialzwecke werden geliefert.

Der *Bogen*-Studiomagnetkopf wird nach den rundfunktechnischen Bedingungen für Studio-Tonband- und Magnetfilmgeräte gefertigt (Ringkopf mit 25 mm Ringkern und 30 mm Außendurchmesser). Speziell für Magnetbandgeräte niedriger Bandgeschwindigkeit wurde der *Bogen*-Universalkopf entwickelt, der bis 30 Hz einen resonanzfreien Frequenzgang gewährleistet und eine HF-Vormagnetisierung von 100 bis 150 kHz zuläßt. Trotz der kleinen Abmessungen des *Bogen*-Kleinstkopfes wird eine symmetrische Zweikammerwicklung verwendet. Der Kopf ist in einer Abschirmung mit 12 mm Außen-

⁴⁾ Neuer *Philips*-Tonbandkoffer „RK 30“ mit Vierspur-Technik. *FUNK-TECHNIK* Bd. 14 (1959) Nr. 16, S. 570

⁵⁾ *Dobesch, F.*: „Sabafon TK 84“, ein auf 1/4-Spur und 1/2-Stereo-Spur ausbaufähiges Tonbandgerät. *FUNK-TECHNIK* Bd. 14 (1959) Nr. 16, S. 594-595

durchmesser eingebettet; die Abschirmung umschließt das Magnetsystem nur so weit, daß der Kern etwa 1,5 mm hervorsteht. Innerhalb einer Tonrolle läßt sich daher der Kopf so anordnen, daß er



Tonband-Cutter-Kasten der Agfa

die Magnetton-Randspur von vorzugsweise 18-mm-Schmalfilm abtastet, die über die Tonrolle hinausragt.

An vielen Ständen war ein reichhaltiges Zubehör für Magnetongeräte zu finden (Mikrofone, Mischpulte, zusätzliche Schalter, Kassetten usw.). Einen praktischen Cutter-Kasten sah man auch bei der Agfa. Dieser kleine Cutter-Kasten enthält drei Rollen Vorlaufband (grün, rot und weiß), eine Rolle Silber-Schaltband, eine Rolle Klebeband und eine Schere; auf dem Deckel ist vertieft eine Klebeschleife eingearbeitet.

Neu bei der BASF war eine Polystyrolschachtel eine 12-m-Rolle grünes Vorspannband, eine 12-m-Rolle rotes Vorspannband und 24 geschnittene Schaltstreifen. Ferner sah man an diesem Stand auch eine neue handliche Bandklammer in L-Form, die sich sowohl für volle als auch für teilweise bewickelte Spulen eignet. W. W. Diefenbach

Stereophone Rundfunkübertragung nach dem Puls-Amplituden-Modulationsverfahren

DK 621.396.97 681.84.087.7 621.376.55

Über die Möglichkeiten und Aussichten der stereophonen Rundfunkübertragung ist an dieser Stelle wiederholt gesprochen worden. Immer wieder wurde dabei darauf hingewiesen, daß eine sorgfältige Prüfung der verschiedenen technischen Verfahren notwendig sei und daß man versuchen müsse, zu einer internationalen Normung zu kommen. In der letzten Zeit sind weitere für Stereophonie geeignete Übertragungsverfahren bekannt geworden, und es sei kurz über das PAM-Verfahren (Puls-Amplituden-Modulation) berichtet, das zu den international zur Diskussion gestellten Verfahren gehört, und über das kürzlich Einzelheiten bekanntgeworden sind¹⁾.

Welches Verfahren die meisten Aussichten hat, zur Norm erhoben zu werden, läßt sich heute noch nicht sagen. Es bestehen unter anderem noch grundsätzliche Auffassungsverschiedenheiten darüber, welche Forderungen an die Übersprechdämpfung zu stellen sind. Viele Stellen im Ausland sind an für Stereophonie geeigneten Übertragungsverfahren nicht allein der Stereophonie wegen interessiert, sondern auch wegen der Möglichkeit, zwei verschiedene Programme gleichzeitig über einen Sender übertragen zu können. Für diesen Fall müssen an die Übersprechdämpfung sehr hohe Anforderungen gestellt werden, damit auch während einer Pause in der einen Darbietung die andere nicht durchschlägt. Es sind dann Übersprechdämpfungen von mindestens 60 dB notwendig, während man für Stereo-Übertragungen mit wesentlich niedrigeren Werten und dementsprechend geringerem technischem Aufwand auskommt.

¹⁾ Mayer, H. F. u. Bath, F.: Stereophoner Rundfunk mittels Puls-Amplituden-Modulation. Rundfunktechn. Mitt. Bd. 3 (1959) Nr. 4, S. 174-179

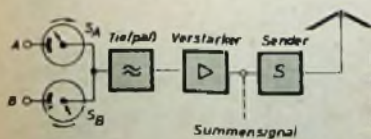
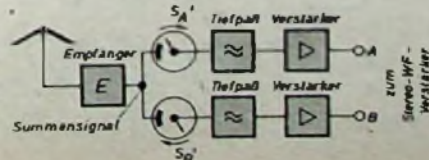


Bild 1. Prinzip der Stereo-Übertragung nach dem PAM-Verfahren



1. Allgemeines

Vor der Einführung eines stereophonen Rundfunksystems müssen zahlreiche technische Forderungen erfüllt sein, von denen die vielleicht wichtigste die der Kompatibilität ist. Es muß nämlich ebenso möglich sein, mit einem Empfänger bisheriger Bauart ohne Zusatzgerät das Stereo-Programm ohne Qualitätseinbuße zu empfangen und einkanalig wiederzugeben, wie es möglich sein muß, mit einem Stereo-Empfänger ein einkanalig ausgestrahltes Programm aufzunehmen und einkanalig wiederzugeben. Ferner darf sich bei Umstellung der vorhandenen Sender auf Stereo-Betrieb der bisherige Versorgungsbereich möglichst nicht verringern, und ebenso müssen die Störungen anderer Sender durch den Stereo-Sender auf ein Minimum beschränkt bleiben.

Das nachstehend im Prinzip beschriebene PAM-Verfahren erfüllt diese Forderungen in sehr hohem Maße.

2. Prinzip der Übertragung

2.1 Sendung

Die beiden beispielsweise von einem Stereo-Mikrofon oder einer Stereo-Schallplatte gelieferten Stereo-Informationen A und B werden durch zwei elektronische Schalter S_A und S_B (Bild 1) mit einer Frequenz abgetastet, die etwa doppelt so hoch wie die höchste zu übertragende Tonfrequenz ist, also beispielsweise mit 30 kHz. Die Steuerung der elektronischen Schalter erfolgt von einem 30-kHz-Impulsgenerator aus, und zwar gegenphasig. Dadurch erreicht man, daß die 30-kHz-Impulse der sehr kurzen Impulsdauer τ so mit der Amplitude der zu übertragenden Niederfrequenz moduliert werden, daß beispielsweise alle ungeradzahigen Impulse von der dem Kanal A zugeordneten Stereo-

Information und alle geradzahigen Impulse von der dem Kanal B zugeordneten Stereo-Information in Ihrer Amplitude moduliert werden. Die dem Informationsinhalt der beiden Stereo-Kanäle zugeordneten modulierten Impulse sind also zeitlich ineinander geschachtelt.

Die Ausgänge der beiden elektronischen Schalter sind zusammengeschaltet, und man erhält hier ein Signal, wie es Bild 2 schematisch zeigt. Man erkennt die dem Kanal A zugeordneten Impulse A_1, A_2, A_3 und die dem Kanal B zugeordneten Impulse B_1, B_2, B_3 von der Impulsdauer τ mit dem Impulsabstand τ_0 . Diese Impulsfolge wird dann über einen Tiefpaß mit etwa 30 kHz Grenzfrequenz geführt. Dabei werden die Impulse etwa so verformt, wie es Bild 3 zeigt, ohne sich jedoch an den ursprünglichen Abtastpunkten zu stören. Ein nachgeschalteter Verstärker gleicht den infolge der Impulsabtastung auftretenden Leistungsverlust aus, und man erhält ein Summensignal, das die Informationen der beiden Stereo-Kanäle enthält, mit den Amplituden 2A und 2B an den ursprünglichen Abtastpunkten. Dieses Summensignal dient dann zur Modulation des Senders S.

2.2 Empfang

Auf der Empfangsseite entsteht hinter dem FM-Demodulator wieder das Summensignal, mit dem der Sender moduliert wurde. Es läßt sich zeigen, daß das Verfahren, zwei Signale A und B von je 15 kHz Bandbreite mit 30 kHz abzutasten und die Impulse zeitlich ineinander zu verschachteln und dann alle Frequenzen oberhalb 30 kHz zu unterdrücken, völlig einem Verfahren entspricht, bei dem man das Summensignal $A + B$ (Bild 2) unmittel-

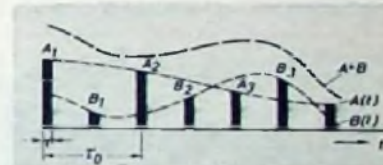


Bild 2. Verschachtelte Impulsfolgen A (1) und B (1) nach dem Abtasten und Summensignal $A + B$

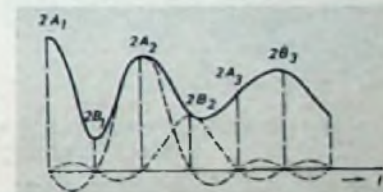


Bild 3. Summensignal hinter dem Tiefpaß mit den verflachten kurzen Abtastimpulsen

telbar im Frequenzbereich 0...15 kHz überträgt und das Differenzsignal $A - B$ als unteres Seitenband eines unterdrückten Trägers von 30 kHz. Das PAM-Verfahren ist also voll kompatibel.

Für stereophone Wiedergabe hingegen müssen die beiden Stereo-Informationen A und B den beiden getrennten Kanälen eines Stereo-NF-Verstärkers zugeführt werden. Diesem Zweck dienen wieder zwei elektronische Schalter (S'_A und S'_B), die synchron und phasenstarr mit den Schaltern S_A und S_B auf der Sendeseite laufen. Dadurch wird das vom Sender übertragene Summensignal wieder an den ursprünglichen Abtastpunkten impulsförmig abgetastet und gewissermaßen „entschlüsselt“, das heißt, die dem Kanal A entsprechende Information gelangt an den Eingang des einen NF-Kanals und die

dem Kanal B entsprechende Information an den Eingang des anderen NF-Kanals. Vorher müssen aber noch die kurzen Abtastimpulse wieder in die ursprüngliche Signalform umgewandelt werden. Hierzu bedient man sich - ähnlich wie auf der Sendeseite - wiederum zweier Tiefpässe, die dem Eingang jedes der beiden NF-Verstärkerkanäle vorgeschaltet sind (Bild 1).

Ein besonderer Vorzug des PAM-Verfahrens ist, daß beide Übertragungskanäle hinsichtlich ihrer Übertragungsqualität vollkommen gleichwertig sind. Störungen auf dem Übertragungsweg wirken sich deshalb gleichmäßig in beiden Kanälen aus und stören die Symmetrie nicht.

3. Zusatzgerät für den Empfänger

Der für den Stereo-Empfang notwendige Mehraufwand auf der Empfängerseite ist relativ gering. Er besteht aus den elektronischen Schaltern und den Mitteln zum Synchronisieren dieser Schalter mit den Schaltern auf der Sendeseite.

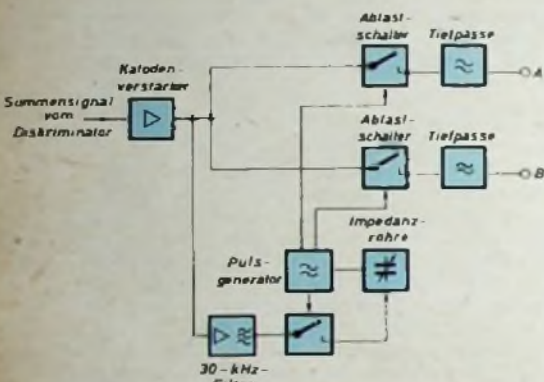


Bild 4. Blockbild des Empfänger-Zusatzes

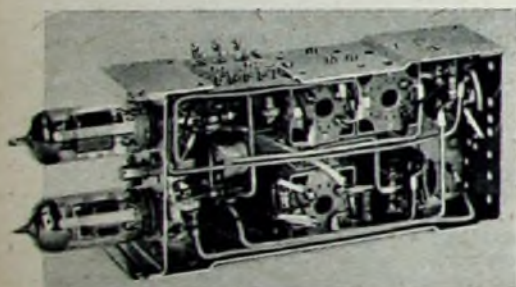


Bild 5. Empfänger-Zusatz für Stereo-Empfang nach dem PAM-Verfahren (Werkaufnahme Siemens)

Zum Synchronisieren von Sender und Empfänger setzt man den beiden Stereo-Informationen A und B auf der Sendeseite vor dem Abtasten je eine kleine Gleichspannung entgegengesetzter Polarität zu. Dadurch enthält das übertragene Summensignal dann außer den beiden Stereo-Informationen noch einen phasenrichtigen 30-kHz-Träger kleiner Amplitude, der im Empfänger durch ein Filter wieder ausgesiebt wird (Bild 4) und nach Verstärkung zum Synchronisieren des im Empfänger eingebauten 30-kHz-Impulsgenerators dient, der die elektronischen Schalter steuert. Dieser Empfängerzusatz (Bild 5) läßt sich in einem Kästchen von nur $4 \times 7,15 \times 15$ cm Volumen unterbringen und gegebenenfalls später auch leicht nachträglich einbauen. Die abgegebene NF-Spannung für jeden Kanal liegt in derselben Größenordnung wie die von handelsüblichen Tonabnehmern gelieferte Spannung, so daß im Stereo-NF-Teil des Empfängers keinerlei Änderungen erforderlich sind. -th

Neue UHF-Tuner

Über die Technik von UHF-Tunern für Fernsehempfänger wurde ausführlich in FUNK-TECHNIK Bd. 14 (1959) Nr. 15, S. 516-519, berichtet. Weiterentwicklungen zeigten verschiedene Firmen auf der Deutschen Rundfunk-, Fernseh- und Phono-Ausstellung 1959 in Frankfurt a. M. So sei zum Beispiel auch auf die neuerdings verschiedentlich eingeführte Motorwahl für die VHF-Kanäle und für UHF verwiesen (Heft 18, S. 659)

Über die normale UHF-Ausrüstung hinaus sind die neuesten Telefunken-Empfänger „FE 19“ und „FE 20“ für den raschen Einbau eines UHF-Tuners eingerichtet. Eine entsprechende Gehäuse-Durchbohrung mit Abdeckkappe für die Abstimmachse, Einbauwinkel und Anschraublöcher (Bild 1) sind vorhanden. Es genügt beim späteren Einbau die Umlötung von Antennenzuführung und Heizleitungen.

Als bemerkenswerte Neuheit brachte Telefunken einen Nachrüst-Tuner für ältere Fernsehempfänger zum Empfang der UHF-Kanäle. Das neue UHF-Vorsatzgerät ist ein vollständiger UHF-Empfangsteil mit eigener Stromversorgung und kann als in sich geschlossene Zusatzeinheit getrennt vom Empfänger oder auf diesen aufgestellt werden. Er setzt die UHF-Frequenz auf die normale ZF von 38,9 MHz um und kann mit allen älteren Empfängern - auch fremden Fabriks - zusammenarbeiten. Die übersichtliche UHF-Skala ist mit Kanal- und MHz-Einteilung versehen.

Den anderen möglichen, bereits im Heft 15, S. 518, genannten Weg beschreibt Philips bei der UHF-Nachrüstung alterer Fernsehempfänger. Der Philips-Konverter setzt die empfangene UHF-Frequenz in die Frequenz des Kanals 3 oder 4 des Fernsehbandes I um. Es findet also eine doppelte Umsetzung statt, und zwar zunächst von etwa 470 MHz auf etwa 60 MHz im Konverter und dann noch einmal von 60 MHz auf die ZF von 38,9 (bzw. noch niedrigere Werte in alten Empfängern) im Hauptgerät. Auf diese Weise wird ohne umständliche Montage eine Sofortlösung für den Empfang der UHF-Kanäle ermöglicht. Der Kanalschalter des Hauptgerätes wird dabei auf einen der Kanäle 3 oder 4 (der am Empfangsort frei sein muß) eingestellt.

Die Valvo GmbH entwickelte einen neuen UHF-Tuner, dessen Ansicht in geöffnetem Zustand Bild 2 und dessen Schaltung Bild 3 zeigt. Der Tuner ist mit zwei Trioden PC 86 bestückt und wird kapazitiv abgestimmt. Bei linearer Frequenzabhängigkeit innerhalb eines Gesamt-Drehwinkels

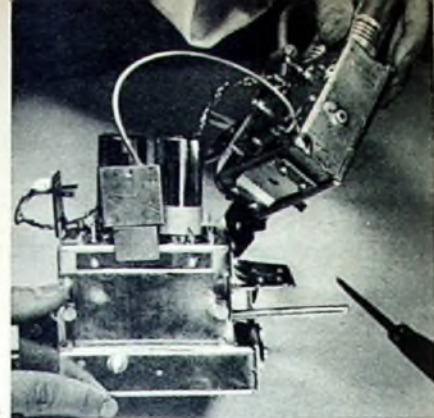


Bild 1 Einbau des UHF-Tuners in ein neues Fernsehgerät (Telefunken)

von 0 bis 780° können sämtliche Kanäle von 470 bis 790 MHz gewählt werden. Der Antenneneingang ist für 240 Ohm symmetrisch ausgelegt, wobei der Reflexionsfaktor zwischen Antennenleitung und Eingang kleiner als 40% ist. Bei einer ZF-Bandbreite von 6 MHz ist die Leistungsverstärkung größer als 10 dB. Die HF-Bandbreite liegt je nach Frequenz zwischen 9 und 10 MHz (B = 9 MHz für $f = 500$ und 800 MHz und B = 10 MHz für $f = 650$ MHz). Die Grenzempfindlichkeit hängt ebenfalls von der Eingangsfrequenz ab. Bei $f = 470$ MHz ist $n = 15$ kT_u, bei $f = 800$ MHz dagegen $n = 20$ kT_u. Die Spiegelfrequenz-Unterdrückung liegt bei Werten über 200, die ZF-Unterdrückung ist höher als 500. Bei Netzspannungsschwankungen von $\pm 10\%$ und bei $f = 800$ MHz ändert sich die Oszillationsfrequenz um weniger als ± 150 kHz. Im nicht eingebauten Zustand ist die Gesamtstörstrahlung stets kleiner als $450 \mu\text{V/m}$ in 10 m Entfernung; die Chassisstrahlung allein ist kleiner als $50 \mu\text{V/m}$ in 10 m Entfernung, und die Oszillatorspannung am ZF-Ausgang (kapazitive Fußpunkt-Kopplung) liegt unter 1 mV. W. Taeger

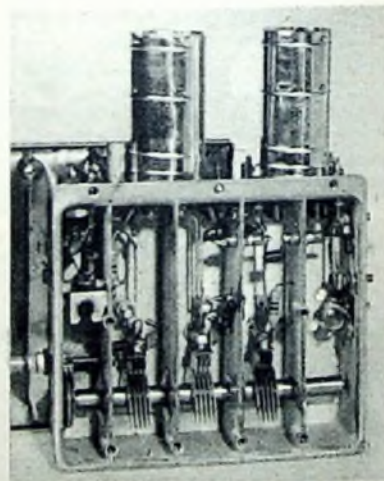


Bild 2. UHF-Tuner „AT 6321“ von Valvo

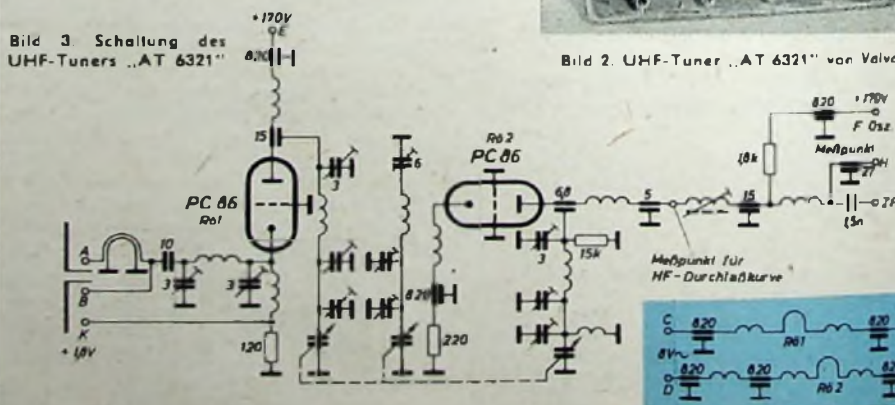


Bild 3 Schaltung des UHF-Tuners „AT 6321“

Ein Gleichspannungswandler für Elektronenblitzgerät mit den Transistoren OC 604 und OD 603

Technische Daten

- Batteriespannung U_0 : 6...9 V (6 Monozellen für Blitzbetrieb)
- Spannung U_a am Speicherkondensator: 500 V an 530 μ F
- Maximal aus der Batterie entnommener Gleichstrom $I_{0, \text{max}}$: 1,3 A
- Im Kondensator gespeicherte Energie: $E = \frac{1}{2} U^2 C = 66 \text{ Ws}$
- Schwingfrequenz bei aufgeladenem Speicherkondensator: $\approx 3 \text{ kHz}$
- Ladezeit t für eine Aufladung von 0 auf 500 V: 14...16 s bei $U_0 = 8,6 \text{ V}$
28 s bei $U_0 = 6 \text{ V}$

Wirkungsgrad η : $\approx 45\%$ für die Aufladung von 0 auf 500 V bei einer Batteriespannung von $U_0 = 8,5 \text{ V}$. Nach einer Wartezeit von 1 min sinkt der Wirkungsgrad auf etwa 35% ab. (Vergleichsmessungen an einem handelsüblichen mechanischen Zerkhacker ähnlicher Leistung und demselben Ladekondensator ergaben für den mechanischen Zerkhacker bei einer Aufladung von 0 auf 500 V einen Wirkungsgrad von 28% und ein Absinken des Wirkungsgrades auf etwa 17% nach einer Wartezeit von 1 min, wobei die Spannung von 500 V auf 540 V anstieg.)

1. Besondere Eigenschaften der Schaltung

Die behandelte Schaltung eines Gleichspannungswandlers mit Transistoren für die Aufladung von Kondensatoren (beispielsweise für Elektronenblitzgeräte) zeichnet sich durch folgende Eigenschaften aus:

- 1) Unterbrechung des Ladevorganges, wenn die Spannung am Speicherkondensator einen bestimmten vorgegebenen Wert - die Sollspannung - erreicht hat.
- 2) Automatische Nachladung des Speicherkondensators, und zwar entweder periodisch etwa 10 s nach Unterbrechung des Aufladevorganges oder wenn infolge des Leckstromes des Speicherkondensators und der Spannungsteilerströme die Spannung am Ladekondensator auf einen einstellbaren unteren Grenzwert abgesunken ist.

2. Grundschialtung

Der Transistor T_1 (Bild 1) stellt mit den Wicklungen w_1 und w_2 des Transformators Tr und den Widerständen R_1 und R_2

einen Oszillator dar. An die Sekundärwicklung w_3 des Transformators ist eine Gleichrichterschaltung nach Villard angeschlossen, die mit Hilfe eines im Wechselstromzweig liegenden Kondensators C_1 und zweier Gleichrichterventile Gl_1 und Gl_2 den Speicherkondensator C_2 auflädt. Es handelt sich also um einen Gleichspannungswandler mit einer sogenannten Summierwandlerschaltung.

Diese Schaltung wurde an Stelle der für diesen Zweck geeigneteren Sperrwandlerschaltung gewählt, weil in ihr der Transistor T_1 nur einen etwa halb so großen Kollektorspitzenstrom zieht wie in einer Sperrwandlerschaltung gleicher Leistung. Die Forderungen an Transformator und Transistor sind also geringer als bei der Sperrwandlerschaltung.

Das Starten des Gleichspannungswandlers erfolgt durch eine Drucktaste, die Startertaste D . Dadurch wird eine zum Anschwingen des Oszillators geeignete Basisvorspannung an den Transistor T_1 gelegt. Wenn der Oszillator schwingt, kann die Startertaste geöffnet werden, ohne daß die Oszillatorschwingung aussetzt.

Die in der Sekundärwicklung w_3 hochtransformierte Oszillatorschwingung wird nun über C_1 , Gl_1 und Gl_2 gleichgerichtet und lädt den Speicherkondensator C_2 langsam auf. Parallel zum Speicherkondensator liegt ein Spannungsteiler aus den Widerständen R_3 , R_4 und R_5 . Der Widerstand R_5 ist regelbar und so eingestellt, daß beim Erreichen des Sollwertes der Spannung am Speicherkondensator (z. B. der Sollspannung 500 V) gerade die Zündspannung von etwa 350 V des im Gerät verwendeten Gasentladungsableiters G erreicht wird. Bei Zündung des Gasentladungsableiters gelangt von dem auf die Zündspannung aufgeladenen Kondensator C_3 über den Widerstand R_6 ein positiver Stromstoß zum Punkt b , durch den die Ladung des Kondensators C_4 erhöht wird. Dadurch wird auch die Spannung am Punkt a für kurze Zeit positiver; der Transistor T_1 wird gesperrt, die Oszillatorschwingung setzt aus, und der Aufladevorgang wird unterbrochen. Um das Aussetzen der Oszillatorschwingungen beim Zünden des Gasentladungsableiters sicher zu erreichen, ist es notwendig, parallel zur Kollektorwicklung w_1 des Transformators Tr einen Widerstand R_7 allein oder (das ergibt einen etwas besseren Wirkungsgrad) in Reihe mit einem

Kondensator C_5 zu schalten, damit die Schwingungen im Transformator schneller abklingen.

Aus dem gleichen Grund soll auch die sekundäre Wicklungskapazität der Wicklung w_3 nicht größer als $\approx 20 \text{ pF}$ sein. Wenn beim Auslösen eines Blitzes die Spannung am Speicherkondensator C_2 größer als etwa 450 V ist, schwingt der Oszillator von allein wieder an, weil dann in der Sekundärwicklung w_3 des Transformators ein so großer Stromimpuls auftritt, daß die Oszillatorschwingung wieder einsetzen kann. Ist die Spannung am Speicherkondensator geringer, dann muß der Oszillator des Gleichspannungswandlers durch Drücken der Startertaste D wieder gestartet werden.

Die Sollspannung am Speicherkondensator, im allgemeinen 500 V, steht nur nach einer gerade beendeten Aufladung zur Verfügung, da sie infolge des Leckstromes von C_2 und des Stromes durch den Spannungsteiler R_3 , R_4 , R_5 für den Gasentladungsableiter G langsam, aber stetig absinkt. Zum Nachladen auf die Sollspannung wäre ein Drücken der Startertaste notwendig. Daher liefert ein Elektronenblitzgerät in der Schaltung nach Bild 1 keine konstante Lichtleistung. Außerdem ist ein selbständiges Wiederanschwingen des Oszillators nach dem Blitzen mit dem Gerät aus den oben angegebenen Gründen ungewiß.

Diese Nachteile werden durch Schaltungen vermieden, in denen das Nachladen automatisch erfolgt.

3. Schaltungen mit automatischer Nachladung

Um ein automatisches Nachladen des Speicherkondensators auf die Sollspannung zu erreichen, wird die Startertaste D durch einen Transistor T_2 , im folgenden Startertransistor genannt, ersetzt. Durch diesen Startertransistor wird der Oszillator eingeschaltet, und zwar entweder periodisch nach Ablauf einer bestimmten Zeit (unabhängig von der jeweiligen Spannung am Speicherkondensator) oder beim Absinken der Spannung am Speicherkondensator auf einen unteren Grenzwert (unabhängig von der dabei verflossenen Zeit).

3.1 Periodische Nachladung

Die Schaltung zeigt Bild 2. Auf Grund der Basisvorspannung, die der Startertransistor T_2 über den Spannungsteiler R_{10} , R_{11} , R_1 und R_2 erhält, ist er beim Einschalten

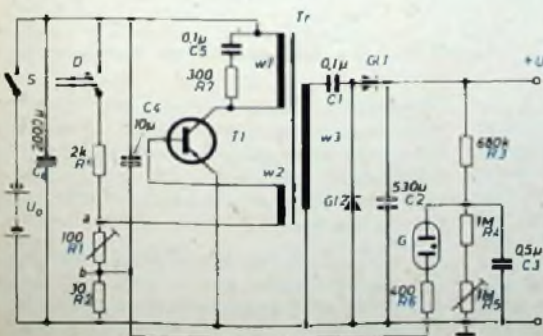
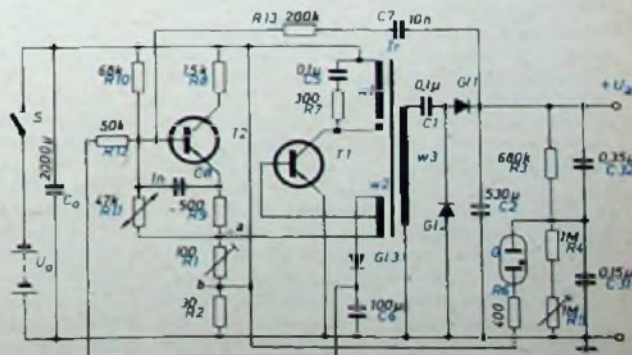


Bild 1. Grundschialtung eines Elektronenblitzgerätes mit Transistor-Gleichspannungswandler (die im Lampenstab untergebrachte Elektronenblitzröhre mit zugehörigen Schallelementen ist in den Bildern 1...3 nicht eingezeichnet)

Bild 2. Schaltung eines Elektronenblitzgerätes mit Transistor-Gleichspannungswandler und periodischer Nachladung



Transformator

Siemens-Schalenkern (34 x 28) 1100 N 22, A1 = 400"; Spulenkörper mit 4 Kammern
 w1 = 36 Wdg., 0,7 mm \varnothing CuL (2 Lagen)
 w2 = 50 Wdg., 0,25 mm \varnothing CuL, anzapfung bei 30 Wdg.
 w3 = 900 Wdg., 0,15 mm \varnothing CuL (225 Wdg. je Kammer)
 w1 und w2 über alle 4 Kammern durchwickeln; zwischen w2 und w3 liegt eine Wicklungsisolierung von 3 x 0,1 mm Ölaxide
 Sek.-Wicklungskapazität $C_{W3} \leq 20$ pF

Transistoren

T1 Leistungstransistor OD 603/30 (UBE_{sp} \geq 25 V)
 T2 Transistor OC 604 (für Schaltung nach Bild 3: $a \geq 75$)

Widerstände

R1 Drahtpotentiometer	100 Ω	0,5 W
R2 Schichtwiderstand	30 Ω	0,5 W
R3 Schichtwiderstand	680 k Ω	0,3 W
R4 Schichtwiderstand	1 M Ω	0,3 W
R5 Einstellregler	1 M Ω lin.	0,3 W
R6 Schichtwiderstand	400 Ω	0,5 W
R7 Schichtwiderstand	300 Ω	0,5 W
R8 Schichtwiderstand	1,5 k Ω	0,1 W
R9 Schichtwiderstand	500 Ω	0,1 W
R10 Schichtwiderstand	68 k Ω	0,1 W
R11 NTC-Widerstand	„B 832007 P/47 k“	
R12 Schichtwiderstand	50 k Ω	0,1 W
R13 Schichtwiderstand	200 k Ω	0,1 W
R14 Schichtwiderstand	5 k Ω	0,1 W
R15 Schichtwiderstand	150 k Ω	0,3 W
R16 Schichtwiderstand	1 M Ω	0,3 W
R17 NTC Widerstand	47 k Ω / 290 k Ω /25°C	
R18 Einstellregler	1,5 M Ω lin.	0,2 W
R19 Schichtwiderstand	10 k Ω	0,1 W
R' Schichtwiderstand	2 k Ω	0,1 W

Kondensatoren

C0 Elektrolytkondensator	2000 μ F	12/15 V
C1 Papierkondensator	0,1 μ F	500 V
C2 Blitzkondensator	530 μ F	500/550 V
C3 Papierkondensator	0,5 μ F	350/500 V
C31 Papierkondensator	0,15 μ F	350/500 V
C32 Papierkondensator	0,35 μ F	400/600 V
C4 Elektrolytkondensator	10 μ F	30/35 V
C5 Papierkondensator	0,1 μ F	60 V
C6 Elektrolytkondensator	100 μ F	30/35 V (sachtfest, glatte Anode)
C7 Papierkondensator	10 nF	600/760 V
C8 Papierkondensator	1 nF	125 V
C9 Elektrolytkondensator	10 μ F	30/35 V
C10 Papierkondensator	2,5 nF	125 V
C11 Papierkond. oder MKL	0,1 μ F	60 V
C12 Styroflexkondensator	500 - 2000 pF	250 V

Gleichrichter

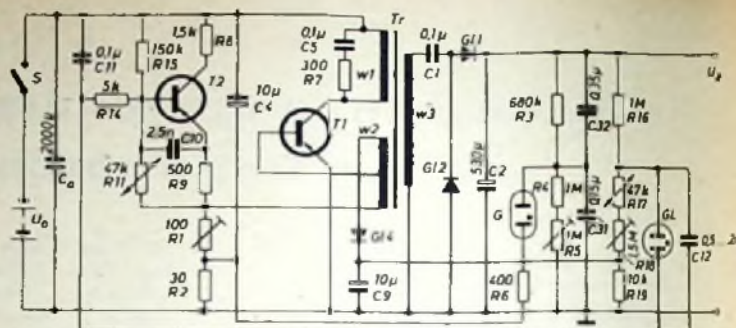
Gl1 Selengleichrichter	E 250 C 50
Gl2 Selengleichrichter	E 250 C 50
Gl3 Siliziumdiode	OA 128
Gl4 Germaniumdiode	OA 160

Verschiedenes

Gasentladungsableiter G: „G 350 V“ (Leutron)
 Glimmlampe GL: Nr. 1432, „PGL 220 V“ ohne Vorwiderstand (ERG, Göttingen)
 Batterien: 6 Monozellen Pertrix Nr. 222

(Schalter S) leitend ($I_c \approx 2,5 \dots 3$ mA bei $U_a = 8,5$ V), und die Basis des Oszillatortransistors T1 erhält die zum Anschwingen notwendige Vorspannung über den Spannungsteiler R8, T2, R9, R1, R2. Nach Einsetzen der Oszillatorschwingung wird der Kondensator C6 aus der aufgestockten Rückkopplungswicklung des Transformators über den Gleichrichter Gl3 auf etwa +20 V aufgeladen und sperrt durch seine positive Spannung den Startertransistor T2. Wenn die Spannung am Speicherkondensator C2 die Sollspannung erreicht, zündet der Gasentladungsableiter G, und der Aufladevorgang wird, wie im Abschnitt 2 beschrieben, unterbrochen. Nach

Bild 3. Schaltung eines Elektronenblitzgerätes mit Transistor-Gleichspannungswandler und automatischer Nachladung bei Absinken der Spannung am Speicherkondensator auf einen unteren Grenzwert



Entladung von C6 auf etwa 5 V wird der Startertransistor T2 wieder leitend, und es kommt zu einer Nachladung von C2 und C6

Die Zeitspanne von der Unterbrechung bis zum erneuten Einsetzen der Aufladung wird durch die Entladezeit von C6 bestimmt; sie ist für die gewählten Werte etwa 10 s. Eine Verkleinerung von C6 darf nur dann vorgenommen werden, wenn der Leckstrom des Speicherkondensators C2 auch nach längerem Betrieb nicht kleiner als etwa 2 mA wird.

Da C6 auch durch den Sperrstrom der Diode Gl3 entladen wird, ist es ratsam, für Gl3 eine Siliziumdiode, deren Sperrstrom mit steigender Temperatur nur wenig ansteigt, in dieser Schaltung zu verwenden.

Bei gut formiertem Speicherkondensator C2 muß die Zeit, in der die Nachladung von C2 auf die Sollspannung erfolgt, sehr kurz sein ($\approx 0,5$ s), da die Spannung an C2 während der Pause zwischen zwei Nachladungen nur um etwa 5 ... 10 V absinkt. Für derartig kurze Nachladezeiten muß aber die Spannung an C3 (Bild 1) der Spannung am Speicherkondensator unverzögert folgen. Das wird erreicht, wenn der Kondensator C3 in die beiden Kondensatoren C31 und C32 so aufgeteilt wird, daß

$$\frac{C_{31}}{C_{32}} \approx \frac{R_3}{R_4 + R_6}$$

ist. C31 + C32 soll größer oder gleich C3 sein.

Durch die Serienschaltung von R13 und C7 zwischen dem positiven Pol des Speicherkondensators und der Basis des Startertransistors gelangt beim Auslösen eines Blitzes, d. h. beim Zusammenbrechen der Spannung am Speicherkondensator, ein negativer Impuls an die Basis von T2 und

am Startertransistor auftretenden Nadelimpulse auf einen unschädlichen Wert begrenzt. Zur Verringerung der Temperaturabhängigkeit der Schaltung dient der NTC-Widerstand R11. Für Sollspannungen, die wesentlich von 500 V abweichen, ist die Windungszahl der Wicklung w3 des Transformators entsprechend zu ändern (z. B. w3 = 720 Wdg. für eine Sollspannung von $U_a = 400$ V).

3.2 Nachladung bei Absinken der Spannung am Speicherkondensator auf einen unteren Grenzwert

Der Unterschied der Schaltung nach Bild 3 zur Schaltung nach Bild 2 besteht darin, daß der Startertransistor nicht mehr durch die Entladezeit von C6, sondern durch die Spannung am Speicherkondensator C2 mit Hilfe der Glimmlampe GL gesteuert wird. Die Hilfsspannung an C9 hat in der Schaltung nach Bild 3 eine andere Aufgabe. Das Einsetzen der Oszillatorschwingung erfolgt genauso wie unter 3.1 beschrieben.

Der Startertransistor T2 bleibt nach dem Anschwingen des Oszillators so lange leitend, bis die Glimmlampe GL zündet und ihn durch ihren Strom sperrt. Die Glimmlampe GL zündet bei einer Spannung von etwa 460 ... 480 V am Speicherkondensator C2. Der Aufladevorgang wird dadurch nicht unterbrochen, da die Oszillatorschwingung erst bei der Zündung des Gasentladungsableiters G abreißt.

Der Spannungsteilerwiderstand R18 wird so eingestellt, daß die Glimmlampe GL erlischt, wenn die Spannung am Ladekondensator C2 infolge der Spannungsteilerströme und des Leckstromes unter etwa 480 ... 470 V absinkt. Der Startertransistor T2 wird dann leitend; die Oszillator-



Bild 4. Glimmlampenstrom I_{GL} in verschiedenen Betriebsausgängen des Elektronenblitzgerätes nach Bild 3. t_0 = Einschalten des Gerätes oder Auslösen eines Blitzes, t_1 = Glimmlampe zündet, t_2 = Gasentladungsableiter schaltet den Oszillator ab, t_3 = Kondensator C9 entlädt sich über R19, t_4 = Strom durch die Glimmlampe reißt plötzlich ab, und die Oszillatorschwingung setzt wieder ein, t_5 = Glimmlampe hat ihre Zündspannung wieder erreicht und zündet, t_6 = Blitz des Gerätes wird ausgelöst

öffnet diesen kurzzeitig, auch wenn er durch die Spannung an C6 noch gesperrt sein würde, so daß ein neuer Aufladevorgang auf alle Fälle sofort eingeleitet wird. Auf diese Serienschaltung von R13 und C7 kann verzichtet werden, wenn man als Sollspannung 500 V wählt, weil dann der beim Blitzen in w3 auftretende Impuls ausreicht, den Oszillator zum Schwingen anzuregen. Mit dem Kondensator C8 werden die während des Aufladevorganges

schwingung setzt wieder ein, und der Speicherkondensator C2 wird auf die Sollspannung nachgeladen. Die Spannung am Ladekondensator kann also nur zwischen den einstellbaren Werten (z. B. 500 V und 470 V) pendeln.

Um eine möglichst konstante Lichtleistung des Elektronenblitzes zu erreichen, müssen Spannungsschwankungen am Speicherkondensator C2 auf ein notwendiges Min-

destmaß beschränkt werden. Die Spannung, bei der das Nachladen des Speicherkondensators einsetzt, muß möglichst wenig unterhalb der Sollspannung, bei der der Aufladevorgang des Kondensators unterbrochen wird, liegen.

Das ist nur möglich, wenn das Zünden und auch das Löschen der Glimmlampe GL bei etwa der gleichen Spannung am Speicherkondensator erfolgt. Zu diesem Zweck

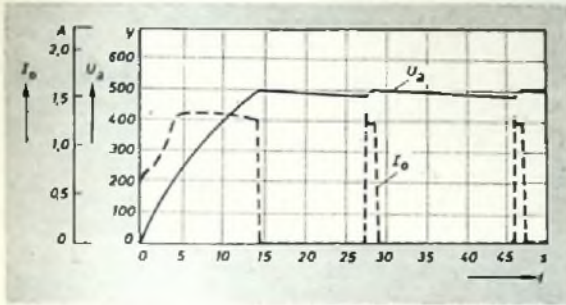


Bild 5. Spannung U_a am Speicherkondensator C 2 und aus der Batterie aufgenommener Strom I_0 in Abhängigkeit von der Zeit t bei einem Elektronenblitzgerät nach der Schaltung im Bild 3

wird der aufgestockten Rückkopplungswicklung $\omega 2$ eine durch Gl 4 gleichgerichtete Hilfsspannung von etwa ± 20 V entnommen und dem Spannungsteilerwiderstand R 19 zugeführt.

Diese Hilfsspannung erhöht die Spannung an der Glimmlampe GL, so daß sie bei einer geringeren Spannung am Speicherkondensator zündet, als es ohne diese Hilfsspannung der Fall wäre. Für das Erlöschen der Glimmlampe ist diese Hilfsspannung ohne Bedeutung, weil sie mit Aussetzen des Oszillators verhältnismäßig schnell zusammenbricht. Im Bild 4 ist der Strom durch die Glimmlampe schematisch dargestellt.

Um ein sicheres Wiedereinschalten des Oszillators durch den Startertransistor T 2 bei der gleichen Spannung am Speicherkondensator – dem unteren Grenzwert – zu gewährleisten, muß der Glimmlampenstrom bei Werten zwischen $100 \mu A$ und $40 \mu A$ abreißen; das wird durch Parallelschalten des Kondensators C 12 (500 pF bis 2000 pF, abhängig von der verwendeten Glimmlampe) unterstützt. Der Kondensator C 12 soll so groß gewählt werden, daß einerseits der Glimmlampenstrom zwischen $100 \mu A$ und $40 \mu A$ abreißt, andererseits aber keine Kippschwingungen entstehen. Ein weiterer Grund, diesen Kondensator nur so groß wie unbedingt nötig zu machen, ist eine stärkere Temperaturabhängigkeit des Abreißstromes mit zunehmender Kapazität von C 12, wie es Versuche an der verwendeten Glimmlampe gezeigt haben. Um ein unerwünschtes vorzeitiges Löschen der Glimmlampe GL, das möglicherweise durch nachfolgende Zündimpulse des Gasentladungsableiters G ausgelöst werden könnte, zu verhindern, ist vom Fußpunkt der Glimmlampe GL der Kondensator C 11 zum negativen Pol der Batterie geschaltet worden. Auf den NTC-Widerstand R 17 vor dem Spannungsteilerwiderstand R 18 kann eventuell verzichtet werden.

Im Bild 5 sind die Spannung U_a am Speicherkondensator und der aus der Batterie aufgenommene Strom I_0 in Abhängigkeit von der Zeit dargestellt.

Diese Werte wurden bei einer Batteriespannung von $U_0 = 8,6$ V und mit einem gut formierten Speicherkondensator (Leckstrom ≈ 1 mA) in der Schaltung nach Bild 3 gemessen. Der aus der Batterie entnommene Gleichstrom wird mittels R 1 eingestellt und soll bei maximaler Batteriespannung $1,3$ A nicht übersteigen. R 1 soll dabei nicht kleiner als 20 Ohm sein, da

sonst der Oszillator schlecht anschwingt. Beim Aufbau der Schaltungen ist auf gute Kühlung des Leistungstransistors zu achten.

4. Diskussion der Schaltungen

4.1 Schaltung ohne automatische Nachladung

Die Schaltung nach Bild 1 liefert eine von der seit der Unterbrechung des Aufladevorganges vergangenen Zeit stark abhän-

gige Lichtleistung. Um eine einigermaßen konstante Lichtleistung zu erhalten, muß kurz vor dem Auslösen eines Blitzes (etwa $5 \dots 10$ s) die Startertaste gedrückt werden, damit eine Nachladung des Speicherkondensators auf die Sollspannung erfolgen kann. Nach dem Blitz ist die Startertaste zu drücken, damit der Oszillator sicher anschwingt und der Speicherkondensator des Elektronenblitzgerätes neu aufgeladen wird.

4.2 Schaltung mit periodischer Nachladung

In der Schaltung nach Bild 2 sind die Spannungsschwankungen am Speicherkondensator C 2 stark von seinem Leckstrom abhängig. Mit absinkender Batteriespannung U_0 nehmen die Spannungsschwankungen etwas zu, da dann der Kondensator C 6 auf eine etwas höhere Spannung aufgeladen wird (von 20 V bei $U_0 = 8,5$ V auf 24 V bei $U_0 = 6$ V). Dadurch bleibt der Startertransistor etwas länger gesperrt (14 s statt 10 s).

4.3 Schaltung mit durch die Spannung am Speicherkondensator gesteuerter Nachladung

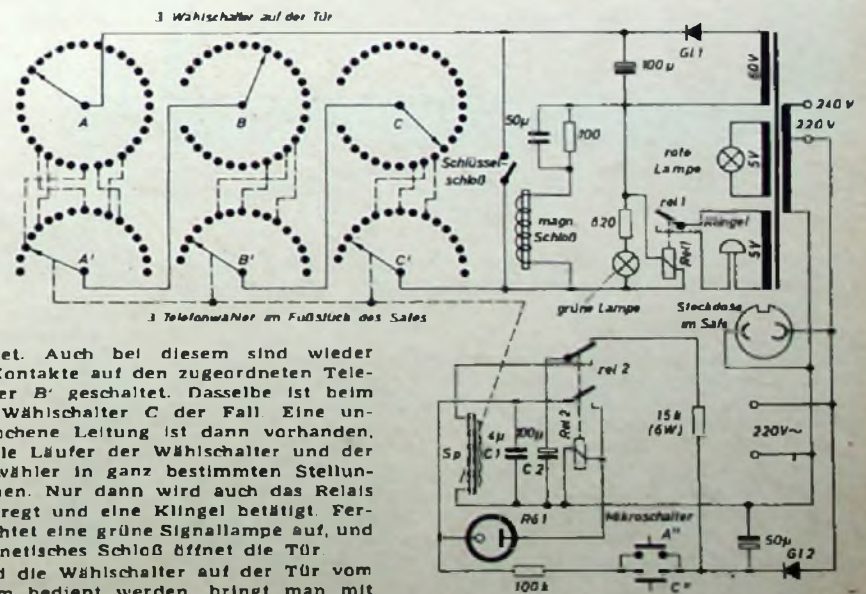
In der Schaltung nach Bild 3 setzt Nachladung ein, wenn die Spannung am Speicherkondensator auf einen unteren Grenzwert abgesunken ist. Die Spannungsschwankungen am Speicherkondensator sind unabhängig von der Batteriespannung und vom Leckstrom des Speicherkondensators, aber etwas größer ($25 \dots 30$ V) als in der Schaltung nach Bild 2, wenn man dort einen gut formierten Speicherkondensator verwendet. Für die Schaltung nach Bild 3 ist die Glimmlampe GL gegebenenfalls auszuschalten, da die Differenz zwischen Zünd- und Löschspannung nicht größer als etwa 20 V sein soll.

Diese Schaltung erfordert zwar einen etwas größeren Aufwand an Bauelementen, sie gestattet aber die Verwendung von Speicherkondensatoren geringerer Güte.

Elektronischer Safe

Auf der Funkausstellung in Frankfurt und auf der Deutschen Industrieausstellung in Berlin konnte jeder Besucher auf dem Philips-Stand versuchen, einen durchsichtigen „Elektronischen Safe“ zu öffnen. Geling ihm dies, dann gehörte ihm das im Safe ausgestellte Gerät. Das Prinzip des Türschlosses geht aus untenstehendem Schaltbild hervor. Wird der Safe am Wechselstromnetz angeschlossen, dann leuchtet eine rote Signallampe auf. Über den Gleichrichter Gl 1 wird gleichzeitig eine positive Spannung von 60 V dem auf der durchsichtigen Tür angebrachten Wählschalter A zugeführt. Einige Kontakte dieses Schalters sind mit dem darunter befindlichen Telefonwähler A' verbunden. Wenn beide Läufers sich in einer ganz bestimmten Stellung befinden, dann wird die positive Spannung zum Wählschalter B wei-

Hilfe einer besonderen elektronischen Schaltung die Läufers der Telefonwähler von Zeit zu Zeit in eine andere Stellung, damit verhütet wird, daß sich bei derselben Kombination der Safe wieder öffnet. Zu diesem Zweck wird der Kondensator C 1 über zwei Mikroschalter A'' und C'' aufgeladen, die sich durch das Drehen der beiden Wählschalter A und C öffnen und schließen. Bei jedem Schließen eines dieser Mikroschalter steigt die Ladung von C 1. Schließlich wird die Spannung am Kondensator so groß, daß die Kaltkathodenröhre R6 1 zündet. Dadurch wird Rel 2 erregt, dessen Kontakte sich schließen bzw. umschalten. C 2 entlädt sich über die Betätigungsspule Sp der Telefonwähler, und die Stellung der Wähler verändert sich. Die vorgegebene Kombination ist nun eine andere.



tergeleitet. Auch bei diesem sind wieder einige Kontakte auf den zugeordneten Telefonwähler B' geschaltet. Dasselbe ist beim dritten Wählschalter C der Fall. Eine ununterbrochene Leitung ist dann vorhanden, wenn alle Läufers der Wählschalter und der Telefonwähler in ganz bestimmten Stellung stehen. Nur dann wird auch das Relais Rel 1 erregt und eine Klingel betätigt. Ferner leuchtet eine grüne Signallampe auf, und ein magnetisches Schloß öffnet die Tür. Während die Wählschalter auf der Tür vom Publikum bedient werden, bringt man mit

Das Stereo-Magnetsystem „DMS 900“

Ein neues, sehr sorgfältig durchkonstruiertes Stereo-Magnetsystem, das die Reihe der bisherigen Kristallsysteme erweitert, bringt jetzt Dual Gebr. Steidinger heraus. Wegen seiner guten Übertragungseigenschaften ist das System „DMS 900“ als ausgesprochenes Hi-Fi-System zu bezeichnen. Es arbeitet nach dem Prinzip des variablen magnetischen Widerstandes, das heißt, der durch die Abtastnadel bewegte Anker verändert den Luftspalt im magnetischen Kreis und damit dessen Widerstand. Die infolge der magnetischen Widerstandsänderung auftretenden Flußänderungen induzieren dann in den feststehenden Spulen die zur Steuerung des Verstärkers dienende Spannung.

Die Abmessungen und die Befestigungsart des Systems entsprechen dem USA-Standard. In der Normalausführung ist es mit der Saphirnadel „DN 90“ zum Abspielen von Stereo- und Mikrorillen bestückt, jedoch läßt sich auch leicht eine Spezialnadel einsetzen, zum Beispiel „DN 91“ (Saphir für Normalrillen), „DN 92“ (Saphir für Mikrorillen). Für höchste Ansprüche an die Wiedergabequalität ist besonders die Diamant-Abtastnadel „DN 95“ für Stereo- und Mikrorillen zu empfehlen, die wegen ihrer großen Härte auch nach längerer Betriebsdauer gegenüber der Saphir-Nadel eine größere Schonung der empfindlichen

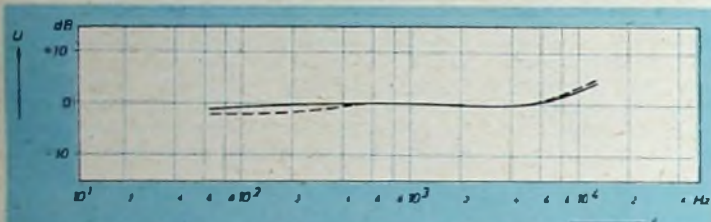


Bild 1. Frequenzgang des Stereo-Magnetsystems Dual „DMS 900“ bei Abschluß mit 1 MOhm und bezogen auf konstante Schnelle (— linker Kanal, 0 dB = 1,1 mV/cm s⁻¹; - - - - - rechter Kanal, 0 dB = 1,0 mV/cm s⁻¹)

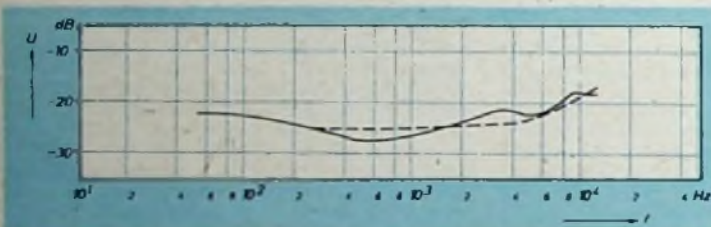


Bild 2. Übersprechdämpfung des „DMS 900“, gemessen mit Teldec-Meßplatte „TP 217“ und bezogen auf die vom Stereo-Magnetsystem abgegebene Nutzspannung (— linker Kanal, - - - - - rechter Kanal)



Bild 3. Frequenzgang des „DMS 900“ bei Seitenschrift-Abtastung einer Mikrorille, bezogen auf konstante Schnelle (0 dB = 0,7 mV/cm s⁻¹, — Abschlußwiderstand 1 MOhm, - - - - - Abschlußwiderstand 10 kOhm)

Stereo- und Mikrorillen gewährleistet. Das System wiegt etwa 9 g, und die normale Auflagekraft soll 4...5 g sein. Die horizontale Rückstellkraft ist $1,2 \text{ g}/60 \mu = 5 \cdot 10^{-6} \text{ cm/dyn}$, die vertikale $1,5 \text{ g}/60 \mu = 4 \cdot 10^{-6} \text{ cm/dyn}$.

Die Anschlüsse der beiden Spulen (ohmscher Widerstand etwa 900 Ohm je Kanal, Induktivität 250 mH) sind getrennt (vierpolig) herausgeführt, so daß sich alle Eingangsschaltungen verwirklichen lassen. Der Übertragungsbereich ist von 20 Hz bis 20 kHz $\pm 3 \text{ dB}$ linear (Bild 1) und der Empfindlichkeitsunterschied zwischen beiden Kanälen max. 2 dB bei einer Empfindlichkeit je Kanal von 1 mV/cm s^{-1} bei 1 kHz. Die Übersprechdämpfung, gemessen mit Teldec-Meßplatte „TP 217“, ist bei 1 kHz min. 20 dB und bei 10 kHz etwa 15 dB (Bild 2). Den Frequenzgang für Seitenschrift-Abtastung von Mikrorillen zeigt Bild 3. Bemerkenswert ist, daß

die Intermodulationsverzerrungen $\frac{A-B}{A+B} \cdot 100$, gemessen mit 400

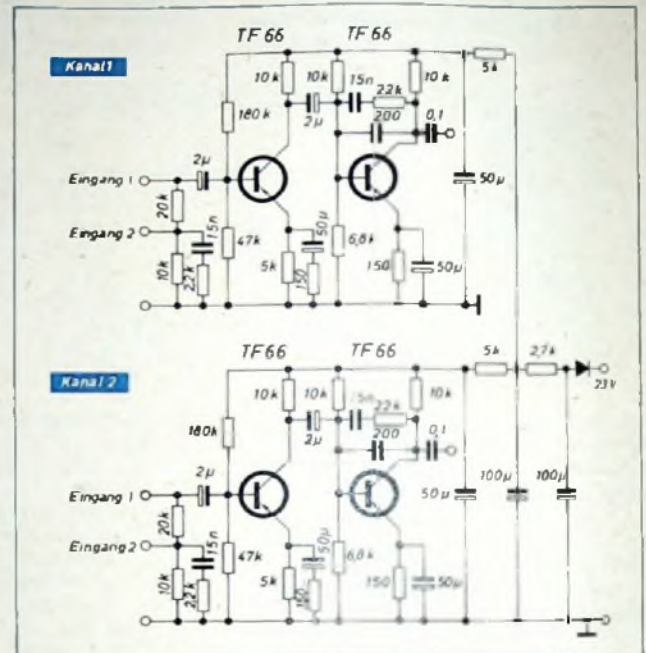


Bild 4. Schaltbild des Stereo-Transistor-Vorverstärkers „TVV 40“ mit CCIR-Entzerrung

und 4000 Hz bei 8 cm s^{-1} , bei monauraler Abtastung bei nur etwa 4% liegen.

Da die von magnetischen Tonabnehmersystemen abgegebenen Spannungen zur direkten Aussteuerung eines Rundfunkempfängers oder eines handelsüblichen Ela-Verstärkers zu niedrig sind, hat Dual gleichzeitig den Transistor-Vorverstärker „TVV 40“ entwickelt (Bild 4). Er hat einen nach CCIR entzerrten Frequenzgang (20 Hz...20 kHz $\pm 1 \text{ dB}$) und bei 1,5 V Ausgangsspannung $\leq 0,5\%$ Klirrfaktor (Belastungswiderstand $> 100 \text{ kOhm}$). Der mit zwei rauscharmen Transistoren TF 66 und zwei üblichen TF 66 bestückte zweistufige Zweikanal-Vorverstärker hat bei 1000 Hz etwa 100fache Verstärkung; der Störabstand ist 70 dB. Den über den Vorverstärker „TVV 40“ gemessenen Frequenzgang und die Übersprechdämpfung zeigen die Bilder 5 und 6. Der Frequenzgang beider Kanäle ist auf die Schneidkennlinie 3180-318-50 μs bezogen (0 dB = 140 mV/cm s^{-1}), die Übersprechdämpfung ebenso wie im Bild 2 auf die vom System abgegebene Nutzspannung. Die Stromversorgung des „TVV 40“ erfolgt aus einer auf der Motorspule des Abspielgerätes angebrachten Zusatzwicklung, deren Spannung (etwa 23 V~) über einen Zwerggleichrichter im Vorverstärker gleichgerichtet wird. —th



Bild 5. Frequenzgang des „DMS 900“, gemessen über Vorverstärker „TVV 40“ (0 dB = 140 mV/cm s^{-1} , — linker Kanal, - - - - - rechter Kanal)

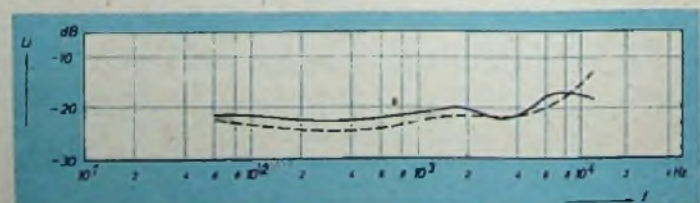


Bild 6. Übersprechdämpfung des „DMS 900“, gemessen über Vorverstärker „TVV 40“ mit Teldec-Meßplatte „TP 217“ und bezogen auf die vom System abgegebene Nutzspannung

Ein Stereo-Schneidkennlinien-Entzerrer für hohe Ansprüche

Fortsetzung aus FUNK-TECHNIK Bd. 14 (1959) Nr. 18, S. 666

Durch Einsetzen der Zahlenwerte erhält man

$$R_E \approx \frac{13,95 \cdot 10^3 - 2 \cdot 10^3}{57} \approx 210 \text{ Ohm}$$

Gewählt wurde der nächstliegende Normwert $R_E = 220 \text{ Ohm}$.

Die Parameter der h' -Matrix des neuen Vierpols (s. Abschnitt 5.3.2) sind

$$h_{11}' = 2 \cdot 10^3 + \frac{220 \cdot (1 + 57) \cdot (1 - 5 \cdot 10^{-4})}{1 + 220 \cdot 19,2 \cdot 10^{-6}} \approx 14,7 \cdot 10^3 \text{ Ohm}$$

$$h_{12}' = \frac{220 \cdot 19,2 \cdot 10^{-6} + 5 \cdot 10^{-4}}{1 + 220 \cdot 19,2 \cdot 10^{-6}} \approx 47 \cdot 10^{-4}$$

$$h_{21}' = \frac{57 - 220 \cdot 19,2 \cdot 10^{-6}}{1 + 220 \cdot 19,2 \cdot 10^{-6}} \approx 56,5$$

$$h_{22}' = \frac{19,2 \cdot 10^{-6}}{1 + 220 \cdot 19,2 \cdot 10^{-6}} \approx 19,1 \cdot 10^{-6} \text{ S}$$

$$\Delta h' = h_{11}' \cdot h_{22}' - h_{12}' \cdot h_{21}' \approx 15,2 \cdot 10^{-3}$$

Die zweite Stufe hat den Ausgangswiderstand

$$r_o = \frac{h_{11}' + R_{G1}}{\Delta h' + h_{22}' \cdot R_{G1}}$$

Mit $R_{G1} = R_{O1} \approx 10 \text{ kOhm}$ wird

$$r_o = \frac{14,7 \cdot 10^3 + 10 \cdot 10^3}{15,2 \cdot 10^{-3} + 19,1 \cdot 10^{-6} \cdot 10 \cdot 10^3} \approx 120 \text{ kOhm}$$

Der von der folgenden Stufe geforderte Ausgangswiderstand R_o ist die Parallelschaltung von r_o und R_1

$$R_o = \frac{R_1 \cdot r_o}{R_1 + r_o} = \frac{6 \cdot 10^3 \cdot 120 \cdot 10^3}{6 \cdot 10^3 + 120 \cdot 10^3} \approx 5,7 \text{ kOhm}$$

Für den Eingangswiderstand gilt

$$r_i = \frac{h_{11}' + \Delta h' \cdot r_L}{1 + h_{22}' \cdot r_L}$$

Darin bedeutet r_L die Parallelschaltung von R_1 , Z_{GK} und R_{111} .

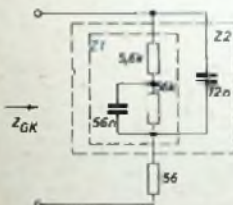


Bild 9. Zur Berechnung von Z_{GK}

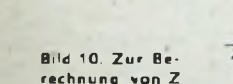


Bild 10. Zur Berechnung von Z

Z_{GK} im Bild 9 errechnet sich für $f = 1000 \text{ Hz}$ ($\omega = 6300 \text{ s}^{-1}$) zu

$$Z_1 = 5,6 \cdot 10^3 + \frac{56 \cdot 10^3 \cdot \frac{1}{j 6300 \cdot 56 \cdot 10^{-9}}}{56 \cdot 10^3 + \frac{1}{j 6300 \cdot 56 \cdot 10^{-9}}}$$

$$Z_1 = 5740 - j 2780 \text{ [}\Omega\text{]}$$

$$Z_2 = \frac{Z_1 \cdot \frac{1}{j\omega C}}{Z_1 + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{Z_1}{1 + j\omega Z_1 \cdot C}$$

$$Z_2 = \frac{5740 - j 2780}{1 + j 6300 \cdot 12 \cdot 10^{-9} \cdot (5740 - j 2780)}$$

$$Z_2 = 3490 - j 3540 \text{ [}\Omega\text{]}$$

$$Z_{GK} = Z_2 + 56$$

$$Z_{GK} = 3546 - j 3540 \text{ [}\Omega\text{]}$$

Die Parallelschaltung mit R_{111} und R_{1111} (Bild 10) ergibt

$$Z = \frac{Z_{GK} \cdot R_{Gos}}{Z_{GK} + R_{Gos}}$$

$$R_{Gos} = \frac{6 \cdot 13,7}{6 + 13,7} \approx 4,175 \text{ kOhm}$$

$$Z = \frac{4,175 \cdot (3,546 - j 3,540)}{4,175 + 3,546 - j 3,540}$$

$$Z = 2,3 - j 0,83 \text{ [k}\Omega\text{]}$$

und

$$r_L = |Z| \approx 2,4 \text{ kOhm}$$

Damit wird

$$r_i = \frac{14,7 \cdot 10^3 + 15,2 \cdot 10^{-3} \cdot 2,4 \cdot 10^3}{1 + 19,1 \cdot 10^{-6} \cdot 2,4 \cdot 10^3} \approx 14,1 \text{ kOhm}$$

Die Differenz zwischen gefordertem und erreichtem Wert für r_i ist unbedeutend.

Die Spannungsverstärkung der Stufe ist

$$|v_u| = \frac{h_{21}' \cdot r_L}{\Delta h' \cdot r_L + h_{11}'}$$

$$|v_u| = \frac{56,5 \cdot 2,2 \cdot 10^3}{15,2 \cdot 10^{-3} \cdot 2,2 \cdot 10^3 + 14,7 \cdot 10^3} \approx 8,5$$

$$v_u \approx 18,6 \text{ dB}$$

5.3.4 Gegenkopplung über die beiden ersten Stufen

Die Gesamtverstärkung des berechneten dreistufigen Entzerrers ergibt sich durch Addition der Stufenverstärkungen zu

$$v_{u \text{ ges}} = v_{u1} + v_{u2} + v_{u3} = 37,3 + 18,6 + 6,5 = 62,4 \text{ dB}$$

Der Ausgangswiderstand ist $R_o = 600 \text{ Ohm}$ und der Eingangswiderstand $R_i = 1000 \text{ Ohm}$. Während der Ausgangswiderstand den geforderten Wert hat, ist der Eingangswiderstand zu niedrig und die Spannungsverstärkung zu hoch. Daher wird eine starke Gegenkopplung ($-22,4 \text{ dB}$) über die beiden ersten Stufen geführt, indem man einen Teil der am Kollektor der zweiten Stufe verfügbaren NF-Spannung über einen Spannungsteiler in die Emitterleitung der ersten Stufe einleitet (Seriengegenkopplung). Dadurch erniedrigen sich der Ausgangswiderstand der zweiten Stufe und die Spannungsverstärkung, während sich der Eingangswiderstand des Entzerrers erhöht. Man erhält dann folgende Werte: Ausgangswiderstand der zweiten Stufe: $R_{O11}' \approx 350 \text{ Ohm}$, Eingangswiderstand des Entzerrers: $R_i' = 7,8 \text{ kOhm}$, Spannungsverstärkung des Entzerrers: $v_u' = 40 \text{ dB}$. Die Impedanz- und Verstärkungsverhältnisse des Entzerrers entsprechen also den gestellten Bedingungen.

5.4 Entzerrung

Der verwendete Abtaster enthält zwei dynamische Systeme (er ist also ein Geschwindigkeitsempfänger) und hat einen linearen Frequenzgang von $10 \dots 35 \text{ 000 Hz}$. Die Entzerrung muß daher nach dem Spiegelbild um die 0-dB -Achse der Schneidkennlinie erfolgen. Da die meisten amerikanischen Stereo-Schallplatten nach der von der RIAA angegebenen Norm geschnitten werden, ist nur für diese Schneidkennlinie eine Entzerrung vorgesehen. Die kleinen Abweichungen der europäischen Schneidkennlinien von der RIAA-Kurve lassen sich mit dem Stereo-Konverter vorhandenen Klangregler ausgleichen. Das Entzerrer-Netzwerk kann natürlich auch für verschiedene Normen (z. B. DIN 45 536) umschaltbar ausgeführt werden.

Das RC-Netzwerk läßt sich prinzipiell zwischen zwei Verstärkerstufen anordnen, doch ergeben sich dabei Anpassungsschwierigkeiten, und wegen der Dämpfung des Netzwerkes kann man leicht in die Nähe des Rauschens kommen. Eine sehr elegante Lösung bietet sich durch Verlegung des Netzwerkes in den Gegenkopplungsweig über die ersten beiden Stufen. Dadurch wird zwar der Eingangswiderstand des Entzerrers frequenzabhängig, er bleibt jedoch durchaus in den zulässigen Grenzen.

Die RIAA-Kennlinie, die durch die drei Zeitkonstanten $3180 \mu\text{s}$, $318 \mu\text{s}$ und $75 \mu\text{s}$ gegeben ist, läßt sich durch ein einfaches

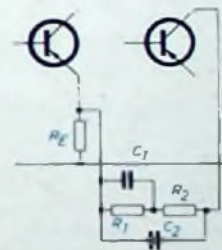


Bild 11. Einfaches Entzerrer-Netzwerk zur Realisierung der RIAA-Kennlinie

RC-Netzwerk mit vier Schaltelementen realisieren (Bild 11). Da der Gleichstromwiderstand des Netzwerkes verhältnismäßig groß sein soll (s. Abschnitt 5.1.3), wurde R_1 mit 56 kOhm gewählt. Die Zeitkonstanten werden durch $R_2 \cdot C_2 = \tau_1 = 75 \mu\text{s}$, $R_3 \cdot C_1 = \tau_2 = 318 \mu\text{s}$ und $R_1 \cdot C_1 = \tau_3 = 3180 \mu\text{s}$ gebildet. Die Werte der Schaltelemente errechnen sich mit $R_1 = 56 \text{ kOhm}$ zu

$$C_1 = \frac{\tau_3}{R_1} = \frac{3180 \cdot 10^{-6}}{56 \cdot 10^3} \approx 56,8 \text{ nF}$$

$$R_2 = \frac{\tau_2}{C_1} = \frac{318 \cdot 10^{-6}}{56,8 \cdot 10^{-6}} \approx 5,6 \text{ kOhm}$$

$$C_2 = \frac{\tau_1}{R_2} = \frac{75 \cdot 10^{-6}}{5,6 \cdot 10^3} \approx 13,4 \text{ nF}$$

Für die Kondensatoren wurde jeweils der nächstliegende Normwert ($C_1 = 56 \text{ nF}$, $C_2 = 12 \text{ nF}$) gewählt. Die Impedanz des Netzwerkes bei 1000 Hz ist $Z_{GK} = 5 \text{ kOhm}$. Bei Verwendung eines Teilerwiderstandes $R_E = 56 \text{ Ohm}$ ergibt sich eine Dämpfung von $22,4 \text{ dB}$.

5.5 Dimensionierung der Koppelkondensatoren

Im Eingangersatzschaltbild (Bild 12) bedeutet R_G den jeweiligen Generatorwiderstand und R_i den Eingangswiderstand der

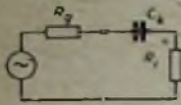


Bild 12. Eingangersatzschaltbild zur Dimensionierung der Koppelkondensatoren

folgenden Stufe. Für einen zulässigen Abfall auf -3 dB bei der unteren Grenzfrequenz f_u gilt

$$\frac{1}{\omega_u \cdot C_k} = R_i + R_G$$

$$C_k = \frac{1}{\omega_u (R_i + R_G)}$$

5.5.1 Berechnung der Koppelkondensatoren
Die untere Grenzfrequenz wurde mit $f_u = 10$ Hz ($\omega_u = 2\pi f_u \approx 63 \text{ s}^{-1}$) festgelegt.

Damit erhält man:

Erste Stufe:

$$R_G = 600 \text{ kOhm}, R_i' = 7,8 \text{ kOhm}$$

$$C_i = \frac{10^6}{63 \cdot (7,8 \cdot 10^3 + 600)} [\mu\text{F}]$$

$$C_i \text{ min} \approx 1,9 \mu\text{F}$$

Zweite Stufe:

$$R_G = R_{o1} = 10 \text{ kOhm}, R_{i11} = 10 \text{ kOhm}$$

$$C_k = \frac{10^6}{63 \cdot (10 \cdot 10^3 + 10 \cdot 10^3)} [\mu\text{F}]$$

$$C_k \text{ min} \approx 0,8 \mu\text{F}$$

Dritte Stufe:

$$R_G = R_{o111} = 600 \text{ Ohm}, R_i = R_L = 600 \text{ Ohm}$$

$$C_o = \frac{10^6}{63 \cdot (600 + 600)} [\mu\text{F}]$$

$$C_o \text{ min} \approx 13,3 \mu\text{F}$$

5.6 Dimensionierung der Emittterkondensatoren

Zur Veranschaulichung der Verhältnisse dient die Ersatzschaltung Bild 13. Eine näherungsweise Berechnung von C_3 kann folgendermaßen erfolgen: Wenn man C_k vernachlässigt, die Parallelschaltung von R_G , R_1 und R_2 zu R_0 zusammenfaßt, r_i aus dem Transistor herauszieht und die Widerstände im Basiskreis auf die Widerstandsverhältnisse im Emittterkreis bezieht, so erhält man die vereinfachte Ersatzschaltung Bild 14. Die die Grenzfrequenz bestimmende Zeitkonstante ergibt sich bei Vernachlässigung von R_1 (wegen

$$R_2 \gg \frac{R_G + r_i}{1 + h_{21}} \text{ zu}$$

$$t_u \approx C_3 \frac{R_G + r_i}{1 + h_{21}}$$

Für einen Abfall auf -3 dB bei der Grenzfrequenz f_u erhält man

$$C_3 \approx \frac{1 + h_{21}}{\omega_u (R_G + r_i)}$$

5.6.1 Berechnung der Emittterkondensatoren

Erste Stufe:

$$R_1 = 130 \text{ kOhm}, R_2 = 200 \text{ kOhm},$$

$$R_G = 600 \text{ Ohm}, r_i' \approx 7,8 \text{ kOhm},$$

$$h_{21}' = 46, f_u = 10 \text{ Hz}$$

$$C_{3I} = \frac{46 \cdot 10^6}{63 \cdot (595 + 7800)} [\mu\text{F}]$$

$$C_{3I} \text{ min} \approx 84 \mu\text{F}$$

Zweite Stufe:

$$R_1 = 120 \text{ kOhm}, R_2 = 50 \text{ kOhm}, h_{21}' = 56,5,$$

$$R_{o1} = R_G = 10 \text{ kOhm}, r_i \approx 14 \text{ kOhm}, f_u = 10 \text{ Hz}$$

$$C_{3II} = \frac{57,5 \cdot 10^6}{63 \cdot (7,8 \cdot 10^3 + 14 \cdot 10^3)} [\mu\text{F}]$$

$$C_{3II} \text{ min} \approx 41 \mu\text{F}$$

Dritte Stufe:

$$Z_{GK} \gg R_{o11}, R_{o11} = R_G = 350 \text{ Ohm},$$

$$r_i = 13,7 \text{ kOhm}, h_{21}' = 98,5, f_u = 10 \text{ Hz}$$

$$C_{3III} = \frac{99,5 \cdot 10^6}{63 \cdot (350 + 13,7 \cdot 10^3)} [\mu\text{F}]$$

$$C_{3III} \text{ min} \approx 112 \mu\text{F}$$

Die berechneten Werte sind Minimalwerte; sie wurden in der tatsächlichen Dimensionierung jedoch wesentlich überschritten, wodurch sich eine niedrigere untere Grenzfrequenz ergibt.

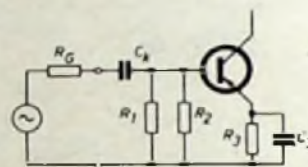


Bild 13. Ersatzschaltbild zur Dimensionierung der Emittterkondensatoren

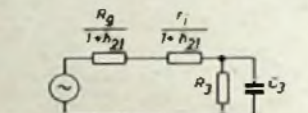


Bild 14. Vereinfachtes Ersatzschaltbild zur Darstellung der Widerstandsverhältnisse im Emittterkreis

Bild 15. Vollständiges Schaltbild des Stereo-Schneidkennlinien-Entzerrers

6. Netzteil

Die Betriebsspannung kann entweder einer kleinen Batterie oder, wie im Mustergerät, einem Netzteil entnommen werden.

Der Gesamtstromverbrauch des Entzerrers ist

$$I_{\text{tot}} = 2 (I_{\text{geel}} + I_{\text{geelII}} + I_{\text{geelIII}})$$

$$= 2 (0,43 + 1,378 + 6,0)$$

$$\approx 15,6 \text{ mA}$$

Da die Speisespannung $-U_{CC} = 22,5$ V beträgt, wird

$$P_{\text{tot}} = I_{\text{tot}} \cdot (-U_{CC}) \approx 15,6 \cdot 22,5 \approx 350 \text{ mW}$$

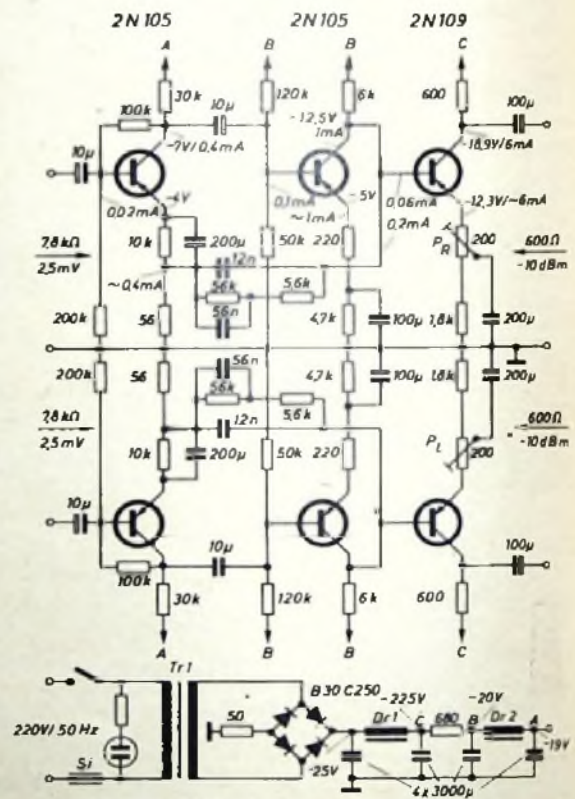
Dieser Wert ist - verglichen mit der von einem äquivalenten Röhrenverstärker üblicher Bauart benötigten Leistung - außerordentlich klein. Der Netzteil kann daher sehr klein und billig aufgebaut werden.

Um die Streuung und Erwärmung des Netztransformators kleinzuhalten, wurde die maximale Induktion mit 9000 Gauß festgelegt und ein relativ großer Drahtquerschnitt gewählt. Die Wickelraten für den Netztransformator und die Siebdrosseln enthält Tab. I.

7. Endgültige Schaltung

Bild 15 zeigt die endgültige Schaltung des Entzerrers.

Bei der Wahl der Schaltelemente wurde weitgehend auf Normwerte beziehungsweise handelsübliche Werte Rücksicht genommen. Die Widerstände der ersten Stufe sollen rauscharme Typen sein (keine



	Tr 1	Dr 1	Dr 2
Kernblech	M 42 x 0,35	M 42 x 0,35	M 42 x 0,35
Luftpalt		0,5 mm	0,5 mm
Paketstärke	16 mm	15 mm	14 mm
Eisenquerschnitt	1,9 cm²	1,8 cm²	1,7 cm²
Primärspannung	220 V, 50 Hz		
Sekundärspannung	22 V		
Sekundärstrom	20 mA		
Primärwicklung	6400 Wdg., 0,1 mm ø CuL	3000 Wdg., 0,18 mm ø CuL (Gleichstromwiderstand 150 Ohm)	10000 Wdg., 0,1 mm ø CuL (Gleichstromwiderstand 1200 Ohm)
Sekundärwicklung	720 Wdg., 0,1 mm ø CuL		

Tab. I. Wickelraten für den Netztransformator und die Siebdrosseln

Schicht- oder Massewiderstände), und die Schaltelemente des Entzerrer-Netzwerkes dürfen maximal $\pm 1\%$ Toleranz haben, um eine gute Übereinstimmung der beiden Kanäle zu sichern. Auf ein Höhenfilter zur Unterdrückung des Nadelgeräusches wurde hier verzichtet, da gute Stereo-Schallplatten nur ein verschwindend geringes Oberflächenrauschen haben, das bei entsprechend sorgfältiger Behandlung der Platten auch bei oftmaligem Abspielen nicht merklich zunimmt. Die Siebmittel der Spannungsversorgung sind stark überdimensioniert, um niedrigen Brummpegel zu erreichen. Mit den Pegelreglern P_R und P_L wird die Verstärkung der beiden Kanäle auf genau 40 dB eingestellt.

8. Messungen

8.1 Gleichstrommessungen

Die Gleichstrom-Meßwerte sind in das Gesamtschaltbild (Bild 15) eingetragen. Zur Spannungsmessung diente ein Röhrenvoltmeter mit 11 MOhm Innenwiderstand; die Ströme wurden durch Spannungsabfall-Messungen ermittelt.

8.2 Wechselstrommessungen

8.2.1 Meßanordnungen

Um den Eingangswiderstand der einzelnen Stufen bei Ansteuerung mit dem richtigen Generatorwiderstand messen zu können, wurde die Anordnung nach Bild 16 benutzt. Die mit dem Röhrenvoltmeter *RVM* gemessenen Spannungen verhalten sich

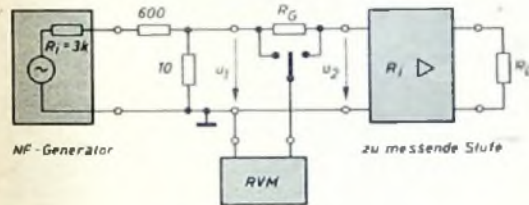


Bild 16. Meßanordnung zur Messung des Eingangswiderstandes

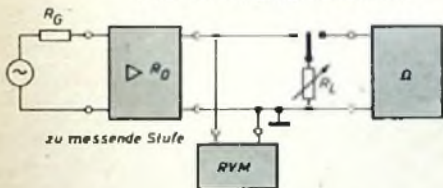


Bild 17. Meßanordnung zur Messung des Ausgangswiderstandes

wie $u_1 / u_2 = (R_G + R_i) / R_i$. Daraus ergibt

$$R_i = \frac{u_2}{u_1 - u_2} R_G$$

Es ist dafür zu sorgen, daß die gemessene Verstärkerstufe nicht durch u_2 übersteuert wird.

Zur Messung des Ausgangswiderstandes bei kleinen Signalen ist die im Bild 17 angegebene Methode zulässig. Der Wert des Widerstandes R_L ist gleich dem Ausgangswiderstand, wenn die an ihm abfallende Spannung halb so groß ist wie die Leerlaufspannung der Stufe. Der Fremdspannungspegel wurde am Ausgang des Entzerrers mit einem Meßverstärker und einem Röhrenvoltmeter gemessen. Die Messung der Verzerrungen erfolgte mit den Meßgeräten „AA 1“ (Intermodulation) und „HD 1“ (Klirrfaktor) von Heathkit, als NF-Generator diente der Typ „AG 9A“ derselben Firma.

Tab. II. Meßergebnisse

Stufe	Meßwert	gemessen	berechnet
1	R_i	900	1000 Ohm
	R_o	10,2	8,7 kOhm
	v_u	37,5	37,3 dB
2	r_i	13,9	14,1 kOhm
	R_o	5,6	5,7 kOhm
	v_u	18,7	18,6 dB
3	r_i	14,1	13,7 kOhm
	R_o	600	600 Ohm
	v_u	6,2	6,5 dB

8.2.2 Meßergebnisse

Die Meßergebnisse der einzelnen Stufen zeigen eine gute Übereinstimmung mit den vorausgerechneten Werten (Tab. II). Für den gesamten Entzerrer ergeben sich je Kanal folgende Meßwerte:

Eingangswiderstand (Bild 18):

$$R_i > 5 \text{ kOhm}$$

Ausgangswiderstand: $R_o = 600 \text{ Ohm}$

Spannungsverstärkung: $v_u = 40 \text{ dB}$

Verzerrungen:

Normalpegel

$$\begin{aligned} (-10 \text{ dBm an } 600 \text{ Ohm}) \quad & IM \approx 0,02\% \\ & k \approx 0,06\% \end{aligned}$$

Vollaussteuerung

$$\begin{aligned} (0 \text{ dBm an } 600 \text{ Ohm}) \quad & IM = 0,12\% \\ & k \approx 0,09\% \end{aligned}$$

Fremdspannungsabstand vom Normalpegel:

$$-72 \text{ dB}$$

(Das entspricht einer Fremdspannung am Eingang von $0,63 \mu\text{V}$.)

Bild 18. Meßwerte des Eingangswiderstandes R_i in Abhängigkeit von der Frequenz des gesamten Entzerrers (je Kanal)

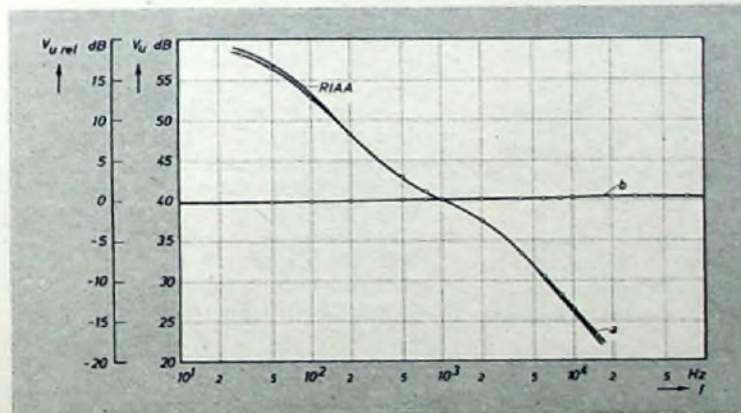
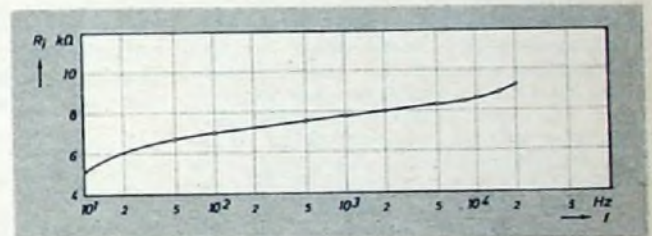


Bild 19. Frequenzgänge des Entzerrers: a) mit Entzerrung nach RIAA, b) ohne Entzerrung

Frequenzgang nach RIAA (Bild 19): $\pm 1,5 \text{ dB}$
 ohne Entzerrung: 10 ... 100 000 Hz $\pm 1 \text{ dB}$
 Gleichheit der Kanäle bezüglich Frequenzgang und Verstärkung: $\pm 0,5 \text{ dB}$
 Übersprechdämpfung: $> 60 \text{ dB}$

9. Aufbau

Der mechanische Aufbau des Entzerrers ist wegen der Niederohmigkeit der Schaltung und der niedrigen Betriebsspannung unkritisch. Eine ebenso elegante wie einfache Lösung wäre die Verwendung von geätzten Schaltungen, eventuell zweier getrennter, identischer Einheiten für die

beiden Kanäle. Der Netzteil kann auf demselben Chassis angeordnet werden, da die Gefahr einer induktiven Einstrahlung (bei zweckmäßigem Aufbau) gering ist. Durch den Aufbau und die Aufstellung muß jedoch unbedingt eine Erwärmung des Entzerrers durch äußere Wärmequellen (Endverstärker usw.) verhindert werden.

10. Allgemeine Hinweise

Die Transistor-Typen 2N109 und 2N175 haben einen genormten Sockel und lassen sich daher in passende Fassungen stecken. Die meisten anderen Typen haben dagegen lange Drahtenden und sind hauptsächlich zum direkten Einlöten in die Schaltung bestimmt. Dabei muß man durch eine Krokodilklemme oder Pinzette eine schädliche Erwärmung des Kristalls vermeiden. Außerdem ist ein geerdeter LötKolben zu benutzen, um Beschädigungen des Transistors durch kapazitive Fehlströme auszuschließen; an einer in Betrieb befindlichen Transistorstufe darf überhaupt nicht gelötet werden. Da die bei Einschwingvorgängen auftretenden hohen Spannungs- oder Stromspitzen den Transistor beschädigen können, darf eine Transistorstufe bei vorhandenen Betriebsspannungen nie belastet oder entlastet werden.

Die im Abschnitt 5.4 beschriebene Entzerrung gilt nur für Geschwindigkeitsempfänger, also für magnetische und dynamische Abtaster. Kristallsysteme und keramische Systeme sind Amplitudenempfänger und erfordern daher eine andere Entzerrungskurve.

Schrifttum

- [1] Hunter, L. Ph.: Handbook of semiconductor electronics. New York 1956, McGraw-Hill
- [2] Shea, R. F.: Transistor circuit engineering. New York 1957, John Wiley & Sons, Inc.
- [3] Jones, D. D., u. Hilbourne, R. A.: Transistor A. F. amplifiers. London 1957, Iliffe & Sons Ltd.
- [4] Small, R. H.: Stabilizing transistor amplifiers. Audio Bd. 40 (1958) Nr. 12, S. 47
- [5] Davidson, J. J.: Low-noise transistor microphone amplifier. Audio Bd. 41 (1957) Nr. 10, S. 28

Definition und Messung der Empfängerempfindlichkeit

1. Empfänger-Empfindlichkeit in kT_0

Infolge der Wärmebewegung der Moleküle und Elektronen finden innerhalb eines Leiters dauernd kleine örtliche Lageänderungen von Elementarladungen statt. Diese äußern sich in unregelmäßigen Spannungsschwankungen, den Rauschspannungen, die zwischen den Enden des Leiters nachweisbar sind. Da die Anzahl der Ladungen sehr groß ist und die Lageänderungen völlig unregelmäßig sind, enthält das Rauschen alle Frequenzen, von den tiefsten bis zu den höchsten. Je größer die Bandbreite eines Verstärkers ist, der auf eine solche Rauschquelle folgt, desto höher ist deshalb die hinter ihm meßbare Rauschspannung. Nach Nyquist gilt für die Rauschspannung die Beziehung

$$E^2 = 4 k T_0 \cdot R \cdot \Delta f, \quad [V^2]$$

worin E die Rauschspannung [V], k die Boltzmannsche Konstante $= 1,37 \cdot 10^{-23}$ Ws/Grad, T_0 die absolute Temperatur [$^\circ$ K], R der Widerstand [Ω] und Δf die Bandbreite [Hz].

Dem Widerstand R , an dem die Rauschspannung E steht, kann man die maximale Rauschleistung entnehmen, wenn der Verbraucher angepaßt ist, das heißt den gleichen Widerstand hat. Die maximal entnehmbare Rauschleistung ist dann

$$\frac{E^2}{4R} = k T_0 \cdot \Delta f \quad [W]$$

Ein Ultrakurzwellen- oder Dezimeterempfänger wird üblicherweise an den Strahlungswiderstand der Antenne angepaßt. Unter der Annahme, daß die Antenne von außen keinerlei Störungen oder Signale empfängt, ist trotzdem an ihren Ausgangsklemmen eine Rauschspannung entsprechend ihrem Strahlungswiderstand und ihrer Bandbreite nachzuweisen. Sie gibt also eine Rauschleistung von der Größe $k T_0 \cdot \Delta f$ Watt an den Empfänger ab. Da die Bandbreite des Empfängers aus Selektionsgründen wesentlich kleiner ist als die der Antenne, ist hier die Durchlaßbreite des Empfängers einzusetzen.

In der Praxis liefert nun die Eingangsschaltung eines Empfängers ebenfalls ein Rauschen (Röhrenrauschen, Kreisrauschen), dessen Leistung meist erheblich höher ist als die der Antenne entnommene Rauschleistung.

Für einen idealen Empfänger, der selber nicht rauscht, ist also $k T_0 \cdot \Delta f$ die minimale Empfangsleistung, die aufgenommen werden muß, damit das Störverhältnis 1:1 wird.

Vergleicht man nun zwei ideale Empfänger, die für verschiedene Verwendungszwecke gebaut wurden und deshalb verschiedene Bandbreiten haben, so braucht der Empfänger mit der größeren Bandbreite eine größere Empfangsleistung als der Empfänger mit der kleineren Bandbreite, und zwar um den Faktor mehr, um den sich die Bandbreiten unterscheiden. Die Empfindlichkeit wird deshalb nach Franz angegeben in Vielfachen der dem Antennenwiderstand entnehmbaren Rauschleistung bezogen auf 1 Hz Bandbreite, das heißt in Vielfachen von $k T_0$.

In der Praxis liegen die Empfängerempfindlichkeiten heute zum Beispiel im 60-MHz-Band bei 3...10 $k T_0$ und im 300-MHz-Band bei 8...20 $k T_0$. Die Empfind-

lichkeitsangabe $n k T_0$ bedeutet, daß dem Empfänger je Hertz Bandbreite für ein Störverhältnis 1:1 eine Signalleistung zugeführt werden muß, die n -mal so groß ist wie diejenige, die ein idealer Empfänger ohne Eigenrauschen benötigen würde. Bei Zimmertemperatur (20° C) ist $T_0 = 293^\circ$ K, und es wird

$$k T_0 = 1,37 \cdot 10^{-23} \cdot 293 \quad [W s] \\ = 4 \cdot 10^{-21} \quad [W/Hz]$$

2. Noise figure

In der angelsächsischen Literatur findet man als Angabe für die Güte eines Empfängers den Begriff „noise figure“. Friis definierte die noise figure F eines Gerätes als folgendes Verhältnis:

$$F = \frac{\text{(verfügbare Signalleistung : verfügbarer Rauschleistung im Eingang)}}{\text{(verfügbare Signalleistung : verfügbarer Rauschleistung im Ausgang)}}$$

oder abgekürzt geschrieben

$$F = \frac{S_E \cdot R_E}{S_A \cdot R_A}$$

Ist G die Verstärkungsziffer des Gerätes, dann ist $S_A = G \cdot S_E$. Zweifellos wird aber das Eingangsrauschen R_E genauso verstärkt wie das Eingangssignal, und deshalb muß in R_A ein Anteil von der Größe $G \cdot R_E$ enthalten sein. Die Differenz $R_A - G \cdot R_E$ ist der im Gerät entstandene Rauschteil, der $G \cdot R_G$ genannt sei. Dann ist R_G das auf den Eingang bezogene Rauschen des Gerätes. Man kann also obige Gleichung auch schreiben

$$F = \frac{S_E \cdot R_E}{G \cdot S_E \cdot (R_E + R_G)} = \frac{S_E \cdot R_E}{S_E \cdot (R_E + R_G)} \\ = \frac{R_E}{R_E + R_G}$$

Diese Gleichung gilt nicht nur für Empfänger, sondern auch für Verstärker usw. Betrachtet man speziell Empfänger, so ist R_E die der Antenne entnommene Rauschleistung $k T_0 \cdot \Delta f$. R_G ist die auf den Eingang bezogene Rauschleistung des im übrigen ideal gedachten Empfängers.

Während man also dem idealen Empfänger für ein Störverhältnis 1:1 die Signalleistung $S_E = R_E$ zuführen muß, benötigt der praktisch ausführbare Empfänger hierfür eine Signalleistung $R_E + R_G$. Das Leistungsverhältnis $R_E : (R_E + R_G)$ wird in der angelsächsischen Literatur in Dezibel angegeben, und man findet zum Beispiel für einen Empfänger im 60-MHz-Band eine noise figure $F = 6$ dB. Da eine Leistungserhöhung um 6 dB einem Anwachsen um den Faktor 4 entspricht, bedeutet dies, daß man dem Empfänger mit der noise figure 6 dB für gleiches Störverhältnis eine 4mal so große Empfangsleistung anbieten muß als einem idealen Empfänger gleicher Bandbreite.

3. $k T_0$ und noise figure

Wie eingangs gezeigt, bezieht sich eine Empfindlichkeitsangabe in $k T_0$ immer auf eine Bandbreite von 1 Hz. Man vergleicht den Empfänger mit einem idealen Empfänger, der die bestmögliche Empfindlichkeit 1 $k T_0$ hat, und stellt fest, daß der wirkliche Empfänger n -mal soviel Ein-

gangsleistung benötigt. Um diese Leistung in Watt angeben zu können, muß man die Bandbreite des Empfängers kennen und die Leistung damit multiplizieren.

Bei Angabe der Empfindlichkeit als noise figure bezieht man sich nicht auf 1 Hz Bandbreite, sondern gibt an, wieviel Dezibel die Eingangsleistung eines Empfängers für gleiches Störverhältnis über derjenigen liegen muß, die ein Empfänger gleicher Bandbreite mit theoretischer Optimalempfindlichkeit benötigt.

Die beiden Empfindlichkeitsangaben laufen also praktisch auf dasselbe hinaus. Es wird in Deutschland das numerische Leistungsverhältnis angegeben, während dieses in den angelsächsischen Ländern in dB ausgedrückt wird. Die folgende Tab. 1 gibt eine Umrechnung von $k T_0$ -Angaben in noise figure und umgekehrt.

Tab. 1. Umrechnung $k T_0$ in noise figure

$k T_0$	1	2	4	8	10	10	20	40	80	100
noise figure	0	3	6	9	10	12	13	16	19	20 dB

4. Umrechnung von $k T_0$ in μV Eingangsspannung

Um die Empfindlichkeitsangabe $k T_0$ in Eingangsspannungsbedarf umzurechnen, muß man zunächst die Bandbreite des Empfängers kennen. Mit ihr muß die Größe $n \cdot k T_0$ multipliziert werden, um die nötige Eingangsleistung zu erhalten. Kennt man diese und den Eingangswiderstand des Empfängers, so erhält man die Spannung aus der Beziehung

$$U = \sqrt{N \cdot R} \quad [V]$$

Für einen Richtverbindungsempfänger mit einer Bandbreite b von 800 kHz und einer Empfindlichkeit von 5 $k T_0$ (noise figure = 7 dB) erhält man beispielsweise bei 60 Ohm Eingangswiderstand

$$N = 5 k T_0 \cdot b_{(Hz)} \\ (k T_0 = 4 \cdot 10^{-21}, b_{(Hz)} = 8 \cdot 10^5)$$

$$\frac{U^2}{R} = N_{E_{in}} = 5 \cdot 4 \cdot 10^{-21} \cdot 8 \cdot 10^5 \\ = 1,6 \cdot 10^{-14} \quad [W]$$

$$U^2 = 1,6 \cdot 10^{-14} \cdot 60$$

$$U = \sqrt{1,6 \cdot 10^{-14} \cdot 60} = \sqrt{0,96 \cdot 10^{-12}}$$

$$U = 1 \cdot 10^{-6} V = 1 \mu V$$

Der Empfänger benötigt demnach für ein Störverhältnis 1:1 (dieses liegt der Definition der Empfindlichkeitsangabe in $k T_0$ zugrunde) eine Eingangsspannung von 1 μV .

5. Messung der Empfindlichkeit

Um die Empfindlichkeit eines Empfängers in $k T_0$ zu messen, muß man nach dem oben Gesagten feststellen, wie groß das auf den Eingang bezogene Rauschen des Empfängers ist. In der Praxis schließt man eine Rauschspannungsquelle an den Empfänger an, deren Innenwiderstand gleich dem Eingangswiderstand des Empfängers ist. Als Rauschquelle benutzt man allgemein eine gesättigte Diodenstrecke.

Diese liefert eine Rauschleistung je Hz von

$$N = \frac{e \cdot I_D \cdot R}{2} \quad W/Hz \quad [W s]$$

worin N die Rauschleistung/Hz in W/Hz [W s], e die Elementarladung $= 1,6 \cdot 10^{-19}$ As,

Tab. II. Antennen-EMK in Mikrovolt für 20 dB Rauschabstand am Ausgang des Empfängers (Eingangswiderstand 60 Ohm)

kT	Noise figure dB	A 1, A 3a, A 3b, P						A 3, m = 0,3		F 3			Gesamt-ZF-Bandbreite Höchste Modulationsfrequenz Hm
		100 Hz	1 kHz	10 kHz	100 kHz	1 MHz	10 MHz	1 kHz 0,5 kHz	10 kHz 5 kHz	10 kHz 3 kHz	30 kHz 3 kHz	100 kHz 15 kHz	
3,5	6,5												
5	7,0	0,22	0,09	2,2	0,9	22	09	2,3	7,3	1,10	0,82	1,37	
7	8,5												
10	10	0,31	0,07	3,1	0,7	31	07	3,2	10,3	1,54	0,88	1,95	
14	11,5												
20	13												
40	16	0,61	1,0	6,1	1,0	61	190	6,3	20,4	3,06	1,76	3,9	
80	18												
100	22	1,24	3,8	12,4	3,8	124	380	12,6	41,4	6,16	3,52	7,8	

Die Zahlen geben diejenige Antennen-EMK in μV an, die bei einem Empfänger mit einem Eingangswiderstand von 60 Ohm erforderlich ist, um am Ausgang einen Rauschabstand (S_A/R_A) von 20 dB zu erreichen. Die Abweichungen für Eingangswiderstände zwischen 50 und 75 Ohm liegen unter 16%.

I_D der Diodenstrom in A und R der Außenwiderstand in Ohm.

Den Diodenstrom regelt man so ein, daß die abgegebene Rauschleistung gleich der Rauschleistung des Empfängers ist. Um den Strom in weiten Grenzen regeln zu können, verwendet man reine Wolframkathoden und regelt deren Heizung. Das Kriterium dafür, daß die gelieferte Rauschleistung gleich der Empfängerrauschleistung ist, ist die Verdoppelung des Rauschens bei Zuschaltung der Diode.

Da man hier am besten nicht Leistungen, sondern Spannungen mißt, muß man den Diodenstrom wegen des quadratischen Zusammenhanges zwischen Leistung und Spannung auf die $\sqrt{2}$ -fache = 1,4fache Rauschspannung einregeln. Mißt man den zugehörigen Diodenstrom, so kann man die Leistung berechnen und in kT_0 ausdrücken. Man setzt also an

$$N = \frac{e \cdot I_D \cdot R}{2} = n \cdot kT_0$$

oder

$$n = \frac{e \cdot I_D \cdot R}{2 kT_0}$$

Nach Einsetzen der Werte für e und kT_0 wird

$$n = 20 \cdot R \cdot I_D$$

Setzt man den gebräuchlichsten Wert $R = 60$ Ohm ein und mißt man I_D in Milliampere, so wird

$$n = 1,2 \cdot I_D$$

Damit ist die Empfindlichkeit in kT_0 bestimmt, und es ist nur noch ein Wort zu sagen über die hierbei erforderliche Messung des Rauschens.

Bei Ultrakurzwellen- und Dezimetergeräten werden verschiedene Demodulationsverfahren angewendet, die das Verhältnis Signal zu Rauschen am Ausgang gegenüber demjenigen am Eingang verbessern. Dieser Verbesserungsfaktor hängt von der Modulationsart ab.

Da die Empfindlichkeit eine Eigenschaft der Eingangsschaltung ist und nichts mit dem Modulationsverfahren zu tun hat, muß man die Erhöhung der Rauschspannung auf den 1,4fachen Wert an einer Stelle bestimmen, die vor der Demodulation oder einer eventuellen Begrenzung liegt. Das ist im ZF-Verstärker vor den gegebenenfalls vorhandenen Begrenzstufen der Fall. Man kann zwar weiter vorn im Empfänger messen, darf jedoch nie hinter diesem Punkt messen, wenn die Empfindlichkeitsbestimmung einwandfrei sein soll.

6. Vergleich der verschiedenen Empfindlichkeitsangaben für Empfänger

Aufgabe eines Empfängers ist, ein gewünschtes Signal aufzunehmen und mit dem verlangten Rauschabstand wiederzugeben. Man muß deshalb bei jeder Empfindlichkeitsangabe gleichzeitig etwas über das Rauschen aussagen. Die Angabe einer Ausgangsleistung ist dazu nicht notwendig, da diese mit der Empfindlichkeit nichts zu tun hat, vielmehr nur eine Frage der Gesamtverstärkung des Empfängers ist.

Die allgemeinste Empfindlichkeitsangabe für einen Empfänger (bezogen auf 20°C) in Vielfachen von kT , meist „ kT -Zahl“ genannt, hat gegenüber allen anderen den Vorteil, von Bandbreite und Modulationsart unabhängig zu sein. Daher eignet sie sich besonders für den Vergleich verschiedener Empfänger untereinander.

Es ist oft wichtig zu wissen, welche Signalspannung der Empfänger am Eingang braucht, um am Ausgang den verlangten Rauschabstand zu liefern. Dieser Wert hängt ab vom Eigenrauschen des Empfängers (angegeben durch den kT -Wert), der Bandbreite, der Modulationsart und dem Eingangswiderstand des Empfängers. Für alle Werte am Eingang des Empfängers gibt man z. B. die EMK vor dem Antennenwiderstand nach Bild 1 an.

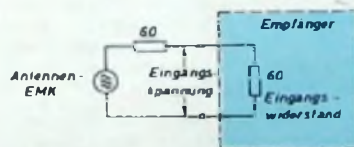


Bild 1. Zur Angabe der Antennen-EMK

Bei der meist vorhandenen Anpassung des Empfängers an die Antenne ist die Eingangsspannung halb so groß wie die Antennen-EMK. Die Antennen- und Eingangswiderstände liegen heute zwischen 50 und 75 Ohm. Es sei hier deshalb für die weiteren Betrachtungen der mittlere Wert 60 Ohm zugrunde gelegt.

Das Eigenrauschen des Empfängers ersetzt man durch eine Rausch-EMK in der Antenne, die sich ergibt zu

$$R_E = \sqrt{4 kT \cdot \Delta f \cdot R \cdot n}$$

worin R_E die Rausch-EMK [V], $kT = 4 \cdot 10^{-21}$ [W s], Δf die ZF-Bandbreite [Hz], R der Antennen- und Eingangswiderstand = 60 Ohm und n die „ kT -Zahl“.

Um in der Zwischenfrequenz des Empfängers, also vor der Demodulation, den

Tab. III. Umrechnung der auf 60 Ohm bezogenen dBm-Werte in μV

μV EMK	dB EMK	dBm 60 Ω	mV EMK	dB EMK	dBm 60 Ω
0,100	-20	-133,8	1,0	+60	-53,8
0,316	-10	-123,8	3,16	+70	-43,8
1,000	0	-113,8	10,0	+80	-33,8
3,16	+10	-103,8	31,6	+90	-23,8
10,0	+20	-93,8	100,0	+100	-13,8
31,6	+30	-83,8	316,0	+110	-3,8
100,0	+40	-73,8	490,0	+113,8	0
316,0	+50	-63,8	1000,0	+120	+6,2

Rauschabstand S_E/R_E zu erreichen, muß die Signal-EMK S_E am Eingang um denselben Faktor S_E/R_E über der oben errechneten Rausch-EMK R_E liegen.

Je nach Modulationsart wird der Rauschabstand S_E/R_E bei der Demodulation verändert. Er beträgt am Ausgang des Empfängers dann S_A/R_A . Für die wichtigsten Modulationsarten gelten dann folgende Beziehungen:

- 1) A 1 (Ein-Aus-Tastung), A 3a, A 3b (Einseitenband), P (Impulsmodulation, Radar)

$$S_A/R_A = S_E/R_E$$

- 2) A 3 (Amplitudenmodulation)

$$S_A/R_A = \frac{1}{m} \cdot S_E/R_E$$

worin m der Modulationsgrad und S_E der Effektivwert des Trägers. Diese Formel gilt für $S_E/R_E > 3$ und $m \leq 0,3$.

- 3) F 3 (Frequenzmodulation)

$$S_A/R_A = S_E/R_E \cdot 1,22 \cdot \frac{H}{N}$$

worin H der Frequenzhub und N die höchste zu übertragende Modulationsfrequenz. Diese Formel gilt für $S_E/R_E > 3$.

In allen Formeln sind für S_E/R_E und S_A/R_A die Spannungsverhältnisse einzusetzen.

In Tab. II ist die für 20 dB Rauschabstand am Ausgang des Empfängers (S_A/R_A) erforderliche Antennen-EMK für verschiedene Modulationsarten und Bandbreiten in Abhängigkeit von der kT -Zahl angegeben.

Die Antennen-EMK wird normalerweise in μV angegeben. Es sind jedoch noch zwei logarithmische Systeme in Gebrauch: Bei dem einen wird $1 \mu V = 0$ dB gesetzt, bei dem anderen wird $1 mW = 0$ dBm gesetzt. Bei letzterem ist zur Umrechnung in μV die Angabe des Eingangswiderstandes notwendig. Tab. III enthält die Umrechnungen für die auf 60 Ohm bezogenen dBm-Werte.

(Nach Unterlagen der Telefunken GmbH)

Ein rauscharmer Konverter für das 2-m-Band

Seit der Einführung der Spanngittertechnik bei der Fertigung von Empfänger-Röhren hat die Industrie eine Reihe von Röhren herausgebracht, deren bemerkenswerte Eigenschaften für den UKW-Amateur einen beträchtlichen Anreiz zum Bau neuer verbesserter Empfänger für die UKW-Bänder bieten. Die wichtigsten dieser Röhren wurden schon in einer früheren Arbeit [1] tabellarisch zusammengestellt; sie wurden in Deutschland inzwischen nur durch einen Typ ergänzt, auf den wegen seiner Bedeutung am Schluß dieses Aufsatzes noch kurz eingegangen werden soll.

Aus der Reihe der Spanngitterröhren hat in den USA besonders ein Typ in Amateurkreisen verbreitete Anwendung gefunden, und zwar die 417 A von Western-Electric, die zuerst in Empfängern für die Überwachung der Aussendung von Erdsatelliten im 108-MHz-Bereich benutzt wurde. Ihre wesentlichsten Eigenschaften sind noch einmal kurz in Tab. I zusammengestellt.

Die Röhre ist in Novaltechnik ausgeführt; die Anordnung der Sockelanschlüsse läßt erkennen, daß die 417 A im Hinblick auf eine Verwendung in Gitterbasis-Schaltung konstruiert wurde. Trotz dieser Tatsache wurden Versuche unternommen, die Röhre in Katodenbasis-Schaltung zu betreiben, da theoretische Überlegungen dies günstiger scheinen ließen, zumindest im Bereich bis etwa 200 MHz. Die in den USA veröffentlichten Schaltungen mit der 417 A für das angegebene Frequenzgebiet [2, 3, 4] zeigen alle in der Tat bis auf eine Ausnahme [5] eine Anordnung der Röhre in Katodenbasis-Schaltung.

Im folgenden soll gezeigt werden, wie die besonderen Schwierigkeiten, die sich aus der Anwendung einer ursprünglich für Gitterbasis-Schaltung konstruierten Röhre als Katodenbasis-Verstärker ergeben, umgangen wurden und wie dabei noch in bescheidenem Maße aus der Not eine Tugend gemacht werden konnte.

Ausgehend von den in den verschiedenen Veröffentlichungen gegebenen Anregungen, wurde vom Verfasser ein Konverter gebaut, bei dessen Auslegung auf beste Empfindlichkeit und Betriebssicherheit Wert gelegt und für den ein gewisser Aufwand in Kauf genommen wurde. Dieser Aufwand beginnt schon bei den Kosten für die 417 A, für die in den USA immerhin 11 bis 12 Dollar bezahlt werden müssen, wenn man nicht auf Exemplare aus „reject channels“ [6] hereinfallen will. Es wurde von dem vielfach bewährten Kaskode-Eingang Gebrauch gemacht. Die mit einer solchen Anordnung erreichbare Rauschzahl wird im wesentlichen von den Eigenschaften der ersten Röhre bestimmt. Rechnerisch läßt sich nachweisen, daß die Eigenschaften der zweiten (GB-) Stufe nur noch eine untergeordnete Rolle spielen. Vorausgesetzt ist dabei, daß die Verstärkung der ersten Stufe genügend hoch ist, so daß der Anteil an der Gesamt-rauschzahl des Empfängers, der von der zweiten Stufe geliefert wird, gering wird. Vor dem Bau des Konverters wurden verschiedene Röhrenkombinationen (im einzelnen die Anordnungen 417 A-417 A, 417 A-EC 80, 417 A-1/2 ECC 85 und 417 A-EC 92) durchgerechnet. Dabei ergaben sich (unter Berücksichtigung der wesentlich

Tab. I. Daten der 417 A (5842)

Heizung:	6,3 V; 0,3 A
Anodenspannung:	150 V
Anodenstrom:	25 mA
Gittervorspannung:	-1,7 V
Steilheit:	≈ 25 mA/V
Äquivalent. Rauschwiderstand:	105 Ohm
Kapazitäten:	$C_e = 9,0 \text{ pF}$
	$C_a = 0,5 \text{ pF}$
	$C_{ga} = 1,5 \text{ pF}$

von der Steilheit der zweiten Stufe bestimmten Verstärkung der ersten Stufe) Gesamtrauschzahlen der durchgerechneten Röhrenkombinationen, die eine Überlegenheit einer Anordnung mit zwei 417 A gegenüber einer solchen mit einer 417 A als KB-Stufe und einer folgenden Gitterbasisstufe mit einer „schlechteren“ Röhre nicht eindeutig erkennen ließen. Die Rechenergebnisse wurden im Experiment nachgeprüft und im wesentlichen bestä-

Kreis verbunden, um bei eventuell nicht ganz einwandfreiem Antennenrelais die Strecke Gitter-Katode der wertvollen 417 A bei Sendebetrieb nicht durch hohe Richtströme zu gefährden.

Die Katodenkombination der 417 A besteht aus einem 68-Ohm-Widerstand und dem kleinen keramischen Kondensator C4 (50 pF). Über die Funktion dieses ungewöhnlich kleinen Kondensators wurde schon berichtet [1, 7].

Die mit der Anordnung der Kaskode-Stufe nach Bild 1 erreichten Ergebnisse entsprachen in keiner Weise den an sie gestellten Erwartungen. Die mit einem geeichten Rauschgenerator gemessene Rauschzahl fiel verhältnismäßig ungünstig aus, was bei gegebenem äquivalenten Rauschwiderstand der 417 A nur auf einen sehr niedrigen Eingangswiderstand der Katodenbasis-Stufe zurückgeführt werden konnte. Versuchen, durch Verändern (besonders Verkleinern) des Katodenkondensators der 417 A eine Besserung herbeizuführen, war nur bescheidener Erfolg be-

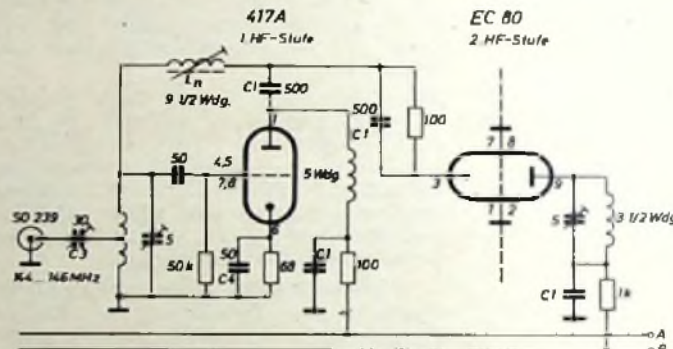


Bild 1. Schaltung der Kaskode-Stufe nach amerikanischen Angaben

tigt (vgl. auch [2, 3, 4]). Die Anordnung mit zwei 417 A ergab, wie zu erwarten war, die höchste Gesamtverstärkung aller untersuchten Kombinationen. Da die Gesamtverstärkung aber im Hinblick auf den noch von der Mischstufe zur Gesamt-rauschzahl des Empfängers beizusteuern den Rauschanteil berücksichtigt werden mußte, wurde die Gitterbasis-Stufe doch mit einer relativ hochwertigen Spezialröhre, der EC 80, bestückt.

Zunächst wurde in enger Anlehnung an amerikanische Vorbilder die Kaskode-Stufe nach Bild 1 geschaltet. Das über ein Koaxial-Kabel („RG 8/U“) angelieferte Empfangssignal wird dem Gitterkreis über eine veränderbare Kapazität C3 zugeführt, um möglichst Blindkomponenten, die am Kabeleingang vorhanden sind, ausstimmbar zu können. Der Eingangskreis ist kapazitiv abstimbar, um den (schon in [1] geschilderten) Schwierigkeiten bei der Neutralisation der KB-Stufe zu begegnen. Die Anzapfung an der Gitterspule, mit der C3 verbunden ist, ist so gewählt, daß Rauschanpassung des Kabelwiderstandes an den Kreiswiderstand besteht. Alle vier zum Gitter der 417 A führenden Sockelstifte wurden nach amerikanischer Anregung durch einen kurzen Bügel aus versilbertem Schmelzdraht miteinander verbunden und die Gitterkombination wurde an die Mitte dieses Bügels (gegenüber Stift 6) angelötet. Das Gitter wurde nicht galvanisch mit dem

schieden. Bei einer Größe des Kondensators von weniger als 45 pF trat eine so starke Neigung zu Selbsterregung der KB-Stufe auf, daß die Neutralisation mittels L_{10} wirkungslos wurde. Zur Erreichung von Rauschanpassung war eine sehr feste Ankopplung der Antenne erforderlich (C3 mußte an eine Anzapfung bei 1 1/2 Wdg. gelegt werden, und zwar bei einer gesamten Windungszahl der Gitterspule von 2 1/2 Windungen). Es ergab sich also ein niedriger Kreiswiderstand, der schon durch das ungünstige L/C-Verhältnis vorbestimmt war.

Die gesamte Kaskode-Stufe wurde nun umgestaltet, und es entstand der endgültige Aufbau des Konverters.

Schaltung

Um das infolge der recht hohen Eingangskapazität der 417 A ungünstige L/C-Verhältnis des Eingangskreises zu verbessern, wird eine Art von Serienabstimmung dieses Kreises eingeführt, in ähnlicher Weise wie es bei Fernseh-Tunern häufig zu finden ist. Dabei ergibt sich eine verhältnismäßig einfache Möglichkeit zur Einkopplung der Antennenenergie an der dem Gitter abgewandten Seite der Gitterspule (Bild 2), die jetzt eine wesentlich höhere Windungszahl (5 1/2 Wdg.) hat. Durch passende Dimensionierung der Kapazitäten C3 und C4 in Verbindung mit einem entsprechenden Wert von L1

läßt sich hier ebenfalls Rauschanpassung herstellen. Der kapazitive Widerstand von C_4 soll hierbei wie bei einem π -Filter dem Wellenwiderstand des Antennenkabels entsprechen.

Es werden nicht mehr alle zum Gitter führenden Sockelstifte der 417A zusammengesaltet, sondern die vier verfügbaren Stifte wie folgt verteilt: Stift 7 und 8 sind mit dem Eingangskreis verbunden, sie führen im Inneren der Röhre zu einem gemeinsamen Gittersteg. Stift 4 führt zu dem zweiten Gittersteg und ist mit der Neutralisationspule L_n verbunden; dadurch liegt die Zuleitung von L_n ohne

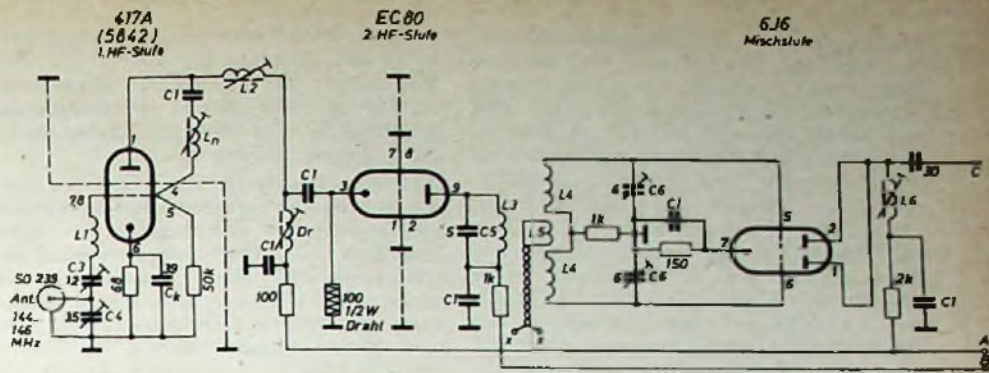
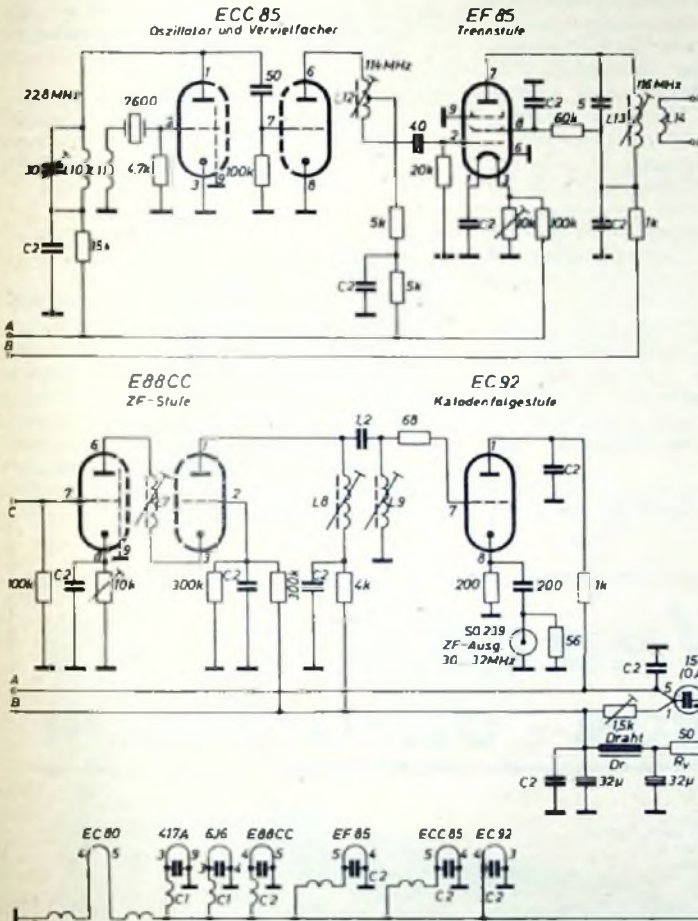


Bild 2 (rechts und unten). Gemischschaltung des Konverters

C_1 -ker. Scheibenkondensator 500pF/500V C_2 -ker. Scheibenkondensator 1nF/500V

Tab. II. Spulendaten zur Schaltung nach Bild 2

Spule	Anzahl Windungen	Innendurchmesser [mm]	Drahtdurchmesser [mm]	Drahtart	Spulenlänge [mm]	Spulenkörper und Bemerkungen
L_n	8	8	0,6	CuLB	11	Stiefelkörper mit HF-Eisenkern
L_1	$5\frac{1}{2}$	9	1,6	Cu vers.	10	freitragend
L_2	$4\frac{1}{2}$	8	1,0	Cu vers.	7	Stiefelkörper mit HF-Eisenkern
L_3	$3\frac{1}{2}$	9	1,5	Cu vers.	10	freitragend
L_4	$3+3$	8	1,6	Cu vers.	6+6	freitragend
L_5	2	8	0,8	Schaltldr.	3	zwischen die Hälften von L_3 geklebt
L_6	12	8	0,4	CuLB	Wicklung an Windung	Stiefelkörper mit HF-Eisenkern
L_7	18	8	0,4	CuLB
L_8	15	8	0,4	CuLB
L_9	15	8	0,4	CuLB
L_{10}	8	8	0,6	CuLB
L_{11}	6	8	0,4	CuLB
						3 mm neben das kalte Ende von L_{10}
L_{12}	10	8	0,6	Cu vers.	15	ker. Körper mit Dämpfungerring
L_{13}	8	8	0,6	Cu vers.	10	ker. Körper mit Dämpfungerring
L_{14}	2	≈ 10	0,8	Schaltldr.	3	über das kalte Ende von L_{13} gewickelt



Umwege direkt am Gitter der Röhre. Der Weg der Neutralisation wird jetzt vollkommen eindeutig, die schädliche Induktivität der Gitterzuleitung in der Röhre und die des Sockelstiftes geht in L_n ein und kann keine Verkopplungen und Phasendrehungen im Neutralisationszweig verursachen. Das Ergebnis ist eine einwandfreie Neutralisation der Kathodenbasis-Stufe, die sich in ihrer Einstellung als viel unkritischer erweist und über ein breiteres Frequenzspektrum wirksam ist als bei der Anordnung nach Bild 1. Der noch freibleibende Gitterstift 5 ist mit dem Gitterableitwiderstand verbunden; er führt zu demselben Gittersteg wie Stift 4. Die Größe des Gitterableitwiderstandes ist so gewählt, daß beispielsweise bei Versagen des Antennenrelais eine Beschädigung der 417A durch unzulässig hohe Gitterrichtströme vermieden, die Gefahr von Kreuzmodulation aber noch in erträglichen Grenzen gehalten wird.

Da jetzt eine zuverlässige Neutralisation der KB-Stufe durch L_n möglich ist, kann

ten weitere Versuche bezüglich des Kathodenkondensators C_k angestellt werden. Es wurden Werte bis herunter zu 33 pF ausprobiert. Bei diesem Wert ergibt sich jedoch schon eine gewisse Schwingneigung der 417A und dementsprechend eine ungünstige Rauschzahl. Als günstigste Größe des Kathodenkondensators wurde $C_k = 39$ pF gefunden. Im Mustergerät wurde ein Kondensator aus der neueren Fertigung (Grundfarbe hellgrau, Farbpunkt hellrot) mit breiten versilberten Anschlußfahnen anstatt der üblichen Drähte (d. h. mit niedriger Induktivität der Leitungen) verwendet.

Zwischen KB- und GB-Stufe ist ein π -Filter eingefügt, das eine Anpassung der 417A an die niedrige Eingangsimpedanz der Gitterbasisstufe bewirkt. Dadurch steigt die wirksame Verstärkung der Kathodenbasis-Stufe und verringert den von den nachfolgenden Stufen gelieferten Anteil an der Gesamt rauschzahl. L_2 ist mit C_{ak} der 417A und C_{pk} der EC 80 auf Bandmitte abgestimmt. Der Kathoden-

widerstand der EC 80 ist drahtgewickelt (Rosenthal) und wirkt als Drossel für die HF-Spannung an der Kathode. Die Heizleitungen der EC 80 sind verdrosselt; sie stellen selbstabgestimmte Schwingkreise (selfresonant chokes) dar.

Zur Erreichung der gewünschten Bandbreite $b = 2$ MHz bei gleichzeitig genügender Flankensteilheit, und um der GB-Stufe einen hohen Außenwiderstand anzubieten, ist zwischen die Kaskode- und die Mischstufe ein Bandfilter $L_3, C_5 / L_4, C_6$ für die Frequenz $f = 145$ MHz eingefügt. Das Bandfilter ermöglicht in einfacher Weise den Übergang auf die symmetrische Mischstufe.

Bei der Mischstufe ist eine Schaltung angewandt, die sich in zahllosen Amateur-Konvertern für das 2-m-Band bewährt hat. Die Gegentaktschaltung ist in besonderem Maße immun gegen alle störenden Mischprodukte, wie sie durch das Eindringen unerwünschter Oberschwingungen des Oszillators in die Mischstufe in Verbindung mit starken Trägern von UKW- und Fernseh-Rundfunkstationen oder Oszillatoroberwellen anderer Empfänger auftreten können. Die Gegentaktschaltung läßt ferner in gewissem Maße das Ausbalancieren des vom Oszillator gelieferten Rauschens zu.

Der Oszillator ist quarzgesteuert: Ein System einer ECC 85 schwingt in Meißner-Obertonen-Schaltung auf der dritten Har-

monischen der Quarzfrequenz ($7600 \times 3 = 22\,800$ kHz); das zweite System verfünffacht diese Oszillatorfrequenz entsprechend einer Injektionsfrequenz von 114 MHz. Die beiden Systeme der ECC 85 arbeiten mit sehr niedriger Anodenspannung, um die Erzeugung und Abstrahlung unerwünschter Oberwellen des Oszillators auf ein Mindestmaß zu beschränken. Der in der Anode des Verfünfachers liegende Kreis zeichnet sich durch ein sehr hohes L/C-Verhältnis aus; er dient der sorgfältigen Ausbiegung der Frequenz von 114 MHz. Die vom Oszillator gelieferte schwache HF-Spannung wird einer A-Verstärkerstufe zugeführt, in der sie verstärkt wird. Die Stufe wirkt als Trennstufe zwischen Oszillator und Mischstufe; durch Verändern ihres Verstärkungsgrads läßt sich in einfacher Weise die Größe der Oszillatorinjektion in die Mischstufe variieren und auf einen optimalen Wert bringen.

Der Oszillatorfrequenz von 114 MHz entspricht eine Zwischenfrequenz von $30,0 \dots 32,0$ MHz zur Überstreichung des 2-m-Amateurbandes. An sich ist der Wert der variablen Zwischenfrequenz nicht kritisch, wenn man von der Gefahr eines gewissen Abwanderns des ankommenden Signals in den Oszillatorkreis und den daraus resultierenden Verlusten und ferner von der Möglichkeit des Eindringens des Oszillatortrauschens in die Mischstufe bei einer niedrigen Zwischenfrequenz absieht. Eine Faustregel besagt, daß die Zwischenfrequenz etwa gleich einem Zehntel der Empfangsfrequenz sein soll. Die hier benutzte ZF von $30,0 \dots 32,0$ MHz wurde gewählt, um vor ZF-Störungen ganz sicher

zu sein, weil die Mehrzahl der üblicherweise zum Empfang der ZF verwendeten Empfänger nicht genügend abgeschirmt ist und der Konverter in Verbindung mit Empfängern recht unterschiedlicher Qualität betrieben werden muß.

Auf die Mischstufe folgt eine breitbandig arbeitende Zwischenfrequenz-Vorverstärkerstufe für den Bereich von $30,0 \dots 32,0$ MHz. Sie dient der Anhebung des ZF-Pegels auf einen genügend hohen Wert, um den Konverter auch in Verbindung mit Empfängern betreiben zu können, deren Empfindlichkeit im Bereich über 30 MHz zu wünschen übrigläßt. Die Verstärkung der ZF-Stufe ist mittels eines Potentiometers regelbar (Schraubenziehereinstellung). Es ergibt sich insgesamt eine Verstärkungsreserve, die ausreichend ist, um gleichzeitig mehrere parallelgeschaltete Nachsatzempfänger speisen zu können, wie es in Contesten zum raschen Absuchen des mit 2 MHz recht breiten Bandes mit Erfolg praktiziert wurde.

Der ZF-Stufe nachgeschaltet ist eine Katodenfolgestufe, die die Anpassung an den Wellenwiderstand des zur Fortleitung der ZF-Spannung verwendeten Koaxial-Kabels bewerkstelligt. (Wird fortgesetzt)

Schrifttum

- [1] Lickfeld, K. G., DL3FM: Grenzempfindlicher Konverter für das 145-MHz-Amateurband. FUNK-TECHNIK (1958) Nr. 9, S. 305-306 und Nr. 10, S. 347-349
- [2] Southworth, M. P., W1VLH: A low noise 108/144 Mc. converter. QST (1956) Nr. 11, S. 11
- [3] Orr, W. I., W6SAI, u. Johnson, H. G., W6QKI: A very low noise con-

verter for 144 Mc. Very high frequency handbook, 1. Aufl., S. 149. Wilton/Conn. (USA) 1956, Radio Publications

- [4] ● VHF-receivers. The radio amateur's handbook, 34. Aufl., S. 301. West Hartford, Conn. (USA) 1957, American Radio Relay League.
- [5] Tilton, E. P., W1HDQ: The tape-tone VHF-converter. QST (1957) Nr. 7, S. 42
- [6] Burson, A. R., W8WXV: Hints on 144-Mc. Converter design and adjustment. QST (1958) Nr. 7, S. 44
- [7] Tilton, E. P., W1HDQ: Hints on lowering noise figures. QST (1953) Nr. 11, S. 65
- [8] Tilton, E. P., W1HDQ: Noise generators - Their uses and limitations. QST (1953) Nr. 7, S. 10
- [9] Lickfeld, K. G., DL3FM: Ein Rauschgenerator für Absolutmessungen. FUNK-TECHNIK Bd. 10 (1955) Nr. 22, S. 645
- [10] ● Orr, W. I., W6SAI, u. Johnson, H. G., W6QKI: VHF-test equipment. Very high frequency handbook, 1. Aufl., S. 204. Wilton/Conn. (USA) 1956, Radio Publications

Berichtigung

„Mikrofon- und Mischverstärker.“ FUNK-TECHNIK Bd. 14 (1959) Nr. 12, S. 419.

Der obere 300-kOhm-Widerstand in der Leitung zwischen Bu 7 und dem Schalter S 2 (s. Bild 1) braucht nur für 0,25 W (nicht 1 W) bemessen zu werden. Bu 7 ist nicht nur ein Eingang für Fernsehton, sondern ganz allgemein ein weiterer Eingang, zum Beispiel auch zum Überspielen von einem zweiten Tonbandgerät.

der erfolgreiche

Heathkit

GLEICHSTROM - OSZILLOGRAPH

- Vertikal- und Horizontalverstärker mit Gleichspannungseingang.
- 13 cm Planschirm mit Doppelschicht Ausführung P 2
- Sehr großer Vorteil für langsam ablaufende Vorgänge.
- Vertikal- und Horizontalverstärker mit gleicher Charakteristik.
- Frequenzgang Y = 0... 200 kHz \pm 3 db
- Empfindlichkeit Y 100 m V_{SS}/cm
- Frequenzgang X = 0... 200 kHz \pm 3 db
- Empfindlichkeit X 100 m V_{SS}/cm
- Lineares Kippteil 5 Hz... 50 kHz
- Beleuchtete Rasterskala, in cm und db geteilt
- Netzanschluß 110-220 V/50 Hz/100 W



Mod. OR-1



PREIS DM 795,- als Bausatz
DM 895,- betriebsfertig

DAYSTROM ELEKTRO
G · M · B · H
FRANKFURT/M., FRIEDENSSTRASSE 8-10, TEL. 21522 / 25122



Einfaches FS-Antennen-Testgerät

Ein Testgerät für die Ausrichtung von Antennen, wie es beispielsweise in FUNK-TECHNIK Bd. 12 (1957) Nr. 9, S. 285-286, beschrieben wurde, steht nicht jedem zur Verfügung. Zwar gibt auch die Messung der Richtspannung am Video-Demodulator brauchbare Werte, sie ist aber meistens zu umständlich (Meßleitung verlegen, Ausschalten der automatischen Verstärkungsregelung usw.). Da man zum Empfang von FS-Sendern nun Antennenspannungen von minimal etwa 100 µV benötigt, kann man sich leicht aus einem handelsüblichen Kanalwähler (z. B. Philips mit PCC 88, PCF 80), der nur nach Bild 1 durch eine ZF-Stufe mit

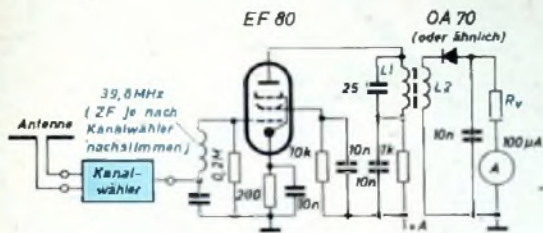


Bild 1. Unter Verwendung eines Kanalwählers hergestelltes Antennen-Testgerät

einer EF 80 und einem 100-µA-Meßgerät erweitert wird, eine brauchbare Meßeinrichtung bauen. Beim Mustergerät bewährte sich die im Bild 1 angegebene Dimensionierung. Der ZF-Sperrkreis zwischen Kanalwähler und nachgeschalteter ZF-Stufe wurde aus einem alten Bandfilter hergestellt. L1 und L2 sind zwecks fester Kopplung gleichzeitig ineinander auf einen Stiefelkern gewickelt worden (L1 = 8 Wdg., L2 = 6 Wdg.).

Die Primärseite des für die Stromversorgung des Testgerätes benötigten Trafos kann für Kleinspannung ausgelegt werden, um die Bandleitung vom Aufstellungsort des FS-Empfängers zum Dach als stromführende Leitung verwenden zu können. Die Kleinspannung muß dann von der Wohnung aus mit Hilfe eines zusätzlichen Trafos eingespeist werden.

F. Lünert

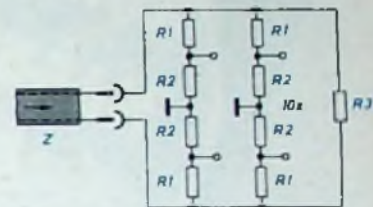
Anschluß mehrerer Fernsehempfänger an einen Bildmuster-generator

In vielen Werkstätten hat der tägliche Durchlauf zu reparierenden Fernsehempfänger heute schon eine namhafte Größe erreicht, so daß die vorhandenen Meßgeräte oft von mehreren Technikern gleichzeitig benötigt werden. Bei verschiedenen Geräten - wie dem Oszillografen und dem Röhrenvoltmeter oder dem Vielfach-Meßinstrument - wird sich die Anschaffung einer entsprechenden Stückzahl nicht umgehen lassen. Bis zu einem gewissen Grade gestattet der Bildmuster-generator jedoch eine mehrfache Ausnutzung für verschiedene Arbeitsplätze gleichzeitig oder für den „Einbrenntisch“, auf dem die reparierten Fernsehempfänger einer Dauerprüfung von einigen Stunden unterzogen werden. Mit Hilfe der unten abgebildeten Schaltung lassen sich bis zu zehn Empfänger maximal versorgen. Je nach der gewählten Anzahl n der zu speisenden Empfänger, für den man den Verteiler auslegen will, können die Widerstände an Hand der aufgeführten Formeln leicht ermittelt werden. Es sollte jedoch auf die Verwendung besonders kapazitätsarmer Widerstände und eines kapazitätsarmen Aufbau Wert gelegt werden

$$R_1 = \frac{n}{2} Z \quad R_2 = \frac{Z}{2}$$

$$R_3 = (n + 1) Z$$

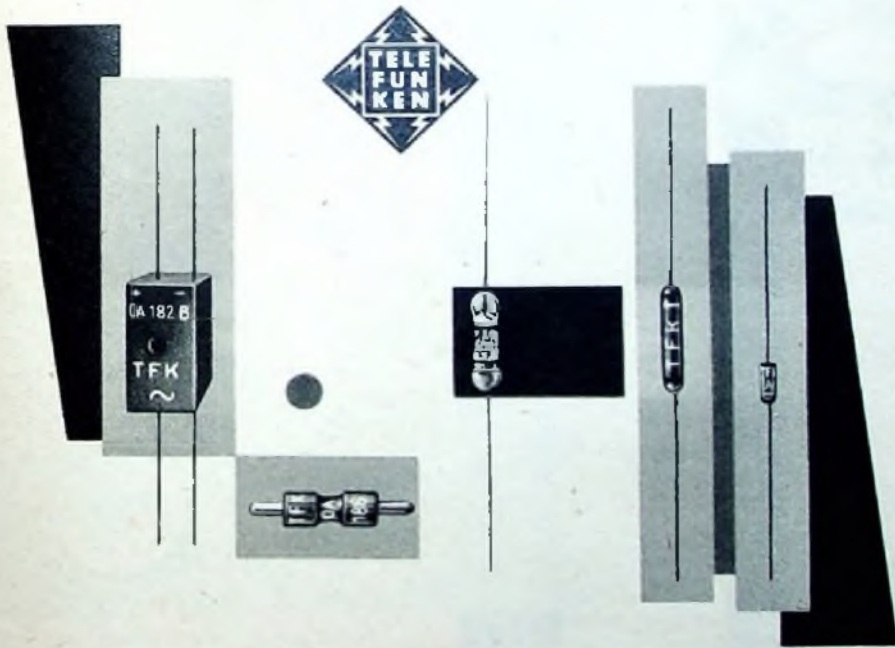
$$U_n \sim U_1 \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$



Spannungsteiler für die Anschaltung mehrerer FS-Empfänger

Beim Entwurf darf aber nicht übersehen werden, daß sich mit der Festlegung von n auch die am Empfängereingang zur Verfügung stehende Spannung entsprechend herabsetzt. Beim Anschluß von n = 10 Fernsehempfängern an den Philips-Bildmuster-generator „GM 2891“ ist die Spannung dann etwa 3 ... 5 mV, sofern der unabgeschwächte Ausgang benutzt wird, im anderen Falle aber 100 µV.

(Nach Philips, Messen ... Reparieren Bd 3 (1959) Nr. 2/3, S. 15)



TELEFUNKEN

TELEFUNKEN
RÖHREN-VERTRIEB
ULM - DONAU

Germanium-Dioden

- OA 150 Universaldiode für mittlere Sperrspannung und mittleren Flußstrom
- OA 154 O Diodenquartett für Ringmodulatoren und Gleichrichter in Graetz-Schaltung
- OA 159 Bei 39 MHz dynamisch geprüfte Diode, Regelspannungserzeuger in Fernsehgeräten
- OA 160 Bei 39 MHz dynamisch geprüfte Diode, Demodulator in Fernsehgeräten
- OA 161 Spezialdiode für hohe Sperrspannung mit großem Sperrwiderstand
- OA 172 Diodenpaar mit kleiner dynamischer Kapazität für Diskriminator- und Radiotektschaltungen
- OA 174 Universaldiode für mittlere Sperrspannung und mittleren Flußstrom
- OA 180 Golddrahtdiode mit besonders kleinem Durchlaßwiderstand, Schottkdiode
- OA 182 Golddrahtdiode mit kleinem Durchlaß- und großem Sperrwiderstand
- OA 182 B Dioden-Quartett in Brückenschaltung für Meßgleichrichter
- OA 186 Diode für Einsatz in elektronischen Rechenmaschinen

Entwicklungsstellen der Industrie erhalten auf Anforderung Druckschriften über unsere Erzeugnisse mit genauen technischen Daten.

KORTING
Radio

Export-Programm

**FERNSEH-
RUNDFUNK-
MAGNETTON-
Geräte**

*Kenner
Kaufen
KORTING*

KÖRTING RADIO WERKE GMBH GRASSAU/CHIEMGAU

**Hervorragender Empfang
mit den neuen Antennen...**

A.T.L. ein vergleichender
Versuch lohnt sich!



● Großes Vor-/Rückverhältnis,
Echounterdrückung
 ● Sehr große Bandbreite, eine
einzige Antenne für mehrere
Kanäle
 ● Einfachste Montage: keine
Mutter — keine Schraube
 A.T.L. 5 Elemente — 8 Elemente YAGI
 A.T.L. 7 Elemente — 11 Elemente YAGI
 A.T.L. 10 Elemente — 14 Elemente YAGI

LAMBERT

13, RUE VERSIGNY, PARIS (18^e) — ORN. 42-53 — FRANKREICH

EROID



**DER LANGLEBENSDAUER-KONDENSATOR
FÜR ALLE KLIMATE**

Größte Betriebssicherheit bei
Hitze — Kälte — Feuchtigkeit
Temperatur-Bereich: — 55°C bis + 105°C
Isolationswiderstand:
 $C < 0,02 \mu F : \geq 100 G \Omega$
 $C > 0,02 \mu F : \geq 1000 \text{ sec.}$
 Verlustfaktor: $\text{tg} \delta \leq 1\%$ bei 800 Hz u. 20°C
 Für Betriebsspannungen:
 250V—1160V~, 630V—1400V~
 400V—1250V~, 1000V—1600V~
 Prüfspg.: 2,5fache Betriebsgleichspg.
 HF-Kontaktsicher · LötKolbenfest

ERO ERNST ROEDERSTEIN SPEZIALFABRIK FÜR
KONDENSATOREN GMBH LANDSHUT/BAY.



Das Halbleiter-Verkaufsprogramm der
TE-KA-DE erfüllt auf allen Anwendungs-
gebieten der Halbleitertechnik hohe An-
sprüche. Es umfaßt: Germanium-Dioden,
Silizium-Dioden, NF-Transistoren, HF-
Transistoren, Leistungstransistoren ver-
schiedener Leistungsstufen und Span-
nungsfestigkeit. — Bitte, fordern Sie aus-
führliche technische Unterlagen.

TE-KA-DE

SÜDDEUTSCHE TELEFON-APPARATE-, KABEL- UND DRABTWERKE AG. TE-KA-DE NÜRNBERG

Neue Bezeichnungen für Halbleiter

In den letzten Jahren fanden Halbleiter-Bauelemente, insbesondere Dioden und Transistoren, vielseitige Anwendung in der Elektronik wie auch in Rundfunkschaltungen. Für bestimmte Anwendungsfälle mußten neue Typen entwickelt werden. Alle diese Bauelemente wurden bisher von den Firmen unterschiedlich gekennzeichnet. Siemens, Telefunken und Valvo geben jetzt von einer neuen Bezeichnungswise ihrer Halbleiter Kenntnis. Es ist zu erwarten, daß auch die anderen deutschen Halbleiter-Hersteller zu dem neuen Bezeichnungssystem übergehen werden.

Der Anlaß, ein neues Bezeichnungssystem für Halbleiter herauszubringen, liegt vor allem darin, daß die jetzigen Typenbezeichnungen kaum eine Aussage über die technischen Eigenschaften machen. Hinzu kommt, daß die zur Zeit noch gegebenen unterschiedlichen Fertigungsverfahren der einzelnen Firmen zu einer Vielfalt von Typen geführt haben, die sich für den Anwender geradezu verwirrend auswirkte. Dieser Zustand machte eine Zusammenfassung der Angabe der charakteristischen Eigenschaften des Elementes in einer neuen und auf die Dauer erweiterungsfähigen Typenbezeichnung erforderlich. Bei der Festlegung der neuen Typenbezeichnungen wurde von dem System des Röhrenschlüssels ausgegangen, der sich in Europa allgemein gut bewährt hat.

1. Kennzeichnung durch Buchstaben und Zahlen

a) Halbleiter-Bauelemente, die hauptsächlich für die Bestückung von Rundfunk- und Fernsehempfängern und ähnlichen Geräten entwickelt wurden, sind durch zwei Buchstaben und drei Zahlen gekennzeichnet.

b) Halbleiter-Bauelemente für die übrige elektronische Technik (vorwiegend für kommerzielle Zwecke) werden durch drei Buchstaben und zwei Zahlen kenntlich gemacht.

2. Bedeutung des ersten Buchstabens

- A Germanium-Dioden und Germanium-*pn*p-Transistoren
- B Silizium-Dioden und Silizium-*pn*p-Transistoren
- N Germanium-*npn*-Transistoren

3. Bedeutung des zweiten Buchstabens

- A Dioden (einschl. Kapazitäts- und Variations-Dioden)
- C Transistoren für NF-Anwendungen
- B Leistungstransistoren für NF-Anwendungen
- F HF-Transistoren
- L HF-Leistungstransistoren
- P Photo-Halbleiter (Photo-Dioden sowie Photo-Transistoren)
- S Schaltertransistoren
- T Thyristor, Vierschicht-Dioden, gesteuerte Gleichrichter
- Y Leistungsgleichrichter
- Z Referenzdioden (Zener-Dioden)

4. Zahlen

Für die Typen, die hauptsächlich in Rundfunkempfängern u.ä. Verwendung finden, wird eine Laufzahl zwischen 100 und 999 in der zeitlichen Folge der Einführung festgelegt. Diese Laufzahl hat zunächst keine technische Bedeutung.

Bei den Halbleiter-Bauelementen für die elektronische Technik werden die Buchstaben und Zahlengruppen Z 10... Z 99 bis A 10... A 99 (beginnend mit Z 10; Buchstabe also rückwärts im Alphabet laufend) verwendet.

MÜNCHEN 15 · SONNENSTR. 20 · TEL. 555545 · FERNSCHR. 05 23626

AKUSTISCHE- u. KINO-GERÄTE GMBH



Sofia Loren beim Eintreffen zu ihren Aufnahmen für den Film »Olympia«

DYN. STUDIOMIKROFONE

DYN 200 K Studio S
mit frequenzunabhängiger
Kugelcharakteristik

D 24 B
mit nierenförmiger
Richtcharakteristik



*In aller Welt
Reportagen mit
Mikrofonen*



Ein Radio krächzt und will nicht mehr, zum Glück sieht's Dr. Funk und er kommt bald zu folgendem Befund: mit LORENZ-RÖHREN wird's gesund.

STANDARD ELEKTRIK LORENZ



FUNK-ZEITSCHRIFTENDIENST

Transformatorloser Gegentakverstärker zum Selbstbau

In den letzten Jahren sind verschiedene Schaltungen für eisenlose Gegentakverstärker bekanntgeworden, deren gemeinsames Merkmal darin besteht, daß sie weder einen Eingangs- noch einen Ausgangstransformator haben und daß die beiden Röhren der Gegentak-Endstufe wechselstrommäßig parallel, gleichstrommäßig dagegen in Reihe arbeiten. Abgesehen von dem Fortfall der schweren und kostspieligen Gegentaktransformatoren hat der eisenlose Verstärker noch den Vorzug, daß er eine starke Gegenkopplung „über alles“ (also von dem tatsächlichen Verstärkerausgang am Anschlußpunkt des Lautsprechers zur Vorverstärkungsstufe) zuläßt und trotzdem ohne Gefahr einer Selbsterregung stabil ist. Das ist darauf zurückzuführen, daß der frequenzabhängig phasendrehende Ausgangstransformator nicht mehr vorhanden ist und daß man die Kopplung zwischen den einzelnen Stufen jetzt so wählen kann, daß die durch sie hervorgerufene Phasendrehung ebenfalls vernachlässigbar ist. Auf diese Weise kann man dahin gelangen, daß der Verstärker sogar bei einer 100%igen Gegenkopplung bei keiner Frequenz zum Schwingen kommt, sondern im gesamten Tonfrequenzbereich vollkommen stabil arbeitet.

Durch diese Möglichkeit einer sehr starken Gegenkopplung ist man in der Lage, einen eisenlosen Gegentakverstärker höchster Leistungsfähigkeit, d. h. mit äußerst geringem Klirrfaktor und flachem Frequenzgang bei hoher Sprechleistung, zu bauen. Der Verfasser hat jahrelang herumexperimentiert, um einen transformatorlosen Gegentakverstärker mit einer Ausgangsleistung von wenigstens etwa 20 W so hinzubekommen, daß er allen Anforderungen eines HI-FI-Gerätes genügt. Selbstverständlich kann der Aufwand angesichts der großen Endleistung nicht allzu gering sein, trotzdem dürfte der Nachbau des Verstärkers aber wegen seiner völlig fehlenden Schwingneigung keine nennenswerten Schwierigkeiten bieten.

Das für den transformatorlosen Gegentakverstärker verwendete Prinzipschaltbild (Bild 1) ist recht einfach. Die erste Stufe ist mit einer Pentode R01 bestückt und arbeitet als Spannungsverstärker. Der Anodenwiderstand ist ungewöhnlich groß (2 MOhm), so daß

eine hohe Spannungsverstärkung (etwa 1000fach) erreicht wird. Der große Anodenwiderstand ist nur wegen der direkten Ankopplung der nächsten Stufe zulässig, weil die Belastung durch den Gitterableitwiderstand der nächsten Stufe fortfällt. Der Katode von R01 wird über einen parallel zum Verstärkerausgang liegenden Widerstand eine Gegenkopplungsspannung zugeführt, so daß sich die Rückkopplungsschleife vom Ausgang des Verstärkers auf den Eingang erstreckt.

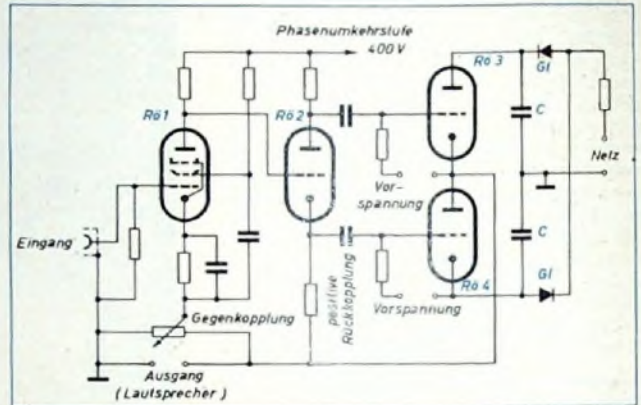


Bild 1. Prinzipschaltbild des transformatorlosen Gegentakverstärkers mit Gegenkopplung vom Ausgang auf den Eingang

Die Anode von R01 ist zur Vermeidung von Phasendrehungen unmittelbar mit dem Steuergitter von R02 der nächsten Stufe, der Phasenumkehrstufe, gekoppelt. Anodenwiderstand und Katodenwiderstand von R02 sind gleich groß und genau aufeinander abgestimmt. An Anode und Katode können daher gleich große, aber gegenphasige Spannungen als Steuerspannungen für R03 und R04 der Gegentak-Endstufe abgenommen werden. Der Katodenwider-

ORIGINAL-LEISTNER-GEHÄUSE

75

JAHRE

PAUL LEISTNER HAMBURG

HAMBURG-ALTONA · CLAUSSTR.4-6

Vorrätig bei:

Größt-München
Walter Klusen, Hamburg, Burchardplatz 1
Gabr. Baderle, Hamburg 1, Spitalersstr. 7

Rhein-Neckar und Mitteldeutschland:
ART-RADIO ELEKTRONIK
Berlin-Mitte/Spandau (Westsektor), Karl-Marx-Str. 27
Mitteldeutschland, Friedrichsstraße 61a

Rhein-Main-Gebiet:
Willy Jung KG,
Mainz,
Adam-Karrillion-Str. 25/27

Ruhrgebiet:
Radio-Fern-Elektronik
Essen, Keltwiger Str. 56

Messen - Nassau:
R E F A G G.m.b.H.
Göttingen, Papendiek 26

Bitte Preisliste anfordern!

Rhein-München:
Radio RLM GmbH
München, Bayerstr. 25

Vertraten in: Dänemark — Schweden — Norwegen — Holland — Belgien — Schweiz — Österreich

stand von R62 ist an die „heiße“ Seite des Verstärkerausganges geführt; R62 erhält also eine verhältnismäßig starke Mitkopplung.

Die Messungen haben gezeigt, daß die beiden Ausgangsspannungen der Phasenumkehrstufe R62 über den gesamten Tonfrequenzbereich gut symmetrisch sind. Sie gelangen zu den Steuergittern von R63 und R64 der Gegentakt-Endstufe. Durch entsprechende Wahl der Gitterspannung arbeiten R63 und R64 im AB-Betrieb. Für jede der beiden Röhren ist eine besondere Anodenspannungsquelle, bestehend aus einem Selen- oder Siliziumgleichrichter G1 und einem Speicherkondensator C, vorhanden; weitere Glättungsmittel sind nicht erforderlich. An dem Verbindungspunkt der Katode von R63 und der Anode von R64 liegt das „heiße“ Ende des Verbrauchers (Lautsprecher), dessen anderes Ende geerdet ist.

Die Stärke der Gegenkopplung hängt davon ab, an welchem Punkt des parallel zum Verstärkerausgang liegenden Widerstandes die Katode der Spannungsverstärkerröhre R61 angeschlossen ist. Liegt dieser Punkt ganz am „heißen“ (rechten) Ende des Widerstandes, dann ist die Gegenkopplung 100%/0lg, und die Gesamt-Spannungsverstärkung des Verstärkers ist knapp Eins. Eine derart hohe Gegenkopplung wäre zwar durchaus zulässig, ohne die Stabilität des Verstärkers zu gefährden, ist aber selbst bei hohen Ansprüchen nicht notwendig. Es wurde eine Gegenkopplung von 36 dB gewählt, bei der sich eine rund achtfache Spannungsverstärkung ergab.

Da die Endröhren ihrem Wesen nach als Katodenverstärker arbeiten, benötigen sie sehr große Steuerspannungen, die von der Phasenumkehrstufe R62 aufgebracht werden müssen. Bei der hier benutzten Art der Phasenumkehrstufe ist aber die am Anoden- oder am Katodenwiderstand auftretende Spannung ungefähr ebenso groß wie die Steuerspannung der Phasenumkehrstufe, so daß die erste Stufe R61 eine sehr hohe Steuerspannung liefern müßte. Durch die positive Rückkopplung vom Verstärkerausgang auf die Phasenumkehrstufe konnte aber die erforderliche Steuerspannung erheblich vermindert werden. Beachtenswert ist, daß auch in dem Rückkopplungsweg keine phasendrehenden Elemente liegen.

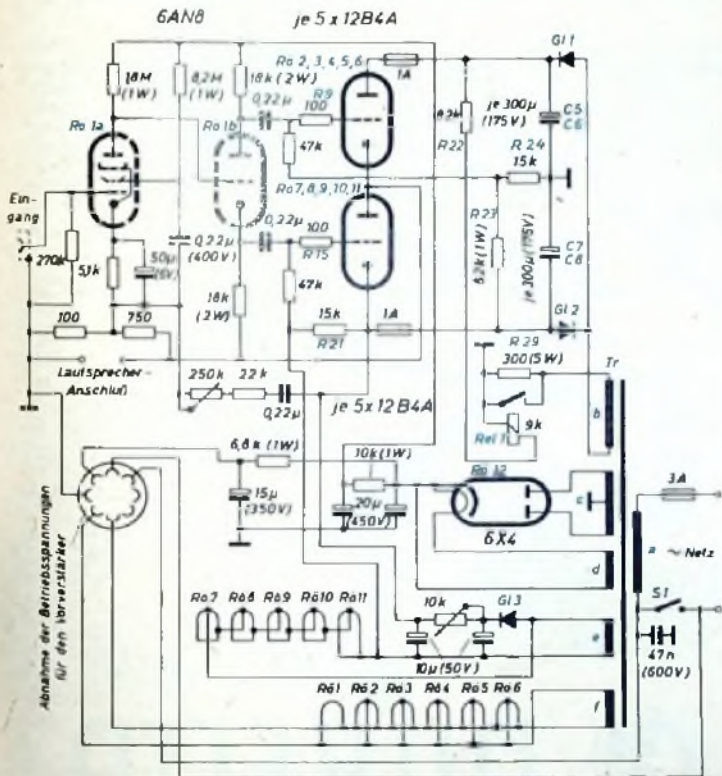
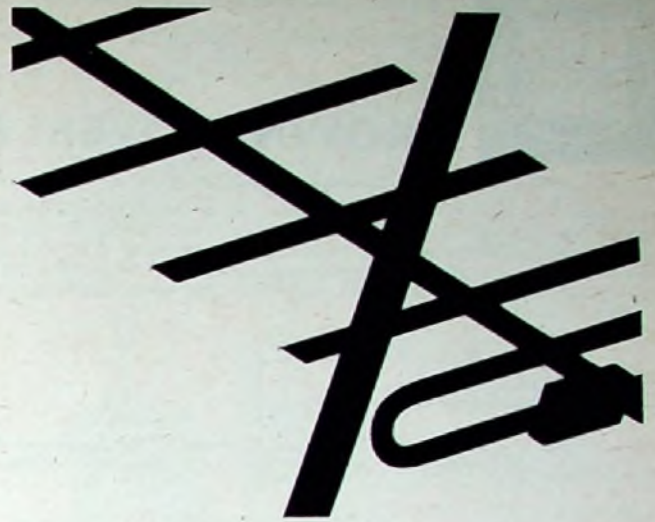
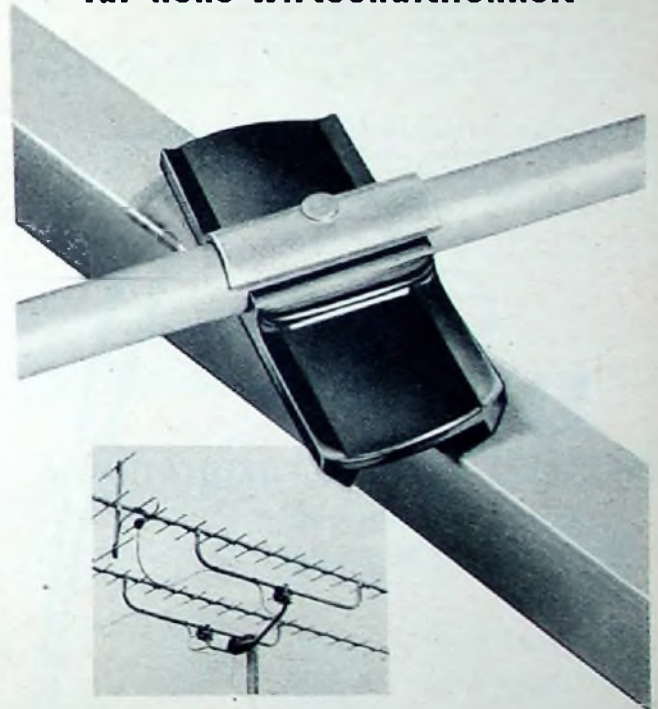


Bild 2. Vollständige Schaltung des transformatorlosen Gegentaktverstärkers mit einer Ausgangsleistung von etwa 20 W. G1 1, G1 2 = Silizium-Leistungs-Gleichrichter für 500 mA, 130 V; G1 3 = Selen-Gleichrichter für 20 mA, 65 V; Rel 1 = 9000-Ohm-Relais; in Schaltung nicht näher bezeichnete Widerstände = 1/2 W; nicht näher bezeichnete Kondensatoren = 400 V; Transformator Tr: a = 117 V, b = 130 V, c = 365-0-365 V/30 mA, d = 6,3 V/0,6 A, e = 31,5 V/0,6 A, f = 6,3 V/5 A

Bild 2 zeigt das vollständige Schaltbild mit allen erforderlichen Daten des nach den obigen Grundzügen entworfenen Verstärkers. Um die gewünschte Ausgangsleistung zu erhalten, besteht jede Hälfte der Gegentakt-Endstufe aus fünf parallelgeschalteten Trioden 12B4A; die Anodenspannung für jede Hälfte wird von je einem Gleichrichter G1 und G1 2 in Verbindung mit je zwei parallelen Speicherkondensatoren C5, C6 und C7, C8 von je 300 µF Kapazität geliefert. Um die Gleichrichter gegen Beschädigungen durch den hohen Einschaltstrom zu schützen, liegt mit ihnen ein Schutzwiderstand R29 in Reihe, der von dem Relais Rel 1 erst dann kurzgeschlossen wird, wenn die Spannung am Speicherkondensator C5, C6 so groß geworden ist, daß Rel 1 anspricht; das ist etwa 2 Sekunden nach dem Einschalten des Verstärkers über S1 der Fall. Die Anodenspannung für den Spannungsverstärker R61a und die Phasenumkehrstufe R61b sowie für einen an eine Steckbuchse anzuschließenden Vorverstärker liefert ein Doppelweggleichrichter R61c. Eine feste negative Gitter-



ELTRONIK-RAST-ANTENNEN Begriff für hohe Wirtschaftlichkeit



ELTRONIK-RAST-Antennen garantieren: Kinderleichte Montage in kürzester Zeit. Keine leicht rostenden Flügelmutter und Blechwinkel mehr, sondern witterbeständige Rastelemente aus Polyamid (Nylon), die selbsttätig einrasten, wenn sie in die Betriebslage geschwenkt werden. Montage auf dem Dach ohne Werkzeug. Montagefehler unmöglich!



Fordern Sie bitte ausführliche Unterlagen an bei
DEUTSCHE ELEKTRONIK GMBH · BERLIN-WILMERSDORF

vorspannung von 25 V für die untere Hälfte der Gegentaktstufe erzeugt ein Selengleichrichter G13 an R 21. Die gleiche Vorspannung für die obere Hälfte wird an einem Spannungsteiler R 23, R 24 abgenommen, der parallel zur Anodenspannung für die untere Gegentaktstufenhälfte liegt. (Jede der zehn Endröhren hat einen Gittervorwider-

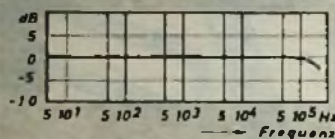


Bild 3. Der Frequenzgang des Gegentaktverstärkers

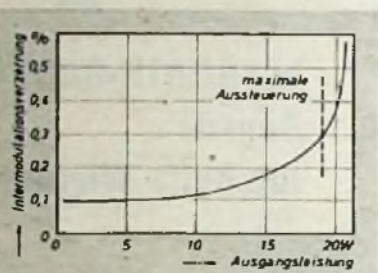


Bild 4. Die Intermodulationsverzerrungen in Abhängigkeit von der Ausgangsleistung (Verbraucherwiderstand 16 Ohm)

Im Bild 3 ist der Frequenzgang des Verstärkers bei einer Ausgangsleistung von 1 W dargestellt; er ist zwischen 5 Hz und 100 kHz vollkommen gleichmäßig. Die Intermodulationsverzerrungen sind außerordentlich gering; das geht aus Bild 4 hervor, in dem die Verzerrungen in Abhängigkeit von der Aussteuerung bzw. der Ausgangsleistung, gemessen bei einer Belastung des Verstärkers mit 16 Ohm, aufgetragen sind. Die maximal erreichbare Ausgangsleistung ist eine Funktion des Verbraucherwiderstandes; sie ist im Bild 5 wiedergegeben. Mit einem 16-Ohm-Lautsprecher ergibt sich eine maximale Leistung von 19 W, die aber bei Anschluß eines Lautspechers mit

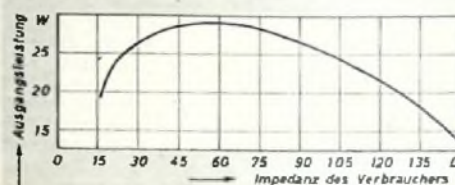


Bild 5. Die maximale Ausgangsleistung des Verstärkers in Abhängigkeit von der Lautsprecher-Impedanz

einer Impedanz von 32 Ohm auf 27 W ansteigt. Der Kurve ist zu entnehmen, daß der Verstärker nur mit einem Lautsprecher betrieben werden sollte, dessen Impedanz wenigstens 16 Ohm ist. In diesem Falle muß die Signalspannung am Verstärkereingang etwas größer als 2 V sein, um die maximale Ausgangsspannung zu erreichen. Der Innenwiderstand des Verstärkers an den Ausgangsklemmen wurde zu rund 0,2 Ohm gemessen, so daß sich bei Anschluß eines 16-Ohm-Lautspechers ein meistens sehr erwünschter hoher Dämpfungsfaktor von 80 ergibt.

(Futtermann, J.: Ultra-stable OTL hi-fi amplifier. Electronics World Bd. 61 (1959) Nr. 5, S. 69)



DEAC

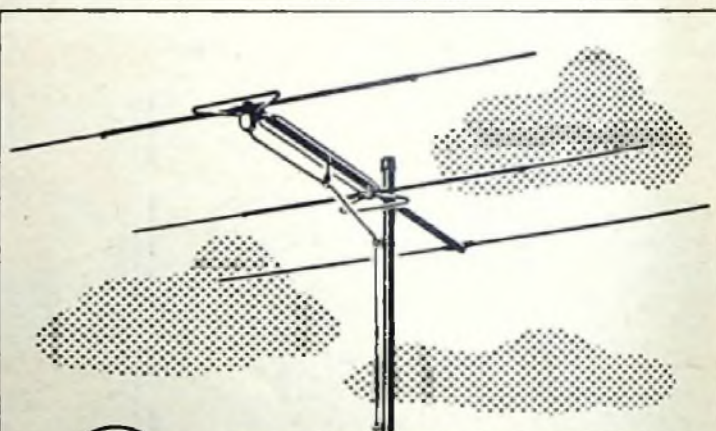
GASDICHTE STAHL-AKKUMULATOREN

für Rundfunk, Blitzgeräte, Hörhilfen und Meßgeräte aller Art.

Niedrige Betriebskosten. Gleichmäßig gute Betriebseigenschaften und lange Lebensdauer der Geräte.



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



DURECTA

KATHREIN FI-Antenne mit hohem V/R

Die KATHREIN-DURECTA erreicht mit zwei gespeisten Strahlern und einem Reflektor ein Vor-Rückverhältnis von 22 dB, Gewinn 5 dB; für den Empfang von Horizontal- und Vertikal-Polarisation geeignet.

4105 K 4 DM 80.- 4105 K 3 DM 82.-
4105 K 2 DM 85.-

ANTON KATHREIN · ROSENHEIM
Älteste Spezialfabrik für Antennen und Blitzschutzapparate

Mehr Freude am Fernsehen

durch den
ENGEL-Vorschalt-Transformator VTS 3

Ermöglicht bei aufreißenden Netzschwankungen ohne Spannungsunterbrechung den Sollwert 230 V einzuregeln



Ing. Erich u. Fred Engel GmbH
Elektrotechnische Fabrik
Wiesbaden · Dolzheimer Straße 147

FS - BANDKABEL

Transparent, Adern blank 50 m 7.20
Transparent, Adern verillbert 50 m 8.45
Wetterfest, hellgrau, Adern verillb. 50 m 8.90

Alle Europa- und USA-Röhren

HACKER
WILHELM HACKER KG

BERLIN-NEUKÖLLN

Am S- und U-Bahnhof Neukölln
Silbersteinstraße 5-7 · Tel.: 621212
Geschäftszeit: 8-17 Uhr, sonnabends 8-12 Uhr

Ein neuer Weg zum Amateurfunk

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

B. Kiefer, Institut 12, Bremen
Postfach 7026

Transistor-Bastel-Katalog 1959 - DM 2,-

enthält auf 134 Seiten Transistoren, Transistorschaltungen, Literatur

H. Hoffmann, Elektroversand, Frankfurt/M. 1/3314

Elkoflex

Isolierschlauchfabrik

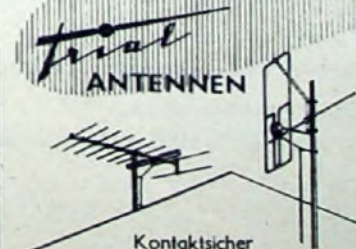
Gewebe- und gewebelose

Isolierschläuche

für die Elektro-, Radio- und Motorenindustrie

Berlin NW 87 · Huttenstraße 41/44

Für Fernsehempfang aus Nah und Fern



Kontaktsicher
Leistungsstark
Preiswert
Dauerhaft

Dr. Th. Dumke KG
RHEYDT, Postf. 75

werden nach dem patentierten Warmtauchverfahren hergestellt. Die Umhüllung wird mit Hilfe von Vakuum aufgebracht und ist ohne Luftfeinschlüsse. **WIMA-Tropydur**-Kondensatoren sind feuchtigkeits- und wärmebeständig und ein ausgezeichnetes Bauelement für Radio- und Fernsehgeräte.

WILHELM WESTERMANN
SPEZIALFABRIK FÜR KONDENSATOREN
MANNHEIM-NECKARAU
Wattstraße 6-8



Hochwertige Werkzeuge für alle Berufe
BELZER-WERK-WUPPERTAL
Verkauf durch den Fachhandel

Fernunterricht für technische Berufe: Maschinenbau, Elektrotechnik, Radiotechnik, Boottechnik, Mathematik und Stabrechnen. Verlangen Sie ausführlichen Lehrplan und das für jeden vorwärtstrebenden Techniker interessante Taschenbuch „Der Weg aufwärts“ kostenlos. Schreiben Sie eine Postkarte an das Technische Lehrinstitut Dr.-Ing. Christiani, Konstanz, Postfach 1957

Kaufgesuche

Radioröhren, Spezialröhren, Senderöhren gegen Käse zu kaufen gesucht. Szehbelyl, Hamburg-Gr. Flottbek, Grottenstraße 24, Tel.: 82 71 37

Radioröhren, Spezialröhren zu kaufen gesucht Intraco GmbH, München 2, Dachauer Str. 112

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

HANS HERMANN FROMM bittet um Angebot kleiner u. großer Sonderposten in Emplangs. Sende- und Spezialröhren aller Art. Berlin-Wilmersdorf, Febrbelliner Platz 3, Tel. 87 33 95 / 96

Röhren aller Art kauft: Röhren-Müller, Frankfurt/M., Kaulunger Str. 24

BS 383 größere Stückzahl von ausländischen Industrieunternehmen gesucht. Angebote erbeten unter F X 8315

Verkäufe

Tonbandgerät zur Aufnahme von Sprache und Musik. Bausatz ab 50,- DM. Prospekt freit. P. auf der Lake & Co., Mülheim/Ruhr

„Nordlunk“ Bauteile und Bausätze. Verlangen Sie kostenlos die neuen „Nordlunk-Bücher“! Bremen 1, Schließbach 678

Olympia

vorteilhaft mit der Spezialtastatur für

Elektrofachleute

Die Spezialtastatur der OLYMPIA-Schreibmaschine enthält die vom Elektrofachmann stets gebrauchten Fachzeichen und Abkürzungen:



Handschriftliche Einfügungen und viele Anschläge werden durch die Spezialtastatur eingespart.

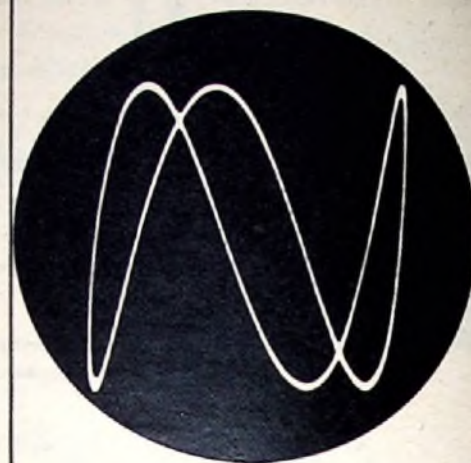
Ausführliche Druckschriften senden Ihnen

OLYMPIA WERKE AG. WILHELMSHAVEN

DH 10-78



DH 13-78



VALVO OSZILLOGRAFENRÖHREN

Für hochwertige Meßgeräte stehen zwei neue Oszillografenröhren zur Verfügung, die sich durch folgende Merkmale auszeichnen:

hohe Ablenkempfindlichkeit | Planschirm | hohe Verzeichnungsfreiheit

Beide Röhren besitzen eine wendelförmige Elektrode aus schwach leitendem Material auf der Innenseite des Kolbens. Durch Anlegen der Nachbeschleunigungsspannung an das schirmseitige Ende wird ein stetiger Potentialanstieg erzielt, durch den sich eine besonders hohe Verzeichnungsfreiheit ergibt. Da die Nachbeschleunigungsspannung verhältnismäßig hoch sein darf, ist ein sehr helles und scharfes Bild erreichbar. Die Ablenkempfindlichkeit ist trotz der hohen Nachbeschleunigungsspannung bemerkenswert groß. Das katodenseitige Ende der Wendelelektrode ist mit der Abschirmung zwischen den Ablenkplattenpaaren verbunden und gesondert herausgeführt. Dadurch erhält man die Möglichkeit, durch Potentialverschiebungen etwaige Bildverzerrungen noch weiter herabzusetzen.

Der Leuchtschirm beider Röhren besteht aus einem neuartigen, blaugrün leuchtenden Material (Schirmtyp „H“), dessen hohe Lichtausbeute durch die Metallhinterlegung des Schirmes bei der DH 13-78 noch besonders zur Geltung gebracht wird.

Die Anschlüsse für die Ablenkplattenpaare und die Abschirmung dazwischen sind bei der DH 13-78 seitlich herausgeführt, so daß die Röhre bis zu sehr hohen Frequenzen verwendbar ist. Außerdem befindet sich der DH 13-78 zwischen den Vertikal-Ablenkplatten und der Elektronenkanone eine zusätzliche Elektrode, mit der die Linearität der Vertikalablenkung korrigiert werden kann.

Datenblätter und weitere Auskünfte — auch über andere Oszillografenröhren — erhalten Sie jederzeit gern von uns.

VALVO GMBH HAMBURG 1

