

BERLIN

FUNK- TECHNIK

FERNSEHEN · ELEKTRONIK

1. DEZEMBERHEFT

23 | 1960

mit Elektronik-Ingenieur
FT-Sammlung

1. DEZEMBERHEFT 1960

INTERKAMA 1960 erfolgreich

Am 26. Oktober schloß nach achtstündiger Dauer die 3. INTERKAMA - Internationaler Kongreß mit Ausstellung für Meßtechnik und Automatik - ihre Pforten. Diese Messe wurde von rund 110 000 Fachleuten besucht, von denen 35 % aus dem Ausland, und zwar aus 32 Ländern kamen. Dem mit der INTERKAMA in Düsseldorf verbundenen Kongreß wohnten 7520 Fachleute bei. Die 470 ausstellenden Firmen, davon 188 aus dem Ausland, zeigten auf rund 39 000 m² den hohen Stand der Meßtechnik und der Regelungstechnik.

Der durch die Fachmesse ermöglichte internationale Vergleich, der in diesem Umfang auf keiner weiteren Ausstellung des Fachgebietes gezeigt wird, machte deutlich, daß die europäischen Hersteller den in einigen außereuropäischen Ländern bestehenden Entwicklungsstand zumindest erreicht haben. Dies gilt vor allem für die Anwendung der elektronischen Rechenstechnik auf die Aufgaben der Steuerung und Regelung.

Ein hervorstechendes Kennzeichen der Fachmesse war die systematische Vervollständigung der für die Automatisierung vorgesehenen Gerätesysteme. Für die Anwendung in den Verfahrenstechniken waren hochentwickelte Meßgeräte zu sehen, die in den letzten Jahren aus Labormustern zu betriebsmäßig einsetzbaren Apparaturen umgeformt wurden.

Die ausgestellten Anlagen für Meßwertverarbeitung geben allen Industriezweigen die Möglichkeit, schnelle und zuverlässige Informationen über den Ablauf des Betriebsgeschehens zu erhalten. Viele neue Geräte und Automatisierungsverfahren für die Betriebe der Fertigungstechnik beruhen auf dem Einsatz digitaler Geräte und Verfahren.

Bei den Veranstaltungen des Kongresses stand die Unterrichtung über grundsätzliche Fragen in breit angelegten

Übersichtsvorträgen im Vordergrund. Über technische Einzelheiten informierten die von den Ausstellerfirmen veranstalteten 252 Instrumentenkurse, die stets voll besetzt waren.

40 Jahre DKG und FAKI

Anlässlich des 40jährigen Bestehens der Deutschen Kinotechnischen Gesellschaft (DKG) und des Fachnormenausschusses Kinotechnik (FAKI) hatten der Präsident der DKG, Prof. Dr. A. Narath, und der Vorsitzende des FAKI, Dr. L. Mayer, zu einem Empfang am 2. November 1960 im Künstlerhaus in München eingeladen.

In einer Festansprache auf der dem Empfang folgenden Herbsttagung gab Professor Narath einen Überblick über die Entwicklung der Filmtechnik in den einzelnen Epochen Stummfilm, Tonfilm, Farbfilm und Magnetfilm sowie das Wirken der beiden Institutionen und ihre Zusammenarbeit, wobei hervorgehoben werden muß, daß die DKG vorwiegend informativ, der FAKI realisierend durch die Festlegung von Normen arbeitet.

Prof. Dr. Thelle vom Institut für Rundfunktechnik brachte in seinem Vortrag über „Photographie und Fernsehen“ eine vergleichende Betrachtung, die der Forschung neue Anregungen gibt. Am zweiten Vortragsabend sprach Obering H. Friess über „Bauelemente für Dekorationen in Film- und Fernsehstudios und ihre Normung“. Neun Ausschüsse des FAKI traten während der Tagung zu ihren Arbeitssitzungen zusammen und behandelten Normen und Vorschläge, die für Produktion, Bearbeitung, Verleih und Theater von großer Bedeutung sein werden.

Comité Internationale Radio-Maritime

Vom 26. bis 29. September 1960 hielt das Comité Internationale Radio-Maritime (CIRM) seine Jahreshauptversammlung und Sitzungen des technischen Komitees in Rom ab.

Das CIRM hatte wesentliche fachliche Vorbereitungsarbeit für die großen internationalen Konferenzen geleistet, die sich 1959 und 1960 mit Seefunkfragen und der Sicherheit menschlichen Lebens auf See zu befassen hatten. Jetzt liegen die Ergebnisse der internationalen Verträge vor, die auf diesen Konferenzen geschlossen worden sind (Frequenzverteilungspläne und die Vollzugsordnung für den Funkdienst, Genf 1959, und der Schiffssicherheitsvertrag, London 1960).

An dem Kongreß des CIRM in Rom nahmen Delegierte aus etwa 15 Ländern teil. Die Generalversammlung wählte auch für das kommende Jahr wieder als Präsidenten W. D. P. Stenfort, Amsterdam, und als Vizepräsidenten H. Thorpe-Woods, London, und W. E. Steidle, Hamburg.

Funklehrgänge in Eilsfleth

Die nächsten Funklehrgänge (Funkoffizier der Handelsmarine) der Staatlichen Seefahrtsschule Eilsfleth beginnen am 5. April 1961 und Anfang Oktober 1961. Bewerber (Vorbildung: Mittlere Reife und mindestens zweijährige Tätigkeit im Rundfunk- oder Elektrofach) können jetzt noch angenommen werden. Anmeldung und Auskunft: Staatliche Seefahrtsschule Eilsfleth/Weser, Petersstr. 11 (frankierten Rückumschlag beilegen).

Neue Anschrift des VDE

Die neue Anschrift des Verbandes Deutscher Elektrotechniker (VDE) und der Nachrichtentechnische Gesellschaft im VDE ist: Frankfurt a. M. S 10, Stresemannallee 21.

Neues Graetz-Werk in Dortmund

Die Graetz KG Altena errichtet in Dortmund ein zweites Zweigwerk, das Mitte Januar mit einer Belegschaft von zunächst 225 Personen anlaufen wird. Für Ende 1961 wird mit einer Beschäftigtenzahl von 850 gerechnet. In dem neuen Werk sollen Rundfunkgeräte hergestellt werden. Im Vergleich zu dem ersten Dortmunder Zweigwerk, das hauptsächlich als Zulieferant für die Endmontage der Fernsehgeräte in Bochum anzusehen ist und zur Zeit etwa 750 Arbeitskräfte beschäftigt, soll das zweite Werk eine weitgehendere Funktion erhalten. Es soll im Laufe der Zeit auch die Endmontage der Rundfunkgeräte übernehmen. Zur Zeit arbeiten im gesamten Unternehmen mehr als 8000 Personen.

Metz-Fernsehempfänger

Das Fernsehgeräte-Programm von Metz ist um ein weiteres Modell mit 59-cm-Bildröhre erweitert worden. Es handelt sich um den „855“, der sich von dem „864“ nur durch die 59-cm-Bildröhre und durch den Anschluß für Fernregler unterscheidet.

FT-Kurznachrichten	816
Mobilfunk auch bei uns?	819
Schmalfilmvertonung mit Tonkopplern ..	820
Magnetton-Kurznachrichten	822
Lautsprecher und Lautsprechergehäuse für Hi-Fi-Wiedergabe	823
Persönliches	824
Für den KW-Amateur	
Vor- und Nachteile der Filter- und Phasenschiebermethode bei Einseitenbandbetrieb von KW-Sendern	825
Aus der Amateur-Arbeit	826

FT-SAMMLUNG

Schaltungstechnik	
Halbleiter-Dioden - Wirkungsweise und Schaltungstechnik (6)	827

ELEKTRONIK-INGENIEUR

Servotechnische Steuer- und Regelinrichtungen	829
---	-----

Stereo-Verstärker »Dwifon 7060«	836
---------------------------------------	-----

Prüfgeräte für die Rocktasche	
Niederohmiger Durchgangsprüfer	839

Schallplatten für den Hi-Fi-Freund	840
--	-----

Aus Zeitschriften und Büchern

Abstimmbarer Tonfrequenzgenerator mit Transistoren	841
--	-----

Unser Titelbild: Einkristall-Ziehapparat mit Vakuumpumpe und Schallpult im neuen Telefunken-Halbleiterwerk Heilbronn

Aufnahme: telefunkenbild

Aufnahmen: Verlasser, Werkaufnahmen, Zeichnungen vom FT-Labor (Barisch, Neubauer, Kuch, Schmol, Straube) nach Angaben der Verlasser. Seiten 817, 818, 835, 843 - 846 ohne redaktionellen Teil

Deutsche Rundfunk-, Fernseh- und Phono-Ausstellung



► Wie jetzt feststeht, wird die Deutsche Bundespost anlässlich der Deutschen Rundfunk-, Fernseh- und Phono-Ausstellung in Berlin (25.8.-3.9.1961) eine Sonderbriefmarke herausbringen. Es ist das erste Mal, daß eine Sonderbriefmarke anlässlich einer deutschen Funkausstellung erscheint.

► Auch die Fachgruppe 29 „Bauelemente“ im ZVEI beteiligt sich an der Deutschen Rundfunk-, Fernseh- und Phono-Ausstellung 1961 in Berlin. Die angeschlossenen Firmen werden in sachlich aufgebauten, einheitlich gestalteten Sonderständen in der Halle VII ausstellen.

► Vor 36 Jahren, im Dezember 1924, wurde in Berlin das neuerbaute „Haus der Funkindustrie“ anlässlich der ersten Funkausstellung eröffnet. Das war zugleich das Geburtsdatum des Berliner Ausstellungsgeländes. Schon wenige Jahre danach reichte dieser Bau nicht mehr aus und führte zur großzügigen Planung der „Funkstadt“ zu Füßen des Funkturms. Schon 1932 präsentierte sich eine geschlossene Anlage von acht Hallen und einem ausgedehnten Freigelände in gartenarchitektonisch moderner Gestaltung als eines der schönsten Messegelände Europas. Dieses zusammen mit der Magie von Rundfunk und Fernsehen, die hier optisch überzeugend wie sonst nirgends auf der Welt zum Ausdruck kommt, war der Hauptgrund dafür, daß die alljährlich stattfindenden Funkausstellungen den größten Publikumserfolg verzeichnen.

LOEWE  OPTA

Neuheiten-

PROGRAMM 1960/61

● **Vollautomatische Fernsehgeräte**

mit der neuen 59 cm Großbildröhre in internationaler 110° Weitwinkel-Technik

● **Empfangsbereit für das 2. Fernsehprogramm**

durch eingebauten UHF-Tuner

● **Hi-Fi-Stereo-Rundfunkgeräte**

Vollautomatische Sender-Scharfabstimmung durch einfachen Tastendruck. Stereo-Taste und Balance-Regler für 2-Kanal-Stereo-Verstärker.

● **„Kobold“ - der schnurlose Transistor-Empfänger**

Ein äußerst sparsamer Batterie-Empfänger, unabhängig vom Lichtnetz. Überall und zu jeder Zeit betriebsbereit.

● **Hi-Fi-Stereo-Konzertschränke**

mit Doppel-Gegentakt-Endstufe (2 x 15 W)

● **Volltransistor-Taschen- und Kofferempfänger**

federleicht und äußerst klein mit stromsparender Gegen-takt-Endstufe



OPTALUX



APOLLO-STEREO



KOBOLD-TRANSISTOR



PALOMA-STEREO



DANDY

LOEWE  OPTA

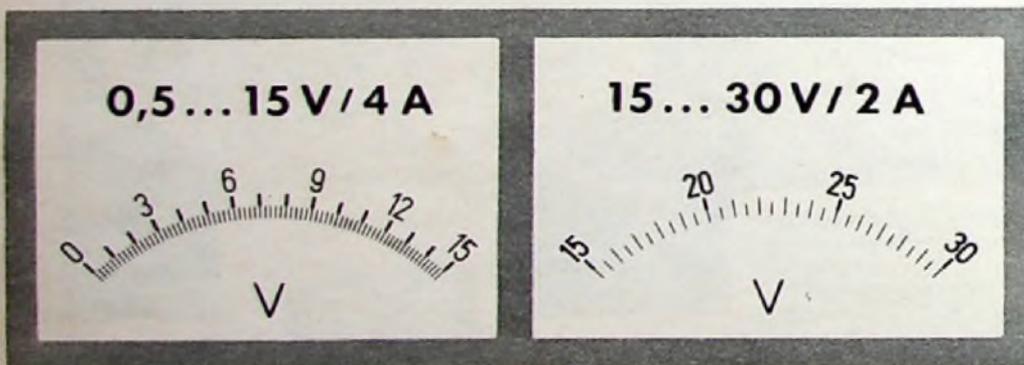
BERLIN · WEST · KRONACH · BAYERN · DUSSELDORF



Zwei erreichen mehr

Zwei sich einander ergänzende Niederspannungs - Netzgeräte für Gleichspannung stehen bereit, um viele Aufgaben in Ihrem Betrieb besser und schneller zu lösen als bisher.

Konstanter



Kenndaten:

KONSTANTER 15 Volt / 4 Ampere

U: 0,5 . . . 15 V; I: max. 4 A;
 Ri: 0,015 Ohm
 Restwelligkeit: 0,2‰;
 Regelverhältnis: 30 : 1
 Temperaturfehler: 0,3‰/°C
 Netzanschluß: 220 V, 40 . . . 60 Hz
 Stahlblechgehäuse

KONSTANTER 30 Volt / 2 Ampere

U: 15 . . . 30V; I: max. 2 A;
 Ri: 0,03 Ohm; Restwelligkeit: 0,1‰
 Regelverhältnis: 30 : 1
 Temperaturfehler: 0,3‰/°C
 Netzanschluß: 220 V, 40 . . . 60 Hz
 Stahlblechgehäuse

Volltransistorierte Niederspannungs-
 Netzgeräte für Gleichspannung:
 Mit geringem Innenwiderstand
 guten Regeleigenschaften
 hoher Konstanz.

Bitte fordern Sie Angebote an.


GOSSEN Erlangen / Bayern



Chefredakteur: WILHELM ROTH · Chefkorrespondent: WERNER W. DIEFENBACH



Citizens Radio Service

Mobilfunk auch bei uns?

In Ländern mit hochentwickelter Wirtschaft sind die üblichen Nachrichtenwege oft überlastet, und dann muß man auf eine Telefonverbindung oder die Durchgabe von Telegrammen längere Zeit warten. Außerdem können die normalen Fernmeldekanäle nicht immer alle Übermittlungswünsche erfüllen. Wie erreicht man beispielsweise in dringenden Fällen einen Arzt, der gerade seine Patienten besucht, oder wie sollen die Fahrzeuge eines Service-Betriebes schnell verständigt werden, wenn irgendwo nach ein Kunde auf unverzügliche Betreuung wartet?

Hier kann der Mobilfunk helfend einspringen. Es gibt auch in Deutschland viele Beispiele für die Anwendung des Sprechfunks im Nachrichtenverkehr. Man denke nur an den UKW-Dienst der Polizei oder der Feuerwehr. In manchen Großstädten wurde auch ein Taxifunk eingerichtet, der die einzelnen Wagen sofort an den neuen Einsatzort dirigiert. Diese Funknetze sind jedoch teuer und für die Allgemeinheit nur wenig geeignet.

Eine neuzeitliche Lösung dieses Problems für den allgemeinen Gebrauch zeigen die USA in dem sogenannten „Citizens Radio Service“. Er entstand 1947 und umfaßte zunächst drei verschiedene Klassen. Klasse A erschließt das 460...470-MHz-Band mit einer maximalen Sendeleistung von 50 Watt für Interessenten, die eine Lizenz anderer Funkdienste nicht erhalten können und bei denen die Kostenfrage keine ausschlaggebende Rolle spielt. Eine Lizenz für die Klasse B wird dagegen jedem, der das Mindestalter von 18 Jahren erreicht hat, erteilt. Die Sendefrequenz ist 465 MHz und die maximal zulässige Leistung 5 Watt. Die Anschaffung der Geräte für die B-Lizenz ist weniger kostspielig. Geeignete Anlagen kosten etwa 100 Dollar. Der entscheidende Nachteil liegt aber in den ungünstigen Ausbreitungsbedingungen für dieses Frequenzband, so daß hier nur ein kleiner Aktionsradius zur Verfügung steht. Als besonders ungeeignet erweist sich diese Lizenz, wenn die Anlagen in Großstädten oder in gebirgigen Gegenden eingesetzt werden. Die Lizenzklasse C wendet sich vorwiegend an den Fernsteueramateur, der Flugmodelle, Schiffsmodelle usw. fernsteuern möchte. Die Sendefrequenz von 27 MHz ist verhältnismäßig günstig. Zugelassen sind Sendeleistungen von höchstens 5 Watt, in Sonderfällen von 50 Watt.

Die ungünstigen Send- und Empfangsverhältnisse auf 465 MHz wirkten sich entscheidend auf die Entwicklung des „Citizens Radio Service“ aus. Man fand schließlich eine gute Lösung durch Einführung der D-Lizenz und des „Business Band“ im 27-MHz-Bereich. Den Lizenzinhabern stehen 23 Kanäle zur Verfügung, die sie beliebig belegen können. Auch hier ist die maximale Sendeleistung (Anoden-Eingangsleistung der Endröhre) 5 Watt.

Die (oft falsch verstandenen) Lizenzbedingungen sind auch für uns interessant. Mit der B-Lizenz darf man privaten Sprechfunk persönlicher oder geschäftlicher Art auf kurze Entfernungen abwickeln. Der Aktionsradius ist mit der angegebenen Sendeleistung und den zulässigen Antennen etwa 15 km. Nicht erlaubt sind dagegen Funkfernsteuerung, Versuchssendungen, Rundfunkausstrahlung, Amateurbetrieb, Funkverkehr auf große Entfernungen mit unbekanntem Stationen, Sprechfunk mit Amateuren und Stationen anderer Dienste (ausgenommen Notdienste) sowie Sendungen zur eigenen Unterhaltung.

D-Lizenzen werden in den USA an alle über 18 Jahre alten Personen und an Firmen im Privatbesitz erteilt. Die Lizenzurkunde gilt für die Station,

also nicht für den jeweiligen Benutzer. Daher muß auch keine Sendeleistung-Prüfung abgelegt werden. Man nimmt von den lizenzierten D-Stationen an, daß sie industriell gefertigte Geräte verwenden. Der Selbstbau ist jedoch nicht ausgeschlossen, wenn man die Geräte mit künstlicher Antenne justiert. Nicht gestattet sind solche Eingriffe in die Geräte, die andere Betriebsarten zulassen oder einen Betrieb mit anderen Funkdiensten anstreben.

Seit September 1958 geben die amerikanischen Zulassungsbehörden (FCC) diese D-Lizenzen für den „Citizens Radio Service“ aus. Heute stellen rund 50 Fabrikanten geeignete Sprechfunkanlagen in verschiedenen Leistungsklassen in größeren Serien her. Die Anzahl der lizenzierten Stationen hat inzwischen etwa 120000 erreicht, ein außergewöhnlicher Erfolg, den man auf die wesentlich günstigeren Ausbreitungsbedingungen des 27-MHz-Bandes zurückführen darf.

Die einfachste Station ist ein Send-Empfänger, mit dem man etwa 15 km überbrücken kann. Der Senderteil besteht aus dem quartzesteuerten Oszillator (26,9...27,2 MHz, nach Austausch des Oberton-Quarzes bis 29 MHz) und der Leistungsstufe mit 5 Watt Input. Bereits in dieser Geräteklasse wird eine hochwertige Modulation (Anoden-Schirmgittermodulation) verwendet. Der Empfangsteil hat eine HF-Stufe, ein Pendelaudion, zwei NF-Stufen und einen eingebauten Lautsprecher. Die Schaltung arbeitet störstrahlungssicher und ist sehr empfindlich (etwa 1 μ V). Die Gesamtanlage läßt sich aus dem eingebauten Wechselstrom-Netzteil mit Silizium-Gleichrichtern oder bei Fahrzeugbetrieb über einen Zerschalteteil aus der 6- oder 12-V-Autobatterie speisen. Mikrofon und eine Spezialantenne gehören zum Zubehör.

Mehr Komfort bietet ein Send-Empfänger der höheren Preisklasse. Der Sendeteil ist zweistufig mit quartzesteuertem Oszillator, 5-W-Endstufe und dreistufigem Anoden-Schirmgittermodulator. Als Empfänger arbeitet ein Sechskreis-Super mit wahlweise einschaltbarem Quarz- oder Durchstimm-Oszillator, Serien-Störbegrenzer und einstellbarem Squelch, der in den Betriebspausen den eingebauten Lautsprecher stilllegt. Auch dieses Gerät kann aus dem Netz oder aus der Fahrzeugbatterie versorgt werden.

Die genannten Geräte sind auch in Deutschland zu mäßigen Preisen erhältlich. Damit wären die technischen Voraussetzungen für die Einführung eines ähnlichen „Citizens Radio Service“ gegeben. Über eine etwaige Lizenzerteilung auf der Grundlage eines „Business“-Bandes — sie wurde schon oft und nicht allein von der Fachwelt gefordert — gibt es aber nur Vermutungen. Wir meinen: Auch in der Bundesrepublik wird eine Lizenzierung derartiger Geräte für den allgemeinen Gebrauch immer dringender.

Einstweilen kann nur der Kurzwellenamateur die preisgünstigen amerikanischen Geräte für den Mobilfunk anwenden. Hier ist eine vielversprechende Sparte des deutschen Amateurfunks im Entstehen. Das Erschließen des „Mobil-QTC“ und die Schaffung der Fahrzeugplakette „Mobile Funkstation“ zeigen, welche Bedeutung der Deutsche Amateur-Radio-Club diesem jüngsten Zweig des Amateurfunks beimißt. Der DARC zeigt sich damit nicht nur in seinen Zielsetzungen fortschrittlich, er wirkt auch vorbildlich für den Gesamtkomplex Mobilfunk. Seine Mobilstationen weisen in der Öffentlichkeit überall, wo sie auftauchen, auf die in Deutschland noch offenstehende Lizenzierung in größerem Rahmen hin.

Werner W. Diefenbach

die Geschwindigkeit des Projektors der Tonbandgeschwindigkeit angleicht.

Ein Nachteil dieses Verfahrens ist die mechanische Verbindung zwischen Projektor und Synchrongerät über die biegsame Welle *BW*.

Das rein elektrische Prinzip arbeitet eleganter. Der Projektor enthält den Umschalter *U1* (Bild 2); er schaltet bei jedem Bild einmal hin und her. Ein gleicher Umschalter *U2* wird durch das Tonband im Tonkoppler angetrieben. Die Stellungen der beiden Umschalter werden nun elektrisch miteinander verglichen und bewirken die zeitlich unterschiedliche Einschaltung des Widerstandes *R*, der die Geschwindigkeit des Projektors auf $\pm 1/4$ Bild genau der Geschwindigkeit des Tonbandgerätes angleicht. Die Vorzüge dieses elektrischen Verfahrens liegen auf der Hand. Zur Verbindung von Projektor und Tonkoppler wird lediglich ein Kabel *EL* benötigt. Beide Geräte können daher beliebig weit voneinander aufgestellt werden. Ferner ist die Synchronisierung exakter.

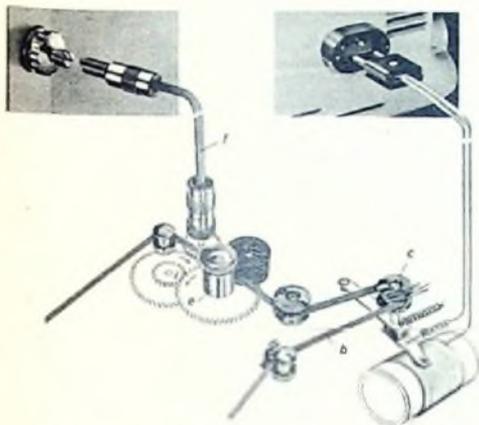


Bild 3. Der Tonkoppler „Synchronomat M 8“ von Paillard-Bolex arbeitet, wie das Schema zeigt, nach einem elektromechanischen Übertragungsprinzip

Auch beim rein elektrischen Prinzip hat die Synchronisierung noch gewisse, jedoch weniger schwerwiegende Mängel. So muß das Tonband beispielsweise noch in einer Schleife aus dem Tonbandgerät herausgeführt werden. Die für den Synchroner aufzuwendende mechanische Leistung bewirkt Tonhöheschwankungen. Ein geringer Schlupf des Tonbands im Synchronisiergerät sowie Banddehnung oder -schrumpfung führen ferner über größere Film-

längen zu Abweichungen des Synchronismus.

Eine Weiterentwicklung wäre die Verbindung des sonst im Tonkoppler liegenden Umschalters *U2* mit dem Tonband selbst und sein Einbau im Tonbandgerät. Eine bereits verschiedentlich durchgeführte Lösung ist das perforierte Tonband, das den Umschalter über eine Zackenrolle steuert und unbeeinflußt von Schlupf arbeitet. Das perforierte Tonband hat die gleichen Abmessungen wie unperforierte Bänder; es läßt sich also auch in Verbindung mit normalen Magnettongeräten verwenden.

Die Verwendung eines Tonkopplers setzt stets voraus, daß der Projektor einen Universalmotor enthält und daß er ferner mit einem Synchronanschluß ausgestattet ist.

Wirkungsweise eines elektromechanischen Tonkopplers

Ein gutes Beispiel für die Wirkungsweise des elektromechanischen Tonkopplers bietet der „Synchronomat M 8“ von Paillard-Bolex (Bild 3). Der Synchronomat regelt vom Beginn der Projektion bis zum Ende automatisch die Bildgeschwindigkeit des Projektors so, daß Bild und Ton stets übereinstimmen.

Das für die Vertonung verwendete Tonbandgerät wird wie üblich angeschlossen. Es soll mit einer Bandgeschwindigkeit von 9,5 oder 19 cm/s laufen. Nach der Zusammenschaltung mit dem Projektor über den Synchronomat bestimmt die Geschwindigkeit des Tonbandes den Lauf des Projektors. Der Schalter des Tonbandgerätes setzt dann den gesamten Mechanismus Projektor - Synchronomat - Tonbandgerät in Bewegung oder läßt ihn stoppen. Zu diesem Zweck genügt es, das Tonband *b* über den Synchronomat zu führen, nachdem es den Aufnahmebeziehungswiese den Wiedergabekopf des Tonbandgerätes passiert hat. Auf diese Weise steht das Tonband in Verbindung mit der Rolle *e*. Sie wird durch die biegsame Welle *f* angetrieben, die ihrerseits mit dem Projektor verbunden ist. Wenn jetzt die Drehzahl dieser Rolle nicht der Geschwindigkeit des Tonbandgerätes entspricht (9,5 oder 19 cm/s), dann wird das Tonband angezogen oder losgelassen. Dieser Vorgang wirkt sich auf die Pendelrolle *c* aus. Die Bewegung dieser Rolle verändert einen Widerstand, der im Innern des Synchronomats angebracht ist und im Stromkreis des Projektormotors liegt.

Dieser Widerstand reagiert sofort auf jede Geschwindigkeitsänderung der Rolle *e*. Als Folge wird die Geschwindigkeit des Projektors geändert und so jede Abweichung vom Synchronlauf ausgeglichen. Stoppt man das Tonbandgerät, dann wird das Tonband angezogen und gleichzeitig die Pendelrolle *c* in eine Stellung gebracht, bei der der Stromkreis des Projektors unterbrochen ist und dieser automatisch zum Stehen kommt. Werden Film und Tonband mit festen Startmarken versehen, dann bereitet die Übereinstimmung von Bild und Ton keine Schwierigkeiten. Der Synchronomat bietet außerdem den Vorteil, daß der Amateur weiterhin seine 8-mm-Filme mit der normalen Geschwindigkeit von 16 Bildern je Sekunde aufnehmen und vorführen kann.

Es gibt zahlreiche Hersteller, die Tonkoppler nach dem elektromechanischen Prinzip auf den Markt bringen (z. B. Eumig, Niezoldi & Krämer, Plank usw.).

Das Bild in der Überschrift (S. 820) zeigt beispielsweise den Koppler von Niezoldi & Krämer.

Wirkungsweise des elektrischen Tonkopplers mit umlaufenden Kontakten

Bei dem Bauer-Tonkoppler mit umlaufenden Kontakten wird der Projektor gleichfalls durch die Bandgeschwindigkeit des Tonbandes geregelt. Die Steuerungsorgane sind zwei Kollektoren, von denen der eine Kollektor im Projektor, der andere Kollektor im Tonkoppler untergebracht ist.

Das Prinzipschema der Projektor-Synchronisierung mit Tonkoppler-Kollektor

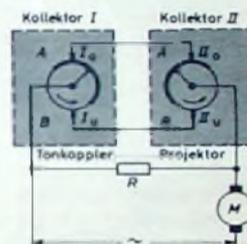


Bild 4. Projektor und Tonkoppler sind beim rein elektrischen Tonkopplungsprinzip (beispielsweise mit umlaufenden Kontakten) über eine elektrische Leitung miteinander verbunden. Das Foto zeigt ein Beispiel

zeigt Bild 4. Das Schaltbild ist durch Weglassen der Fliehkraftschalter und je einer Kontakthälfte vereinfacht. Der Kollektor *II* der Projektor-Greiferwelle wird vom Motor angetrieben, Kollektor *I* des Tonkopplers vom Tonband, das mit konstanter Geschwindigkeit abläuft. Ferner ist der Motor des Projektors so abgestimmt, daß er bei 220 V Netzspannung gerade mit 16 Bildern je Sekunde läuft, wenn der Regelwiderstand *R* in gleichen Zeitintervallen zu- und abgeschaltet wird. Seine Greiferwelle und damit der Kollektor *II* laufen dann mit gleicher Drehzahl wie Kollektor *I* des Tonkopplers um, wenn das angekoppelte Tonbandgerät eine Bandgeschwindigkeit von 9,5 oder 19 cm/s hat.

Der Regelwiderstand *R* ist immer dann kurzgeschlossen, wenn beide Kontaktsegmente entweder gleichzeitig die oberen Bürsten *I₀* und *II₀* oder gleichzeitig die beiden unteren Bürsten *I₁* und *II₁* berühren.

Wenn der Projektor beispielsweise bei der Netzspannung 220 V im synchronen Betrieb mit 16 Bildern je Sekunde und das Tonbandgerät mit genau 9,5 oder 19 cm/s läuft, sind die beiden Kollektoren um 90° phasenverschoben. Im synchronen Betrieb laufen sie mit genau gleicher Geschwindigkeit, und der Kollektor *II* eilt Kollektor *I* um 90° vor. Er ist in diesem Fall schon in Stellung *B*, wenn Kollektor *I* noch die Stellung *A* einnimmt. Verfolgt man nun die beiden Kollektoren auf einem Umlauf, dann erkennt man leicht, daß die Einschalt- und Kurzschlußzeiten des Regelwiderstandes gleich groß sind (Bild 5a). Sobald jedoch die Netzspannung etwas

ansteigt oder wenn infolge zunehmender Erwärmung die Lagerreibung des Projektors verringert wird oder falls die Tonbandgeschwindigkeit absinkt, dann wird der Projektor schneller beziehungsweise das Tonbandgerät langsamer laufen. Der

Spezial-Zweibandverfahren ohne Tonkoppler

Eine interessante Lösung für das Zweibandverfahren ohne Tonkoppler ist beispielsweise der Projektor „P 800“ von Siemens. Dieses in der Grundausführung

in Verbindung mit dem Projektor „Movilux 8 B“ eingesetzt werden kann. Es hat keinen eigenen Antriebsmotor, sondern wird starr über eine Welle vom Projektor her angetrieben und erhält auch die Betriebsspannungen für den transistorisierten Verstärker über ein besonderes Anschlußkabel vom Projektor. Dieses Zweispurgerät arbeitet mit normalem, unperfiziertem Tonband.

Ausblick

Ganz allgemein kann man feststellen, daß die beschriebenen Verfahren, von denen die zwei Hauptgruppen der elektromechanischen und rein elektrischen Methode in zahlreichen Fabriken angewandt werden, den Wünschen des Schmalfilmfreundes weitgehend entgegenkommen. Es wird eine Frage der Zukunft sein, wie die technische Weiterentwicklung verläuft. Aussicht haben Verfahren, die die Schmalfilmvertonung wesentlich erleichtern, erstklassige Synchronisation zulassen und vielseitig sind.

Die Einführung neuer Prinzipien bei der Schmalfilmvertonung setzt die Anpassung des Projektors und eine entsprechende Umkonstruktion voraus. Fachkreise glauben, daß die Kombination des Randspurverfahrens mit einem speziellen Tonbandgerät für die synchronisierte Vertonung gewisse Aussichten hat, wobei beim Nachvertonen der Filme das fertige Tonband lippensynchron auf die Randspur überspielt wird. W. W. Diefenbach

Magnellon-Kurznachrichten

► Der vom Deutschen Tonjäger-Verband veranstaltete Bundeswettbewerb 1960 der besten Tonaufnahme (als nationale Vorentscheidung für den 9. Internationalen Wettbewerb der besten Amateur-Tonaufnahme - IWT 1960 - Holland) ist beendet. Als Sieger wurden ermittelt (in Klammern = Wettbewerbskategorie): **T o s c a B a u m**, Düsseldorf (Hörspiele, Sketche), **H e r m a n n Q u e n b a u m**, Hildesheim (Dokumentaraufnahmen und Reportagen), **K a r l D u s c h e k**, Braunschweig (Musikalische oder gesprochene Aufnahme), **H i l d e g a r d S t i e r l i n**, Düsseldorf (Einmalige Tondokumente), **S i e g f r i e d N e u e n h a u s**, Bergisch Gladbach (Trickaufnahmen oder technische Montage), **M a r i o n B e n e s c h**, Nürnberg (Stereophonische Aufnahmen).

► Die Bundessieger dieses Wettbewerbs haben inzwischen in Hilversum beim Internationalen Wettbewerb große Achtungserfolge erreicht. So konnte die Aufnahme „Großstadtmelodie“ (S. Neuenhaus) einen 1. Preis erringen. Die Tonaufnahme „Echo-Konzert“ (K. Duschek) erhielt einen 2. Preis. Obgleich die Stereo-Tonaufnahme in Deutschland noch nicht den Anteil wie im Ausland erreicht hat, wurde der Aufnahme „Stereo-Übung“ (M. Benesch) von der Internationalen Jury ein 3. Preis zugesprochen. Die übrigen deutschen Teilnehmer kamen auf den 6. und 7. Rang.

► Der Deutsche Tonjäger-Verband (DTV) eröffnet am 1. Januar 1961 den 10. Bundeswettbewerb für Tonbandamateure wiederum in 6 Wettbewerbskategorien.

► Die Deutsche Philips GmbH hat für den Handel eine viersperrige Information über die Vierspurtechnik herausgegeben. Der Aufnahmevorgang bei vier Spuren, das Playback-Verfahren und die Unterschiede zwischen Zweil- und Vierspurtechnik werden beschrieben und durch entsprechende Zeichnungen dargestellt. Allgemeine Hinweise bezüglich Bandmaterial und Tonköpfe sowie eine Zusammenstellung der unterschiedlichen Verbindungskabel für Tonbandkoffer und Rundfunkgeräte ergänzen die Informationschrift.

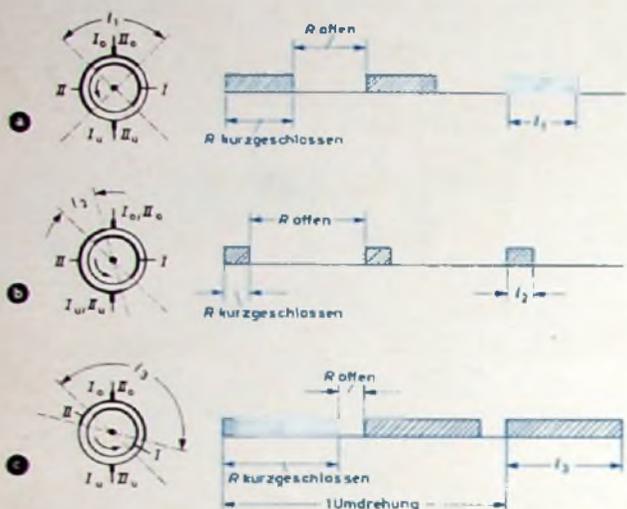


Bild 5. Einige Phasen der Kopplung mit umlaufenden Kontakten; Kollektor I und Kollektor II sind zur Erklärung der Phasenlage übereinander gezeichnet: a) Phasenlage bei normaler Netzspannung und Tonbandgeschwindigkeit, b) Phasenlage bei höherer Netzspannung oder geringerer Tonbandgeschwindigkeit, c) Phasenlage bei geringerer Netzspannung oder höherer Tonbandgeschwindigkeit. Rechts: Ein- und Ausschaltzeiten des Regelwiderstandes in Abhängigkeit von der Phasenlage der beiden Kollektoren

auf der Greiferwelle sitzende Kollektor II verschiebt sich dabei gegenüber Kollektor I noch mehr nach vorn, beispielsweise statt bisher 90° auf jetzt 120°. Dadurch wird die Kurzschlußzeit für den Regelwiderstand R geringer und die Einschaltzeit in jeder Regelperiode länger (Bild 5b), so daß der Projektormotor langsamer läuft. Beide Kollektoren haben nun weiterhin gleiche Drehzahlen, sie sind jedoch etwas mehr gegeneinander verdreht.

Bei geringerer Netzspannung als 220 V oder wenn die Lagerreibung des Projektors größer wird oder falls die Geschwindigkeit des Tonbandgerätes steigt, bleibt der Kollektor II zurück. Damit wird die Kurzschlußzeit für den Vorwiderstand größer und die Öffnungszeit kleiner (Bild 5c). Der Projektormotor läuft infolgedessen schneller. Alle Veränderungen des Betriebszustandes äußern sich demnach in entsprechend ausgleichenden Änderungen der gegenseitigen Lage der beiden Kollektoren im Projektor und Tonkoppler und damit der mittleren Betriebsspannung des Projektormotors.

Interessant ist auch das Synchronverfahren des „Barakuda“-Tonkopplers der Firma Ristau & Bergmann. Er besteht aus zwei Teilen, und zwar aus einem größeren, am Projektor aufzustellenden Gerät und einem kleineren, am Bandgerät anzubringenden Gerät. In beiden Geräten sind Kontaktsätze angeordnet, die über eine Nockenwelle einerseits vom Projektor, andererseits vom Tonband so angetrieben werden, daß Schallimpulse entstehen, durch die ein Vorwiderstand des Projektormotors zeitweilig überbrückt wird. Dadurch nimmt der Projektormotor im Mittel genau die zum Synchronlauf erforderliche Geschwindigkeit an.

Der Synchronstart wird durch die Bewegung des Tonbandes ausgelöst. Man bringt ein hochbelastbares Relais genau dann zum Ansprechen, wenn die Bandbewegung und damit eine Drehbewegung der Laufrolle beginnt. Dieses Relais schaltet den Motor- und Lampenstrom für den Projektor automatisch ein, so daß ein absolut genauer Synchronstart gewährleistet ist. Auch ein sehr langsames Anlaufen des Projektors infolge seiner Massenträgheit wird noch innerhalb der ersten Laufsekunde ausgeglichen.

als Stummfilmprojektor ausgeführte Gerät läßt sich nach dem Bausteinprinzip durch einen Magnettonzusatz für Einbandbetrieb (Randspurverfahren) ergänzen. Ferner kann man auch ein besonderes Magnetton-Zweiband-Laufwerk einbauen. Dieses Laufwerk benutzt als Magnetband (Einspurbetrieb) einen handelsüblichen 8-mm-Magnettonfilm. Gegenüber dem Einbandverfahren ist die Qualitätssteigerung bei Benutzung eines getrennten Bandes für die Tonaufnahme und -wiedergabe erheblich. Die Antriebszahnräder sind fest mit dem Projektor gekoppelt und haben



Bild 6. Zusätzliches Zweiband-Laufwerk am Projektor „P 800“ von Siemens

gleiche Zähnezahl. Durch Beruhigungs- und Stabilisierungselemente (Pendelhebel, Schwungmasse, Bremsrollen usw.) bleiben die Gleichlaufschwankungen unter 0,5%. Bei 24 Bildern je Sekunde ist der wiedergegebene Frequenzbereich 70...9000 Hz, bei 18 Bildern je Sekunde 70...7000 Hz. Das Zweiband-Laufwerk läßt sich auch in Verbindung mit einem handelsüblichen Magnetbandgerät betreiben; das Magnetbandgerät wird dann lediglich als Verstärker benutzt. Als Vorteil des Zweiband-Laufwerkes gegenüber dem Einbandverfahren sei noch genannt, daß (wie bei jedem Zweibandverfahren) für einen Film beliebige, unterschiedliche Tonfassungen hergestellt und wiedergegeben werden können.

Zeiss Ikon stellt, um noch ein Beispiel zu nennen, mit dem „Moviphon B“ ein Spezial-Magnettongerät her, das jedoch nur

Lautsprecher und Lautsprechergehäuse für Hi-Fi-Wiedergabe

Fortsetzung aus FUNK-TECHNIK Bd. 15 (1960) Nr. 22, S. 792

DK 621 395 623.7

Lautsprechergehäuse

Von grundsätzlicher Bedeutung zur Erreichung einer hochwertigen Lautsprecherwiedergabe ist neben dem eigentlichen Lautsprechersystem das Gehäuse. Das bezieht sich vor allem auf die verzerrungsfreie Abstrahlung tiefer Frequenzen.

Die Tiefton-Box hat zwei Hauptfunktionen zu erfüllen: Sie soll einerseits einen akustischen Kurzschluß der tiefen Frequenzen verhindern und andererseits den Strahlungswiderstand der schwingenden Lautsprechermembran erhöhen. Ein hoher Strahlungswiderstand ist nicht nur wichtig, um einen guten Wirkungsgrad bei der Baßwiedergabe zu erreichen, sondern er sorgt auch durch Dämpfung der Ein- und Ausschwingvorgänge des Lautsprechersystems für eine verzerrungsfreie Abstrahlung der tiefen Frequenzen. Der zuletzt erwähnte Gesichtspunkt wird vielfach nicht hinreichend beachtet.

In Hi-Fi-Anlagen werden heute im allgemeinen drei verschiedene Gehäusearten zum Einbau von Tiefton-Lautsprechern verwendet: Schallbox, Baßreflexbox und Exponentialbox.

Die Schallbox ist ein bis auf die Lautsprecheröffnung nach außen vollständig geschlossenes Gehäuse. Damit auch tiefe Frequenzen hinreichend wiedergegeben werden können, darf das Gehäusevolumen einen bestimmten Wert nicht unterschreiten. Die in der Box eingeschlossene Luft stellt nämlich für die schwingende Lautsprechermembran eine zusätzliche Federung dar, durch die sich die Resonanzfrequenz des Lautsprechersystems erhöht. Das hat aber eine Erhöhung der abgestrahlten unteren Grenzfrequenz zur Folge. Das erforderliche Gehäusevolumen ist um so größer, je geringer der Anstieg der Resonanzfrequenz sein soll und je größer der Durchmesser der Lautsprechermembran ist. Benutzt man zum Beispiel einen Lautsprecher von 26 cm Durchmesser mit einer Eigenfrequenz von etwa 45 Hz, so sollte das Gehäusevolumen 140 l (dm³) nicht unterschreiten, falls die untere Grenzfrequenz der Kombination Lautsprechersystem - Gehäuse nicht nach zu hohen Werten verschoben werden soll. Handelt es sich um ein System mit 30 cm Membrandurchmesser und sehr niedriger Eigenfrequenz von etwa 16 Hz, so darf man das Volumen der Box nicht kleiner als 300 l wählen, wenn man noch eine Abstrahlung sehr tiefer Frequenzen erreichen will. Beim Aufbau einer Schallbox ist darauf zu achten, daß die Innenwände mit genügend dickem schallschluckendem Stoff belegt sind. Glaswolle oder Schnellderwatte von 10...20 cm Dicke ist erforderlich, um Gehäuseresonanzen zu unterdrücken. Größere Gehäuse unterteilt man zweckmäßigerweise in einzelne Kammern, in denen durch vollständige Auskleidung mit Schallschluckstoff ein akustischer Sumpf erzeugt wird. Die Gehäusewände sollen aus mindestens 2,5 cm dickem Holz bestehen und an den Ecken und Kanten gut verleimt sein. Sie dürfen auf keinen Fall bei der Schallwiedergabe vibrieren. Hierdurch würden sich den vom Lautsprechersystem abgestrahlten Schallwellen Fremdtöne überlagern, die das Klangbild verzerren.

Bei allen derartigen Gehäusekonstruktionen ist es wichtig, den Druckunterschied zwischen Innen- und Außenraum auszugleichen. Das erfolgt durch kleine Bohrungen im unteren Gehäuseteil in Höhe des den Boden bedeckenden Schallschluckstoffes. Es genügen etwa 10 Löcher von 1...2 cm Durchmesser. Eine richtig aufgebaute Schallbox liefert in Verbindung mit einem hochwertigen dynamischen Tiefton-System eine sehr gute Wiedergabe. Man baut die Schallbox zweckmäßigerweise als Eckbox auf, wobei die Wände des Wiedergaberaumes als Hornstrahler wirken. Dadurch wird der Strahlungswiderstand des Lautsprechers erhöht. Bild 11 zeigt eine Eckbox mit vier Spezial-Lautsprechersystemen von Cabasse, die für Studio-Abhörzwecke entwickelt wurde.

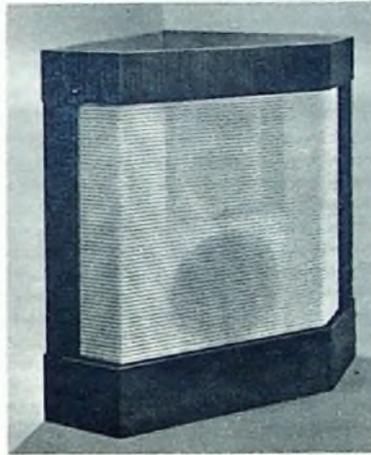


Bild 11. Schallbox für Studio-Abhörzwecke von Cabasse

In vielen Fällen läßt sich eine Schallbox wegen der erforderlichen Größe in normalen Wohnräumen nicht aufstellen. Man verwendet für mittlere und kleinere Wohnräume meistens die Reflexbox zur Wiedergabe tiefer Frequenzen, die neben der eigentlichen Lautsprecheröffnung eine weitere Öffnung - vielfach einen Schlitz - hat, aus der die von der Rückseite der Membran ausgehenden Schallwellen gleichphasig mit den von der Vorderseite abgestrahlten heraustreten. Zur Dämpfung der Gehäuseresonanzen muß man auch bei der Baßreflexbox die Innenwände mit Schallschluckstoff auskleiden.

Bei der Baßreflexbox bilden Gehäuse und Lautsprechersystem zwei miteinander gekoppelte Systeme. Hierbei entstehen zwei Koppelfrequenzen, von denen die eine unterhalb und die andere oberhalb der Eigenfrequenz der ungekoppelten Systeme liegt. Für bestmögliche Baßwiedergabe müssen beide Eigenfrequenzen übereinstimmen. Das läßt sich durch Abstimmung der Öffnung des Phasenumkehrschlitzes oder der Länge eines an dem Schlitz angebrachten Stützens, der in das Innere des Gehäuses hineinragt, erreichen. Bei richtig abgestimmtem Gehäuse erhält man dann einen Schalldruckverlauf, bei der die sonst recht ausgeprägte Resonanzspitze des Lautsprechersystems zu einer Bandfilterkurve mit mäßiger Einsenkung abgeflacht ist (Bild 12).

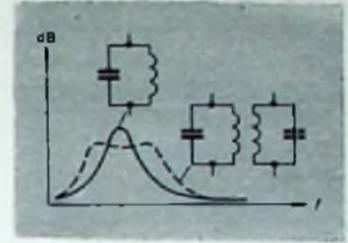


Bild 12. Schalldruckverlauf einer Baßreflexbox



Bild 13. Baßreflexbox mit trichterförmiger Schallaustrittsöffnung (nach A. B. Cohen: Hifi-loudspeakers and enclosures)

Es ist günstig, den Phasenumkehrschlitz durch eine kurze, hornähnliche Öffnung zu ersetzen (Bild 13). Dadurch läßt sich im Bereich der Resonanzfrequenz des Lautsprechersystems ein besonders hoher Strahlungswiderstand erreichen, was eine hörbare Verbesserung der Baßwiedergabe zur Folge hat. Ein horn- oder trichterförmiger Abschluß ermöglicht die günstigste Anpassung eines Lautsprechers an den umgebenden Raum. Im allgemeinen sind derartige Hornstrahler aber so groß, daß sie in einem Wohnzimmer nicht untergebracht werden können. Verwendet man ein kurzes Horn, so erhält man jedoch in der Nähe der unteren Grenzfrequenz des Lautsprechersystems eine sehr gute Anpassung, wie aus dem Frequenzgang des Strahlungswiderstandes ersichtlich ist (Bild 14). Bei höheren Frequenzen zeigt der Strahlungswiderstand Maxima und Minima, bevor er in den Verlauf für das ideale Horn (ausgezogene Kurve) übergeht.

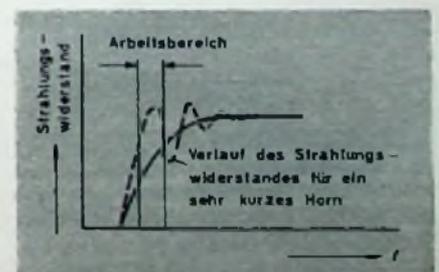


Bild 14. Verlauf des Strahlungswiderstandes als Funktion der Schallfrequenz für ein sehr kurzes Horn (gestrichelte Kurve) und ein ideales Horn mit großen Abmessungen (ausgezogene Kurve) (nach A. B. Cohen: Hifi-loudspeakers and enclosures)

Es ist grundsätzlich möglich, einen Trichter in einem Gehäuse unter Ausnutzung des Gesamtvolumens mehrfach umzulenken und dadurch die erforderliche große Trichterlänge in einem verhältnismäßig kleinen Gehäuse unterzubringen. Eine derartige Exponentialbox besteht aus mehreren ineinandergeschichteten Gehäuseabschnitten, deren Austrittsöffnungen sich mit zunehmendem Abstand

Dr. S. Loewe 75 Jahre

Der Senior-Chef der Loewe Opta AG, Dr. Siegmund Loewe, beging am 6. November 1960 in Yonkers bei New York/USA seinen 75. Geburtstag. Mit Recht darf er als Pionier der deutschen Rundfunktechnik bezeichnet werden. Als Inhaber von mehreren hundert Patenten war Dr. S. Loewe an der Schaffung der Grundlagen dieser Technik maßgeblich beteiligt und gehörte zu jener kleinen Gruppe von Technikern, die in den Jahren 1920 bis 1923 die Einführung des Rundfunks in Deutschland zur Wirklichkeit werden ließen.

Nach vorbereitendem Studium unter Prof. Slaby an der Technischen Hochschule Charlottenburg trat er 1905 als Ingenieur bei Telefunken ein. 1915 übernahm er die technische Leitung der E. F. Huth GmbH. 1919 gründete er ein eigenes Laboratorium, in dem besonders Probleme der Radiotelefonie, der Verstärkerröhren und des sprechenden Films experimentell erlernt wurden. Um für seine vielen Erfindungen eine wirtschaftliche Verwertung zu schaffen, schuf der Jubilar eine Anzahl von Firmen, aus denen später die Radio AG Dr. S. Loewe und schließlich die Loewe Opta AG hervorgegangen ist.

L. Staebler 60 Jahre

Der Leiter der Vertriebsorganisation der Deutschen Philips GmbH, Ludwig Staebler, wurde am 10. November 60 Jahre. Der gebürtige Stuttgarter trat nach Beendigung seiner kaufmännischen Lehrzeit in eine Instrumentenfabrik ein. Hier kam er zum ersten Male mit der aufstrebenden Schallplatten- und Phonabranche in Berührung und widmete sich später ganz dem neuen Gebiet des Rundfunks. Im März 1949 begann L. Staebler in Stuttgart seine Tätigkeit bei der Deutschen Philips GmbH, wurde 1950 Verkaufsleiter in München und ist seit 1956 in seiner jetzigen Position in der Hauptniederlassung in Hamburg tätig.

E. Pätzold 50 Jahre

Das Vorstandsmitglied der Deutschen Messe- und Ausstellungs-AG Hannover, Dipl.-Ing. Ernst Pätzold, wurde am 8. November 50 Jahre. Nach Abschluß seines Studiums an der Technischen Hochschule Hannover war er in der Elektroindustrie, im Staatsdienst und in der Geschäftsstelle des ZVEI tätig. 1953 trat Dipl.-Ing. Pätzold in den Vorstand der Deutschen Messe- und Ausstellungs-AG ein. Zusammen mit Professor Dr. Mössner war und ist er maßgeblich am Ausbau der Deutschen Industrie-Messe und an der fachlichen Zusammenfassung des Angebots beteiligt.

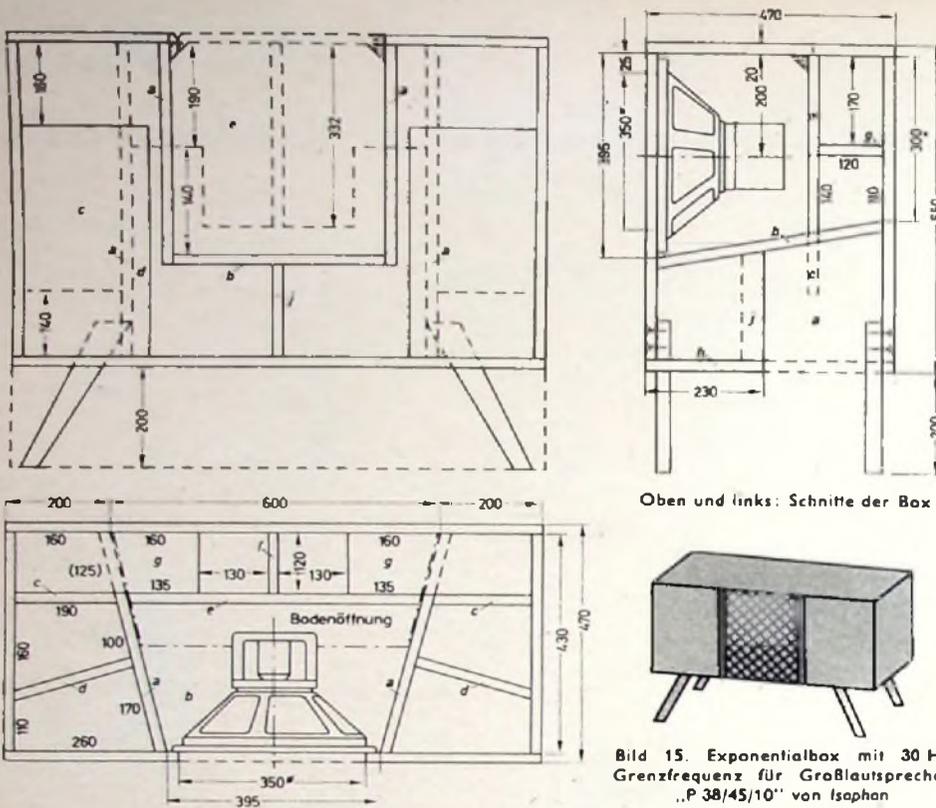
K. Hutzler Praxurist bei Metz

In Anerkennung seiner langjährigen Verdienste um die Entwicklung der Metz Apparatewerke wurde — im Zuge der Umbenennung der Firma in Metz-Apparatewerke Fürth/Bay., Fernsehen — Radio — Elektronik — Werbeleiter Karl Hutzler durch Betriebsinhaber Paul Metz mit der Praxura des Unternehmens betraut. Praxurist Karl Hutzler übernimmt neben seinem bisherigen Tätigkeitsbereich eine neue Aufgabe. Er wird in Zukunft die technische Entwicklung, Konstruktion und Formgebung mit den Belangen des Vertriebes koordinieren.

Telefunken erweitert Organisation

In der jetzt bei der Telefunken GmbH neugebildeten Gruppe „Warengeschäft“, die Dir. K. Nowack als stellvertretendes Vorstandsmitglied leitet, sind die Geschäftsbereiche „Geräte Rundfunk — Fernsehen“ (Dir. R. Montz), „Geräte Mechanik“ (Dir. E. Brückmann) und „Röhren“ (Generalbevollmächtigter Dr. G. Herrmann) zusammengefaßt. Die zweite Gruppe „Anlagengeschäft“, arbeitet unter der Gesamtleitung des stellvertretenden Vorstandsmitgliedes Dr. E. Löwe mit den Geschäftsbereichen „Anlagen Hochfrequenz“ (Dr. H. Lehmann) und „Anlagen Weitverkehr und Kabeltechnik“ (Generalbevollmächtigter Dr. G. Wuckel).

In den einzelnen Bereichsleitungen untersteht jeweils der Vertrieb nach der Organisationsänderung den nachgeordneten Herren: „Geräte Rundfunk — Fernsehen“: W. Kahle; „Geräte Mechanik“: E. F. Warnke; „Röhren“: Dir. H. Maier; „Anlagen Hochfrequenz“: Dr. H. Brückmann; „Anlagen Weitverkehr und Kabeltechnik“: J. van Wrangel.



Oben und links: Schnitte der Box

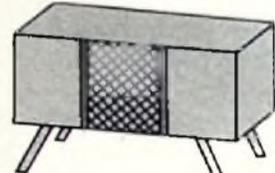
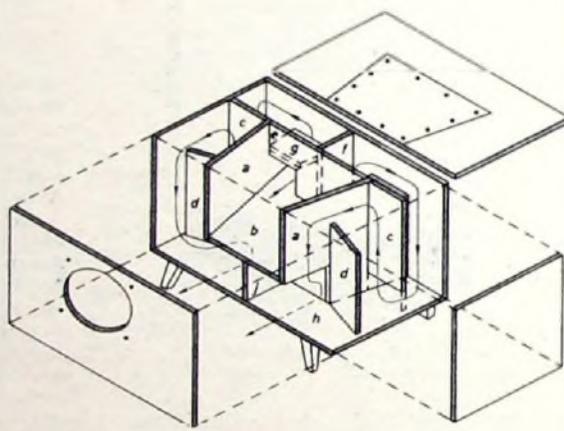


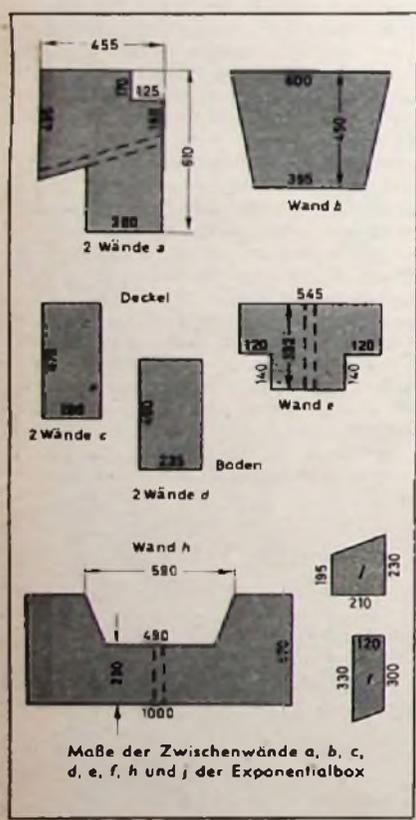
Bild 15. Exponentialbox mit 30 Hz Grenzfrequenz für Großlautsprecher „P 38/45/10“ von Isophon



Perspektivische Skizze der Box; Front- und rechte Seitenplatte abgenommen, Deckel abgeklappt

Bei richtigem Aufbau und richtiger Bemessung liefert die Exponentialbox eine sehr gute Tiefton-Wiedergabe mit hohem Wirkungsgrad. Wegen des hohen Strahlungswiderstandes des in die Exponentialbox eingebauten Lautsprechersystems werden die Ein- und Ausschwingvorgänge stark gedämpft. Die hochwertigen Eigenschaften von Exponentialboxen lassen sich aber nur verwirklichen, wenn man ein hinreichendes Volumen vorsieht. Bild 15 enthält Angaben für den Selbstbau einer Exponentialbox mit etwa 300 l Rauminhalt und 30 Hz Grenzfrequenz. Als Lautsprecher eignet sich der Typ „P 38/45/10“ von Isophon (25 W Nennbelastung).

Zusammenfassend darf gesagt werden, daß für bestmögliche Baßwiedergabe einer Schallbox oder einer Exponentialbox der Vorrang gegenüber der Baßreflexbox zu geben ist. Sowohl die Schallbox als auch die Exponentialbox erfordern jedoch große Abmessungen, wenn noch sehr tiefe Frequenzen abgestrahlt werden sollen. Daher bevorzugt man für Hi-Fi-Anlagen in normalen Wohnräumen im allgemeinen die räumlich kleinere Baßreflexbox, die in der Ausführung nach Bild 13 auch hohen Forderungen gerecht wird.



Maße der Zwischenwände a, b, c, d, e, f, h und j der Exponentialbox

vom Lautsprechersystem nach einem Exponentialgesetz vergrößern. Wie der gestreckte Hornstrahler (Exponentialhorn), hat auch die Exponentialbox eine untere Grenzfrequenz, die von den Abmessungen der Box abhängt. Zum Einbau verwendet man Lautsprechersysteme, deren Resonanzfrequenz genügend weit oberhalb der Grenzfrequenz des Gehäuses liegt. Unterhalb der Grenzfrequenz schwingt das Lautsprechersystem praktisch unbelastet, so daß bei größeren Amplituden Verzerrungen auftreten können.

Vor- und Nachteile der Filter- und Phasenschiebermethode bei Einseitenbandbetrieb von KW-Sendern

Die Einseitenbandtechnik gibt den Amateuren ein gutes Mittel in die Hand, trotz der wachsenden Anzahl von Stationen auf den KW-Bändern noch einwandfreien Funkverkehr durchzuführen. Bei der heutigen Situation sind QSO's mit Hi-Fi-Qualität nicht mehr möglich; die Amplitudenmodulation mit 10 kHz Bandbreite gehört der Vergangenheit an. Daher beschneiden die meisten Stationen das Niederfrequenzspektrum schon im Modulationsverstärker. Für eine gute Verständlichkeit reicht das NF-Band von 300 Hz ... 3 kHz vollkommen aus.

Betrachtet man die Leistungsverhältnisse, so hat die Einseitenbandübertragung entscheidende Vorteile gegenüber der Zweiseitenbandübertragung. Ein Sender mit 135 W Input und 100 W Output im nicht modulierten Zustand (Trägerleistung) gibt bei 100% Modulation eine Gesamtleistung von 150 W ab. Das AM-Signal (Bild 1) setzt sich dabei aus dem Träger, der praktisch keine Bandbreite hat, und den beiden Seitenbändern (unteres Seitenband USB, oberes Seitenband OSB) zusammen. Von der Gesamtleistung stehen nur je 25 W für die Seitenbänder, die die Nachricht übertragen, zur Verfügung. Der Rest (100 W) entfällt auf den Träger. Besser wird das Leistungsverhältnis, wenn man den Träger unterdrückt, also die sogenannte Zweiseitenbandmodulation mit unterdrücktem Träger verwendet (Bild 2). Jetzt stehen bei dem gleichen Sender mit 100 W Ausgangsleistung 50 W je Seitenband für die Nachrichtenübermittlung zur Verfügung.

Zum Aufnehmen des Signals ist aber nur ein Seitenband erforderlich. Unterdrückt man noch entweder das obere oder untere Seitenband (Bild 3), so ist die gesamte Leistung in dem ausgestrahlten Seitenband enthalten, und außerdem wird nur noch die halbe Bandbreite zur Übertragung benötigt.

Ein Einseitenbandsender erfordert aber einen verhältnismäßig großen Aufwand. Das vom Modulator gelieferte Seitenbandsignal darf man nur mit einem Linearverstärker, also A- oder Gegentakt-B-Verstärker, verstärken, um Verzerrungen zu vermeiden. Außerdem ist eine Frequenzverdoppelung nicht mehr möglich, da dann das NF-Spektrum auf das Doppelte auseinandergezogen werden würde.

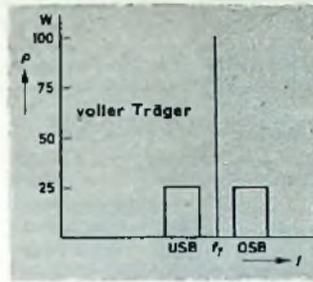


Bild 1. Normales AM-Signal

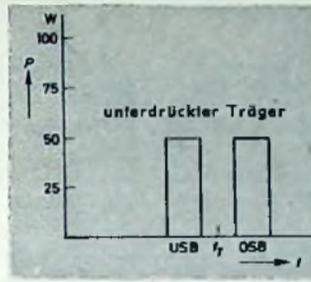


Bild 2. Zweiseitenbandsignal

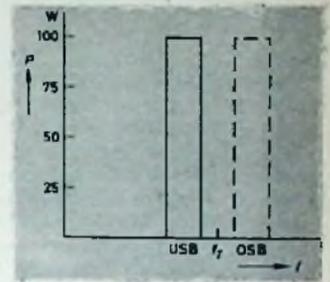


Bild 3. Einseitenbandsignal

Grundsätzlich unterscheidet man drei Verfahren zur Erzeugung des Einseitenbandsignals: 1) die Filtermethode, 2) die Phasenschiebermethode und 3) die Methode nach Weaver [1, 2]. Im folgenden sollen die Filter- und die Phasenschiebermethode näher betrachtet werden.

Filtersender

Bild 4 zeigt das Blockbild eines Filtersenders, der eine Trägerfrequenz um 50 kHz benutzt und ein trennscharfes Spulenfilter zur Seitenbandunterdrückung enthält, das sich für diese Frequenz noch ohne allzu großen Aufwand herstellen läßt. Die Unterdrückung des Trägers erfolgt in dem Balance-Modulator. Im Bild 5 ist als Beispiel ein derartiger Balance-Modulator dargestellt, der eine sogenannte „sheet beam“-Schaltöhre (6AR8) verwendet [3]. Diese Röhre wurde in den USA für Farbfernsehempfänger entwickelt (Balance-De-modulator). Die Schaltung arbeitet folgendermaßen: Der Träger (f_T) moduliert über das erste Gitter den von der Kathode der 6AR8 emittierten Elektronenstrahl. Das zweite Gitter schirmt den HF- vom NF-Teil ab und liegt daher an Masse; das dritte Gitter ist eine Beschleunigungselektrode. Die Ablenkplatten werden von einer Gegentakt-NF-Spannungsquelle mit hoher Impedanz gespeist. Die NF-Spannung bewirkt, daß der Elektronenstrahl im Takt der Modulation zwischen den beiden Anoden hin- und herschaltet. Im Gegentakt-Anodenkreis treten nur die beiden Seitenbänder auf, während der Träger unterdrückt wird. Das Potentiometer dient zur Symmetrierung. Bei einer Trägerfrequenz von 50 kHz und dem Mo-

dulationsfrequenzband 300 Hz ... 3 kHz liegt das untere Seitenband im Bereich 49,7 bis 47 kHz und das obere im Bereich 50,3 bis 53 kHz. Es ist unbedingt erforderlich, im Modulationsverstärker den Frequenzbereich zu beschneiden, um einen Mindestabstand der beiden Seitenbänder von 600 Hz zu erhalten. An das Seitenbandfilter werden also große Anforderungen in bezug auf die Flankensteilheit gestellt.

Ideal wäre ein Seitenbandfilter mit rechteckiger Charakteristik, das heißt unendlicher Flankensteilheit. Da sich das aber praktisch nicht verwirklichen läßt, muß man mit einer Dämpfung von 40 ... 60 dB bei $\Delta f = \pm 3$ kHz zufrieden sein. Für ein Seitenbandfilter genügt die übliche Kennzeichnung durch die Bandbreite bei 3 dB Dämpfung nicht. Zur Beurteilung der Flankensteilheit ist die Angabe der Bandbreiten bei 20, 40 und 60 dB oder des Steilheitsfaktors SF (Verhältnis der Bandbreiten bei 6 und 60 dB) unerlässlich. Ein recht brauchbares Seitenbandfilter hat zum Beispiel eine Bandbreite von 3 kHz bei 6 dB und von 6 kHz bei 60 dB. Das entspricht dem Steilheitsfaktor SF = 2. Ein solches Filter (Bild 6) läßt sich für die niedrige Frequenz von 50 kHz noch gut mit Spulen hoher Güte (zum Beispiel Ferroxcubeschalen- oder -Topfkerne) herstellen. Allerdings ist die Frequenz-Temperaturstabilität nicht sehr groß.

Das Seitenband im Bereich um 50 kHz kann nicht direkt auf die Amateurbänder gemischt werden, da dann zwei Seitenbänder mit 100 kHz Abstand auftreten würden, von denen wieder das eine durch ein Filter – ein einfacher LC-Kreis reicht nicht aus – unterdrückt werden müßte. Besser ist es, das Seitenband auf eine Frequenz von beispielsweise 465 kHz umzusetzen. Außerdem kann dann auf einfache Weise eine Seitenbandumschaltung erfolgen. Für das Beispiel im Bild 4 ergibt sich dann folgendes Frequenzschema:

Träger 50 kHz	Quarzoszillator	OSB 465 kHz
		415 kHz USB 365 kHz
	Quarzoszillator	OSB 565 kHz
		515 kHz USB 465 kHz

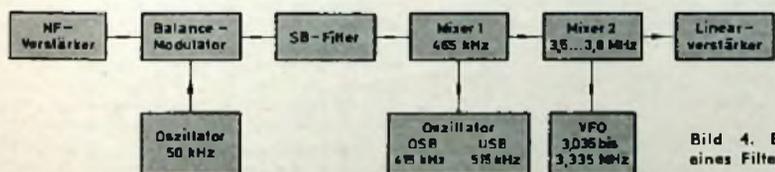


Bild 4. Blockbild eines Filtersenders

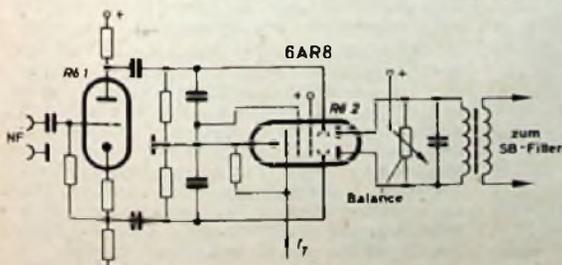
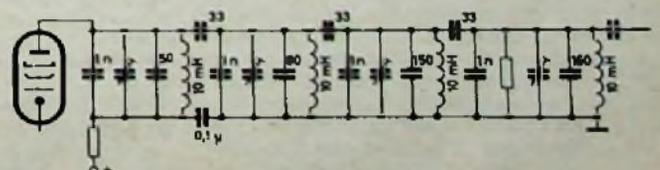


Bild 5. Balance-Modulator

Bild 6. Spulenfilter für 50 kHz (Spulen ..S 18/12-03-B 2'')



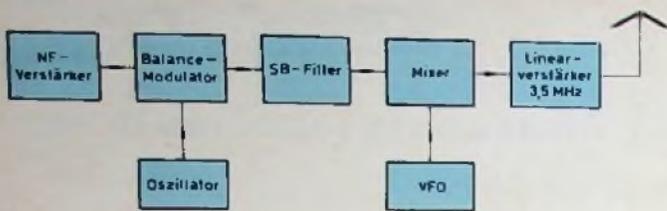


Bild 7. Filtersender mit Quarzfilter

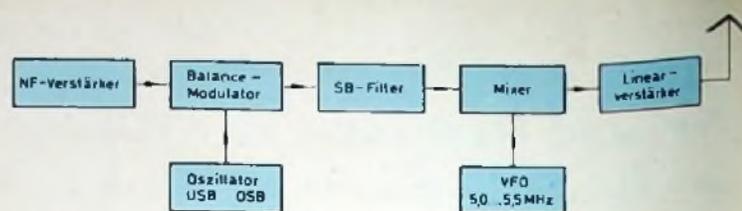


Bild 12. Filtersender mit 9-MHz-Quarzfilter

Mit einem normalen Rundfunkbandfilter für 465 kHz läßt sich das unerwünschte Seitenband leicht unterdrücken. Mit einer Mischstufe (Bild 8) und einem VFO mit der Frequenzvariation 3,035 ... 3,335 MHz kann das 80-m-Band gewonnen werden. Durch weitere Mischprozesse erhält man die übrigen Amateurbänder.

Man sieht, daß sich mit einem Seitenband-Spulenfilter niedriger Frequenz durchaus ein Einseitenbandsender für alle Bänder herstellen läßt. Nachteile sind das relativ teure Spulenfilter und der ziemlich große Röhrenaufwand. Günstiger werden die Verhältnisse, wenn ein Quarzfilter für 450 ... 465 kHz verwendet wird. Man spart dann eine Umsetzstufe (Bild 7). Mit den Flächenschwingern „FT 241-A“ (CT-Schnitt) lassen sich recht brauchbare Einseitenbandfilter für eine Frequenz zwischen 400 und 600 kHz, mit den Dickenschwingern „FT 243“ (AT-Schnitt) für Frequenzen von 1,6 ... 1,7 MHz herstellen. Selektivität und Stabilität derartiger Quarzfilter sind sehr gut.

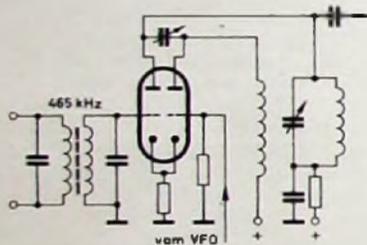


Bild 8. Mischstufe

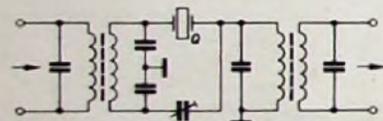


Bild 9. Phasing-Filter

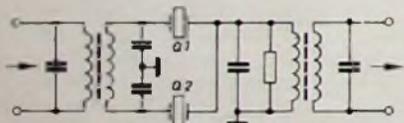


Bild 10. Half-lattice-Filter

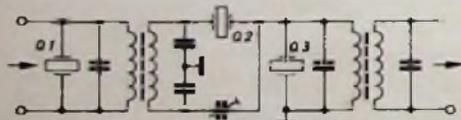


Bild 11. Verbessertes half-lattice-Filter

Das meistens in Communications-Empfängern verwendete kapazitiv neutralisierte Phasing-Filter (Bild 9) ist zur Seitenbandunterdrückung in SSSC-Sendern wegen der ungünstigen Durchlaufkurve (Fehlen des „flat top“, zu geringe Flankensteilheit) nicht verwendbar. Sehr gut eignen sich jedoch für diesen Zweck Quarz-Brückenfilter (half- oder full-lattice-Filter). Im

half-lattice-Filter (Bild 10) sollten die Resonanzfrequenzen der beiden Quarze etwa 2 ... 3 kHz auseinanderliegen. Im abgeglichenen Zustand ist die Bandbreite etwa

$$B \approx 1,2 (f_{Q2} - f_{Q1}) \quad (1)$$

Der Abfall der Flanken beträgt etwa 50 ... 60 dB. Unvermeidlich sind aber die stark ausgeprägten Seitenresonanzen. Um die Seitenhöcker abzufachen, schaltet man den Abschlußkreisen Quarze parallel. Bild 11 zeigt die praktische Ausführung eines derartigen verbesserten half-lattice-Filters. Die Frequenzen der „FT“-Quarze für das untere Seitenband sind $f_{Q1} = 452,77$ kHz (Kanal 326), $f_{Q2} = 448,61$ kHz (Kanal 323) und $f_{Q3} = 450,0$ kHz (Kanal 324) und für das obere Seitenband $f_{Q1} = 447,22$ kHz (Kanal 322), $f_{Q2} = 451,38$ kHz (Kanal 325), $f_{Q3} = 450,0$ kHz (Kanal 324). Q 1 und Q 3 wurden so gewählt, daß ihre Serienresonanzfrequenzen den unerwünschten Seitenresonanzen entsprechen.

Eine weitere Vereinfachung ergibt sich mit einem Quarzfilter um 9 MHz (Bild 12). Bei Verwendung des half-lattice-Filters nach Bild 10 mit zwei Quarzen um 9 MHz, deren Frequenzen etwa 2 kHz auseinanderliegen, läßt sich ein Steilheitsfaktor von $SF \approx 4$ erreichen, das heißt, die Bandbreite ist bei 6 dB etwa 3 kHz und bei 60 dB etwa 12 kHz. Als Abschlußkreise kann man 10,7-MHz-Rundfunk-ZF-Filter benutzen, wenn die Parallelkondensatoren ausgetauscht werden. Größere Flankensteilheit erhält man mit dem full-lattice-Filter (Bild 13). Hier liegen die Frequenzen von Q 1 und Q 2 etwa 2 kHz auseinander. Die Frequenzdifferenz der Quarze gleicher Frequenz sollte nicht mehr als 5 Hz betragen.

Bessere Steilheitsfaktoren ($SF < 2$) und kleinere Abmessungen lassen sich mit

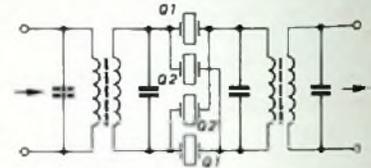


Bild 13. Full-lattice-Filter

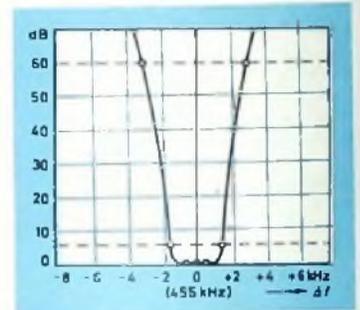


Bild 14. Charakteristik des Collins-Filters „F 455 Y-31“

mechanischen Filtern erreichen, die aber wegen ihres hohen Preises für Amateurzwecke ausscheiden. Bild 14 zeigt die Charakteristik des Collins-Miniaturfilters „F 455 Y-31“ mit $SF < 2$. Je mehr Resonatoren das Filter hat, um so größer ist die Flankensteilheit. (Wird fortgesetzt)

Schrifttum

- [1] Weaver, D. K.: A third method of generation and detection of single-sideband signals. Proc. IRE Bd. 44 (1956) Nr. 12, S. 1703-1705
- [2] Alfke, P.: Ein neuer Einseitenbandmodulator. Funk-Techn. Bd. 13 (1958) Nr. 6, S. 169-170
- [3] Stoner, D.: New sideband handbook

Aus der Amateur-Arbeit

► Die sogenannte „Clubversammlung“ des Deutschen Amateur-Radio-Clubs (DARC) e. V. ist ein satzungsmäßig festgelegtes Organ des Clubs. Sie besteht aus dem Geschäftsführenden Vorstand und gegebenenfalls dem Erweiterten Vorstand sowie aus dem Amateurrat. Zum Amateurrat gehören u. a. alle Vorsitzenden der zur Zeit 16 deutschen Distrikte (s. Heft 8/1960, S. 239). Die Hauptversammlung der Clubversammlung findet alljährlich statt. Weitere Sitzungen werden nach Bedarf angesetzt. Am 5. und 6. 11. 1960 tagte die Clubversammlung unter Vorsitz des DARC-Präsidenten R. Rapcke in Berlin (s. Heft 22/1960, S. 780).

► Anlässlich der Clubversammlung des DARC



DARC-Ehrenmitglied O. Laass

am 5. und 6. 11. 1960 in Berlin wurde OM Otto Laass, Berlin, zum Ehrenmitglied des DARC ernannt. Der heute 64-jährige ist mit der DE-Nr. 0 346 einer der ältesten deutschen Funkamateure und gehört dem DARC seit dessen Gründung an. Seit 1958 ist er Alterspräsident des Distrikts Berlin. Sein stilles Wirken um die Verbreitung des Amateurfunks erstreckte sich weit über die Grenzen seines Domizils. Neben seiner beruflichen Arbeit in der Presseabteilung von Telefunken nimmt er sich immer wieder die Zeit, dem DARC mit Rat und Tat zu helfen.

► Der Tagungsort für das zum Mal 1961 vorgesehene „Deutschlandtreffen 1961“ des DARC liegt noch nicht fest. Zur Debatte stehen u. a. auch Dortmund und Wolfsburg.

► „Mobil-QTC“ nennt sich eine vom DARC herausgegebene 100seitige Broschüre. Sie enthält Baubeschreibungen und Anregungen aus der Praxis (15-W-Station für 80 und 40 m; Transistor-Stromversorgung; SSB-Station; QRP-Sender mit eingebautem Konverter; Mobilstation mit Transistormodulator und -netzteil; Kfz-Entstörung; DSB-Station; Allband-QRO-Station; 144-MHz-Station; 80-m-Mobilantenne). Der Vorzugspreis dieser Broschüre ist für DARC-Mitglieder 2,- DM.

Diese überraschende Tatsache, die dazu geführt hat, daß der Silizium-Gleichrichter bisher zur Hochspannungsgleichrichtung nur zögernd verwendet wird, läßt sich physikalisch leicht erklären. Für Selenscheiben ergeben sich Widerstände während der Sperrphase in der Größenordnung von 20 kOhm, die aber im Verhältnis 1:5 schwanken. Damit müßte man erwarten, daß sich die Sperrspannungen bei den Scheiben einer vielliedrigen Gleichrichterkeife etwa im gleichen Verhältnis aufteilen. Die Sperrwiderstände bei Siliziumdioden liegen zwar im Mittel bei rund 10 MOhm, streuen aber etwa im Verhältnis 1:1000. Bei einer Reihenschaltung von Siliziumdioden müssen daher erheblich größere Schwankungen bei den Teilspannungen auftreten. Da aber an jeder einzelnen Diode eine Wechselspannung liegt, muß auch die Kapazität in der Sperrphase berücksichtigt werden, die bei Selen-Gleichrichtern etwa 30...50 nF/cm² Plattenfläche beträgt. Dagegen liegt der entsprechende Wert bei einer Siliziumdiode nur wenige pF, so daß sich ein Kapazitätsverhältnis von rund 20000:1 ergibt.

Im Bild 76 sind die Ersatzschaltungen für die Sperrphase der Selen-scheibe (a) und der Siliziumdiode (b) dargestellt und die entsprechenden Richtwerte bei Netzfrequenz (50 Hz) angegeben. Daraus ergibt sich die bemerkenswerte Tatsache, daß die Spannungs-

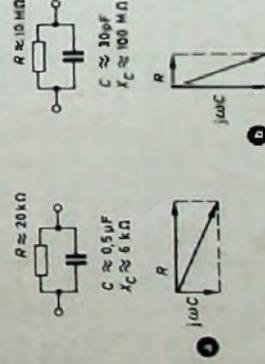


Bild 76. Ersatzschaltbild eines Selen- (a) und eines Silizium-Gleichrichters (b) in der Sperrphase

teilung bei Selen-scheiben durch den kapazitiven Anteil bestimmt wird, während bei Siliziumdioden der ohmsche Anteil dafür maßgebend ist. Daher sind bei hintereinandergeschalteten Selen-scheiben die einzelnen Teilspannungen fast gleich hoch, während sie bei einer Reihenschaltung von Siliziumdioden sehr unterschiedlich sein können.

Um hinsichtlich der Spannungsaufteilung bei Hintereinanderschaltung von Siliziumdioden gleich günstige Eigenschaften wie bei Selen-scheiben zu erhalten, müssen bei den einzelnen Siliziumdioden die fehlenden natürlichen Kapazitäten durch von außen angelegte Kondensa-

toren ersetzt werden. Diese Erkenntnis berücksichtigte beispielsweise Telefünken beim Bau eines 18-kV-Gleichrichters für 2,5 A, der mit Siliziumdioden bestückt war. Dieser Gleichrichter arbeitet in Drehstrom-Brückenschaltung und war ursprünglich mit Selen-Gleichrichtern ausgerüstet (672 Platten je Zweig, ohmsche Last). Um den nicht vermeidbaren Streuungen der Siliziumdioden und ihrer Parallelkondensatoren zu begegnen und um sicher zu sein, daß die zulässige Sperrspannung in keinem Fall überschritten wird, wurde diese nun zu 70% ausgenutzt. Jeder der sechs Zweige enthielt 44 in Serie geschaltete Dioden, denen

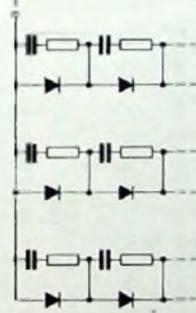


Bild 77. Schutzschaltung für die Dioden in einem Hochspannungs-Silizium-Gleichrichter

je eine Serienschaltung eines 25-nF-Kondensators und (zur Vermeidung unkontrollierbarer Schwingungen) eines Widerstandes parallelgeschaltet war (Bild 77). Bei diesem Silizium-Gleichrichter wurde mit einem hochohmigen Spannungsmesser (Eingangsimpedanz > 1000 MOhm) während des Betriebes jede Diode kontrolliert. Die gemessenen Teilspannungen differierten um maximal 1:1,28. Wegen der nur 70%igen Spannungsausnutzung wurde bei keiner Diode die zulässige Sperrspannung überschritten.

5. Frequenzvervielfachung mit Dioden

Es sind mehrere Methoden bekannt, nach denen man Dioden zur Frequenzvervielfachung verwenden kann. Alle Halbleiter-Gleichrichter haben bei niedrigen Spannungen und Strömen in der Durchlaßrichtung eine Krümmung der Kennlinie, die darauf hinweist, daß innerhalb dieses Bereiches der Durchlaßwiderstand stromabhängig ist. Bei Selen- und Kupferoxydul-Gleichrichtern läßt sich diese Erscheinung aber nur im Bereich niedriger Frequenzen für die Frequenzvervielfachung verwenden, da die Kapazität dieser Gleichrichter zur Verwendung in der HF-Technik zu groß ist. Bei Germanium- und Siliziumdioden mit ihren kleinen inneren Kapazitäten ergeben sich jedoch auch bei hohen Frequenzen gute Resultate.

Im Bild 78 sind zwei Dioden D1 und D2 antiparallelschaltend und in die Verbindungsp-

Fortsetzung S. 833



Falleiter - Dioden

Wirkungsweise und Schaltungstechnik

4.7.1 LC-Siebkelte

Die Werte der Induktivität L und der Siebkapazität C_S eines LC-Filters nach Bild 71 richten sich nach der Höhe der Brummspannung, die am Ausgang der Gleichrichterschaltung zugelassen wird. Man bestimmt das Produkt $L \cdot C_S$ aus der Gleichung

$$L \cdot C_S = \frac{100}{p^2 \cdot u_{0\%}} [H \cdot \mu F] \quad (42)$$

Darin bedeutet $u_{0\%}$ die zulässige Brummspannung in Prozent der Gleichspannung und p einen Koeffizienten, der von der Gleichrichterschaltung abhängt. Bei Einweggleichrichtung ist $p = 1$, für alle anderen Schaltungen (Doppelweg-, Graetz- und Verdopplerschaltung) gilt $p = 2$. Mit $A = 0,4$ und $R_{\text{ohm}} = 7800$ Ohm ergibt

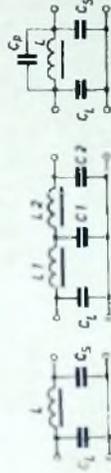


Bild 71 (links). Einfaches LC-Filter, Bild 72 (Mitte). Zweigliedriges LC-Filter, Bild 73 (rechts). Resonanzfilter mit Parallelkondensator C_p zur Drossel L

sich beispielsweise der Ladekondensator C_L nach Gl. (41) zu

$$C_L = \frac{2 \cdot 10^4 \cdot 0,4}{7800} \approx 1 \mu F$$

für 10% Brummspannung, und das Produkt $L \cdot C_S$ wird nach Gl. (42) für die Verdopplerschaltung und 10% Brummspannung

$$L \cdot C_S = \frac{100}{4 \cdot 10} = 2,5 H \mu F$$

Wählt man $C_S = 1 \mu F$ ($= C_L$), so erhält man für die Induktivität der Drossel $L = 2,5 H$.

Wenn sich bei der Ausrechnung des Produktes $L \cdot C_S$ nach Gl. (42) große Werte (größer als 100) ergeben, so wird man zweckmäßigerweise an Stelle eines einfachen Filters nach Bild 71 ein zweigliedriges mit gleichen Gliedern (Bild 72) verwenden. Das Produkt $L \cdot C$ jedes der beiden Einzelglieder berechnet man dann nach der Formel

⑥

$$L_1 \cdot C_1 = L_2 \cdot C_2 = \frac{32}{p^2 \cdot \sqrt{u_{0\%}}} [H \mu F] \quad (43)$$

Die Wirkung eines einfachen Siebgliebes läßt sich dadurch verbessern, daß man es in ein Resonanzfilter nach Bild 73 umwandelt. Das ist besonders bei höheren Frequenzen empfehlenswert, da dann L und C_p verhältnismäßig niedrige Werte annehmen. Man berechnet die Parallelkapazität C_p aus der Beziehung

$$C_p = \frac{10}{p^2 \cdot L} [\mu F] \quad (44)$$

Für das Beispiel mit $p = 2$ und $L = 2,5 H$ ergibt sich dann

$$C_p = \frac{10}{4 \cdot 2,5} = 1 \mu F$$

Ein Parallelkondensator verbessert den Siebfaktor einer eingliedrigen Siebkette etwa um den Faktor 5. Das heißt, für das durchgerechnete Beispiel würden sich an Stelle von 10% Brummspannung nur noch 2% ergeben.

In den Gleichungen (42) und (43) für das Produkt $L \cdot C$ kann man die Werte von L und C nicht beliebig wählen; insbesondere dürfen C_S und C_L einen bestimmten Mindestwert nicht unterschreiten. Dieser Mindestwert C_{min} wird durch die Gleichspannung U , den Gleichstrom I_0 und den Koeffizienten p bestimmt

$$C_{\text{min}} = \frac{1,5 \cdot 10^4 \cdot I_0}{U \cdot p} [\mu F] \quad (45)$$

Für $U = 250 V$, $I_0 = 0,1 A$ und $p = 2$ müßte bei einer einfachen Siebkette

$$C_S \geq \frac{1,5 \cdot 10^4 \cdot 0,1}{250 \cdot 2} = 3 \mu F$$

sein. Läßt man eine Brummspannung von 2,5 V ($u_{0\%} = 1\%$) zu, so liefert Gl. (42) für die Induktivität

$$L = \frac{100}{p^2 \cdot C_S \cdot u_{0\%}} = \frac{100}{4 \cdot 3 \cdot 1} = 8,3 H$$

Die Spannung U am Ausgang der Siebkette ist um den Spannungsabfall in den Drosseln niedriger als die Leerlaufgleichspannung U_0 des Gleichrichters. Nennt man den ohmschen

Widerstand der Drosseln R_{Di} , so ist die Ausgangsgleichspannung

$$U = U_0 - I_0 \cdot R_{Di} \quad (46)$$

Da der exakte Wert von R_{Di} erst nach der Berechnung der Drossel angegeben werden kann, ist für die vorbereitende Rechnung ein Spannungsabfall von etwa 30 V einzusetzen. Diesen Wert muß man aber am Schluß der Rechnung kontrollieren.

Beispiel: Es ist die eingliedrige Siebkette für einen Doppelweggleichrichter ($p = 2$) für 300 V Ausgangsspannung und 0,1 A zu berechnen. Die höchstzulässige Brummspannung am Siebkondensator soll 0,9 V ($u_{\%} = 0,3\%$) sein.

Zunächst berechnet man mit Gl. (41) die Kapazität C_L des Ladekondensators ($A = 0,4$, $R_{Di} = 7800 \text{ Ohm}$)

$$C_L = 1 \mu\text{F}$$

Gewählt wird $C_L = 10 \mu\text{F}$. Für die Mindestkapazität des Siebkondensators C_S erhält man aus Gl. (45)

$$C_{S \text{ min}} = \frac{1,5 \cdot 10^4 \cdot 0,1}{300 \cdot 2} = 2,5 \mu\text{F}$$

Auch hier wird $C_S = 10 \mu\text{F}$ gewählt. Für das Produkt $L \cdot C_S$ liefert Gl. (42)

$$L \cdot C_S = \frac{100}{4 \cdot 0,3} = 83 \text{ [H } \mu\text{F]}$$

Mit $C_S = 10 \mu\text{F}$ bestimmt man daraus die Induktivität der Drossel

$$L = \frac{83}{10} = 8,3 \text{ H}$$

Will man die Siebwirkung des einfachen Filters erhöhen, so kann man parallel zur Drossel einen Kondensator C_D schalten (Resonanzfilter), für dessen Größe sich aus Gl. (44)

$$C_D = \frac{10}{4 \cdot 8,3} = 0,3 \mu\text{F}$$

4.7.2 RC-Siebkette

Die Berechnung von RC-Siebketten, die aus einer Kombination von Widerständen und Kondensatoren (Bild 74) bestehen, unterscheidet sich nur unwesentlich von der Berechnung eines LC-Filters. Das Produkt $R \cdot C$ kann man wieder aus einer Näherungsformel berechnen

$$R \cdot C = \frac{3 \cdot 10^4}{p \cdot u_{\%}} \text{ [Ohm } \mu\text{F}] \quad (47)$$

Ergeben sich für das Produkt $R \cdot C$ hohe Werte ($> 5 \cdot 10^4$), so verwendet man zweckmäßigerweise ein zweigliedriges Filter nach Bild 75. Werden für die Einzelglieder die Produkte

$R \cdot C$ gleich groß gewählt, so kann man nach der Formel

$$R_1 \cdot C_1 = R_2 \cdot C_2 = \frac{10^4}{p \cdot u_{\%}} \quad (48)$$

rechnen. Für die Minimalkapazität von C_S beziehungsweise C_1 und C_2 gilt wieder Gl. (45). Ein Nachteil der RC-Siebkette gegenüber der LC-Kette ist der wesentlich größere Spannungsabfall U_{Ri} im Langwiderstand R_i für den

$$U_{Ri} = I_0 \cdot R \text{ beziehungsweise} \\ U_{Ri} = I_0 (R_1 + R_2 + \dots + R_n) \quad (49)$$

(für die eingliedrige beziehungsweise n -gliedrige Kette) gilt.

Wie sich der Spannungsabfall in einer zweigliedrigen RC-Siebkette nachteilig auswirkt, soll das folgende Beispiel eines Einweggleich-

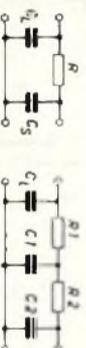


Bild 74 (links), Einfaches RC-Filter. Bild 75 (rechts), Zweigliedriges RC-Filter.

richters für geringste Brummspannung ($u_{\%} = 0,05\%$) zeigen. Die erforderliche Gleichspannung soll $U = 150 \text{ V}$ und die Strombelastung $I_0 = 6 \text{ mA}$ sein.

Nach Gl. (45) ist der Mindestwert der Kapazität mit $p = 1$

$$C_{\text{min}} = \frac{1,5 \cdot 10^4 \cdot 6 \cdot 10^{-3}}{150 \cdot 1} = 0,6 \mu\text{F}$$

Für das Produkt $R \cdot C$ liefert Gl. (47)

$$R \cdot C = \frac{3 \cdot 10^4}{1 \cdot 0,05} = 6 \cdot 10^5$$

Wegen des großen Wertes von $R \cdot C$ wird hier zweckmäßigerweise ein zweigliedriges Filter angewendet. Dann liefert Gl. (48) für jedes der beiden Glieder

$$R_1 \cdot C_1 = R_2 \cdot C_2 = \frac{10^4}{1 \cdot \sqrt{0,05}} = 44,8 \cdot 10^3$$

Wählt man $C_1 = C_2 = 4 \mu\text{F}$, so ergibt sich für die Längswiderstände

$$R_1 = R_2 = \frac{44,8 \cdot 10^3}{4} = 11,2 \text{ kOhm}$$

Dann tritt in jedem Kettenglied ein Gleichspannungsabfall von

$$U_{Ri} = 6 \cdot 10^{-3} \cdot 11,2 \cdot 10^3 = 67,2 \text{ V,}$$

in beiden also rund 135 V auf, so daß am Ladekondensator eine Spannung von

$$U_0 = U + 2 U_R = 150 + 135 = 285 \text{ V}$$

stehen muß.

4.8 Berechnung des Spannungsvervielfachers

Wegen des abweichenden Rechnungsganges muß der Spannungsvervielfacher (Bild 70) besonders behandelt werden. Die Sekundärspannung U_2 am Netztransformator ergibt sich aus der Formel

$$U_2 = \frac{0,85 \cdot U_0}{m} \quad (50)$$

Dabei ist U_0 die gewünschte Gleichspannung und m die Anzahl der Vervielfacherstufen (im Bild 70 ist beispielsweise $m = 4$). Die Mindestgröße jedes der Kondensatoren $C_{11}, C_{12}, \dots, C_{m1}$ muß

$$C_{\min} = \frac{2m(2+m)10^6 \cdot I_0}{f \cdot U_0} \quad [\mu\text{F}] \quad (51)$$

sein. In Gl. (51) ist die Frequenz f in Hz einzusetzen. Man erkennt, daß der Mindestwert von C mit dem Quadrat der Vervielfacherstufen zunimmt. Mit dem nach Gl. (51) berechneten Wert für die Kondensatoren (alle von gleicher Größe) ergibt sich eine Brummspannung am Gleichrichterzugang von etwa 6% der Gleichspannung. Will man eine bessere Siebung erreichen, so müssen die Kondensatoren über den durch Gl. (51) bestimmten Wert hinaus vergrößert werden.

Wenn auch die Kapazität der Kondensatoren gleich groß gewählt wird, so ist doch ihre Spannungsbeanspruchung verschieden. Der erste Kondensator (C_1 im Bild 70) hat die Betriebsspannung $\frac{U_0}{m}$, während die übrigen ($C_{2, \dots, m}$) mit $\frac{2U_0}{m}$ belastet werden. Man kann also in der ersten Stufe einen Kondensator geringerer Spannungsfestigkeit verwenden als in den folgenden Stufen.

Beispiel: Es ist eine Vervielfachererschaltung mit Siliziumgleichrichtern für $U_0 = 4000 \text{ V}$ und $I_0 = 1 \text{ mA}$ ($f = 50 \text{ Hz}$) zu berechnen.

Wählt man versuchsweise für die Anzahl der Vervielfacherstufen $m = 4$, so liefert Gl. (50) für die Sekundärspannung

$$U_2 = \frac{0,85 \cdot 4000}{4} = 850 \text{ V}$$

Nach Tab. IX werden Selen-Gleichrichter aus 5 mm Durchmesser (2 mA Belastbarkeit) gewählt. Die Sperrspannung an einer Vervielfacherstufe ist

$$U_{\text{Sperr}} = 2,8 \cdot U_2 = 2,8 \cdot 850 = 2380 \text{ V}$$

Da man jede Scheibe mit 25 V belasten kann

benötigt man je Vervielfacherstufe $n = \frac{2380}{25} = 96$ Scheiben ≈ 100 Scheiben. Die Kapazität jedes der vier Kondensatoren (C_1, \dots, C_4) ergibt sich aus Gl. (51) zu

$$C_{\min} = \frac{2 \cdot 4(2+4) \cdot 10^6 \cdot 1 \cdot 10^{-3}}{50 \cdot 4 \cdot 10^3} = 0,24 \mu\text{F}$$

Die Betriebsspannung des ersten Kondensators C_1 ist

$$U_{C_1} = \frac{4000}{4} = 1000 \text{ V,}$$

die der übrigen

$$U_{C_{2,3,4}} = \frac{2 \cdot 4000}{4} = 2000 \text{ V}$$

4.9 Hochspannungsgleichrichter

Bei der Gleichrichtung hoher Spannungen würde man bei Verwendung von Selen-Gleichrichtern wegen ihrer verhältnismäßig niedrigen Sperrspannung von $25 \cdot \sqrt{2} = 35 \text{ V}$ je Scheibe auf eine sehr große Scheibenanzahl kommen. Außerdem läßt der hohe Durchlaßwiderstand von rund $1,5 \text{ Ohm cm}^2$ nur eine geringe Stromdichte zu. Bei natürlicher Kühlung liegt dieser Wert bei 50 mA/cm^2 . Das erfordert bei hohen gleichrichtenden Spannungen und Strömen einen beträchtlichen Aufwand. Im Gegensatz dazu haben moderne Silizium-Hochleistungsdioden eine sehr hohe Sperrspannung (bis zu 600 V_2) und einen sehr geringen Durchlaßwiderstand von etwa 40 mOhm cm^2 . Man kommt dann also mit einer vergleichsweise sehr viel weniger umfangreichen Gleichrichteranordnung aus.

Für Hochspannungsgleichrichter, wie man sie beispielsweise zur Versorgung von Sendern benutzt, reicht die Sperrspannung einer Siliziumdiode nicht mehr aus, und man ist daher auch hier zu Reihenschaltungen mehrerer Dioden gezwungen. Die Anzahl der hintereinanderliegenden Dioden ergibt sich aus der an der Serienschaltung liegenden Sperrspannung und der zulässigen Dioden-Sperrspannung. Nun tritt aber bei einer Reihenschaltung von Siliziumdioden eine ungleichmäßige Sperrspannungsverteilung auf, da die Sperrwiderstände voneinander stark abweichen. Hier ist zu hoffen, daß man durch verbesserte Fertigkeiten so erhöht, daß die Spannung an einer Reihenschaltung von Dioden gleichmäßig aufgeteilt wird. Vorläufig ist dieser Umstand jedoch als schwerwiegende Nachteil der Silizium-Gleichrichter gegenüber dem älteren Selen-Gleichrichter zu werten, bei dem sich bei der Reihenschaltung vieler Scheiben stets eine sehr gleichmäßige Spannungsaufteilung ergibt.

Servotechnische Steuer- und Regeleinrichtungen

Fortsetzung aus FUNK-TECHNIK Bd. 15 (1960) Nr. 22, S. 798

DK 621.316.7.078

4.5 400-Hz-Oszillator „L 0011“

Wenn spezielle Bedingungen er verlangen, zum Beispiel aus qualitativen oder räumlichen Gründen, daß 400-Hz-Servosysteme verwendet werden, so sind besondere Oszillatoren zur Erzeugung der Speisepannung für die Steuerelemente erforderlich. Die *Contraves AG* hat daher einen zur normalisierten Verstärkerreihe passenden Oszillator

Erregung eines Servomotors oder Tachogenerators ist zusätzlich ein Leistungsverstärker „SA 12“ erforderlich (Bild 71). Die technischen Daten des „L 0011“ enthält Tab. XIV.

Tab. XIV. Technische Daten des 400-Hz-Oszillators „L 0011“

Frequenz	400 Hz
Frequenz- und Amplitudenstabilität bei ± 2 V Speisepannungschwankung und $\pm 2^\circ$ C Temperaturschwankung	± 35 Hz, $\pm 0,03$ V
Ausgangsspannung	$2 \times 7,5$ V
Ausgangsleistung	max. 4 mW
Anodenspannung	280 V, 17 mA
Heizung	6,3 V, 0,75 A
Gewicht (einschließlich Röhren)	etwa 600 g
Abmessungen (einschließlich Röhren)	45 x 135 x 155 mm

Bild 69. Der 400-Hz-Oszillator „L 0011“

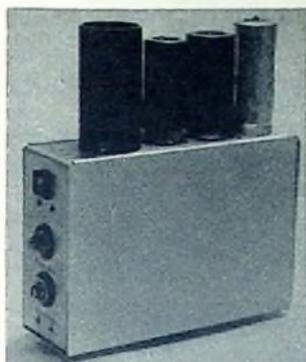
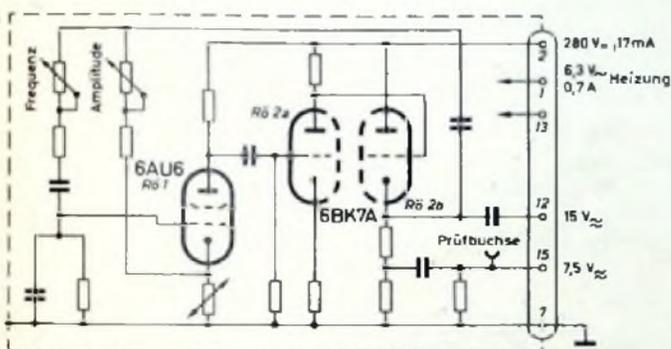


Bild 70 (unten). Vereinfachte Schaltung des 400-Hz-Oszillators „L 0011“



„L 0011“ (Bild 69) herausgebracht, der die gleichen Abmessungen hat und steckbar ausgeführt ist wie die Verstärker. Zur Kontrolle des Ausgangssignals 7,5 V ist eine Prüfbuchse angebracht.

Wie aus der Schaltung Bild 70 hervorgeht, besteht der „L 0011“ aus einem RC-Oszillator mit Amplitudenstabilisierung durch einen Heißleiter im Kathodenzweig der ersten Röhre. Die Frequenz und die Amplitude können an je einem Potentiometer eingestellt werden. Die Ausgangsspannung wird an der Katode von Rö 2 b, die als Katodenverstärker arbeitet, abgenommen. Eine Unterteilung der Ausgangsspannung in zweimal 7,5 V ermöglicht eine universelle Verwendung des Gerätes im Zusammenhang mit den verschiedenen Servoelementen. Die Ausgangsleistung des Oszillators genügt, um damit zum Beispiel eine Schaltungskombination Verstärker — Rechenkondensator oder Verstärker — induktiver Taster zu speisen. Zur

4.6 Netzgeräte

Als Stromquellen zur Speisung von Servoverstärkern, Oszillatoren usw. wurde eine Typenreihe von geeigneten Stromversorgungsgeräten (Bild 72) entwickelt, die minimale Baugrößen aufweisen. Es handelt sich dabei um röhrenlose Geräte, deren Lebensdauer praktisch unbeschränkt ist. Fünf Geräte sind mit Selengleichrichtern und die beiden größten Typen mit Siliziumdioden bestückt. Die Chassis haben eine einheitliche Länge von 215 mm.

Speisegeräte für Servoverstärker müssen im allgemeinen folgende drei Spannungen liefern:

- 1) eine gut gesiebte oder stabilisierte Anodenspannung für Vorverstärker,
- 2) eine grob gesiebte Anodenspannung für die Endstufen und
- 3) eine Heizspannung.

Außerdem ist es unter Umständen erforderlich, daß die Speisung der Vorstufen und der Endstufen getrennt erfolgt oder daß die beiden

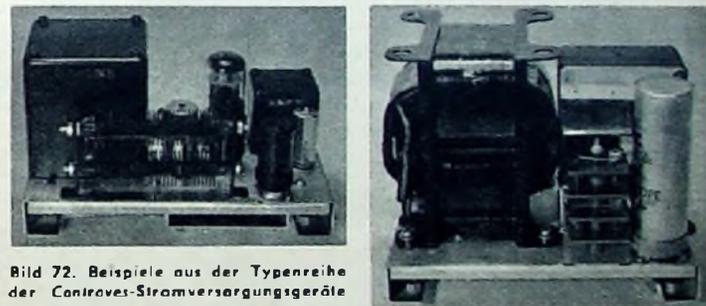


Bild 72. Beispiele aus der Typenreihe der *Contraves*-Stromversorgungsgeräte

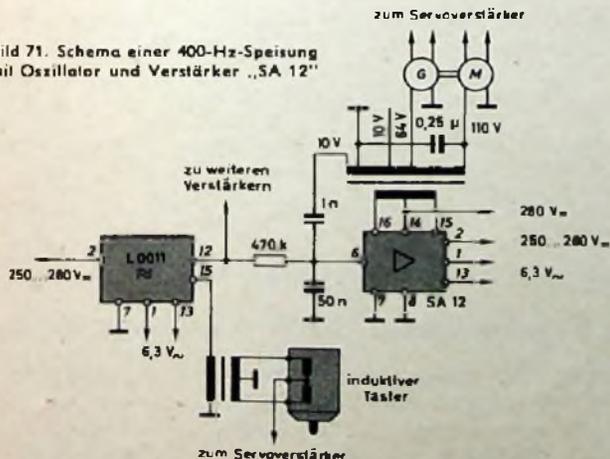
Spannungen gegenseitig entkoppelt werden. Sind verschiedene Verstärker vorhanden, so läßt sich durch Kombination von Speisegeräten eine geeignete Stromversorgung erreichen. Ist aber zum Beispiel nur ein einzelner Servo zu speisen, so kann man die beiden Anodenspannungen demselben Netzgerät entnehmen und entkoppeln, wobei die Spannung für die Vorstufe gleichzeitig durch zusätzliche Siebung auf die bei der Vorstufe noch zulässige Welligkeit gefiltert werden muß.

Die Typen „IP 9054“, „IP 9055“ und „IP 9056“ (Tab. XV) sind zur Speisung von Verstärker-Vorstufen bestimmt und weisen daher niedrige Brummspannungen auf. Die Geräte „IP 9058“ und „IP 9059“ dienen dagegen zur Speisung von Verstärker-Endstufen mit größerem Stromverbrauch. Der Typ „IP 9057“ ist als Universal-Speisegerät zu bezeichnen, das sich zur Speisung von Vor- und Endstufen verwenden läßt, wobei je nach Verwendungszweck eventuell noch zusätzliche Siebmittel eingesetzt werden können. Der Typ „IP 9070“ erzeugt eine stabilisierte Gleichspannung. Das Gerät eignet sich zum Beispiel zur Speisung von Schaltungskombinationen mit Rechenelementen.

5. Schaltung von Servosystemen

Dieser Abschnitt umfaßt die gebräuchlichsten Schaltungskombinationen, die mit den bisher behandelten Servoelementen zusammengestellt werden können. Zur Einführung sind noch einige Hinweise

Bild 71. Schema einer 400-Hz-Speisung mit Oszillator und Verstärker „SA 12“



Tab. XV. Daten der Netzgeräte

Typ	IP 9054	IP 9055	IP 9056	IP 9057	IP 9058	IP 9059	IP 9070
Eingangsspannung	220 oder 380 V, 50 Hz						
Gleichspannung bei Nennstrom	280 V						
Nenn-Gleichstrom	20	50	100	200	500	1000	60 mA
Innenwiderstand	6500	1050	500	300	84	35	6 Ohm
Brummspannung	< 50	< 50	< 20	< 200	< 4000	< 2500	< 5 mV
Heizspannung	6,3 V, 50 Hz						
Heizstrom		1,5	3	5	5	10	2 A
Abmessungen	215 x 50 x 135	215 x 100 x 160	215 x 150 x 100	215 x 100 x 140	215 x 150 x 135	215 x 200 x 150	215 x 150 x 130 mm
Gewicht	1,2	2,6	4,4	4,1	4,55	0,8	2,72 kg

auf die Theorie und die Berechnungsgrundlagen von Servosystemen angeführt. Anschließend folgen zwei praktische Beispiele mit Meßresultaten, wobei auf die wichtigsten Punkte bei der Dimensionierung derartiger Schaltungen hingewiesen wird.

5.1 Allgemeines

Der Zusammenbau von Bauelementen zu Servosystemen, die bestimmte Bedingungen erfüllen sollen, ist nicht immer einfach. Bei dem geschlossenen Servokreis sind alle Elemente, gleichgültig, ob sie im elektrischen oder im mechanischen Teil des Kreises liegen, bei der Berechnung und der Dimensionierung zu berücksichtigen. Sind bestimmte Genauigkeiten vorgeschrieben, so unterliegen nicht nur die elektrischen Bauelemente, sondern im gleichen Maße auch die mechanischen diesen Genauigkeitsvorschriften. Es ist deshalb unmöglich, Servosysteme hoher Präzision zu bauen, wenn zum Beispiel nicht hochwertige, spielfreie Getriebe verwendet werden können. Die Genauigkeit der Servos hängt aber auch von den Massenverhältnissen, und zwar nicht nur der Motoren, Tachogeneratoren und Meßelemente, sondern ebenso der verwendeten Getriebe und der zu bewegenden Maschinenteile ab. Das gilt besonders bei Systemen, deren dynamische Genauigkeiten sich in engen Grenzen bewegen müssen.

Die Genauigkeitsanforderungen, die an eine Steuerung oder Regelung gestellt werden, sind auf das unbedingt notwendige Maß zu beschränken. Überhöhte Genauigkeitsvorschriften beeinflussen die Kosten sehr stark, so daß sich ein genaues Studium der Bedingungen immer lohnt, bevor mit der eigentlichen Disposition des Servosystems begonnen wird. Wenn auch die einzelnen Servoelemente im Handel erhältlich sind, sollte doch jeder, der sich mit dem Bau von Servos befassen möchte, sich darüber Rechenschaft abgeben, ob bei ihm die technischen Voraussetzungen gegeben sind. Bei einem Ankauf von einzelnen Elementen kann die Lieferfirma nur für die Einhaltung der listenmäßig festgelegten Daten der Erzeugnisse, nicht aber für die Daten des Servosystems, das zusammengestellt wird, bürgen.

Die Arbeit, und zwar die geistige Arbeit, die für das Studium des jeweiligen Steuerproblems und für eventuelle Laborversuche notwendig ist, um zum erhofften Ziel zu gelangen, darf nicht außer acht gelassen werden. Auch der erfahrene Spezialist muß bei eventuellen Kostenberechnungen diesen Hauptpunkten Rechnung tragen. Es ist möglich, daß der Entwicklungsanteil sogar der größte Posten bei der Kalkulation sein kann, hauptsächlich dann, wenn die technischen Bedingungen des Problems komplexer Natur sind.

Zusammenfassend kann gesagt werden, daß es durchaus möglich ist, Steuerungen und Regelungen mit baukastenmäßigen Servoelementen zusammenzustellen, wobei sich die Lieferfirma sicher gern beratend zur Verfügung stellt. Eine solche Beratung ist aber nur dann nützlich, wenn der Sachbearbeiter über die notwendigen Voraussetzungen verfügt. Bestehen jedoch darüber Zweifel, so empfiehlt es sich in jedem Fall, die Steuerkombination von der Spezialfirma entwickeln und gegebenenfalls auch bauen zu lassen.

5.2 Geschwindigkeits- und Lage-Servo

Bei servotechnischen Steuerungs- und Regeleinrichtungen kommen grundsätzlich zwei Arten von Servosystemen zur Anwendung, der Geschwindigkeits-Servo und der Lage- oder Positions-Servo. Beide Systeme haben einen Sollwertgeber und ein Meßelement (Istwertgeber). Die Differenz zwischen Sollwert und Istwert ist die Regelabweichung, die man zur automatischen Korrektur des Systems verwendet. Ein Unterschied zwischen beiden Systemen besteht jedoch darin, daß beim Geschwindigkeits-Servo die Geschwindigkeit (Drehzahl) und beim Lage-Servo die Lage (Winkelstellung) oder die Position gemessen wird. Die Eigenschaften lassen sich daher folgendermaßen formulieren: Beim Geschwindigkeits-Servo ist die Regelgröße (Drehzahl) des Motors proportional der Führungsgröße (Span-

nung) am Eingang des Systems. Die Regelgröße muß der Führungsgröße rasch und ohne Überschwingen folgen. Störgrößen (Lastschwankungen am Motor) sollten praktisch keine Auswirkungen auf die Regelgröße haben.

Beim Lage-Servo ist die Regelgröße (Winkelstellung) gleich der Lage (Winkelstellung) des Sollwertgebers. Die Regelgröße muß der Lage des Sollwertgebers rasch und ohne wesentliches Überschwingen folgen. Die Abweichung zwischen Regelgröße und Lage des Sollwertgebers muß sowohl im statischen als auch im dynamischen Zustand innerhalb der vorgeschriebenen Genauigkeit liegen.

Beide Arten von Regelsystemen lassen sich grundsätzlich für Gleich- oder Wechselstrombetrieb bauen. Für Anlagen kleiner Leistung gibt man dem Wechselstromsystem den Vorzug, weil sich die Verstärker stabiler bauen lassen und gewisse Rechenoperationen einfacher durchzuführen sind. Da für den Geschwindigkeits- und den Lage-Servo die gleiche Theorie und Berechnungsgrundlage gelten, wird anschließend nur der Lage-Servo betrachtet.

5.2.1 Lage-Servo

Dieses System wird im allgemeinen bei Positionssteuerungen eingesetzt. Der schematische Aufbau ist im Bild 73 wiedergegeben, in das auch die physikalischen Größen eingetragen sind. Da sich in der Praxis Ein- und Ausgangswerte fast ausschließlich als Winkellagen

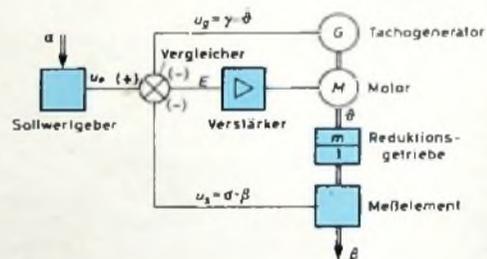


Bild 73. Lage-Servo

darstellen lassen, werden sowohl der Istwert als auch der Sollwert als Winkellagen dargestellt. Die Bedeutung der Symbole enthält Tab. XVI.

Die Winkelbeschleunigung $\ddot{\theta}$ eines Körpers ergibt sich aus dem Drehmoment M und dem Trägheitsmoment J zu

$$\ddot{\theta} = \frac{M}{J} \tag{5}$$

Setzt man in Gl. (5) die in Tab. XVI angegebenen Werte ein, so erhält man

$$\ddot{\theta} = \frac{\mu}{J} \left(u_e - \sigma \frac{\theta}{m} - \gamma \cdot \dot{\theta} \right) \tag{6}$$

Da nach dem Einschwingvorgang $\alpha = \beta$ sein muß, ist dann $u_e = \alpha \cdot a$ und man erhält

$$\alpha = \frac{J}{\mu \cdot a} \ddot{\theta} + \frac{\gamma}{a} \dot{\theta} + \frac{1}{m} \theta \tag{7}$$

Darin stellt α den Sollwert, $\frac{J}{\mu \cdot a} \ddot{\theta}$ den Beschleunigungsfehler,

$\frac{\gamma}{a} \dot{\theta}$ den Geschwindigkeitsfehler und $\frac{1}{m} \theta$ den Istwert dar. Die Lösung dieser inhomogenen linearen Differentialgleichung zweiter Ordnung setzt sich folgendermaßen zusammen:

1) aus der allgemeinen Lösung der homogenen Differentialgleichung, die das allgemeine Verhalten wie Einschwingvorgang, Stabilität und Zeitkonstante bestimmt, und

Tab. XVI. Bedeutungen und Dimensionen der Symbole

Symbol	Bedeutung	Dimension (im Giorgi-System)
α	Winkellage des Sollwertgebers	rad
β	Winkellage des Meßelementes	rad
δ	Winkellage des Motors	rad
$u_e = f(t)$	Führungsgröße (Eingangsspannung des Systems)	V
$u_s = f(\beta)$	Ausgangsspannung des Meßelementes	V
$\sigma = \frac{u_s}{\beta}$	Konstante des Meßelementes (Zusammenhang zwischen Ausgangsspannung und Winkellage)	$\frac{V}{rad}$
$\gamma = \frac{u_g}{\dot{\beta}}$	Tachometerkonstante (Zusammenhang zwischen Ausgangsspannung und Winkelgeschwindigkeit)	$\frac{V \cdot s}{rad}$
$u_g = \gamma \cdot \dot{\beta}$	Tachometerspannung	V
$\epsilon = u_e - u_s$	Regelabweichung	V
μ	Konstante des Systems (Zusammenhang zwischen Motor-Drehmoment und Verstärker-Eingangsspannung)	$\frac{Nm}{V}$
$M = \mu (\epsilon - u_g)$	Motor-Drehmoment	Nm
N	Kraft	$1 N = 1 \frac{m \cdot kg}{s^2}$
$m = \frac{\theta}{\beta}$	Übersetzungsverhältnis	
J_M	Trägheitsmoment des Motorgenerators	kg m ²
J_L	Trägheitsmoment der Last	kg m ²
$J = J_M + \frac{J_L}{m^2}$	totales Trägheitsmoment, auf die Rotorwelle bezogen	kg m ²

Da ω_0 und ζ positiv sind, ist der Realteil der Wurzeln negativ. Bei der Lösung der charakteristischen Gleichung unterscheidet man drei Fälle:

1) $\zeta < 1$:

Die Wurzeln sind konjugiert komplex

$$\beta = e^{-\omega_0 \cdot t} \cdot B \cdot \cos(\omega_0 \sqrt{1 - \zeta^2} \cdot t + \varphi)$$

(gedämpfte Schwingung)

2) $\zeta = 1$:

Die Wurzeln sind reell (zusammenfallend)

$$\beta = e^{-\omega_0 \cdot t} (B_1 + B_2 \cdot t)$$

(aperiodischer Vorgang)

3) $\zeta > 1$:

Die Wurzeln sind reell (getrennt)

$$\beta = e^{-\omega_0 \cdot \zeta \cdot t} (B_1 \cdot e^{\sqrt{\zeta^2 - 1} \cdot t} + B_2 \cdot e^{-\sqrt{\zeta^2 - 1} \cdot t})$$

(aperiodischer Vorgang)

Die Konstanten B_1 und B_2 lassen sich aus den Anfangsbedingungen bestimmen. Die allgemeine Lösung der homogenen Differentialgleichung 2. Ordnung lautet

$$\beta(t) = B_1 \cdot e^{p_1 \cdot t} + B_2 \cdot e^{p_2 \cdot t} \quad (15)$$

Der Vorgang ist abklingend, wenn p_1 und p_2 negativ sind.

5.2.2 Transferfunktion

Führt man in die Differentialgleichung (7) des Systems $\frac{\theta}{m} = \beta$,

$\omega_0 = \sqrt{\frac{\mu \cdot \sigma}{J}}$ sowie $\zeta = \frac{\omega_0}{2} \tau = \frac{\omega_0 \cdot \gamma}{2 \sigma}$ ein, so erhält man die inhomogene Differentialgleichung (für $m = 1$)

$$\frac{\ddot{\beta}(t)}{\omega_0^2} + 2 \frac{\zeta}{\omega_0} \dot{\beta}(t) + \beta(t) = a(t) \quad (16)$$

Setzt man ferner

$$a(t) = A \cdot e^{p \cdot t} \text{ und } \beta(t) = B \cdot e^{p \cdot t},$$

so wird

$$\left(\frac{p^2}{\omega_0^2} + 2 \frac{\zeta}{\omega_0 \cdot p} + 1 \right) B \cdot e^{p \cdot t} = A \cdot e^{p \cdot t} \quad (17)$$

Für die Eingangsfunktion $A \cdot e^{p \cdot t}$ ergibt sich die Transferfunktion des Systems zu

$$G(p) = \frac{\beta}{a} = \frac{B}{A} = \frac{1}{1 + 2 \frac{\zeta}{\omega_0} p + \frac{p^2}{\omega_0^2}} \quad (18)$$

Die Verstärkung des Systems ist $|G(p)| = \left| \frac{B}{A} \right|$.

Die Phasenverschiebung zwischen Eingangsgröße und Ausgangsgröße erhält man, wenn man $p = j \omega$, $\frac{\omega}{\omega_0} = \Omega$ und $e^{j \omega \cdot t} = e^{j \omega_0 \cdot t}$ einsetzt.

$$G(p) = G(j \omega) = \frac{1}{1 + 2 j \zeta \cdot \Omega - \Omega^2} \quad (19)$$

5.2.3 Anwendung der Theorie und Diskussion der Ergebnisse

Wird die Steuerung mit abgetrenntem Positionselement (Synchro) betrachtet, dann kann man das System als Integrator bezeichnen. Die Beziehung der Drehzahl zur Eingangsspannung ist die Tachokonstante, die die Dimension $\left[\frac{rad}{s \cdot V} \right]$ hat. Wird nun noch die Eigenschaft des Synchros $\left[\frac{V}{rad} \right]$ miteinbezogen, so vereinfacht sich die Beziehung der Dimensionen zu

$$\frac{rad}{s \cdot V} \cdot \frac{V}{rad} = \frac{1}{s}$$

Der reziproke Wert dieser Tachokonstante hat die Dimension einer Zeit und wird als Zeitkonstante τ bezeichnet. Es läßt sich beweisen, daß das System (immer noch als Integrator betrachtet) einen Nachlauffehler aufweist, der dieser Zeitkonstante proportional ist. Mit größer werdender Zeitkonstante, das heißt bei größerer tachometrischer Dämpfung (Gegenkopplung), wird aber das System stabiler, und außerdem steigt die Grenzfrequenz an. Dabei ist als Grenzfrequenz diejenige Frequenz definiert, bei der die Amplitude des System-

2) aus einer partikulären Lösung der inhomogenen Differentialgleichung, die das Verhalten des Nachlaufs nach dem Ablauf des Einschwingvorganges kennzeichnet.

Als partikuläre Lösung der inhomogenen Differentialgleichung für $x = \text{const}$ ergibt sich für den statischen Zustand

$$a = \frac{\theta}{m} = \beta \quad (8)$$

und für den dynamischen Zustand

$$\beta = \left(\dot{a} \cdot t - a \frac{\gamma}{\sigma} \right) = \dot{a} \left(t - \frac{\gamma}{\sigma} \right) \quad (9)$$

Bei der Winkelgeschwindigkeit \dot{a} ist der dynamische Fehler $-a \frac{\gamma}{\sigma}$.

Das entspricht einer Verzögerung $\tau = \frac{\gamma}{\sigma}$ (Zeitkonstante).

Die Lösung der homogenen Differentialgleichung ist für $a = 0$ und $\gamma = 0$ (keine Dämpfung)

$$\beta = B_1 \cdot e^{j \omega_0 \cdot t} + B_2 \cdot e^{-j \omega_0 \cdot t} \quad (10)$$

mit

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{\mu \cdot \sigma}{J}}$$

(Kreisfrequenz des Systems ohne Dämpfung).

Mit $B_1 = B \cdot e^{j \varphi}$ und $B_2 = B \cdot e^{-j \varphi}$ erhält man für reelle Werte von B und φ

$$\beta = 2 B \cdot \cos(\omega_0 \cdot t + \varphi) \quad (11)$$

Dieser Ausdruck stellt eine ungedämpfte Schwingung dar. Führt man neben ω_0 noch den relativen Dämpfungsfaktor

$$\zeta = \frac{\omega_0}{2} \tau = \frac{\omega_0 \cdot \gamma}{2 \sigma}$$

ein, so lautet die homogene Differentialgleichung für $m = 1$

$$\frac{\ddot{\beta}}{\omega_0^2} + 2 \frac{\zeta}{\omega_0} \dot{\beta} + \beta = 0 \quad (12)$$

Setzt man $\beta = B \cdot e^{p \cdot t}$ und dividiert durch $B \cdot e^{p \cdot t}$, so erhält man die charakteristische Gleichung

$$\frac{p^2}{\omega_0^2} + 2 \frac{\zeta}{\omega_0} p + 1 = 0 \quad (13)$$

mit den Wurzeln

$$p_{1,2} = \omega_0 \left(-\zeta \pm \sqrt{\zeta^2 - 1} \right) \quad (14)$$

ganges (β) um 3 dB gegenüber der Amplitude bei der Frequenz $\omega = 0$ abgenommen hat.

Zur Charakterisierung der Steuerung ist noch der Zusammenhang zwischen Motor-Drehmoment und Eingangsspannung des Verstärkers von Interesse. Auch hier kann man die Eigenschaft des Synchros, bei Verdrehung Spannung abzugeben, berücksichtigen. Dann hat die

Konstante μ die Dimension $\left[\frac{\text{Nm}}{\text{rad}} \right]$. Man sieht, daß diese Größe ein Maß für die Genauigkeit des Systems ist.

Im theoretischen Fall wurden einige Voraussetzungen berücksichtigt, die in der Praxis nur beschränkte Gültigkeit haben:

- 1) Das Drehmoment hängt von der Drehzahl ab,
- 2) das Drehmoment des Motors ist nur bis zur Sättigung des Verstärkers proportional zum Fehler,
- 3) die Haftreibung und die Restspannung des Generators erzeugen einen statischen Fehler und
- 4) die synchrone Drehzahl des Motors wird nie erreicht.

5.2.4 Lage-Servo mit Synchros

Für das im Bild 74 dargestellte System gilt die Beziehung

$$\frac{J \cdot \ddot{\theta}}{\mu} = \sigma (a - \beta) - \gamma \cdot \dot{\theta} \quad (20)$$

Durch Einsetzen von $J = J_M + \frac{J_L}{m^2}$ und $\theta = \beta \cdot m$ (Tab. XVI) erhält man

$$m \frac{J_M + \frac{J_L}{m^2}}{\mu \cdot \sigma} \ddot{\beta} + \frac{m \cdot \gamma}{\sigma} \dot{\beta} + \beta = a \quad (21)$$

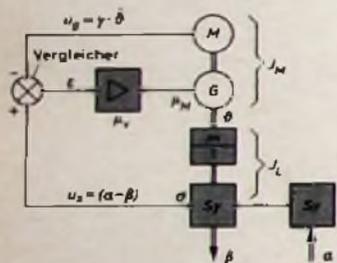


Bild 74. Lage-Servo mit Synchros

Die Transferfunktion ist dann

$$G = \frac{\beta}{a} = \frac{1}{m \frac{J_M + \frac{J_L}{m^2}}{\mu \cdot \sigma} p^2 + \frac{m \cdot \gamma}{\sigma} p + 1}$$

Durch Vergleich mit Gl. (18) ergibt sich

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{\mu \cdot \sigma}{(J_M + \frac{J_L}{m^2}) m}}$$

$$\zeta = \frac{\omega_0 \gamma \cdot m}{2 \sigma}$$

$$\tau = m \frac{\gamma}{\sigma}$$

Das Drehmoment des Motors ändert sich mit der Drehzahl. Nimmt man lineare Abnahme des Drehmoments mit der Drehzahl an, so läßt sich

$$M = \mu (\epsilon - \gamma \cdot \dot{\theta}) - v \cdot \dot{\theta} \quad (22)$$

setzen. Dabei hängt μ vom Verstärker und Motor und v (drehzahlabhängige Verluste in $\left[\frac{\text{Nm s}}{\text{rad}} \right]$) vom Motor allein ab. Führt man Gl. (20) in diese Beziehung ein, so erhält man

$$\frac{m \cdot J}{\mu \cdot \sigma} \ddot{\beta} + \frac{m}{\sigma} \left(\gamma - \frac{v}{m} \right) \dot{\beta} + \beta = a \quad (23)$$

$\frac{v}{m}$ addiert sich zum Übertragungsmaß des Generators und geht in den Geschwindigkeitsfehler ein.

Infolge der Haftreibung in den Lagern, Zahnrädern und angetriebenen Elementen beginnt der Motor erst zu drehen, wenn die Steuerung die Schwellwert (Anlaufspannung) überschreitet. Der dadurch entstehende Fehler ist

$$\Delta \beta = \frac{\Delta U}{\mu_v \cdot \sigma} \quad (24)$$

wobei ΔU die Anlaufspannung bedeutet.

5.2.5 Restspannung des Generators und Synchros

Im Stillstand weist der Ausgang des Tachogenerators eine Restspannung auf, die von der Erregerspannung, der Winkellage des Rotors und der Temperatur abhängt und sich leider nicht vollständig kompensieren läßt. Auch die Ausgangsspannung des Synchros wird nie Null. Sie erreicht lediglich ein Minimum und ist in dieser Stellung imaginär. Diese Restspannung führt den statischen Fehler

$$\Delta \beta = \frac{1}{\sigma} (\Delta u_g + \Delta u_s) \quad (25)$$

in das System ein. In Gl. (25) bedeutet Δu_g die Restspannungskomponente des Generators (gleichphasig mit u_g) und Δu_s die Restspannungskomponente des Synchros (gleichphasig mit u_g).

Der Imaginärteil der Restspannung, das heißt der Anteil, der am Ausgang des Verstärkers in Phase zur Motorerregung ist, beeinflußt den Motor nicht, belastet aber den Verstärker. Bei hohen Imaginärspannungen kann sogar eine Übersteuerung des Verstärkers erfolgen. Diese wiederum läßt durch Phasendrehung (infolge Übersteuerung des Verstärkers) eine reelle Komponente entstehen, die im Motor ein Drehmoment und somit eine Rotation erzeugt. Das erfolgt so lange, bis die reelle Restspannungskomponente des Generators entsprechend folgender Bedingung durch die Synchro-Spannung kompensiert wird:

$$\sigma (a - \beta) = \gamma \cdot \dot{\theta}_{rest} \quad (26)$$

Dabei ist

$$a - \beta = \frac{\gamma}{\sigma} \dot{\theta}_{rest} = \frac{\gamma}{\sigma} m \cdot \dot{\beta}_{rest} = \tau \cdot \dot{\beta}_{rest}$$

Der dadurch entstandene Fehler ist somit der Zeitkonstante τ proportional.

Nach Aufnahme des Frequenzganges eines Servosystems lassen sich seine Eigenschaften überblicken. Verändert man nämlich a sinusförmig, so daß die Eingangsfunktion des Systems $a = a_0 \cdot \sin \omega \cdot t$ wird, so entsteht nach Abklingen des Einschwingvorganges eine ebenfalls sinusförmige Ausgangsgröße $\beta = \beta_0 \cdot \sin (\omega \cdot t + \varphi)$. Bildet man

das Verhältnis $g = \frac{\beta_0}{a_0}$ und stellt $|g|$ und φ in Abhängigkeit von ω dar,

dann lassen sich zwei wesentliche Eigenschaften ermitteln:

- 1) die Eigenfrequenz ω_0 des Systems, die bei g_{max} auftritt, und
- 2) die Grenzfrequenz des Systems, bei der eine Dämpfung von 3 dB entsteht.

Aus dem Vergleich gemessener Kurven mit den Kurven, die man aus der Transferfunktion Gl. (18) bestimmen kann, sind ζ und ω_0 zu ermitteln.

Wichtige Hinweise auf das Verhalten eines Servos kann man auch dem Oszillogramm entnehmen, wenn man zum Beispiel das Gebersynchro plötzlich um einen bestimmten Winkel verdreht und dann den Einschwingvorgang verfolgt. Insbesondere kann man auf diese Weise die maximale Beschleunigung der Ausgangswelle feststellen. Es zeigt sich auch, daß ein System, das bei kleinem Winkelsprung aperiodisch einläuft, bei einem großen jedoch überschwingen kann. Das ist dadurch zu erklären, daß die Bremsverzögerung begrenzt ist und die Bremsung wegen der bei großem Signal immer vorhandenen Totzeit (recovery time) des Verstärkers nicht sofort einsetzen kann.

Grundsätzlich sollte die Grenzfrequenz möglichst hoch liegen, wenn das System raschen Änderungen der Eingangsgröße folgen muß. Die Überhöhung des Frequenzganges soll möglichst klein sein, um die Stabilität des Systems zu gewährleisten. Für eine hohe Grenzfrequenz ist eine große Verstärkung notwendig. Man kann zeigen, daß sich bei großer Verstärkung eine günstigere Überhöhung ergibt, wenn der Phasengang der Übertragungsglieder flach verläuft. Durch geeignete Netzwerke läßt sich der Phasengang meistens in der gewünschten Weise korrigieren. (Wird fortgesetzt)

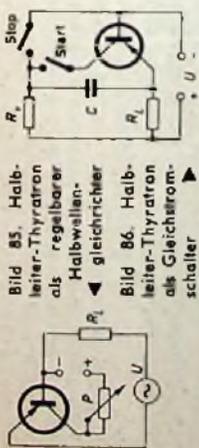


Bild 85. Halbleiter-Thyatron als regelbarer Halbwellen-Gleichrichter

Die Schaltung des Halbleiter-Thytrons für Gleichstrombetrieb zeigt Bild 86. Drückt man kurzzeitig die Startflaste, so zündet das Thyatron, da die Steuerkierode eine gegenüber der Anode negative Spannung erhält. Es fließt dann ein Strom von der Spannungsquelle U zum Verbraucher R_L . Auch nach dem Öffnen der Startflaste fließt der Strom unverändert weiter; gleichzeitig lädt sich aber der Kondensator C über den Vorwiderstand R_v auf die Spannung U auf. Kurzzeitiges Drücken der Startflaste liefert einen Spannungsstoß entgegengesetzter Polarität, der zum sofortigen Löschen des Halbleiter-Thytrons ausreicht.

In den Bildern 87 und 88 ist die Anwendung des Halbleiter-Thytrons als gesteuerter Einweg- und Doppelweggleichrichter dargestellt. Durch Einstellung am Potentiometer P , mit dem sich die Phase der Steuerspannung zwischen 0° und 180° verschieben läßt, kann der Punkt der Sinushalbwelle, an dem das Thyatron zünden soll, gewählt werden. Damit kann man die Ausgangsspannung zwischen Null und dem 0,45-fachen Wert der Effektivspannung der Primär-

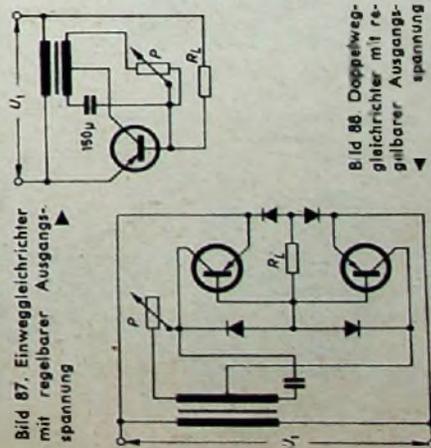


Bild 87. Einweggleichrichter mit regelbarer Ausgangsspannung

spannungsquelle beim Einweggleichrichter und dem 0,9-fachen Wert der Effektivspannung beim Doppelweggleichrichter regeln.

Die gesteuerten Halbleiter-Gleichrichter vereinigen also die Eigenschaften eines Leistungstransistors mit denen des Gleichrichters. Sie

arbeiten als Thyatron, Relais, Schalter, Stromunterbrecher usw. Die maximal zulässige Betriebstemperatur ist 120°C , die höchste Spannung zur Zell 300 V und der höchste Strom 16 A.

6.2.2 Die Vierschichtdiode

Die von Shockley entwickelte Vierschichtdiode (four layer diode) weist zwei vollkommen stabile Zustände auf: Im offenen Zustand ist der Durchgangswiderstand groß (10...100 MOhm), im geschlossenen Zustand ist der Durchgangswiderstand sehr klein (3...30 Ohm).

Das Ausgangsmaterial der Vierschichtdiode (auch Shockley-Diode genannt) ist Silizium. Als Ersatzschema zeigt Bild 89 eine Zusammen-

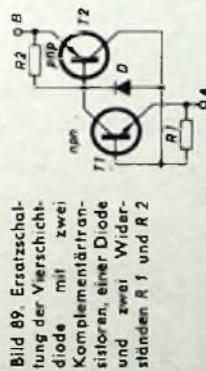


Bild 89. Ersatzschaltung der Vierschichtdiode mit zwei Komplementärtransistoren, einer Diode und zwei Widerständen R_1 und R_2

schaltung von zwei Komplementärtransistoren (npn- und pnp-Typ) mit einer Schalterdiode und zwei Widerständen R_1 und R_2 . Die Diode D ist im selben Sinne wie die beiden Kollektorschlüsse der Transistoren T_1 (npn-Typ) und T_2 (pnp-Typ) gepolt. Die beiden Widerstände R_1 und R_2 sind jeweils den Emitter-pn-Übergängen der Transistoren parallelgeschaltet. Bei niedrigen Spannungen in Durchlaßrichtung längs der Emitter-Grenzschichten sind die Widerstände dieser pn-Übergänge im Vergleich zu den Widerständen R_1 und R_2 groß. Daher ist bei kleinen Durchlaßströmen die Stromverstärkung α jedes der beiden Transistoren mit seinem parallelgeschalteten Widerstandsniedrig.

Legt man eine hohe Vorspannung in Durchlaßrichtung an jede Emitter-Grenzschicht, dann erhöht sich der Durchlaßstrom exponentiell mit der Spannung, und die resultierenden Widerstände ($T_1 \parallel R_1, T_2 \parallel R_2$) nehmen sehr stark ab. Daher fließen ständig höher werdende Ströme durch die Transistoren (die Ströme durch die Widerstände R_1 und R_2 bleiben konstant). Die Transistor-Widerstandskombination erreicht schließlich einen Wert der Stromverstärkung α , der im wesentlichen der des betreffenden Transistors entspricht und zwischen $\alpha = 0,1$ und $\alpha = 0,7$ schwankt. Der Wert $\alpha = 0,5$ ist in gewissem Sinne kritisch, da der Übergang vom offenen zum geschlossenen Zustand erfolgt, wenn in der Kombination die Summe der Stromverstärkungen gleich 1 ist. Das erreicht man, wenn jeder Transistor die Stromverstärkung $\alpha = 0,5$ hat. (Wird fortgesetzt)

Fortsetzung von S. 827

leitung zwischen Anzapfungen der Spulen L_1 und L_2 gelegt. Stimmt man den Kreis L_1, C_1 auf eine Frequenz f ab und den Kreis L_2, C_2 auf ein ganzes Vielfaches von f , also auf $2f, 3f$ usw., so

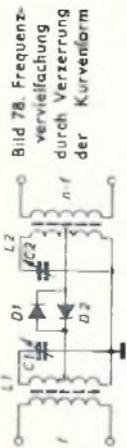


Bild 78. Frequenzvervielfachung durch Verzerrung der Kurvenform

erhält man auf der Ausgangsseite diese vielfachte Frequenz. Die Dioden richten nämlich den in der Verbindungsleitung zwischen den Anzapfen fließenden HF-Strom nicht gleich, sondern verzerren jede seiner Halbwellen. Um die Krümmung der Diodenkennlinie voll auszunutzen, soll der Strom in der Verbindungsleitung, in der die Dioden liegen, maximal $250 \mu\text{A}$ betragen. Die Anzapfungen an den beiden Resonanzkreisen liegen bei etwa $1/4 \dots 1/2$ der Gesamtwindungszahl der Spulen (vom kalten Ende ab gerechnet).

Eine Abwandlung der im Bild 78 gezeigten Schaltung ist die Vervielfacherstufe für einen

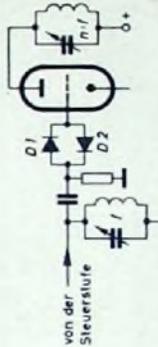


Bild 79. Vervielfacherstufe für einen Amateursender kleinen Amateursender (Bild 79). Auch hier liegen hinter der Steuerstufe in der Leitung zur Endstufe zwei antiparallelschaltete Dioden D_1 und D_2 .

In der Schaltung im Bild 80 wird das Prinzip der Doppelweggleichrichtung ausgenutzt. Jede der beiden an den Kreis L_1, C_1 angeschlossenen Dioden richtet eine Halbwelle der Wechselspannung gleich. Infolgedessen treten am Kreis L_2, C_2 die gleichgerichteten Halbwellen auf. Stimmt man den Kreis L_2, C_2 auf die doppelte

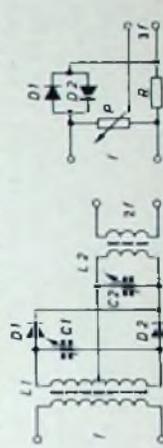


Bild 80 (links). Frequenzverdopplung durch Doppelweggleichrichter. Bild 81 (rechts). Brückenschaltung mit zwei Dioden zur Frequenzvervielfachung

Frequenz des Kreises L_1, C_1 ab, so wird er durch die Halbwellen angetrieben und schwingt mit erheblicher Leistung mit der Frequenz $2f$. Die Schaltung ist in dieser einfachen Form für Leistungen bis 1 W zu gebrauchen und arbeitet mit geeigneten Dioden bis zu Frequenzen um 200 MHz. Schaltet man eine gleiche Anordnung, deren Eingangskreis auf $2f$ und deren Ausgangskreis auf $4f$ abgestimmt ist, nach, so läßt sich Vervielfachung der Eingangsfrequenz erreichen.

Die Schaltung im Bild 81 ist eine Brückenschaltung, die sich zur Vervielfachung der Eingangsfrequenz eignet. Auch hier sind wie in den Bildern 78 und 79 die beiden Dioden D_1 und D_2 antiparallelschaltete. Infolge der Krümmung der Kennlinien der Dioden ist die Brücke nur bei einer bestimmten Spannung innerhalb des Verlaufs einer Sinuskurve im Gleichgewicht. Daher besteht während jeder Halbperiode der angelegten HF-Spannung mit der Frequenz f zweimal Brückengleichgewicht, und die Ausgangsfrequenz ist das 1,5-fache der Eingangsfrequenz. Der Ausgang ist nämlich nur bei abgeglichenen Brücke spannungsfrei. Nutzt man beide Halbwellen aus, so erhält man eine exakte Frequenzvervielfachung. Man darf allerdings bei dieser einfachen Schaltung keine hohe Ausgangsspannung (Maximalspannung etwa 1,5 V) und keine saubere Sinusform der verdreifachten Frequenz erwarten.

6. Die Diode als Schalter

6.1 Grundlagen

Bei der Anwendung der Dioden als Schalter muß man bestrebt sein, den Idealverhältnissen, Widerstand Null bei geschlossenem Schalter (leitende Diode) und Widerstand Unendlich bei offenem Schalter (gesperrte Diode), möglichst nahe zu kommen. Ein weiteres wichtiges Merkmal einer Diode ist ihr Eigenrauschen. Geringes Eigenrauschen ermöglicht nämlich das Schalten niedriger HF-Spannungen. In einer derartigen Schaltung wird beispielsweise eine einseitig selbstgeführte HF-Spannung im Takte einer rechteckförmigen Tastfrequenz in ihrer Phase um 180° gedreht und ausgangseitig einer Transformfrequenz aufmoduliert. Dabei sind zwei Eigenschaften der Schalterdiode wesentlich: der Durchlaßwiderstand bei der Tastspannung, der als Längsdämpfung im Übertragungsweg liegt, und der Sperrwiderstand, der als Paralleldämpfung von Eingangs- und Ausgangskreis wirkt. Für beide Widerstände ist die Abhängigkeit von der Frequenz der zu schaltenden Spannung wichtig.

Bei den meisten Schalter-Problemen scheidet die Verwendung von Halbleiter-Dioden daran, daß sie zwar den statischen Bedingungen ge-

nügen, aber den besonderen Forderungen in bezug auf die Schaltgeschwindigkeit, die sich aus dem Impulsanblagen Betrieb ergeben, nicht entsprechen. Werden zu „langsame“ Dioden mit Impulsen beaufschlagt, so ist neben der Verformung der vorderen Flanke vor allem der zeitliche Verlauf der Rückflanke nicht zufriedenstellend. Der Sperrstrom soll beim Übergang vom Durchlaß- zum Sperrbereich möglichst schnell seinen statistischen Wert erreichen. Das scheitert bei den meisten Dioden daran, daß beim Umpolen die während der Durchflußzeit in die n -Zone diffundierte Ladungsmenge zunächst wieder abgebaut werden muß, d. h., es fließt noch Anlegen der Sperrspannung zunächst noch ein verhältnismäßig hoher Rückstrom, bis diese Ladung abgebaut ist.

Bei modernen Schalterdioden (zum Beispiel OA186 von Telefunken) konnte diese Sperrtröge weitgehend unterdrückt werden. Legt man eine derartige Diode eine symmetrische Rechteckspannung von 50 kHz mit einer Anstiegszeit $< 0,1 \mu\text{s}$ und läßt in Durchlaßrichtung einen Strom von 30 mA fließen, so ist der Sperrstrom nach Anlegen einer Spannung von -35 V nach $0,5 \mu\text{s}$ auf einen Mittelwert von $0,3 \text{ mA}$ und nach $3,5 \mu\text{s}$ bereits auf den normalen statistischen Wert von $0,03 \text{ mA}$ abgesunken. Von diesen Spezial-Schalterdioden unterscheiden sich normale Dioden in der Schaltträgheit! um den Faktor 2, 3. Im angloamerikanischen Schrifttum wird die Sperrträgheit mit „recovery time“ bezeichnet.

Dioden verwendet man auch häufig zur automatischen Umschaltung bei Erreichen einer bestimmten Spannung. Dabei sind aber Dioden mit sehr konstanten Werten der kritischen Umschaltspannung erforderlich. Ein einfaches Beispiel ist die Schaltautomatik im Fernsehempfänger zur Verzögerung der Regelspannung für die Vorstufe. Die vom Regelspannungserzeuger geleiterte negative Regelspannung U_{R1} wird den ZF-Verstärkerröhren (U_{R1}) und gleichzeitig über eine aus den Widerständen $R1$ und $R2$ gebildete unsymmetrische Brückenschaltung der verzögert zu regelnde Eingangsrohre (U_{R11}) und einer Diode D zugeführt (Bild 82). Die linke, sehr hochohmige Seite der Brücke (etwa $20 \text{ M}\Omega$) liegt an hoher positiver Spannung, während die rechte, niederohmige Seite an der Regelspannung liegt. Bei kleinem Empfangssignal und damit niedriger Regelspannung ist die Diodenode positiv. Die Diode führt Strom und legt die Regelspannungszuführung der Vorstufe an Masse. Bei steigender HF-Eingangsspannung und damit ansteigender Regelspannung U_{R1} wird bei einem bestimmten Wert der Diode sperrt. Von diesem verzögerten Schwellwert an erhält bei weiterem Anstieg der

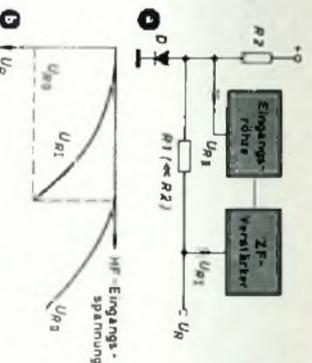


Bild 82. Verzögerung der autonormischen Regelspannung im Fernsehempfänger durch eine Diode: a) Blockschaltung; b) Verlauf der Regelspannungen

Eingangsspannung auch die Eingangsrohre eine Regelspannung U_{R11} .

Besonders in HF-Kreisen sind Germanium- oder Siliziumdioden als Schalterdioden wegen der kleinen Kapazitäten im gesperrten Zustand besser geeignet als mechanische Schalter. Die Gleichspannungserweiterungen, über die die Schalterdioden geöffnet oder geschlossen werden, kann man hochfrequenzmäßig verdrösselt an jeder bereichigen Stelle im Gerät an Schalter führen, ohne daß über die Schalter an Schaltungen HF-Abstrahlungen erfolgen.

6.2 Neuere Arten von Schalterdioden

6.2.1 Solid-state Thyatron

Die neuere Entwicklung der Schalterdioden geht dahin, den Durchlaßwiderstand von außen durch eine Steuerspannung zu verändern. Von der General Electric wurde jetzt die Entwicklung eines steuerbaren Silizium-Gleichrichters abgeschlossen, der als Halbleiter-Thyatron (solid-state thyatron) bezeichnet wird. Mit diesem neuen Bauelement kann man Spannungen von einigen hundert Volt und sehr hohe Stromstärken schalten (Schalleistung mehrere Kilowatt). Ähnlich wie die gittergesteuerte Gasentladungsröhre (Thyatron), orbietet auch das Halbleiter-Thyatron mit einer Zündspannung. Die erreichbare Schaltgeschwindigkeit ist aber bei dem steuerbaren Silizium-Gleichrichter wesentlich höher als beim gasgefüllten Thyatron und beträgt nur wenige Mikroskunden. Die Steuerspannung kann also die Form eines sehr kurzen Impulses haben, der wie beim Thyatron nur das Zünden, also den Übergang vom hohen zum niedrigen Durchlaßwiderstand, bewirkt.

Das Lastchen kann jedoch nur dadurch erfolgen, daß die Spannung zwischen Anode und Kathode des Gleichrichters unter den kritischen Wert gesenkt wird. Da der Durchlaßwider-

stand im gezündeten Zustand sehr klein ist, hat das Halbleiter-Thyatron einen sehr niedrigen Spannungsabfall an der Anoden-Katodenstrecke. Wegen der sehr geringen Steuerleistung liegt das Verhältnis von geschalteter Leistung zu Steuerleistung bei 10^4 . Mit sehr kurzen Steuerimpulsen läßt sich sogar ein Verhältnis von $1 : 25 \cdot 10^6$ erreichen.

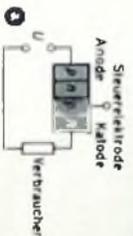
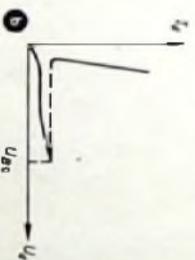
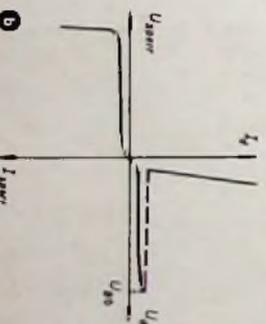
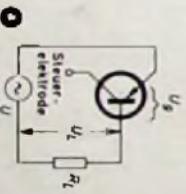


Bild 83. Solid-state thyatron: a) Grundschema, b) Durchlaßkennlinie



Das Halbleiter-Thyatron stellt aufbaumäßig ein Zwischenglied zwischen einer Diode und einem Transistor dar und weist auch gewisse Ähnlichkeit mit der später beschriebenen Vierabwechselnde auf. Es besteht aus vier miteinander geschlossenen p- und n-Zonen. An die äußeren Schichten sind Anode und Kathode angeschlossen, während an der der Kathode benachbarten p-Zone die Steuerelektrode liegt (Bild 83a). Bei der Kennlinie in Durchlaßrichtung (Bild 83b) fällt auf, daß die Diode auch in



Durchlaßrichtung fast vollständig sperrt, solange die Spannung zwischen Anode und Kathode den kritischen Wert U_{g0} nicht überschreitet. Ist diese Spannung erreicht, so steigt der Durchlaßstrom sprunghaft an, und der Widerstand sinkt auf einen sehr kleinen Wert ab.

Das Verhalten des Halbleiter-Thytrons in einem Stromkreis, der eine Wechselspannungsquelle U und einen Verbraucher R_L enthält, zeigt Bild 84. An der Steuerelektrode soll keine Spannung liegen, und die Durchbruchspannung sei $U_{g0} = 200 \text{ V}$. Im Bild 84 sind drei Fälle dargestellt:

- 1) Spannungsamplitude der Spannungsquelle $< 200 \text{ V}$ (Bild 84c).
- 2) Spannungsamplitude $\geq 200 \text{ V}$ (Bild 84d) und
- 3) Spannungsamplitude $\gg 200 \text{ V}$ (Bild 84e).

Die Zündung, also der Durchbruch, erfolgt um so früher innerhalb einer vollständigen Periode, je größer die Amplitude der angelegten Spannung U ist: Im gleichen Maße steigt auch die an den Verbraucher gelieferte Leistung.

Führt man der Steuerelektrode eine positive Spannung zu (Bild 85), so zündet das Halbleiter-Thyatron schon bei erheblich unter der Durchbruchspannung U_{g0} liegenden Spannungswerten. Die zwischen Anode und Kathode erforderliche Zündspannung ist um so niedriger, je höher die mit dem Voltmeter P eingestellte Steuerspannung ist. Im gezündeten Zustand hat die Steuerelektrode keine Wirkung mehr. Entsprechend dem Thyatron, müssen zum Löschen, also zum Sperren des Gleichrichters, Anodenspannung und Anodenstrom Null werden.

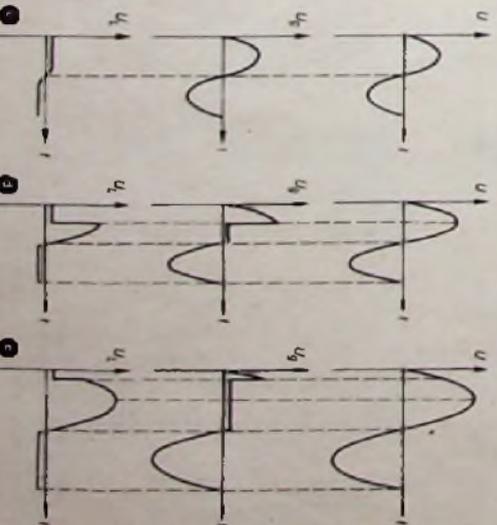


Bild 84. Steuerbarer Silizium-Gleichrichter ohne äußere Steuerspannungen: a) Schaltung, b) Kennlinie, c) Spannungsamplitude $< 200 \text{ V}$, d) Spannungsamplitude $\geq 200 \text{ V}$, e) Spannungsamplitude $\gg 200 \text{ V}$



Weihnachtsfreude

im Familien- und Freundeskreis auf dem Tonband festzuhalten, ist eine der schönsten Aufgaben für Amateure

Empfehlen Sie das

Dynamische Breitband-Richtmikrofon D 19 B

Ihren Kunden als
Weihnachtspräsent

AKUSTISCHE- u. KINO-GERÄTE GMBH

MÜNCHEN 15 · SONNENSTR. 16 · TEL. 555545 · FERNSCHR. 05 23626



Stereo-Verstärker »Diwefon 7060«

Technische Daten

- Ausgangsleistung je Kanal: etwa 8 W
- Ausgangsleistung, beide Kanäle parallelgeschaltet: etwa 16 W
- Klirrfaktor: etwa 3%
- Verstärkerstufen je Kanal: 4
- Rundfunk- und Monobetrieb:
der zweite Kanal wird parallelgeschaltet
- Summenregler:
mit gehörrichtiger Lautstärkeregelung
- Eingänge: Rundfunk, TA, TB und Stereo
(Normbuchsen für Stereo-Tonabnehmer- und -Tonbandeingang)
- Ausgangsimpedanz bei Stereo:
je Kanal 6 Ohm
- Ausgangsimpedanz bei Parallelbetrieb:
3 Ohm
- Leistungsaufnahme: etwa 65 W

Kapazität von 32 μ F hat, wird auch das Eindringen von Netzbrummen in diese brummempfindliche Stufe verhindert.

Die in der ersten Stufe verstärkte Niederfrequenz gelangt über C 39 zum Summenregler P 3a/b in Tandemausführung. Er muß sorgfältig verdrahtet werden, damit der größtmögliche Gleichlauf beider Kanäle in bezug auf die Lautstärke gewährleistet ist. Die Kondensatoren C 7 und C 8 sowie der Widerstand R 7 bewirken eine gehörrichtige Lautstärkeregelung. An den Schleifern der Summenregler liegt über R 8 und R 34 der Balanceregler P 6, mit dem die Lautstärke des einen Kanals verringert und gleichzeitig die des anderen erhöht und so bei Stereo-Wiedergabe der Mitteneindruck geregelt werden kann.

Das Klangregel-Netzwerk ist in Standardtechnik ausgeführt. Mit P 4a lassen sich die Höhen bei 10 kHz durch die frequenzabhängige Spannungsteilung über C 9, P 4a, C 10 von etwa + 10 ... - 20 dB regeln. Die Bässe können durch P 5a geschwächt oder angehoben werden. R 9 und R 11 sind Entkopplungswiderstände. Da durch das Klangregel-Netzwerk ein Verlust an NF-Spannung entsteht, wurde eine weitere Röhre (Rö 2a) eingesetzt, die den Verlust ausgleicht.

Die zur Aussteuerung der Gegentakt-Endstufe erforderlichen gegenphasigen Steuerungsspannungen liefert die Phasenumkehröhre Rö 2b in Katodenschaltung. Die Koppelkondensatoren C 17 und C 18 sind mit 0,1 μ F so bemessen, daß Phasendrehungen vermieden und die tiefen Frequenzen gut übertragen werden.

Die Endstufe ist mit der Doppelendpentode ELL 80, einer Spezialröhre für Stereo-Verstärker, bestückt. Sie arbeitet in AB-Betrieb und liefert etwa 8 W Ausgangsleistung. Der vor jedem Steuergitter liegende 1-kOhm-Widerstand soll UKW-



Außenansicht des Stereo-Verstärkers

Schwingungen der Röhre verhindern. Der Katodenwiderstand R 25 ist regelbar, um den vorgeschriebenen Anodenstrom (21 mA je System) einstellen zu können. Für eine ausreichende Baßwiedergabe sorgt der 250- μ F-Katodenkondensator C 19. Die Ausgangsimpedanz des Ausgangsübertragers „GA 8“ ist mit 6 Ohm bemessen, damit bei Parallelschaltung der beiden Kanäle keine allzu große Fehlanpassung der Lautsprecher auftritt. Die Impedanz ist dann 3 Ohm.

Da bei Stereo-Betrieb eine einwandfreie Wiedergabe nur bei völliger Gleichheit beider Kanäle gewährleistet ist, wurde der zweite Kanal ebenso ausgelegt wie der erste. Besonders muß darauf geachtet werden, daß die Widerstände und Kondensatoren der Netzwerke möglichst gleiche Werte haben.

Monobetrieb

Bei Monobetrieb werden beide Kanäle durch das Drucktastenaggregat (Kontakte E 1-2 und F 1-2) parallelgeschaltet. Die Eingangsspannung gelangt dann von den Buchsen Bu 1 oder Bu 2 über den Schalter C, den Eingangsregler P 1 und das Entkopplungsglied C 2, R 1 zum Kontakt A 1 und von dort zu den Steuergittern der Vorröhren. An die 5-poligen Normbuchsen können natürlich auch Mono-Plattenspie-

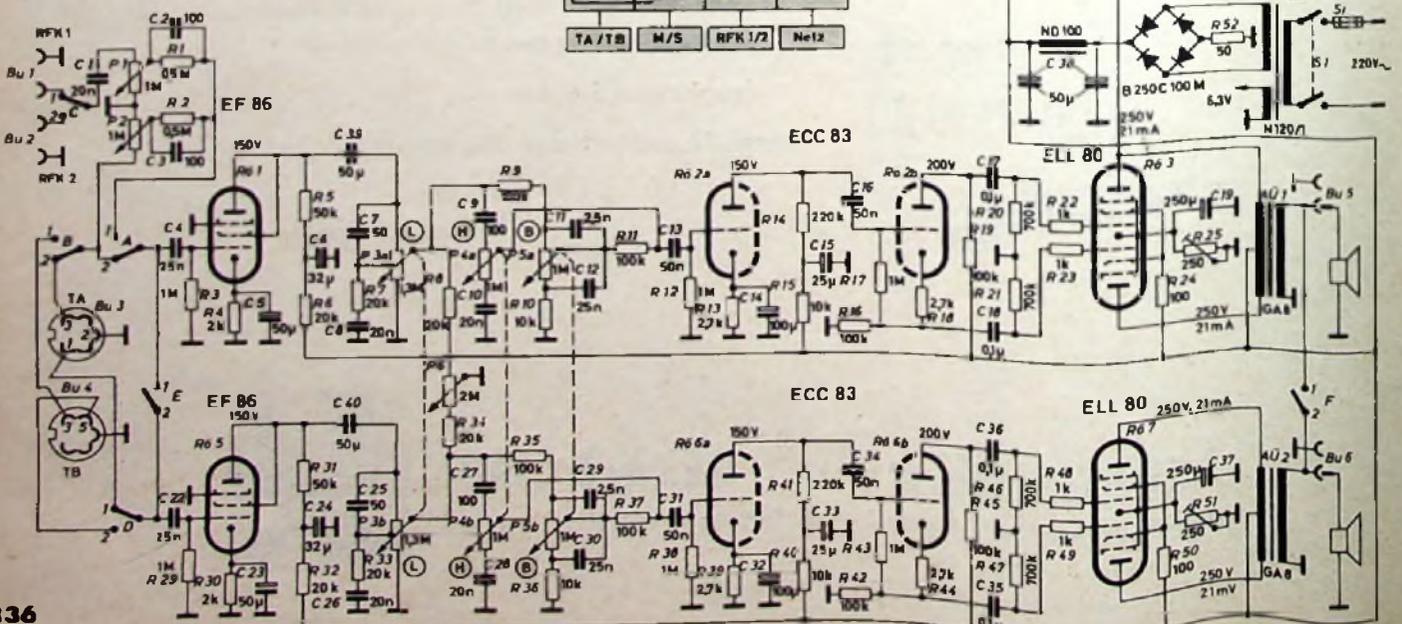
Die für Stereo-Übertragungen benötigten Verstärker können für verschiedene Preis- und Leistungsklassen ausgelegt sein. Sehr wirtschaftlich sind Stereo-Verstärker mit der Doppelendpentode ELL 80, die in dem beschriebenen Gerät enthalten sind.

Dieser Stereo-Verstärker mit zwei getrennten Wiedergabekanälen und Gegentakt-Endstufe hat eine Ausgangsleistung von etwa 8 W je Kanal. Da beide Kanäle gleich ausgeführt sind, genügt die Beschreibung eines Kanals.

Stereo-Betrieb

Bei Stereo-Betrieb gelangen die Eingangsspannungen von den 5-poligen Normbuchsen Bu 3 beziehungsweise Bu 4 über die Drucktastenkontakte D beziehungsweise B und A zu den Steuergittern der Vorverstärkeröhren EF 86 (Rö 1, Rö 5). Um Kopplungen und Übersteuerungen von vornherein zu vermeiden, wurde die Verstärkung der EF 86 durch Triodenschaltung heruntergesetzt. Das Siebglied R 6, C 6 verhindert eine Beeinflussung der Stufe durch den Anodenkreis. Da der Kondensator C 6 eine

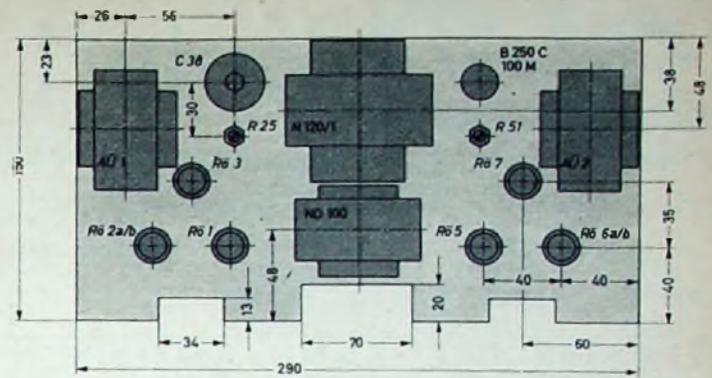
Schaltung des Stereo-Verstärkers »Diwefon 7060«



Netztransformator „N 120/1“	(Engel)
Netzdrossel „ND 100“	(Engel)
Ausgangsübertrager „GA 8“ ($R_{aa} = 11 \text{ k}\Omega$)	(Engel)
Elektrolytkondensator, 50 + 50 μF , 350/385 V	(Siemens)
Selengleichrichter B 250 C 100 M	(AEG)
Drucktastenaggregat „3 x L 17,5 N 4u schwarz + 1 x L 17,5 N 2 „Aus“ EE weiß“	(Schadow)
Tandem-Potentiometer „53 EE Tandem“, 2 x 1 MOhm lin.	(Dralowid)
Tandem-Potentiometer „55 U Tandem“, 1,3 MOhm mit Anzapfungen bei 300 kOhm	(Dralowid)
Potentiometer „53 E“, 1 MOhm pos. log.	(Dralowid)
Potentiometer „53 E“, 2 MOhm lin.	(Dralowid)
fünfpolige Stereo-Normbuchsen	(Preh)
Doppelbuchsen „N 45 102“	(Dr. Mozar)
Drehknöpfe „Nr. 5214“	(Dr. Mozar)
Novalröhrenfassungen „Nr. 4733“	(Preh)
Sicherungshalter mit Sicherung	(Wickmann)
Netzkabeleinführung	(Zehnder)
Einstellregler	(Dralowid)
Roll-Elektrolytkondensatoren	(Siemens)
Rollkondensatoren	(Wima)
Widerstände	(Dralowid)
Gehäuse „Nr. 77 b“	(Lelstner)
Röhren ECC 83, ELL 80, EM 84	(Lorenz)
Röhren EF 86	(Telefunken)

Liste der Spezialteile

Anordnung der Einzelteile auf dem Chassis

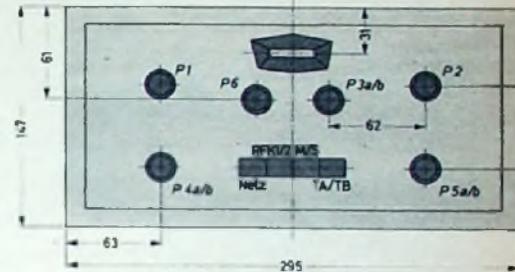


NF-Spannung über die Schalter D, B, A und E vom Anschluß 3 der Buchse Bu 3 zu den Steuergittern der Vorröhren. Bei Anschluß eines monauralen Tonbandgerätes muß außerdem noch die Taste „TA/TB“ gedrückt werden.

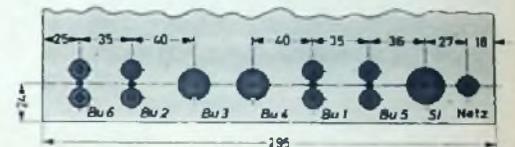
Zur Aussteuerungskontrolle, die bei Stereo-Betrieb nur in einem Kanal wirksam ist, wird die Anzeigeröhre EM 84 (Rö 4) verwendet. Die Steuerspannung gelangt von der Anode von Rö 3 über C 20 und eine Gleichrichteranordnung zum Steuergitter von Rö 4. C 21 muß so bemessen werden, daß kein Flattern des Lichtbandes auftritt. Im Mustergerät hatte er eine Kapazität von 0,15 μF . Mit R 26 läßt sich die Breite des Lichtbandes einstellen.

Netzteil

Der Netztransformator „N 120/1“ (Engel) liefert alle benötigten Spannungen. Die Anodenspannung wird mit dem Brückengleichrichter B 250 C 100 M gleichgerichtet. Die Siebkette besteht aus der Netzdrossel

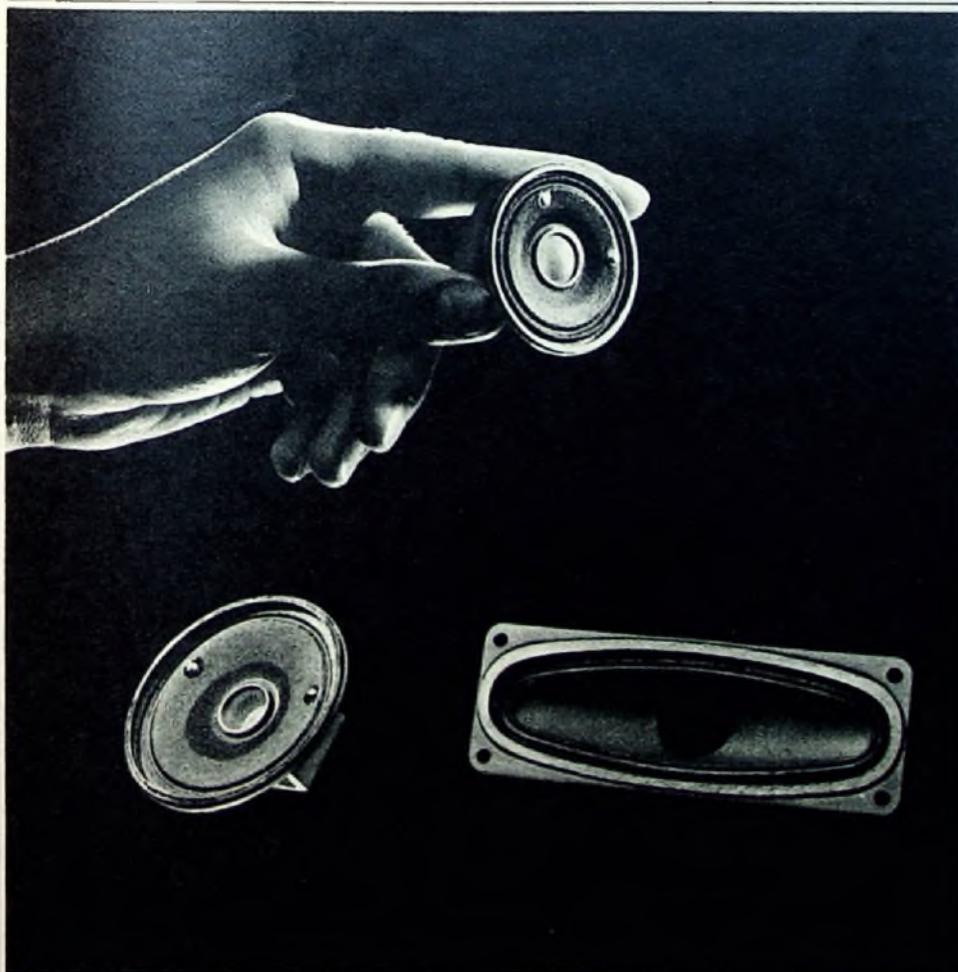


Montageskizze der Frontplatte



Maßskizze der Buchsen auf der Gehäuserückseite des Stereo-Verstärkers

ler oder Mono-Tonbandgeräte angeschlossen werden. Ist beispielsweise monaurale Plattenwiedergabe erwünscht, so drückt man die Taste „M/S“. Dann gelangt die



Lorenz Kleinstlautsprecher

... unsere große Leistung

Korbdurchmesser:
45, 57, 65, 70 mm
Ovaltype: 36 x 102 mm

Verlangen Sie bitte unser
Datenblatt 0630.4-1-1



Standard Elektrik Lorenz AG
Lorenz Werke Stuttgart

früher liefert

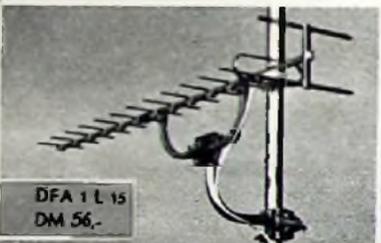
für das zweite Fernsehprogramm sechs Dezi-Antennen-Typen, womit sich alle zu erwartenden Empfangsprobleme im Band IV lösen lassen.

DEZIMETER-BREITBAND-ANTENNEN

7 Elemente
7,5 dB Gewinn
21 dB V - RV



11 Elemente
10,5 dB Gewinn
24 dB V - RV



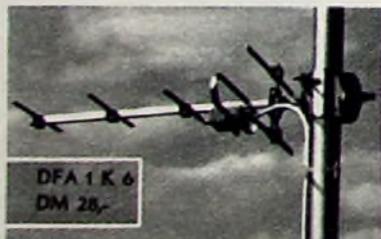
15 Elemente
11,5 dB Gewinn
25 dB V - RV



23 Elemente
13 dB Gewinn
26 dB V - RV

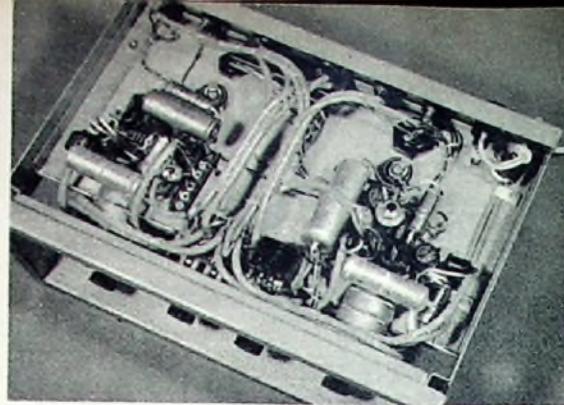
DEZI-KANALGRUPPEN-ANTENNEN

6 Elemente
9 dB Gewinn
24 dB V - RV

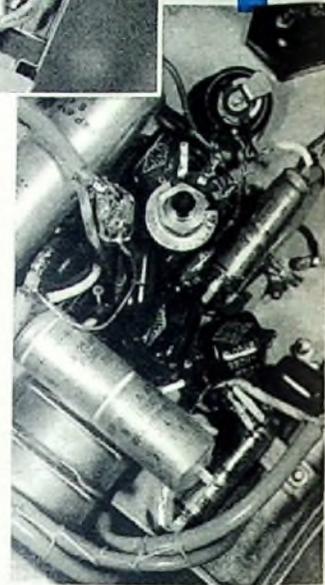
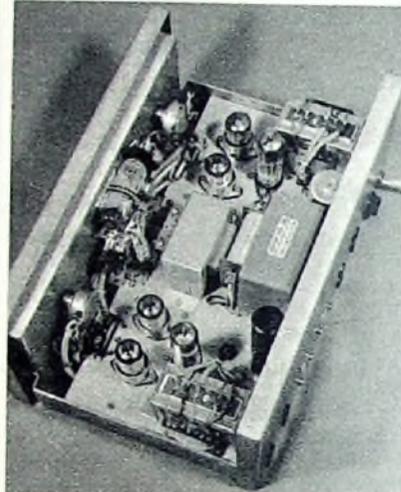


10 Elemente
13 dB Gewinn
25,5 dB V - RV

UBA-ANTENNENWERKE HANS KOLBE & CO.
AD SALZDETURTH + GÜNZBURG/DONAU



Blick in die Verdrahtung und rechts Teilansicht der Verdrahtung



Blick auf das fertig montierte Chassis des Stereo-Verstärkers

„ND 100“ und dem Doppel-Elektrolytkondensator C 38. Der Schutzwiderstand R 52 begrenzt den Ladestromstoß des Ladekondensators.

Mechanischer Aufbau

Zum Aufbau des Verstärkers wurde das Gehäuse „Nr. 77 b“ der Firma Leistner gewählt. Aus den Skizzen und Fotos des Chassis geht der symmetrische Aufbau hervor. In der Mitte erkennt man den Netzteil mit dem Netztransformator und der Netzdrossel. Links und rechts davon sind die beiden Verstärkerkanäle mit den Gegentakt-Ausgangsübertragern und den Röhren sowie der Siebkondensator und der Selengleichrichter angeordnet. Auf diese Weise ergibt sich eine gute mechanische und elektrische Trennung beider Kanäle. Für das Drucktastenaggregat und die Regler P 4a/b und P 5a/b sind im Chassis Ausschnitte anzubringen. An der Rückseite sind die Buchsen Bu 1 bis Bu 6 sowie der Sicherungshalter und die Netzkabeldurchführung montiert. Unterhalb der Normbuchsen Bu 3 und Bu 4 wird ein kleiner Abschirmwinkel angebracht, der eine Brummeinstreuung verhindert.

Auch die Bedienungselemente an der Frontplatte ließen sich symmetrisch anordnen. Unterhalb der Anzeigeröhre liegen der Balance- und der Summenregler. Links und rechts davon sind die Eingangsregler und darunter der Höhen- und der Baßregler montiert. Unter dem Balance- und Summenregler ist das Drucktastenaggregat angeordnet.

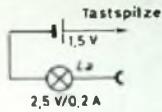
Verdrahtung

Die gewählte Anordnung der Einzelteile erlaubt eine nahezu symmetrische Verdrahtung. Sie muß gut überlegt sein, um Kopplungen und andere Einflüsse zu vermeiden. Brummeinstreuungen verhindert man durch kurze Verbindungen. Die Kondensatoren und Widerstände wurden daher oft direkt an die Anschlußfahnen der Röhren gelötet. Außerdem sollen alle Eingangsleitungen von den Anschlußbuchsen und die Leitungen zum Parallelschalten beider Kanäle abgeschirmt werden. Auch die Netzzuführungsleitung ist nach Möglichkeit abzuschirmen. Es empfiehlt sich, die Kondensatoren C 4 und C 22 mit Metallfolie zu umwickeln und die Folie mit Masse zu verbinden.

Inbetriebnahme

Bei größeren Verstärkern sollte die Verdrahtung vor der ersten Inbetriebnahme sorgfältig geprüft werden. Nach dem Einschalten mißt man alle Spannungen und stellt mit den Katodenreglern den Anodenstrom der Endröhren (je System 21 mA) ein. Dann schließt man an den Eingang einen NF-Generator an und mißt mit einem Röhrevoltmeter die Steuerspannung jeder Endröhre.

Niederohmiger Durchgangsprüfer



Ein einfacher Durchgangsprüfer kann in der Werkstatt oft ein Ohm-Meter ersetzen. Ein solches Gerät läßt sich mit geringen Mitteln und in kurzer Zeit leicht herstellen. Baut man dieses Gerät in Tastkopfform, dann ergeben sich noch verschiedene andere Vorteile. Soll zum Beispiel der Durchgang an unzugänglichen Stellen kontrolliert werden, dann ist dies mit der Tastspitze sehr einfach durchzuführen.

Der niederohmige Durchgangsprüfer ist ein sehr einfaches Gerät. Es werden praktisch nur zwei Schaltelemente - ein Glühlämpchen (2,5 V/0,2 A) und eine Batterie (1,5 V) - benötigt. Der negative Pol der Batterie ist mit dem einen Lampenanschluß verbunden. Der positive Pol der 1,5-V-Zelle wird durch die Tastspitze aus dem Gehäuse herausgeführt und der andere Anschluß der Glühlampe über eine isolierte Leitung mit Abgreifklemme.

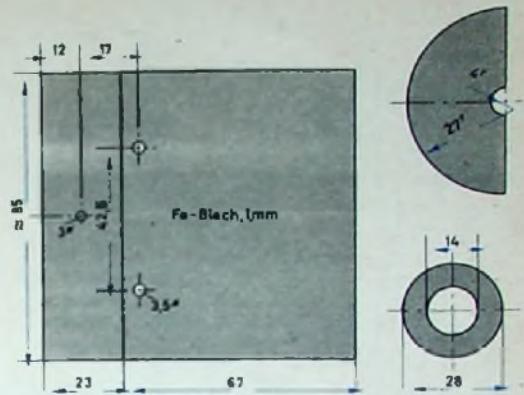
Fertigung des Tastkopfgehäuses

Die Abmessungen der einzelnen Tastkopfteile gehen aus der Konstruktionsskizze hervor. Die Gehäuseteile werden aus 1 mm dickem Fe-Blech hergestellt. Die Deckplatte des Gehäuses erhält ein Loch von 14 mm Durchmesser; es dient zur Befestigung der Signallampenfassung.

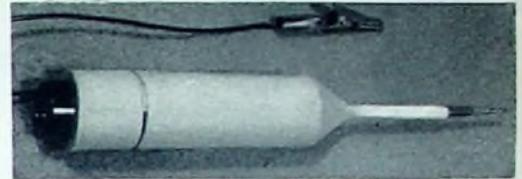
Nun biegt man die einzelnen Teile zurecht und verlötet sie miteinander. Für die Batterie ist keine besondere Halterung nötig, denn der positive Pol hat direkten Kontakt mit der Tastspitze. Am Ende der Lampenfassung wird ein kreisrundes Kupferstück befestigt und darauf eine Feder gelötet. Diese Spiralfeder übt auf die Batterie einen Druck aus. Dadurch ist einwandfreier Kontakt gegeben.

Einzelteile

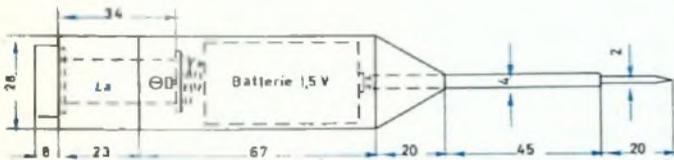
Signallampenfassung „186 S“	(Jautz)
Abgreifklemme „130“	(Zehnder)
Glühlampe „793“, 2,5 V/0,2 A	(Pertrix)
Batterie „235“, 1,5 V	(Pertrix)



Abmessungen der Tastkopfteile: links gerader Mantelteil, rechts Mantelspitze und darunter Deckplatte



Außenansicht des Durchgangsprüfers



Abmessungen des Gehäuses

Durchgangsprüfer, geöffnet



Empfänger- und Verstärkerröhren
Fernsehröhren • Bildröhren
Spezialröhren • Transistoren
Germanium-Dioden • Senderöhren
Photozellen

TUNGSRAM

KUBA Gardone

Firmen
von
Weltruf
verwenden

Hettich Zierleisten

Und das tun sie aus folgendem Grund: Sie haben erkannt, daß der Verkaufserfolg ihrer Möbel und Tonmöbel nicht allein von den inneren Qualitäten abhängt. Sie wissen, daß es gerade heutzutage genauso auf das äußere Bild, auf das richtige »make up« ankommt.

Ein praktischer Versuch mit Hettich-Zierleisten wird auch Sie rasch überzeugen. Bitte fordern Sie deshalb noch heute Prospektmaterial oder Vertreterbesuch an!

Hettich Zierleisten

das »make up«
Ihrer Möbel



FRANZ HETTICH KG · ALPIRSBACH/WÜRTT.

SCHALLPLATTEN für den Hi-Fi-Freund

Bach, Matthäus-Passion

Ernst Haefliger, Tenor; Kieth Engen, Baß; Antonie Fahberg, Sopran; Max Proebstl, Baß; Irmgard Seefried, Sopran; Herla Töpfer, Alt; Dietrich Fischer-Dieskau, Baß; Münchener Bach-Chor; Münchner Chorknaben; Münchener Bach-Orchester; Dirigent: Karl Richter

Am Karfreitag des Jahres 1729 erklang in der Leipziger Thomaskirche zum ersten Male diese von vielen als das größte Werk des Thomaskantors bezeichnete Passion, die unter Einsatz für die damalige Zeit gewaltiger Orchester- und Chormittel das Leiden und Sterben Christi in manchmal geradezu dramatischer Form schildert. Mit zwei Chören, begleitet von je einem Orchester und einer Orgel, und einem Knabenchor hat Bach Chorsätze geschaffen, die in der Musikliteratur einmalig sind. Schon in dem monumentalen Eingangssatz mit dem Doppelchor und dem Doppelorchester, zusammengehalten und gekrönt von der schlichten Choralmelodie des einstimmigen Knabenchors als Cantus firmus, entsteht ein Tonbild von bis dahin nicht gekannter Reichhaltigkeit und Bewegung. Musikalische Ruhepunkte sind die Arien mit konzertierenden Instrumenten, meist von wunderbarer Schlichtheit, und die Choräle, wahre Muster vierstimmigen Chorsatzes. Von allen Werken Bachs ist die Matthäus-Passion vielleicht das komplizierteste, aber zugleich auch das amorganischsten aufgebaute Werk des Thomas-Kantors.

Karl Richter hält sich streng an die Partitur und hat auf alle Kürzungen verzichtet. Insbesondere fehlt im Gegensatz zu der vielfach geübten Aufführungspraxis keiner der Choräle Richters Interpretation ist in dem Bemühen um höchste Werktreue manchmal fast nüchtern zu nennen, obwohl es den großen Chorsätzen nicht an leidenschaftlicher Realistik fehlt.

Mit dieser Aufnahme aus der Archiv-Produktion hat Gramophon ein Meisterwerk geschaffen, das nach Meinung des Rezensenten die technisch beste Aufnahme dieses gewaltigen Werkes ist. Wie nur selten, ist es hier gelungen, die Atmosphäre des Raumes einzufangen und in das Helm zu übertragen — eine der wichtigsten Voraussetzungen überhaupt, um ein solch gigantisches Werk in den eigenen vier Wänden mit höchstem Genuß anhören zu können. Das Klangbild ist von höchster Reinheit und Durchsichtigkeit, was insbesondere auch den großen Doppelchören zugute kommt. Die ausgezeichnete Stereo-Technik läßt aber auch den Klang der alten Instrumente, insbesondere der Oboen d'amore und der Oboen da caccia, ebenso in höchster Voll-

endung erstehen wie den Klang des Continuo mit Violoncello, Kontrabaß, Fagott und Orgel, das den Rezitativen nicht nur das notwendige musikalische, sondern auch das akustische Fundament gibt. Insgesamt gesehen: eine Meisterleistung, und mit der Ehrfurcht vor dem Werk des großen Johann Sebastian Bach und dem Lob für alle Ausführenden und den Interpreten verbindet sich die Hochachtung vor der Leistung des Tonmeisters und der mitwirkenden Toningenieur.

Deutsche Gramophon 198 009/12 (Stereo)

Brahms, Sinfonie Nr. 3 F-Dur op. 90 Tragische Ouvertüre op. 81

Berliner Philharmoniker unter Rudolf Kempe

Diese 1883 entstandene und in Wien uraufgeführte Sinfonie des fünfzigjährigen Brahms ist einer der Höhepunkte im Schaffen des Komponisten. In ihrer Konzeption plastischer und konzentrierter als die beiden vorangegangenen Sinfonien, trägt sie einen mehr persönlichen Charakter und verzichtet in allen Sätzen auf einen pathetischen Schluß — alle Sätze verklingen leise.

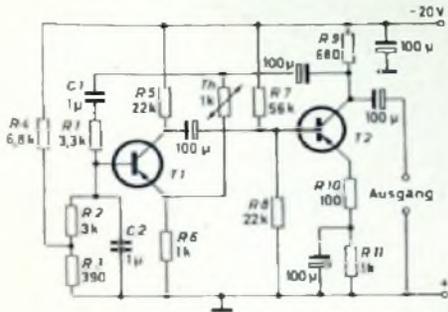
Schon nach den einleitenden drei Bläserakkorden, die als *Motiv* in allen Sätzen wiederkehren, und nach dem daraus entwickelten Hauptthema hat man bereits einen guten Eindruck von dieser Aufnahme. Der Klang ist gut aufgelöst und insbesondere der der Bläser ausgezeichnet differenziert. Die Streicher sind lückenlos über die Breite des Konzertpodiums verteilt. Im 2. Satz ist die Feierlichkeit des Andante mit dem volkshafte Thema — von Bläsern und Streichern als Dialog vorgebracht — von großer Eindringlichkeit. Wenn dann zum erstenmal in diesem Satz die Posaunen mit ihrem wallfahrtartigen Gesang einsetzen, ist man wieder einmal mehr von den Möglichkeiten der Stereo-Technik beeindruckt. Der 3. Satz ist kein Scherzo, sondern das dämmerige *Nocturno* schlägt typische Töne „Brahms'scher Elegie“ an, wie es einmal ein namhafter Musikkritiker ausgedrückt hat. In der Horn-Partie dieses Satzes überrascht der akustische Tiefeneindruck. Das Piano der Posaunen im Anfang des 4. Satzes mit seiner düsteren Stimmung geht dann in eine dramatische Steigerung über, wobei aber das Klangbild niemals seine Durchsichtigkeit verliert. Alles in allem: eine sehr gute Stereo-Aufnahme hoher Transparenz und guter Raumakustik, die hohen musikalischen Genuß bietet.

Electrola STE 80 582 (Stereo)

Abstimmbarer Tonfrequenzgenerator mit Transistoren

Die Wiensche Brücke als frequenzbestimmendes Glied im Rückkopplungsweg eines Röhrenverstärkers bietet die Möglichkeit, ohne Tonfrequenzgenerator zu bauen, der sich über einen großen Frequenzbereich, beispielsweise zwischen 20 Hz und 20 kHz, kontinuierlich oder stufenweise abstimmen läßt. Es liegt daher nahe, diese Schaltung in erster Linie durch den im Gegensatz zur Verstärkerröhre recht es verbleiten, bei der transistorisierten Ausführung einfach mit Röhren bestückten RC-Generatoren analoge Schaltungen anzuwenden. In welcher Weise sich der niederohmige Eingang des Transistors bei einem Tonfrequenzgenerator mit Wienscher Brücke störend bemerkbar macht, kann man an Hand von Bild 1 erkennen; die hier gezeigte transistorisierte Ausführung ist der bekannten Röhrenschaltung

Bild 1. Transistorisierte Ausführung einer üblichen Schaltung des Tonfrequenzgenerators mit Wienscher Brücke, sie hat sich aber in der Praxis im allgemeinen als unzuverlässig erwiesen



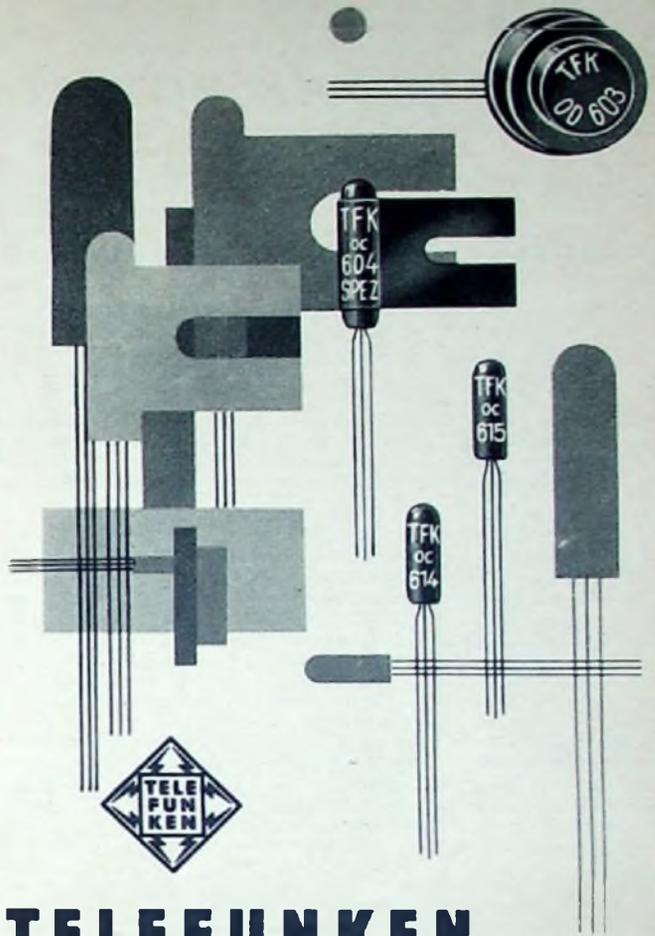
völlig gleichartig, lediglich die Werte der Kondensatoren und Widerstände wurden den Eigenschaften und Betriebsbedingungen der Transistoren angepaßt. Die frequenzbestimmenden Arme der Wienschen Brücke bestehen aus dem Reihenglied R_1, C_1 und dem Parallelglied R_2, R_3, C_2 ; letzteres liegt parallel zum Eingang der ersten Transistorstufe T_1 . Dieser Eingang hat aber einen Widerstand, der größenordnungsmäßig bei nur 5000 Ohm liegt und daher das Parallelglied unzulässig belastet. Erschwerend kommt noch folgender Umstand hinzu: Bei tiefen Frequenzen müssen die Brückenkondensatoren C_1 und C_2 sehr große Werte annehmen. Man muß daher Festkondensatoren benutzen, die man für die einzelnen Frequenzbereiche stufenweise einschaltet, während man zur kontinuierlichen Abstimmung innerhalb der einzelnen Bereiche die Brückewiderstände R_1 und R_2 verändert. Mit R_2 wird aber der Widerstand im Basiskreis des Transistors T_1 , also auch seine Basisvorspannung, verhältnismäßig stark verändert; das ist durchaus unerwünscht.

Auch der niederohmige Eingang des zweiten Transistors T_2 macht sich unangenehm bemerkbar, weil er den Kollektorzweigen des ersten Transistors T_1 belastet und bei tiefen Frequenzen zu einem Abfall sowie zu Phasendrehungen führt, wenn man nicht extrem hohe Kapazitäten für den Kopplungskondensator zwischen T_1 und T_2 nimmt. Ferner hat sich gezeigt, daß die übliche Amplitudenstabilisierung mittels eines gegenkoppelnden Thermistors, also eines Widerstandes mit negativem Temperaturkoeffizienten, der in Reihe mit R_6 parallel zu den frequenzbestimmenden Brückengliedern liegt und mit R_6 die beiden anderen Brückenarme bildet, bei Transistoren nicht ausreicht. Auch die Temperaturabhängigkeit und die Exemplarstreuungen der Transistoren treten störend in Erscheinung.

Alle diese Umstände haben zur Folge, daß der transistorisierte Generator nach Bild 1 unzuverlässig arbeitet und deshalb praktisch nicht brauchbar ist. Mit einiger Überlegung und Sorgfalt kann man ihn aber so abwandeln, daß er in seiner Leistungsfähigkeit der röhrenbestückten Ausführung des Generators kaum nachsteht. Nur hinsichtlich der Frequenzkonstanz und der nutzbaren Ausgangsleistung ist er nicht ganz so günstig. Der nachteilige Einfluß des Kopplungskondensators zwischen den beiden Transistoren bei den tieferen Frequenzen läßt sich auf verhältnismäßig einfache Weise ausschalten, indem man eine Gleichstromkopplung, also eine direkte Verbindung vom Kollektor der ersten Stufe zur Basis der zweiten Stufe, vornimmt. Es muß dann das Augenmerk vor allem auf die Erreichung eines möglichst großen Eingangswiderstandes der ersten Transistorstufe gerichtet werden.

Die nächstliegende Maßnahme zur Vergrößerung des Eingangswiderstandes wäre eine Gegenkopplung. Da aber eine Vergrößerung auf mindestens den 100fachen Wert, also auf etwa 0,5 MOhm, erforderlich ist, müßte die Gegenkopplung so stark sein, daß der dadurch eintretende Verstärkungsverlust durch eine zusätzliche Transistorstufe ausgeglichen und die Gegenkopplung über zwei Stufen geführt werden müßte. Einfacher ist es jedoch, wenn man statt dessen für die erste Verstärkerstufe die im Bild 2c gezeigte Schaltung mit zwei Transistoren verwendet. Auch bei dieser Schaltung braucht man also noch einen weiteren Transistor, benötigt aber keine sonstigen zusätzlichen Schaltelemente.

Die Schaltung kann als Kombination eines Transistors T_3 in Kollektorschaltung (Bild 2a) und eines von diesem gesteuerten Transistors



TELEFUNKEN

pnp-FLÄCHENTRANSISTOREN

AF 101	HF-Transistor für Var-, Misch- und ZF-Stufen im Mittelwellen-Gebiet
AF 105	HF-Transistor für ZF-Stufen 10,7 MHz
OC 602	NF-Transistor mit mittlerem Stromverstärkungsfaktor
OC 602 spez.	Schalttransistor
OC 603	Rauscharmer NF-Transistor
OC 604	NF-Transistor mit großem Stromverstärkungsfaktor
OC 604 spez.	Endstufen-Transistor mittlerer Leistung
AC 105	NF-Endstufen-Transistor mit mittlerem Stromverstärkungsfaktor und 400 mW Verlustleistung
AC 106	NF-Endstufen-Transistor mit hohem Stromverstärkungsfaktor und 400 mW Verlustleistung
OC 614	HF-Transistor für Var- und Mischstufen im KW-Gebiet
OC 615	HF-Transistor für Var- und Mischstufen im UKW-Gebiet
ASZ 30	Schalttransistor für hohe Schaltgeschwindigkeiten mittlerer Verlustleistung von 30 mW
ASZ 10	Schalttransistor für hohe Schaltgeschwindigkeiten mittlerer Verlustleistung von 150 mW
AUZ 11	Leistungsschalttransistor für hohe Schaltgeschwindigkeiten mit einer Verlustleistung von 4 W
AFZ 10	HF-Transistor für Schwingstufen kleinerer Leistung im Kurzwellengebiet, Verlustleistung 150 mW
OD 603	Endstufen-Transistor großer Leistung (4 W)

TELEFUNKEN
RÖHREN-VERTRIEB
ULM - DONAU



Betrifft Hochfrequenz- und Ultraschallgeneratoren
 Unsere bekannte und bewährte F-Serie der Industrie-Trioden wurde nach oben erweitert durch je einen Typ für die drei forcierten Kühlarten
 FTL 12-1 Luftkühlung 12 kW
 FTW 12-1 Wasserkühlung 20 kW
 FTS 12-1 Siedekühlung 20 kW
 Anodenverlustleistung
 Ausgangsleistung Osz. C 24 kW bei 30 MHz
 Für diese in das BROWN BOVERI-Röhrenhandbuch noch nicht aufgenommenen Typen liefern wir allen Interessenten auf Wunsch gern ausführliche Datenblätter.



BROWN, BOVERI & CIE. AG., MANNHEIM

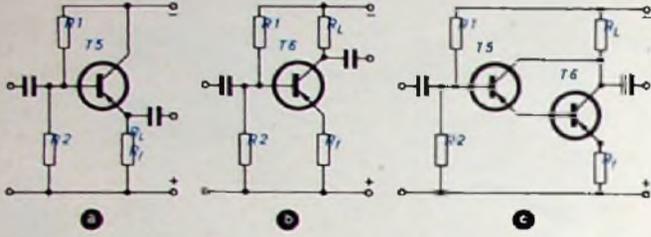


Bild 2. Transistorschaltungen mit hohem Eingangswiderstand: Transistor in Kollektorschaltung (a), Transistor in Emitterschaltung mit Gegenkopplung durch R_f (b) und Kombination eines Transistors in Kollektorschaltung mit einem Transistor in Emitterschaltung und zusätzlicher Gegenkopplung (c)

T_6 in Emitterschaltung (Bild 2b) aufgefaßt werden (R_f in der Emittierleitung von T_6 ist ein Gegenkopplungswiderstand). Die Kombination entsteht dadurch, daß an die Stelle des Arbeitswiderstandes R_L von T_5 im Bild 2a der Transistor T_6 tritt. Der Emittier von T_5 kann unmittelbar mit der Basis von T_6 verbunden werden, weil sich der günstigste Arbeitspunkt beider Transistoren allein durch den Basis-Spannungsteiler von T_5 einstellen läßt, so daß ein besonderer Basis-Spannungsteiler für T_6 entbehrt werden kann. Eine wichtige Abänderung besteht aber darin, daß der Kollektor von T_5 nicht mehr mit dem Minuspol der Batterie, sondern direkt mit dem Kollektor von T_6 verbunden ist. Auf diese Weise steht die gesamte am Arbeitswiderstand R_L von T_6 abfallende Signalspannung als Gegenkopplungsspannung am Kollektor von T_6 und erhöht den Eingangswiderstand, der durch die Kollektorschaltung von T_6 an sich schon groß ist, noch mehr. Gleichzeitig wird dadurch die Arbeitskennlinie des Transistorpaares linearisiert und die Temperaturstabilität verbessert. Der Eingangswiderstand von T_5 ist insgesamt gegenüber dem eines Transistors in Emitterschaltung, also beispielsweise von T_6 , um einen Faktor größer, der annähernd gleich der Stromverstärkung von T_5 ist, weil der Emittierstrom von T_5 gleichzeitig der Basisstrom von T_6 ist. Bei einer 100fachen Stromverstärkung hat man somit jetzt einen Eingangswiderstand von 0,5 MOhm statt vorher von 5000 Ohm.

Bild 3 gibt die vollständige Schaltung eines transistorisierten Tonfrequenzgenerators mit Wienischer Brücke wieder, bei der die bisher ange deuteten Gesichtspunkte berücksichtigt sind und die den Bereich 20 Hz ... 20 kHz in drei sich überlappenden Stufen mit je einem Frequenzumfang von etwas mehr als 1:10 erfaßt. Die drei Stufen werden mit Hilfe der gekuppelten Schalter S_1 und S_2 durch Umschaltung von Festkondensatoren eingestellt, während die Abstimmung innerhalb der Stufen durch die ebenfalls gekuppelten Potentiometer R_1 und R_2 erfolgt. Wegen des hohen Eingangswiderstandes des ersten Transistors T_1 wird sein Basisstrom beim Verstellen von R_1 und R_2 nicht nennenswert beeinflußt. Da der letzte Transistor einen recht kleinen Ausgangswiderstand hat, können sich auch die beim Verstellen von R_1 und R_2 eintretenden Änderungen der Brückenimpedanz nicht störend auswirken.

Für die Stabilisierung der Schwingungsamplitude muß wegen der bekannten Schwankungen der Transistoreigenschaften ein etwas höherer Aufwand als für den entsprechenden Röhrengenerator getrieben werden. Der Thermistor Th_2 erfüllt den gleichen Zweck wie der Thermistor im Bild 1. Er ändert seinen Widerstand und damit die Gegenkopplung von T_3 auf T_2 in Abhängigkeit von der an ihm abfallenden Schwingspannung und gleicht dadurch Amplitudenschwankungen der Schwingspannung aus.

Außerdem liegt aber noch ein zweiter Thermistor Th_1 in Reihe mit einem großen Kondensator parallel zum Emittierwiderstand R_7 von

T_2 . Die an ihm abfallende Signalspannung ist zu niedrig, um seinen Widerstand bei Amplitudenschwankungen zu beeinflussen. Th_1 spricht aber auf Schwankungen der Umgebungstemperatur an und ändert dabei seinen Widerstand immer im gleichen Sinn wie der Thermistor Th_2 .

Die durch die Temperaturschwankungen hervorgerufenen Änderungen von Th_1 und Th_2 verschieben jedoch die auf T_2 wirkenden Gegenkopplungen in entgegengesetzten Richtungen, so daß sie sich wenigstens teilweise gegenseitig kompensieren.

Damit der Generator innerhalb eines großen Temperaturbereiches sicher schwingt, ist ein weiteres nichtlineares Element in der Gegenkopplungsleitung vorhanden, das aus den beiden entgegengesetzt parallelgeschalteten Kristalldioden D_1 und D_2 besteht. Ihr Widerstand ist praktisch unendlich groß, solange nur eine sehr niedrige Schwingspannung an ihnen abfällt. Die Gegenkopplung ist dann ein Minimum, das durch R_{13} bestimmt wird. Wenn der Spannungsabfall an den Dioden einen Wert von ungefähr 250 mV erreicht und noch größer wird, sinkt der Diodenwiderstand auf wenige Ohm ab, so daß die dann wirksame Gegenkopplung einen Höchstwert annehmen kann.

Die Dioden verursachen eine geringe, kaum merkbare Verzerrung der Sinusform der Schwingspannung, die um so stärker ist, je größer man R_{13} macht. Wenn das stören sollte, kann man das nicht-

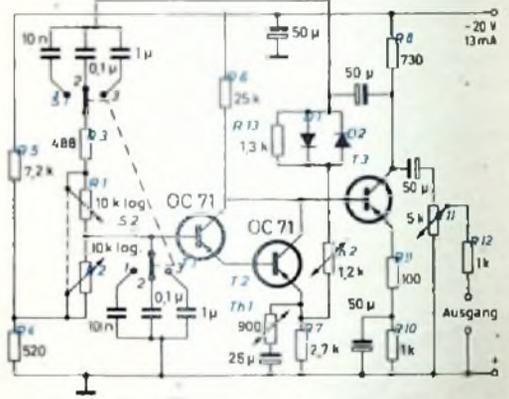


Bild 3. Praktisch brauchbare Schaltung eines transistorisierten Generators mit Wienischer Brücke, der in drei Stufen den Bereich von 20 Hz bis 20 kHz erfaßt

lineare Glied D_1, D_2, R_{13} auch fortlassen, muß dann aber dafür sorgen, daß der Generator keinen größeren Temperaturschwankungen ausgesetzt ist. Am Ausgang kann eine unverzerrte Schwingspannung von maximal 1 V_{eff} abgenommen werden, wenn die Last einen Widerstand von 1000 Ohm hat.

(B u t t e r, F.: Transistorized Wien bridge oscillator Wireless Wld. Bd. 66 (1960) Nr. 8, S. 386-390)

Der praktische Funkamateur. Schriftenreihe, herausgegeben vom Verlag Sport und Technik, Neuenhagen bei Berlin. 11x18 cm. Preis broschiert je Heft 1,90 DM.

Nr. 10. Vom Schaltzeichen zum Empfängerschaltbild Von O. Morgenroth. 88 S. m. 44 B.

Die in der Empfangstechnik gebräuchlichen Schaltzeichen sind mit kurzen Erläuterungen der Wirkungsweise, des Aufbaus und der Anwendung der dargestellten Bauelemente angegeben. Es folgen nach gleichem Prinzip Schaltbilder von Teilschaltungen und Schaltgruppen sowie schließlich einige Beispiele von Schaltbildern für vollständige Empfängerschaltungen.

AUSBILDUNG zum TECHNIKER - WERKMEISTER - INGENIEUR



in ganztägigem Unterricht oder durch Fernunterricht, mit Abschluß und Diplom-Prüfung im Institut. Fahrt und Aufenthalt sind in den Lehrgangskosten eingeschlossen. - Interessenten erhalten Auskunft und das ausführliche Lehrprogramm von der

TECHNIKER- UND INGENIEURSCHULE
 Abteilung 24/1M Weiler im Allgäu Tel. 470
 (Vom Ingenieure- und Techniker-Verein e.V. autorisierte Fachschule)

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

NEU Präzisions-NEU
Tonbandgerätechassis
 nur mechanisch, komplett mit hochwertigen Tonköpfen, Abdeckplatte, Tonmotor etc. an Amateure und Industrie lieferbar.
 Datenblatt anfordern!
THALESWERK GmbH., Rastatt

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 sendet Ihnen

OLYMPIA WERKE AG. WILHELMSHAVEN

PERTRIX



ein Wertbegriff

ein Weltbegriff



PERTRIX-UNION GMBH · FRANKFURT/MAIN

HEATHKIT

EIN ERZEUGNIS DER DAYSTROM-GRUPPE

UNSERE BEKANNTEN BREITBAND-OSZILLOGRAFEN 0-12 und 0-12/S

Modell 0-12

Y-Verstärker:

3 Hz ... 5,0 MHz (+1,5 ... -5 dB)

8 Hz ... 2,5 MHz (± 1 dB)

Empfindlichkeit: 25 mVss/cm

Anstiegszeit max. 0,08 usec

X-Verstärker:

1 Hz ... 400 kHz (± 3 dB)

Empfindlichkeit: 300 mVss/cm

Kippteil:

10 Hz ... 400 kHz grob in 5 Stufen und fein

regelbar (kontinuierlich)

Synchronisation:

eigen+, eigen-, fremd, Netz

Allgemeines:

13 cm Bildröhre mit Mu-Metallabschirmzylinder,

11 Röhren, gedruckte Schaltung, Netzanschluß:

110/220 V/50 Hz/85 W



NEU

Modell 0-12/S (Sonderausführung)

mit diesen speziellen Eigenschaften:

- deutsche Frontplattenbeschriftung
- deutsche Bedienungsanweisung
- Sägezahnbuchse an der Frontplatte
- größere Linearität
- Rücklaufverdunklung abschaltbar
- Vorrichtung zur Demonstration einer magnetischen Strahlablenkung

Y-Verstärker für Wechselspannung:

Empfindlichkeit 30 mVss/cm

Y-Verstärker für Gleichspannung:

Empfindlichkeit 2 Vss/cm

X-Verstärker:

Empfindlichkeit max. 100 mVss/cm

Alle anderen Daten wie bei 0-12.

Diese Ausführung ist auch besonders für Lehrzwecke geeignet

und nur betriebsfertig lieferbar.

DEUTSCHE
FABRIKNIEDERLASSUNG:

DAYSTROM

G · M · B · H

Frankfurt/Main

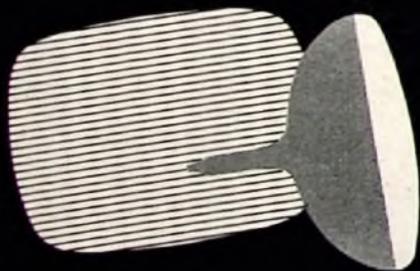
Niddastr. 49, Tel. 338515, 338525

Neu!
Moderne
Technik
des
Fernseh-
empfangs

HERBERT LENNARTZ

Fernseh- empfänger

Arbeitsweise · Schaltungen
Antennen · Instandsetzung



348 Seiten · 223 Bilder · 7 Tabellen
Einzelheft 22,50 DM

Es beziehen durch alle Buchhandlungen im Inland und im Ausland sowie durch den Verlag

SPECIALPROSPEKT AUF ANFORDERUNG

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH · BERLIN-BORSIGWALDE

Arbeitsweise

Grundlagen der Fernsehtechnik

Bilderlegung und Bildzusammensetzung · Bildauf-
lösung · Fernsehsignal · Bildröhre

Schaltungen

Schaltungstechnik des Fernsehempfängers

Eingang des Fernsehempfängers (Antennenanpas-
sung) · Röhren und Schaltungen im HF-Teil · Bild-
ZF-Verstärker · Abstimmanzeige bei Fernsehemp-
fängern · „NF“-Teil des Fernsehempfängers · Ver-
stärkungsregelung · Schaltung der Bildröhre
Gewinnung der Synchronimpulse aus dem Bildsignal
Generatoren zur Erzeugung der Ablenkspannungen
Synchronisation der Ablenkgeneratoren · Vertikal-
Endstufe · Horizontal-Endstufe · Tonempfang
Projektion von Fernsehbildern · Mehrnormenemp-
fänger · Stromversorgung des Fernsehempfängers

Beschreibung von Industrieempfängern

Der Telefunken-Fernsehempfänger „FE 16/53“ · Der
Loewe Opta-Fernsehempfänger „Arena“

Antennen

Antennen und Speiseleitungen

Allgemeines über UKW- und Fernsehantennen
Fernsehantennen · Speiseleitungen

Instandsetzung

Prüfen und Abgleichen von Fernsehempfängern

Erforderlicher Meßgerätepark · Testbilder · Prü-
fungen am Empfänger · Prüfung der Ablenkchal-
tungen · Prüfzeilenverfahren · Häufig vorkom-
mende Fehler · Maßnahmen gegen Störungen des
Fernsehempfangs von außen

Der neue Technikertyp



der sich vom Facharbeiter zum Techniker, Meister, Ingenieur usw. weiterarbeiten will, braucht gründliche theoretische Kenntnisse. Wie Sie das höhere technische Wissen erwerben, erfahren Sie aus dem interessanten Technikertaschenbuch **DER WEG AUFWÄRTS**. Sie erhalten dieses Buch kostenlos. Schreiben Sie heute noch eine Karte an das anerkannte Technische Lehrinstitut

Dr.-Ing. Christiani Konstanz Postfach 1657

**Wir finanzieren
und bearbeiten
Ihre Teilzah-
lungsverkäufe**

Handelsfinanz-Bank G.m.b.H.
München 1, Residenzstraße 27
Postfach 749, Telefon 29 67 89



Unterricht



Theoretische Fachkenntnisse in Radio- und Fernsehtechnik erwerben Sie sich durch den Christiani-Fernlehrgang Radio-technik, 25 Lehrbriefe, 850 Seiten DIN A 4, 2300 Bilder, 350 Formeln und Tabellen. Lehrplan und Informationsschrift kostenlos. Technisches Lehrinstitut Dr.-Ing. Christiani, Konstanz, Postfach 1957

Ein neuer Weg zum Amateurfunk

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

H. Klöter, Institut 12, Bremen, Postfach 7628

Kaufgesuche

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

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

Radleröhren, Spezialröhren, Senderöhren gegen Kasse zu kaufen gesucht. Szobahelyi, Hamburg-Gr. Plottbek, Grottenstraße 24, Tel.: 82 71 37

Kaufen laufend Rest- und Lagerposten in Radio-Bauelementen wie Potis, Röhren, Widerstände, Drehkos, Trafos usw. TEKA, Amberg/Opf., 9 a

Symbole fortschrittlichen Bastelns

spiegeln sich
im neuen

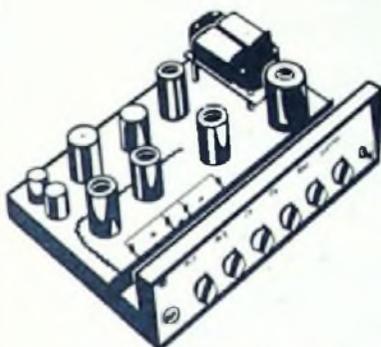


RIM-BASTELBUCH 1961

über 60 Selbstbauvorschläge

240 Seiten, davon 120 zweifarbig

Formschönheit, Betriebssicherheit, klarer Verdrahtungsaufbau, vielseitige Ausbaumöglichkeit, leichtverständliche Bauanleitungen



Bei Vorkasse: Inland DM 3,-, Ausland DM 3,40
Nachnahme nur Inland DM 3,40
Postcheck-Konto:
München 137 53

München 15
Bayerstr. 25

RADIO-RIM

FOTO-FREUNDE! Ihr langersehnter Wunsch — jetzt erfüllbar!

Bausatz **ELEKTRONEN-BLITZER „HOPTRONIC 30“**

einschl. ausführlichem Bauplan nur DM 69,50

zuzüglich Batteriesatz 3 x 1,5 Volt DM 3,60
(fertig montiert Mehrpreis DM 12,-). Bauplan, auch einzeln erhältlich, DM 1,50. Prospekt kostenlos!



Nachnahme oder Voreinsendung zuzüglich Porto. Postcheckkonto Essen 6411
RADIO-FERN ELEKTRONIK, Essen, Kettwiger Str. 56 - Ruf 311 54/55

Verkäufe

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



ABT 189 MÖGLER KASSENFABRIK HEILBRUNN

Langenscheidts Fachwörterbuch Fernmeldewesen Deutsch-Spanisch

von Arturo E. Baumgart • 769 Seiten, in Plastik, 39,- DM

Alle Gebiete des Fernmeldewesens: Fernsprechtechnik • Telegrafie • Funkwesen • Funkmeßtechnik • Akustik • Elektronik • Meß- und Regellechnik • Rundfunk • Fernsehen sowie deren Randgebiete wurden berücksichtigt.

Die gesamte Fachliteratur im deutschen und spanischen Sprachbereich wurde ausgewertet. Die Veröffentlichungen der nationalen und internationalen Normenausschüsse wurden herangezogen.

Damit liegt zum erstenmal ein umfassendes deutsch-spanisches Wörterbuch vor, das auf dem neuesten Stand der fachlichen Terminologie ist.

Zu beziehen durch jede gute Buchhandlung

LANGENSCHNEIDT KG - VERLAGSBUCHHANDLUNG - BERLIN-SCHÖNEBERG 1

FERNSEH-SERVICE MIT
KLEMT -GERÄTEN



Universal-Röhrenvoltmeter zur hochpräzisen Messung von Gleich- und Wechselspannungen, Widerständen und Kondensatoren.



Das transportable Fernseh-Servicegerät enthält Wobbler und Frequenzmehrfachgenerators Breitbandoszillatograph, Bildmustersgenerator und VHF-UHF-Prüfgenerators

FOR DIE FERNSEHBÄNDER
I III IV V

Wir fertigen außerdem
Sartreautomaten für Kondensatoren
Widerstände Meßplätze für UHF
Nachhallgeräte

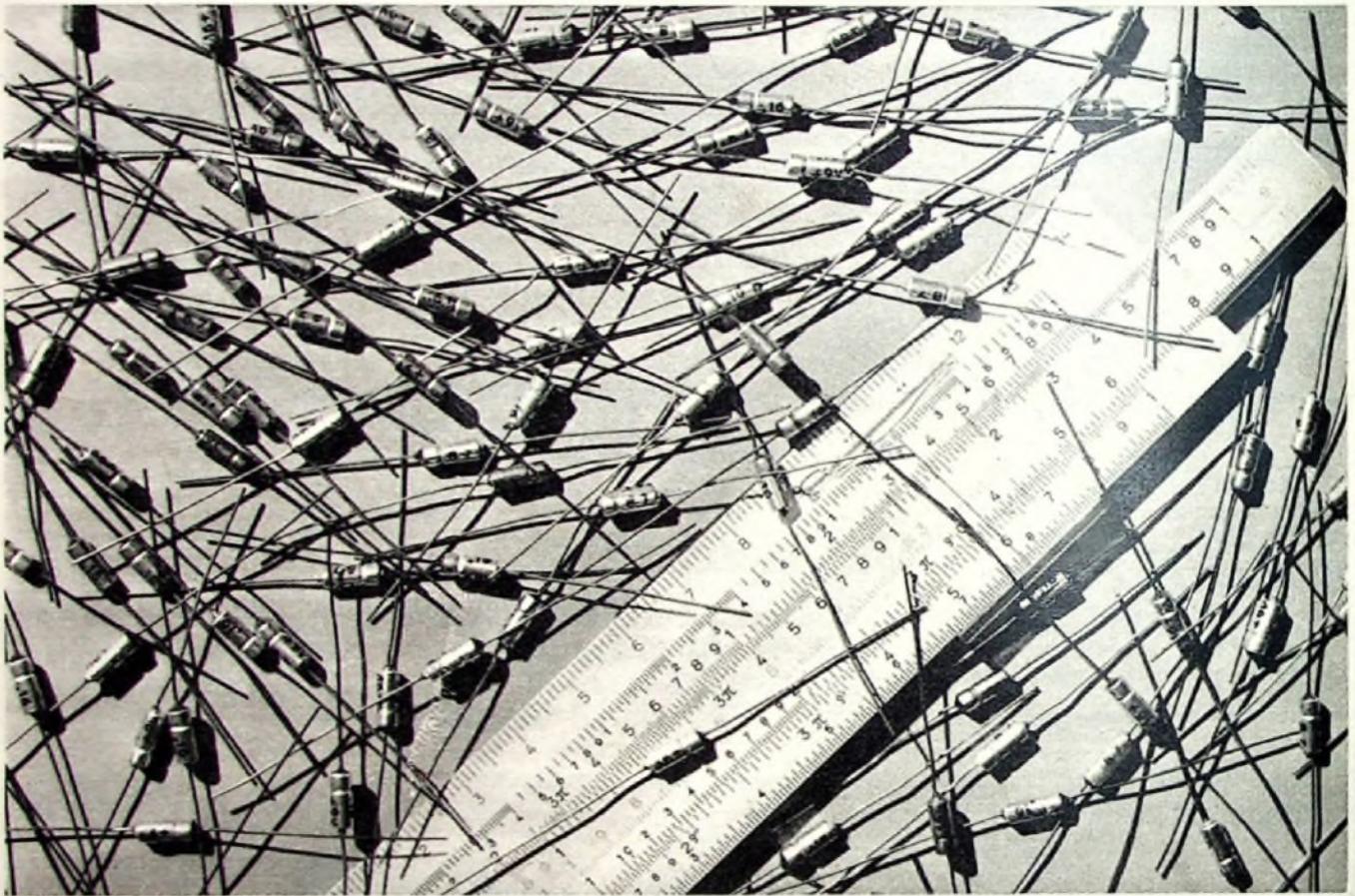
ARTHUR KLEMT
Ochting bei München

Ruggensteiner Str. 5 Telefon (089) 4

VALVO

TANTAL-KONDENSATOREN

Wir liefern: **TANTAL-ELEKTROLYTKONDENSATOREN** in der sogenannten nassen Bauweise mit kleinsten Abmessungen, die sich besonders für Geräte in Miniaturausführung eignen. Sie zeichnen sich aus durch geringe Temperatur- und Frequenzabhängigkeit sowie hohe zeitliche Konstanz der elektrischen Werte.



111060/387

Nennspannung (V)	2,5	4	6,4	10	16	25
Kapazität (μ F) Tol.(%)	Durchmesser x Länge (mm)					
0,64						1,75 x 5
1					1,75 x 5	
1,6				1,75 x 5		2,55 x 7
2,5			1,75 x 5		2,55 x 7	
4	- 10		1,75 x 5		2,55 x 7	3,25 x 9
6,4	+100	1,75 x 5		2,55 x 7		3,25 x 9
10			2,55 x 7		3,25 x 9	
16		2,55 x 7		3,25 x 9		
25			3,25 x 9			
40		3,25 x 9				

VALVO GMBH HAMBURG

