

BERLIN

FUNK- TECHNIK

FERNSEHEN · ELEKTRONIK

23

1956

1. DEZEMBERHEFT

ALLES VOLLKOMMENE IST EINFACH

HARTING



Verstärker-Phonokoffer

Prinzess 198,00 DM

(auch ohne Verstärker lieferbar 108,50 DM)

WILHELM HARTING
ESPELKAMP-MITTWALD (WESTF.)
PHONO-GERÄTE · TONBANDGERÄTE

WIMA
Tropydur
KONDENSATOREN

sind fortschrittliche Bauelemente für Radio- und Fernsehgeräte. Sie sind beständig gegenüber Feuchtigkeit, Hitze und Kälte und unter allen Klimaverhältnissen einsetzbar. **WIMA-Tropydur-Kondensatoren** erhöhen die Betriebssicherheit von Radio- und Fernsehgeräten.

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

Wenn Sie sich mit der Absicht tragen,

HAUS- ODER GRUNDBESITZ

zu veräußern oder weiteren zu erwerben, ganz gleich, ob es sich um ein Rentehaus, ein Aufbau-Grundstück, Villen- oder sonstigen Immobilienbesitz handelt, dann sollten Sie regelmäßig die Wochenend-Ausgaben unseres Blattes lesen. Auch wenn Sie sich zur Ruhe setzen und deshalb ihr Geschäft verkaufen, Ladenräume vermieten wollen, finden Sie im Immobilienmarkt der „Frankfurter Allgemeinen Zeitung“ Interessenten

VON DER NORDSEE BIS ZU DEN ALPEN

Noch schneller kommen Sie mit einer selbst-gegebenen Anzeige zum Ziele, denn man erwartet die „Frankfurter Allgemeine“ als gut informierte Tages- und Wirtschaftszeitung Tag für Tag in 3920 Orten Westdeutschlands.

Frankfurter Allgemeine

ZEITUNG FÜR DEUTSCHLAND

H & B Vielfach-Meßinstrumente



Multavi II



Multavi 5



Multavi HO

Multavi II und **Multavi 5**
seit Jahren weltbekannt!

Neu!

Multavi HO

Der Vielfach-Strom- und Spannungsmesser mit dem hohen Innenwiderstand bei Spannungsmessungen

in Gleichstrom von 33333 Ω pro Volt
in Wechselstrom von 8000 Ω pro Volt

Außerdem zum direkten Messen von Widerständen
0...10 k Ω und 0...1 M Ω mit eingebauter 1,5 V-Zelle

HARTMANN & BRAUN AG FRANKFURT / MAIN



Man kann ruhig darüber sprechen

Die besten Techniker, Formgestalter und Fertigungsleute nützen nichts, wenn ihre Kollegen von der kaufmännischen Fakultät nicht aus dem gleichen Holz geschnitzt sind. Umgekehrt ist es genau so. Und beide „Parteien“ hängen in der Luft, wenn die „Dritte Kraft“, nämlich der Vertrieb, nicht gleichfalls von Mitarbeitern getragen wird, die ihr bestes geben. Wenn sich die Aufwärtsentwicklung bei SCHAUB-LORENZ in dieser Saison allenthalben fortgesetzt hat, so ist das also letzten Endes der Erfolg einer glücklichen Team-Politik, der es gelungen ist, eine Vielzahl qualifizierter Mitarbeiter aus allen Bereichen zu einer echten Gemeinschaft zu formen. Ein getreues Spiegelbild dieses Zusammenspiels ist unsere SCHAUB-LORENZ-POST, deren zweite Ausgabe Ihnen jetzt vorliegt und Ihrer besonderen Aufmerksamkeit empfohlen sei. Sie sollen - das ist der Sinn dieser Publikation - aus all dem ersehen, daß wir uns bemühen, dem Namen SCHAUB-LORENZ auch künftig die Resonanz zu sichern, die sich in diesem Jahre so eindrucksvoll bestätigt hat:

Die Marke, die Ihr Vertrauen verdient

Neu Stahlgepanzert

Px 5042/1

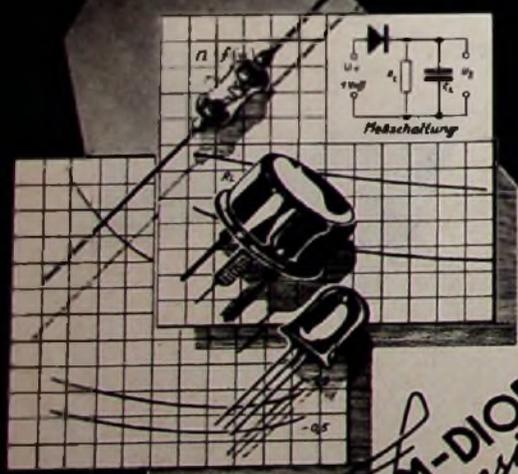


LEAK PROOF verhindert unter Garantie:

- Ausquellen von Elektrolyt
- Austreten von fressenden Salzen
- Deformierung der Zellen

und dadurch Beschädigung des Gerätes

PERTRIX-UNION GMBH · FRANKFURT/M.



GERMANIUM-DIODEN
Transistoren

TE-KA-DE
NÜRNBERG 2

AUS DEM INHALT

1. DEZEMBERHEFT 1956

Zählung von Schwingungskreisen und Röhren 677

Fernsehsender Grünten/Allgäu 678

Aus der Arbeit der Normenausschüsse

 Gedruckte Schaltungen und Zubehör 679

 Zeichnungsnormen 679

Silizium- und Germanium-Leistungsgleichrichter 680

Vereinfachte transformatorlose Gegentaktsschaltung 682

FT-Kurznachrichten 684

Beeinflussung der Brummspannung durch die Gegenkopplung 685

Neue Röhren und Halbleiter 686

Für den KW-Amateur

 Ein moderner Konverter für das 435-MHz-Amateurband mit quarzkontrolliertem Oszillator 687

 Multivibrator als Morsegenerator 688

Doppelmagnetengerät für Amateurzwecke 689

Für den Anfänger

 Wirkungsweise und Schaltungstechnik der Elektronenröhre ③ 692

Unsere Leser berichten

 Kurzschlußprüfelinrichtung 694

Plattenwechsler mit automatischer Abtastung beliebiger Plattendurchmesser 695

Aus Zeitschriften und Büchern

 Die Flächendiode als Hilfsmittel für die automatische Scharfabstimmung 697

Beilagen

Bausteine der Elektronik

 Steuern und Regeln (13a)

 Steuerungen, Regelkreise (13b)

Bauelemente

 Berechnung von Topfkreisen

Unser Titelbild: Stationsgebäude mit Antennenturm (im Hintergrund) des Fernsehenders Grünten/Allgäu
Aufnahme: F. u. E. Heimhuber

Zeichnungen vom FT-Labor (Bartsch, Baumelburg, Kortus, Schmidtke, Ullrich) nach Angaben der Verfasser. Seiten 674, 675, 691, 693, 699 und 700 ohne redaktionellen Teil

Verlag: VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH, Berlin-Borsigwalde, Eichbarndamm 141-147. Telefon: Sammelnummer 49 23 31. Telegrammschrift: Funktechnik Berlin. Chefredakteur: Wilhelm Rath, Berlin-Frohnau. Stellvertreter: Albert Jänicke, Berlin-Spandau; Chefkorrespondent: W. Dieffenbach, Berlin und Kempten/Allgäu, Telefon 64 02, Postfach 229. Anzeigenleitung: W. Bartsch, Berlin. Postscheckkonto: FUNK-TECHNIK, Berlin, PSchA Berlin West Nr. 2493; Bestellungen beim Verlag, bei der Post und beim Buch- und Zeitschriftenhandel. FUNK-TECHNIK erscheint zweimal monatlich. Nachdruck von Beiträgen ist nicht gestattet. Die FUNK-TECHNIK darf nicht in Lesezirkel aufgenommen werden. Druck: Druckhaus Tempelhof, Berlin



Chefredakteur: WILHELM ROTH
Chefkorrespondent: WERNER W. DIEFENBACH

FUNK-TECHNIK

Fernsehen Elektronik

W. STOFF

Zählung von Schwingungskreisen und Röhren

DK (621.396.62 + 621.397.62): 389 6

In den Werbeangaben für Rundfunk- und Fernsehempfänger, in Übersichtstabellen und Katalogen gehört schon immer die Zahl ihrer Abstimmkreise und Röhren zu den wesentlichen technischen Angaben. Sowohl dem Laien als Käufer wie auch dem Fachmann gestatten diese Zahlen einen ungefähren Vergleich verschiedener Geräte. Dabei wird einer höheren Kreiszahl eine größere Trennschärfe und einer höheren Röhrenzahl eine größere Empfangsverstärkung zugeordnet. Um eine möglichst hohe Zahl von Kreisen und Röhren zu nennen, wurden nun mangels entsprechender Abreden oft auch Hilfskreise wie Saug- und Sperrkreise oder Gleichrichter und Diaden voll bewertet. In der hochentwickelten modernen Schaltungstechnik sind viele ähnliche Elemente hinzugekommen, deren Einordnung bisher sehr verschieden erfolgte. Um wieder zu einer einheitlichen Zählweise zu kommen, hat der Fachnormenausschuß Elektrotechnik im Deutschen Normenausschuß auf Wunsch von Fachhandel und Industrie entsprechende Normen ausgearbeitet, und zwar: DIN 45311, Zählung der Schwingungskreise in Empfängern, und DIN 45312, Zählung von Röhrenfunktionen in Empfängern¹⁾.

In beiden Normblattentwürfen wurden aus der Zählweise, wie sie bisher in Deutschland und dem Ausland üblich war, Grundregeln abgeleitet, und ihre Anwendung auf alle wichtigen praktischen Fälle erläutert und festgelegt. In dem Bestreben, klare Entscheidungen zu treffen, ließ sich in manchen Grenzfällen eine gewisse Willkür nicht vermeiden. Aus dem gleichen Grunde erfolgten auch Festlegungen, wann bestimmte Bauteile nicht zu zählen sind.

*

Als Kreise im Sinne des Normblattes 45311 gelten nur solche, die, vor dem Demodulator liegend, bei sämtlichen Frequenzen eines Empfangs- oder Wellenbereiches in ihrer Hauptfunktion zur Trennschärfe beitragen. Hier konnte somit als Grundregel eine klare, physikalisch begründete Definition gefunden werden. Nach der Norm bleiben also alle niederfrequenten Abstimmkreise (z. B. in Gegenkopplungsstufen) und auch die 9-kHz-Sperren unberücksichtigt. Die letzteren verringern nur den von Nachbarsendern herrührenden Störton, sind jedoch bei Störern mit anderem Frequenzabstand ohne Einfluß. Ebenso sind Saug- und Sperrkreise für die Zwischenfrequenz, sowie einstellbare im Mittelwellenbereich, weitab von ihrer Eigenfrequenz nicht auf die Trennschärfe von Einfluß und daher nicht zu zählen. Kreise in Neutralisations- und Rückkopplungswegen können zwar auch die Trennschärfe beeinflussen; dies ist jedoch nur eine Nebenwirkung, und sie bleiben daher unberücksichtigt. Oszillatorkreise werden wie bisher mitgezählt, da sie über die Zwischenfrequenz eine wesentliche Trennschärfenerhöhung ergeben und daneben als Teil der Abstimmordnung einen deutlich erkennbaren Aufwand darstellen.

Als zweite Grundregel ist im Normblattentwurf festgelegt, daß neben der Zahl der AM-Kreise für die Bereiche Kurz-, Mittel- und Lang die FM-Kreise für die UKW-Bereiche getrennt zu zählen und anzugeben sind. Der Aufwand und infolgedessen die Kreiszahl sind im allgemeinen in beiden Bereichen verschieden; daher ist ihre getrennte Angabe für eine Beurteilung der Trennschärfe wichtig. Das bei vielen Herstellern übliche Zusammenzählen der AM- und FM-Kreise wurde zwar noch zugelassen, jedoch nur, wenn unmittelbar dahinter die Aufteilung in AM- und FM-Kreise angegeben ist und dadurch die klare Übersicht gewahrt bleibt.

Bei Kreisen für sehr hohe Frequenzen ist es schwierig, zu entscheiden, ob auch die aus einer Spule und Streu-, Schalt- oder Röhrenkapazitäten gebildeten Kreise, d. h. solche ohne konzentrierte Kapazität, voll zu rechnen sind. Hier fordert eine weitere Regel, daß solche Kreise in der

Schaltung die gleiche Funktion wie Kreise mit getrennter Induktivität und Kapazität bei niedrigen Frequenzen erfüllen müssen. Dementsprechend werden auch abgestimmte Paralleldraht- oder Hohlrohrleitungen definierter Länge als Kreise bewertet.

Bei Fernsehempfängern wird durch die Zahl der Kreise nicht nur die Trennschärfe gegen andere Sender, sondern auch die für die Bildgüte maßgebende Durchlaßkurve bestimmt. Die Gesamtzahl der Kreise ist daher nicht so wichtig wie ihre Anordnung und Verteilung auf die einzelnen Verstärkergruppen, so daß auch für eine überschlägige Beurteilung das Schaltschema herangezogen werden sollte. Der Normvorschlag begnügt sich deshalb mit einer Gesamtzahl aus Eingangs-, Bildzwischenfrequenz- und Tanzzwischenfrequenzkreisen als reine Werbeangelegenheit. Im Fernsehgerät gibt es zwei Demodulatoren, und es können bei Verwendung eines Tanzwischenträgers (Intercarrier) dessen Kreise hinter dem Bilddemodulator, aber vor dem Tandemodulator liegen. Sie sind nach der vorgeschlagenen Norm zu berücksichtigen, und zwar auch dann, wenn sie nicht im Zuge des Tonkanals, sondern vor der Bildröhre zur Unterdrückung dieses Tanzwischenträgers liegen; dies gilt jedoch nur für schmalbandige Kreise.

Als weitere allgemeine Regel schreibt der Normblattentwurf vor, daß nicht mitzuzählende Kreise auch nicht in einer weiteren Zahl von Hilfskreisen zusammengefaßt und angegeben werden dürfen. Wie die Erfahrung gezeigt hat, wird dadurch der klare Überblick über die Trennmöglichkeiten der Geräte erschwert. Selbstverständlich bleibt es unbenommen, z. B. Saug- oder Sperrkreise, 9-kHz-Sperren, Neutralisationskreise, solche für eine Scharf- oder Motorabstimmung, Kurzwellenlupen usw. einzeln aufzuführen.

*

Bei der Aufstellung des Normblattes 45312 für die Zählung der Röhrenfunktionen wurde von der Zählung der Röhren, wie sie seit langem in Deutschland und dem Ausland festliegt, ausgegangen. Als Röhren gelten dabei alle Glaskalben, ohne Rücksicht auf die Art oder Zahl der enthaltenen Systeme, einschließlich der Abstimmanzeigeröhren und der Netzgleichrichter; für den letztgenannten Zweck rechnen auch Trackengleichrichter als Röhren. Die Angabe der Röhrenzahl soll auch weiterhin beibehalten, jedoch ergänzend dazu für eine bessere Beurteilung der Geräte hinsichtlich ihrer Leistung die schon vielfach angewandte Zählung der Röhrenfunktionen in dem neuen Normblatt genau festgelegt werden. Rein schematisch vorgehend, wurde zunächst als erste Regel jedem Röhrenkalben einschl. Netzgleichrichter wieder mindestens eine Röhrenfunktion zugeordnet. Alle Röhrensysteme mit drei und mehr Elektroden, auch wenn sie sich zusammen mit anderen Systemen in einem Kalben befinden, haben stets eine eigene Röhrenfunktion.

Auch bei gleichzeitiger Verstärkung mehrerer Frequenzbereiche in einem System, d. h. bei Reflexschaltungen, wird dieses System mit der entsprechenden Zahl von Funktionen bewertet. Dagegen wird die wechselseitige Einschaltung eines Röhrensystems einmal in die AM-Verstärker und dann in die FM-Verstärker nicht mehrfach gezählt. Anders als bei den Schwingungskreisen, bei denen mehrere Kreise die gleiche Funktion ausüben, schien es nicht sinnvoll, eine einzelne Röhre in den AM- und den FM-Bereichen mehrfach zu bewerten.

Auch dem Röhrensystem mit nur zwei Elektroden, der Diade, wird in dem neuen Normblatt eine Röhrenfunktion, wenn auch mit gewissen Einschränkungen, zugeordnet. Als Gleichrichter zur Gewinnung der Niederfrequenz oder als Mischer für sehr hohe Frequenzen haben Diaden im Gerät eine ebenso wichtige Funktion wie die anderen Röhrensysteme oder ersetzen diese. Nach der eingangs aufgestellten Grundregel wäre

¹⁾ Elektronorm, Heft 5, Juli/August 1956

einer Diode in einem Glaskolben für sich eine Funktion zuzuordnen, und deshalb ist ihre Bewertung mit einer Röhrenfunktion unabhängig von ihrer technischen Ausführung sinnvoll. Als Einschränkung wurde festgelegt, daß die gleichzeitige Entnahme der Schwundregelspannung aus dem Gleichrichter für die Niederfrequenz nicht als weitere Funktion gilt. Diodenpaare zur Gleichrichtung frequenzmodulierter Schwingungen haben nur dann zwei Funktionen, wenn sie gleichzeitig eine Begrenzung durchführen; sonst haben beide Dioden zusammen als Diskriminator nur eine Funktion. Auch das Heranziehen einzelner Strecken, z. B. zwischen Anode und Fanggitter eines Verstärkersystems, zählt nicht als zusätzliche Funktion. Allgemein werden (besonders in Fernsehempfängern) neben einer Hauptfunktion — wie Verstärkung oder Schwingungserzeugung — Nebenfunktionen eines Röhrensystems — wie Störbegrenzung, gewollte Verzerrung einer Kurvenform oder Abtrennung von Impulsen — nicht berücksichtigt.

Sowohl bei Gegentaktstufen als auch bei Stufen mit mehreren parallelgeschalteten Röhrensystemen mit drei oder mehr Elektroden zwecks Leistungserhöhung wird jedes einzelne System, wieder entsprechend der

oben aufgestellten Regel für die Zählung der Röhren, mit einer Funktion bewertet. Gleiches gilt für die Aufteilung von Verstärkern in mehrere parallele Kanäle. Für die Gleichrichter im Netzteil dagegen gelten ebenso wie bei den Dioden gewisse Einschränkungen. So werden sowohl Graetz-Gleichrichter als auch parallelgeschaltete Gleichrichtersysteme nur als eine Röhrenfunktion gezählt.

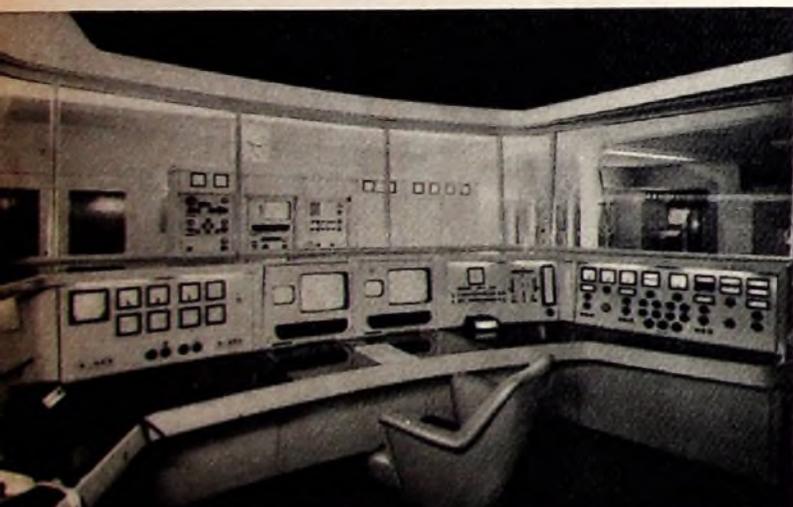
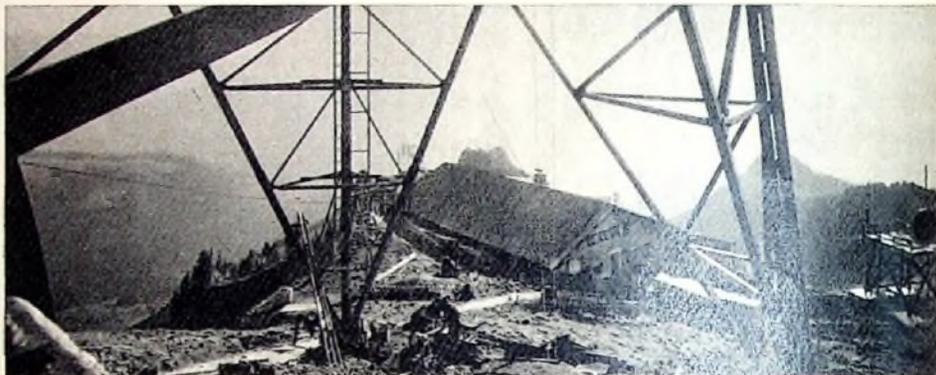
Selbstverständlich müssen bei der Zählung von Röhrenfunktionen Halbleitersysteme (Transistoren und Kristalldioden und die schon erwähnten Trockengleichrichter) den eigentlichen Röhrensystemen gleichgestellt werden, auch wenn sie bei der Angabe der Röhrenzahl getrennt von dieser aufgeführt sind.

*

Mit den beiden Normblättern in der endgültigen Fassung wird es jedem, der Schaltbilder lesen kann, möglich sein, die Zahl der Kreise und der Röhrenfunktionen von Rundfunk- und Fernsehempfängern im Sinne dieser Normen zu ermitteln, und Fachleute und Laien können sich aus diesen Zahlen ein Bild über die wichtigsten Geräteeigenschaften machen.

Fernseher Grünten/Allgäu

DK 421.397.61



Das Stationsgebäude des Fernsehenders, vom Antennenurm der Anlage aus gesehen

← Blick in die Überwachungskanzel des neuen Fernsehenders

→ Technische Daten des FS-Senders Grünten

Antenne	
Fußpunkthöhe des Antennenträgers	1704 m über N. N.
Turmhöhe (Erhöhung auf 46 m vorgesehen)	38 m über Grund
Gesamthöhe des Antennenbauwerks (mit UKW-Antenne)	48,5 m über Grund
Angenommene maximale Windlast bei Vereisung und Windlast über Eck	etwa 105 t
Maximalbelastung für jedes der Fundamente	Zug etwa 250 t
	Druck etwa 315 t
Fernsehintenne Schwerpunkthöhe	25,5 m über Grund
UKW-Antenne Schwerpunkthöhe	46,5 m über Grund
Fernsehintenne 2x2 Achterfelder zur Strahlung	2 Kompensationsfelder
Leistungsgewinn	etwa 12
Sendergebäude	
Erbaut	1950/51
Beginn des Umbaus für Fernsehender	4.6.1956
Umbauter Raum	2660 m ³
Fernseher	
Senderleistung	10 kW (Bild), 2 kW (Ton)
Frequenz	Kanal 2
	48,25 MHz (Bild), 53,75 MHz (Ton)
Diesel-Notstromaggregat	130 kVA, 1000 U/min
Kosten für die Beschaffung der Fernsehenderanlage einschließlich Umbau des Gebäudes	1 580 000 DM

Bei der Festlegung des Standortes für einen Sender zur UKW-Versorgung Schwabens im Jahre 1950 fiel die Wahl auf den 1740 m hohen Grünten. Man wählte damals als Aufstellungsort das Hochgebirge, denn große Sendehöhen lassen sich dort mit einfacheren Mitteln erreichen als im Flachland.

Der UKW-Sender nahm am 13.7.1951 seinen Betrieb auf. Zu seiner Unterbringung war in etwa 1700 m Höhe ein Gebäude errichtet worden. Ferner hatte man Strom- und Wasserversorgung sowie Transporteinrichtungen geschaffen.

Stationsgebäude erweitert

Nachdem vor etwas über einem Jahr der Verwaltungsrat des Bayerischen Rundfunks den beschleunigten Ausbau des Fernseh-Sender-netzes beschlossen hatte, stand fest, daß auch der Grünten einen Sender mit 100 kW Strahlungsleistung erhalten würde. Um den neuen Anforderungen in räumlicher und statischer Hinsicht zu genügen, mußte das Senderhaus am Gipfel weitgehend umgestaltet werden.

So wurde ein großer Raum für die Sender (160 m²) geschaffen, in dem nunmehr Fernseh-Bild- und -Tonsender, UKW-Sender, Ball-empfangsanlage, Meß- und Überwachungs-gestelle, die Niederspannungsschalttafel, ferner eine durch eine Glaswand abgetrennte Überwachungskanzel für die gesamten technischen Einrichtungen aufgestellt sind. Selbstverständlich mußte auch die Energieversorgung den neuen Bedürfnissen angepaßt werden. Es wurden deshalb zwei Hochspannungstransformatoren mit einer Leistung von je 160 kVA und ein Diesel-Notstrom-Aggregat von etwa 130 kVA neu aufgestellt. Schließlich mußten im oberen Stockwerk weitere Unterkunfts-räume für das neu hinzukommende Bedienungspersonal geschaffen werden. Die Bauarbeiten begannen am 4.6.1956. Für die Zeit des Umbaus zog der UKW-Sender mit einer provisorischen Stromversorgungsanlage in eine schnell errichtete Baracke. Ab September konnte der UKW-Sender wieder im Haus an seinem neuen Standort betrieben werden.

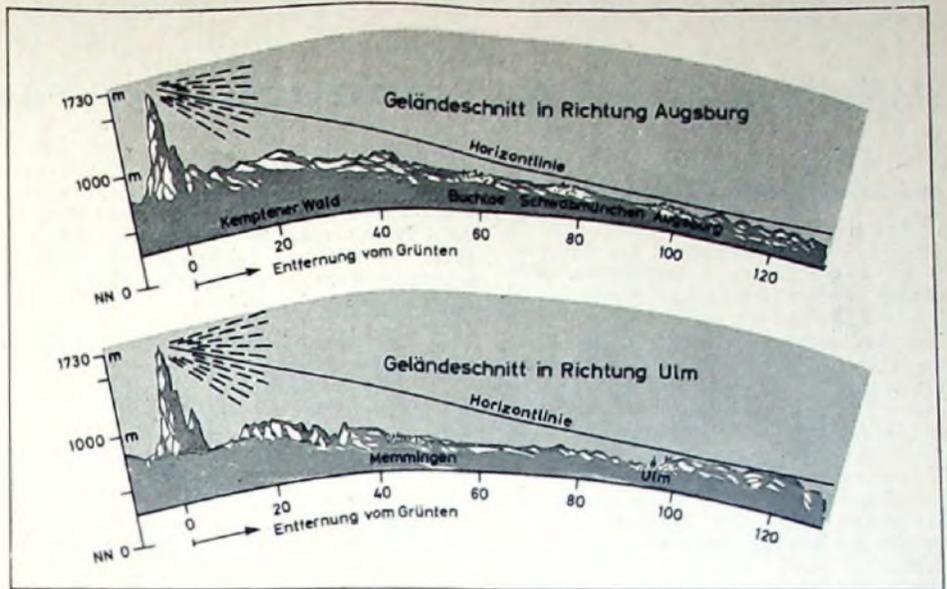
Fernseher mit 100 kW Strahlungsleistung

Die Fernsehender-Anlage besteht aus zwei Sendern, einem 10-kW-Bildsender und einem 2-kW-Tonsender. Mit Hilfe der Bild-Ton-Weiche arbeiten beide Sender auf ein gemeinsames Antennenkabel und eine gemeinsame Antenne. Die Bild-Ton-Weiche verhindert, daß z. B. ein Teil der Energie des Bildsenders statt in das Antennenkabel in die Endstufe des Tonsenders fließt oder umgekehrt.

Entsprechend den am Wendelstein gemachten Erfahrungen, begann man am Grünten bereits im letzten Winter mit Versuchsmessungen zur genauen Ermittlung der Antennenhöhe, da es sich gezeigt hat, daß der Berghang einen wesentlichen Einfluß auf das Strahlungsdiagramm einer Sendeantenne ausübt. Zu diesem Zweck wurde auf dem Grünten ein Impuls-sender betrieben, während im unmittelbaren Versorgungsgebiet des neuen Senders die Empfangsmöglichkeiten durch Meßfahrzeuge beobachtet wurden.

Bereits hierzu war es notwendig, ein neues Antennenbauwerk zu errichten, das in der Lage war, sechs schwere Antennenfelder mit insgesamt 48 Antennenelementen zu tragen. Dabei mußten die höchsten vorkommenden Windgeschwindigkeiten sowie die totale Vereisung des Mastes berücksichtigt werden. Es entstand ein Turmbauwerk mit einer Grundfläche von 10x10 m, das sich nach oben verjüngt, augenblicklich 38 m hoch ist und im Bedarfsfälle bis auf 70 m erhöht werden kann. Beachtliche Schwierigkeiten bereitete die Herstellung der Mastfundamente, von denen jedes einen Druck von über 300 t aushalten muß. Da das Felsgestein stark zerklüftet und verwittert ist, mußte es durch zahlreiche Betoninjektionen erst für die geforderte Beanspruchung gefestigt werden.

Um in Südbayern insgesamt eine Verbesserung der Fernsehversorgung zu erreichen wurden die im Stockholmer Abkommen für die Fernsehsender Wendelstein und Grünten vorgesehenen Frequenzen vertauscht. So erhielt der von Siemens & Halske gelieferte Sender Grünten den Kanal 2 im Band I mit einer Bildfrequenz von 48,25 MHz und einer Tonfrequenz von 53,75 MHz. Dies wirkt sich auch auf die äußeren Abmessungen der Antennenelemente aus. Die großen Abmessungen der Antennen sind der Grund dafür, daß auf dem Grünten ein so auffallend stabiler Antennenträger notwendig wurde. Die Antenne selbst hat einen Gewinn von 12. Unter Berücksichtigung der Verluste im Antennenkabel erhält man eine Strahlungsleistung von



Die theoretische Sichtweite vom Grünten aus (alle Erhebungen sind 25fach, die Erdkrümmung ist etwa dreifach überhöht)

100 kW für das Bild und 20 kW für den Ton in der Hauptstrahlungsrichtung Nord.

Ausbaupläne des bayerischen Fernseh-sendernetzes

Die 1952 in dem Stockholmer Rundfunkabkommen verteilten Frequenzen für Fernsehsender in den Bändern I und III sind inzwischen nahezu vollständig belegt. In Bayern bleibt ein Rest unversorgt bzw. nur mangelhaft versorgten Gebietes von etwa 25% übrig, das durch andere Mittel dem Fernsehen erschlossen werden muß. Es ist nicht ausgeschlossen, daß in absehbarer Zeit einige Fernsehsender für das Band IV lizenziert werden. Eine weitere inzwischen entwickelte Technik der Fernsehversorgung besteht in der Verwendung von Fernseh-Kleinstsendern zur Versorgung von kleineren und mittleren Städten. Vom Bayerischen Rundfunk wird gegenwärtig ein Plan ausgearbeitet, um auf diese Weise Fernsehempfang in ungünstig gelegenen Orten (z. B. Gebirgstälern) sicherzustellen. Solche Sender können entweder als aktive Umlenkantennen oder als Frequenzumsetzer arbeiten. Aktive Umlenkantennen empfangen das Fern-

sehprogramm drahtlos an einem günstig gelegenen Punkt von einer größeren Station und strahlen die empfangene Energie nach Verstärkung im gleichen Kanal wieder ab. Fernsehumsetzer empfangen die Modulation auf dieselbe Weise, jedoch wird bei ihnen das Signal der Ausstrahlung in einen anderen Frequenzkanal umgesetzt.

Bevor man solche Anlagen aufstellen kann, sind noch Ergänzungen zum Stockholmer Plan (z. B. in bilateralen Abkommen mit den Nachbarländern) notwendig, denn nach den augenblicklichen Vorschriften des Stockholmer Abkommens ist es unzulässig, selbst Kleinsender ohne Einverständnis der Nachbarstaaten zu betreiben.

Ferner plant der Bayerische Rundfunk, weitere Fernsehgroßsender im Band I bzw. Band III noch auf dem Brotjacklriegel im Bayerischen Wald und auf dem Ochsenkopf im Fichtelgebirge zu errichten (dort arbeitet bereits ein Sender kleinerer Leistung). Da beide Sender in dieser Form im Stockholmer Abkommen nicht vorgesehen waren, muß vor ihrer Aufstellung ebenfalls noch das Einverständnis der Nachbarstaaten eingeholt werden. d.

Aus der Arbeit der Normenausschüsse

Gedruckte Schaltungen und Zubehör

Die wirtschaftliche Fertigung nach dem Verfahren der gedruckten Schaltungen setzt die Verwendung genormter Einzelteile voraus. Von Interessierten Kreisen wurde deshalb angeregt, die Normung auch auf diesem neuen Gebiet aufzunehmen. Zu diesem Zweck wurde bereits im Mai d. J. unter Beteiligung der Rundfunk- und Fernsehindustrie, der elektronischen Industrie sowie von Herstellern des Basismaterials der FNE-Arbeitsausschuß 307 „Gedruckte Schaltungen und Zubehör“ gegründet. Zum Obmann des Ausschusses wurde Herr Dipl.-Ing. Finckbein (Valvo GmbH) und zum stellvertretenden Obmann Herr Dipl.-Ing. Donn (Schaub/Lorenz) gewählt. Auf den ersten Sitzungen des FNE-Arbeitsausschusses 307 wurden folgende Hauptaufgaben behandelt:

1. Einführung eines Grundrasters für die Anordnung der Bohrungen zur Aufnahme der Einzelteile.
2. Normung der Anschlußmaße für Röhrenfassungen.

Man einigte sich auf ein Rastermaß von 2,5 mm

und Lochkreisdurchmesser von 16 und 19 mm für die Röhrenfassungen.

Ferner wurde mit der Erörterung der Anschlußmaße für andere Bauteile, wie Elektrolytkondensatoren, Drehwiderstände und Bandfilter, begonnen. Die Festlegung der Eigenschaften des Basismaterials soll nur richtungweisend sein und in Zusammenarbeit mit zuständigen FNE-Ausschüssen erledigt werden.

Zeichnungsnormen

In der soeben erschienenen zweiten erweiterten Auflage des DIN-Taschenbuches 2 „Zeichnungsnormen“, herausgegeben vom Deutschen Normenausschuß (DNA), sind alle für die Metallindustrie in Betracht kommenden Zeichnungsnormen wiedergegeben. Der Preis des Taschenbuches (144 S., DIN A 5) ist 10,— DM. Mit Datum vom August 1956 erschien jetzt die endgültige Fassung des Normblattes DIN 40 700 Bl. 2 „Starkstrom- und Fernmeldetechnik, Schaltzeichen; Vakuumtechnik, Röhren, Röhren der Fernsehtechnik“. Das Normblatt (12 S., DIN A 4) kann zum Preise von 4,— DM ebenfalls von Beuth-Vertrieb GmbH, Berlin W 15 und Köln, bezogen werden.



fernsehversorgung durch den Sender Grünten. Verbindliche Angaben über die Reichweite des Senders können erst nach längerem Versuchsbetrieb gemacht werden; doch liegen bereits Erfahrungen über das Versorgungsgebiet des UKW-Senders, außerdem die Ergebnisse von Versuchsendungen mit einem Impulsender vor. Deshalb kann mit guter Wahrscheinlichkeit das auf der Karte angegebene Versorgungsgebiet erwartet werden. Innerhalb des Versorgungsbereiches (ausgezogene Linie und stärkerer Ton) wird im allgemeinen mit normalen Fernsehempfängern und Band-I-Antennen einwandfreier Empfang zu erwarten sein. In einer weiteren Zone, dem Streubereich (dem Gebiet zwischen der ausgezogenen und der gestrichelten Linie), wird man vielfach bei höherem Antennen Aufwand ebenfalls zufriedenstellenden Fernsehempfang erwarten dürfen.

Silizium- und Germanium-Leistungsgleichrichter

DK 621.314.6:546.28 + 546.289

Diffusions-Silizium-Flächengleichrichter

Vor kurzem wurde in der FUNK-TECHNIK über den Diffusionstransistor [1] berichtet. Bei der Herstellung von pn-Schichten durch Diffusion werden Störstellenelemente in Ge oder Si eindiffundiert. Man erhält auf diese Weise Sperrschichten, deren Lage im Halbleiter sehr genau kontrolliert und dimensioniert werden kann. Bereits vor den Diffusionstransistoren wurden Leistungsgleichrichter nach dem Diffusionsverfahren gebaut. Die ersten Versuchsausführungen mit 0,5 cm² großen Halbleiterstücken aus Si hatten bei 1 V einen Flußstrom von 8 A und einen Sperrstrom von 2 mA bei 80 V Sperrspannung [2]. Solche Si-Diffusionsgleichrichter wurden inzwischen in den Bell Laboratories von Prince [3] verbessert. Es wurden Gleichrichter entwickelt, die einen Flußstrom bis zu 100 A ermöglichen, wobei die Sperrspannung größer als 200 V ist.

Si hat gegenüber Ge zwar den Nachteil, daß der maximale Flußstrom bei etwas höherer Spannung liegt, jedoch können Si-Gleichrichter noch bei Temperaturen von 200°C betrieben werden, während Ge höchstens bis 100°C brauchbar ist. Bei Si-Gleichrichtern sind dadurch höhere Stromdichten möglich.

Nach dem Diffusionsverfahren hergestellte Flächengleichrichter haben mancherlei Vorzüge: Zunächst einmal lassen sich ihre Eigenschaften in elektrischer, thermischer und mechanischer Hinsicht weitgehend vorausberechnen. Außerdem können relativ große Stücke mit eindiffundierten Sperrschichten versehen werden, so daß es möglich ist, aus einer Platte eine größere Anzahl Gleichrichter für die jeweils erforderlichen Leistungen herzustellen. Schließlich können relativ große Elemente gebaut werden, deren Verlustleistung lediglich durch die thermischen Eigenschaften und den äußeren Aufbau begrenzt ist.

Da die Umkehrspannung (also die höchste Sperrspannung) vom Widerstand des Halbleiter-Grundmaterials abhängt, wird möglichst hochohmiges Material (20 Ohm · cm) vom p-Typ benutzt. Es kann auch n-leitendes Material verwendet werden, jedoch zeigte sich, daß p-Silizium eine bessere Sperrkennlinie ergibt. Der p-leitende Ausgangsstoff wird im folgenden π -Silizium genannt.

Zur Herstellung der Sperrschicht im π -Silizium werden gemäß Abb. 1 zunächst Donator-Störstellen (Phosphor) auf einer Seite des Grund-

niederohmige Kanäle



Abb. 1. Anordnung der Schichten in einem Diffusions-Silizium-Gleichrichter. W = Dicke der π -Schicht des Gleichrichters

materials eindiffundiert. Um einen extrem niedrigen Übergangswiderstand an der π -Seite der Sperrschicht zu erhalten, werden auf dieser Seite Akzeptor-Störstellen (Bor) eindiffundiert. Man erhält auf diese Weise eine Schichtfolge n+, π , p+. Die π -Schicht wird etwa 0,07 mm dick gemacht.

Eine der wichtigsten Größen des Gleichrichters ist der Widerstand in Flußrichtung. Dieser setzt sich aus dem Widerstand des Halbleiters selbst und dem Übergangswiderstand zwischen Anschlußkontakt und Halbleiter zu-

sammen. Der Übergangswiderstand kann durch weiter unten beschriebene Maßnahmen sehr niedrig gehalten werden. Der Widerstand des Halbleiters bleibt klein, wenn man möglichst dünne, große Scheiben benutzt.

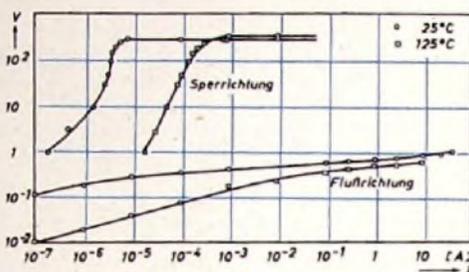


Abb. 2. Kennlinien eines Silizium-Gleichrichters mittlerer Leistung bei zwei Temperaturen

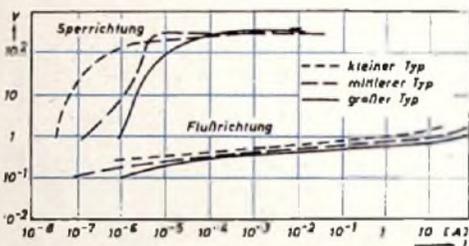


Abb. 3. Kennlinien von Silizium-Gleichrichtern verschiedener Leistung bei Raumtemperatur

Wenn der Gleichrichter in Flußrichtung gepolt ist, werden Elektronen vom n+-Gebiet in das hochohmige π -Gebiet injiziert. Ist die Lebensdauer dieser Elektronen im π -Gebiet groß genug (was durch eine möglichst dünne Schicht erreicht wird), so diffundieren die Elektronen durch das π -Gebiet hindurch in die p+-Region, ohne daß allzu viele Rekombinationen stattfinden. Andererseits gelangen aber vom p+-Gebiet Löcher in die π -Region. Beide Ladungsträgerarten reduzieren den Widerstand der π -Schicht und verringern deren Spannungsabfall. Je größer nun die Stromdichte, um so höher ist auch die Dichte der injizierten Ladungsträger und um so niedriger ist der Widerstand der π -Schicht. Die Leitfähigkeit derselben wird also durch die Stromdichte moduliert, so daß der Spannungsabfall in der π -Schicht beinahe unabhängig vom Stromwiderstand und Halbleitertyp ist. Um höhere Sperrspannungen zu erhalten (über 500 V), wäre es notwendig, höherohmiges Material — am besten besonders sauberes (intrinsic) Silizium — zu verwenden. Aus verschiedenen Gründen wären dann jedoch relativ dicke Scheiben erforderlich, wodurch auch der Spannungsabfall größer würde. Man muß daher einen Kompromiß zwischen der höchsten erreichbaren Sperrspannung und dem niedrigsten Spannungsabfall in Flußrichtung schließen.

Da es schwierig ist, die Anschlüsse mit den üblichen Löt- und Flußmitteln anzubringen, wird auf die Halbleiterscheibe zunächst ein Metall (Rhodium, Gold, Kupfer o. a.) aufplattiert. Darauf läßt sich der Anschlußkontakt leicht auflöten. Das Lötmedium soll einen Schmelzpunkt von etwa 300°C haben. Es muß „weich“ sein, da die Ausdehnungskoeffizienten des Si und der Kupferanschlüsse verschieden sind. Ferner muß es bei den hohen in Frage kommenden Arbeitstemperaturen chemisch neutral bleiben. Diese Forderungen können mit normalen Lötmitteln erfüllt wer-

den, wenn die ganze Anordnung in ein luftdichtes Gehäuse eingebaut wird.

Drei Gleichrichtertypen wurden gebaut: für kleine Leistungen von 0...1 A, für mittlere Leistungen von 1...10 A und für große Leistungen von 10...100 A. Bei dem kleinen Typ ist der Si-Kristall etwa 0,75x0,75 mm groß und etwa 0,13 mm dick. Der mittlere Typ wird aus Scheiben der Größe 2,5x2,5 mm hergestellt, während die Si-Scheiben für höchste Leistungen etwa 6,5x6,5 mm groß sind.

Abb. 2 zeigt die Kennlinien eines Gleichrichters des mittleren Typs für Temperaturen von 25°C und 125°C. In Flußrichtung ist der Strom bei 1 V Spannungsabfall mehr als 20 A. In Sperrrichtung treten sogar bei der hohen Temperatur von 125°C erst bei 300 V merkliche Sperrströme auf. Abb. 3 zeigt die Kennlinien für die drei verschiedenen Typen bei 25°C. Die Unterschiede der Kennlinien in Flußrichtung kommen von den Kontakten und Zuführungen.

In diesem Zusammenhang ist es interessant, die Kennlinien der Si-Gleichrichter mit denjenigen von Ge- und Selen-Gleichrichtern zu vergleichen. Abb. 4 und 5 zeigen solche Kurven für Temperaturen von 25°C und von 125°C. Die Überlegenheit der Si-Gleichrichter ist bei den höheren Temperaturen offensichtlich, obwohl Ge bei niedrigen Temperaturen die bessere Kennlinie in Flußrichtung hat. Untersuchungen des Frequenzganges ergaben, daß die Si-Diffusions-Gleichrichter bis zu Frequenzen von 1 kHz ohne Beeinträchtigung des Wirkungsgrads betrieben werden können.

Die beschriebenen Gleichrichter wurden in Lebensdauerversuchen etwa 6 Monate lang betrieben. Dabei ergaben sich bis auf geringfügige Änderungen der Sperrkennlinie keine merklichen Änderungen der elektrischen Daten. Die Gleichrichter können kurzzeitig (für Sekunden) mit dem 5fachen des höchstzulässigen Stromes überlastet werden. Besondere Vorsorge gegenüber Überlastung muß bei Anordnungen mit Lade-C getroffen werden.

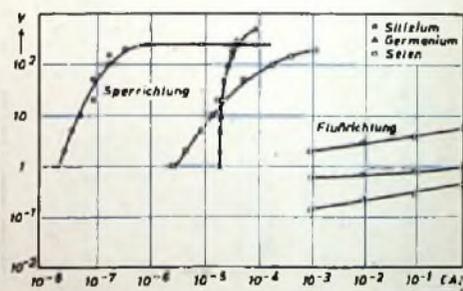


Abb. 4. Vergleich der Kennlinien von Silizium-, Germanium- und Selen-Gleichrichtern bei 25°C

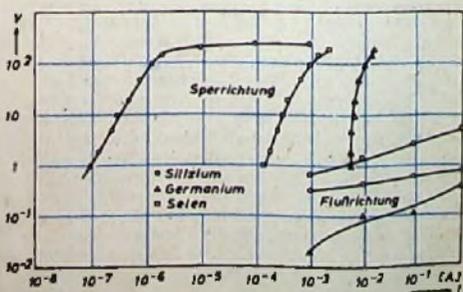


Abb. 5. Vergleich der Kennlinien von Silizium-, Germanium- und Selen-Gleichrichtern bei 125°C



Abb. 6. Aufbau eines Germanium-Flächengleichrichters, a=ungeätzt (mit Insel), b=geätzt (mit Ätzgraben)

Germanium-Leistungsgleichrichter

In Deutschland werden von der AEG [4] seit kurzem Ge-Leistungsgleichrichter vertrieben. Die größten Typen haben einen mittleren Durchlaßstrom von 60 A bei Sperrspannungen bis 170 V. Es wird Germanium mit einem spezifischen Widerstand 10...15 Ohm·cm verwendet. Dabei kommen dann 0,5 mm dicke Scheiben von n-leitendem Ge zur Anwendung. Die Scheibe wird sperrfrei auf eine leitende Unterlage aufgebracht. Dann wird die Sperrschicht durch das Auflegieren einer Abnahmeelektrode aus Indium hergestellt.

Abb. 6 zeigt den grundsätzlichen Aufbau eines solchen Flächengleichrichters. Nicht benetzte Stellen — sogenannte Inseln — müssen vermieden werden, da hierdurch der Sperrschicht rand gestört ist. Die Indium-Abnahmeelektrode wird bei etwa 500°C anlegiert. Dabei löst sich ein Teil des Ge in Form einer Mulde. Das gelöste Ge fällt bei der Abkühlung aus und wächst teilweise wieder an der Kristallscheibe an, und zwar in gleicher kristallografischer Orientierung wie bei der Scheibe selbst. Die so gebildete „Schuppen-schicht“ enthält einiges Indium und ist daher p-leitend.

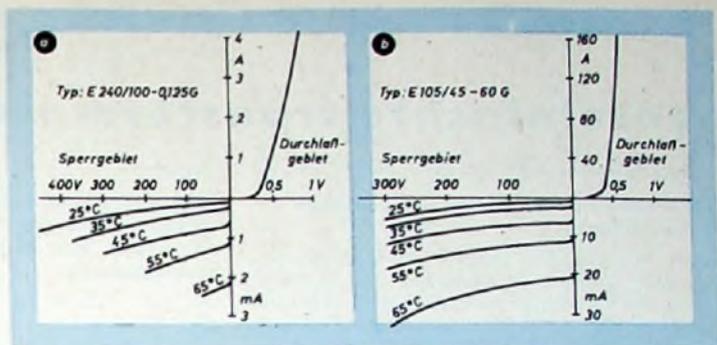
Am oberen Rand der Mulde liegt die Sperrschicht offen. Dieser Rand muß gemäß Abb. 6b weggeätzt werden. Dabei bildet sich ein „Ätzgraben“. Würde man den Rand nicht wegätzen, dann könnten Kurzschlußbahnen zwischen Ge-Kristall und Abnahmeelektrode entstehen. Da der Rand der Sperrschicht leicht zusätzliche Verunreinigungen aufnehmen kann, wurde der Gleichrichtermechanismus dann empfindlich gestört.

Bei kleinen Gleichrichtern wird der Anschlußdraht zur Abnahmeelektrode während des Legierungsprozesses angelötet, während für größere Typen eine Elektrode mit großem Querschnitt, z. B. ein Schraubbolzen, anlegiert wird. Eine andere Anordnung zeigt Abb. 7. Hierbei wird ein dicker flexibler Kupferleiter an die Gegenelektrode angelötet, um mechanische Beanspruchungen der Sperrschicht nach der Einkapselung zu vermeiden. Das Element wird dabei auf eine dicke Kupferplatte aufgelötet.

Besonders wichtig ist die Abführung der auftretenden Wärme. Es kommt sowohl Luft- als auch Wasserkühlung zur Anwendung. Abb. 10 zeigt unten einen Typ mit Wasserkühlung. Der gleiche Gleichrichter mit Luftkühlung hat zusätzlich einen dicken, die Wärme vom Boden des Gleichrichterelements ableitenden Bolzen. An diesem Bolzen sind Kühlfahnen angebracht.

Tab. 1 gibt einen Überblick über die Sperr- und Durchlaßdaten der verschiedenen in Abb. 10 dargestellten Typen. Abb. 8 zeigt die

Abb. 8. Kennlinien von Germanium-Leistungsgleichrichtern für kleine und für große Leistung



Kennlinien eines kleinen und eines großen Typs. In Sperrichtung ist gleichzeitig der Einfluß verschiedener Temperaturen auf die Kennlinien dargestellt. Diese Angaben sind wichtig, wenn mehrere Gleichrichter parallel oder in Reihe betrieben werden sollen. Die Temperaturabhängigkeit in Flußrichtung ist relativ gering. Der Durchlaßwiderstand wird mit steigender Temperatur etwas kleiner. Dagegen begrenzt der Anstieg des Sperrstromes die Anwendung des Ge-Leistungsgleichrichters bei höheren Temperaturen. Eine gute Kühlung ist daher unerlässlich. Die Hauptanwendungen von Ge-Leistungsgleichrichtern liegen zur Zeit noch in der Starkstromtechnik und bei bestimmten elektronischen Geräten. Besonders hervorzuheben ist die geringe Verlustleistung und damit ein sehr guter Wirkungsgrad. Bei Ausführung

eines Elektrolyse-Gleichrichters für 50 V/2000 A (100 kW) ist der Wirkungsgrad des Ge-Gleichrichtersatzes allein 98,5%. Ein gleiches Gerät mit Selen-Gleichrichtern hätte nur einen Wirkungsgrad von 91%, abgesehen von dem sehr viel größeren Raumbedarf. Weitere Anwendungsgebiete für Leistungsgleichrichter sind magnetische Verstärker, deren Kennlinien und Eigenschaften durch das günstige Verhältnis von Sperrstrom zu Durchlaßstrom verbessert werden. Infolge der geringen Abmessung und der damit geringen Wärmekapazität wird der Gleichrichter bei Kurzschlüssen auf der Gleichstromseite nach wenigen Halbwellen sehr warm, was zur Zerstörung führen kann. Durch geeignete Sicherungen mit einer Ansprechzeit von im Mittel 20 ms wird ein ausreichender Schutz erreicht.

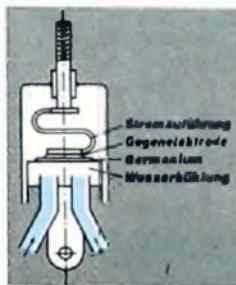


Abb. 7. Schnitt durch einen Germanium-Hochstromgleichrichter mit Wasserkühlung (s. o. Abb. 9 und Abb. 10 ganz unten)

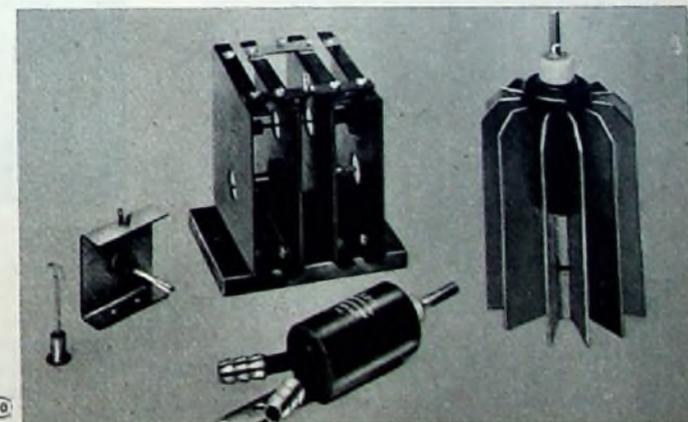
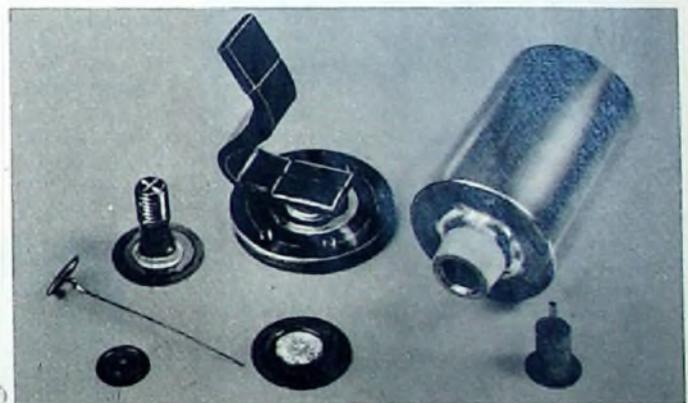


Abb. 9. Verschiedene Gleichrichterelemente und Bauteile von Germanium-Leistungsgleichrichtern. Abb. 10. Germanium-Leistungsgleichrichter verschiedener Größe und unterschiedlicher Bauart

Bauart	Schaltspannung*)		Durchlaßstrom		Kühlung	
	bei 20°C [V]	bei 45°C [V]	mittel [A]	Spitze [A]	bei 20°C des Kühlmittels	bei 85°C des Kühlmittels
Hötchen-gleichrichter	200...400	100...300	0,1...0,2	1...8	natürliche Konvektion	natürliche Konvektion
desgl. mit kleiner Kühlplatte	200...400	100...300	0,5...0,75	2...5	natürliche Konvektion	geringe Lüfterkühlung
desgl. mit großer Kühlplatte und größerem Germaniumelement	100...180	75...140	8...5	15...20	natürliche Konvektion	geringe Lüfterkühlung
wassergekühlter Leistungstyp	100...175	—	60	200	Wasser (bis 25°C)	—
luftgekühlter Leistungstyp	75...180	50...100	60	200	verstärkte Lüfterkühlung	—

Tab. 1. Sperr- und Durchlaßwerte von Germanium-Leistungsgleichrichtern verschiedener Bauart

*) Die Werte für die Schaltspannung liegen je nach Typ des Gleichrichterelementes innerhalb des angegebenen Bereiches

Schrittum

- [1] Lennartz, H.: Der Diffusionstransistor. FUNK-TECHNIK Bd. 11 (1956) Nr. 21, S. 623
- [2] Pearson, G. L. und Fuller, C. S.: Silicon P-N Junction Power Rectifiers and Lightning Protectors. Proc. I.R.E. Bd. 42 (1954) Nr. 3, S. 760
- [3] Prince, M. D.: Diffused p-n Junction Silicon Rectifiers. Bell Syst. techn. J. Bd. 25 (1956) Nr. 3, S. 661
- [4] Arends, E. und Schröter, E.: Germanium-Leistungsgleichrichter der AEG. AEG-Mitteilungen Bd. 46 (1956) Nr. 5/6, S. 210

Vereinfachte transformatorlose Gegentaktschaltung

Fortsetzung aus FUNK-TECHNIK Bd. 11 (1956) Nr. 22, S. 653

DK 621.396.62:621.375.172

3. Vereinfachung der Anodenspannungsvorsorgung

Bei Eintaktstufen werden häufig Kompensationsschaltungen [4] angewandt, um auf einen Teil der Anodenspannungssiebplatte verzichten zu können. Das bekannteste Beispiel hierfür ist die Schaltung mit Kompensationswicklung des Ausgangsübertragers. Ähnliches verbietet sich natürlich bei trafoloser Schaltung, es wurde deshalb eine andere Möglichkeit der Brummkompensation entwickelt.

Die hierbei eingesparte Netzdrossel soll benutzt werden, um das Schirmgitter von $R\delta 1$ zu speisen, damit der Lautsprecher gleichstromfrei und anodenspannungsfrei angekoppelt werden kann. Es ist notwendig, diese Schaltungsänderung beim Entwurf der Kompensationsschaltung zu berücksichtigen.

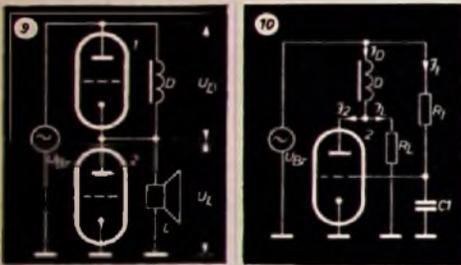


Abb. 9. Ersatzschaltbild für die Brummspannung am Lautsprecher bei Drosselspeisung des Schirmgitters 1. Abb. 10. Prinzip der Kompensation

Stellt man die Anodenspannungsquelle als Brummgenerator dar, dann ergibt sich das Ersatzschaltbild nach Abb. 9. Dabei wird zunächst vorausgesetzt, daß die Schirmgitterspannung brummtfrei ist; es genügt hierfür eine einfache Siebkette aus einem Widerstand und zwei Elkos niedriger Betriebsspannung. Bei dem zugrunde gelegten Pentodenbetrieb der beiden Röhren läßt sich deren Parallelschaltung zu der Drossel D und dem Lautsprecher L vernachlässigen. Die stark oberwellenhaltige Brummspannung U_{Br} teilt sich also im Verhältnis der Impedanzen von D auf L auf. Da der induktive Widerstand der Drossel, bedingt durch die Forderung nach guter Baßwiedergabe, bei der 100-Hz-Grundwelle mindestens um den Faktor 2 höher liegt als die Impedanz des Lautsprechers, ergibt sich bereits hierdurch eine Abschwächung der Lautsprecherbrummspannung U_L auf etwa 20 ... 50 %. Sie wirkt jedoch subjektiv besser, weil die in das Gebiet größerer Obremplfindlichkeit fallenden Oberwellen von dem wachsenden Blindwiderstand der Drossel stärker geschwächt werden.

Zur Unterdrückung dieser Restbrummspannung U_L muß einer oder beiden Röhren eine von U_{Br} abgenommene Kompensationsspannung zugeführt werden. Da die Kathode der oberen Röhre die volle Ausgangsspannung führt, bleibt zur Einführung der Kompensationsspannung nur die untere Röhre ($R\delta 2$), von der grundsätzlich jedes den Anodenstrom steuernde Gitter zur Zuführung der Kompensationsspannung ausgenutzt werden könnte. Da jedoch Gitter 3 von außen nicht zugänglich ist und das Schirmgitter niederohmig gespeist werden muß, ist für diesen Zweck nur das Steuergitter geeignet.

Zur Ermittlung der Größe und Phasenlage der benötigten Kompensationsspannung werden in das Ersatzschaltbild der Abb. 10 die Ströme

eingeführt, wobei der durch den Röhreninnenwiderstand bedingte Stromanteil vernachlässigt werden soll. Es ergibt sich die Knotenpunktgleichung

$$\mathfrak{S}_L = \mathfrak{S}_D - \mathfrak{S}_1$$

mit

$$\mathfrak{S}_D = \frac{U_{Br} - \mathfrak{S}_L \cdot R_L}{j\omega L_D}$$

und

$$\mathfrak{S}_1 = U_{g2} \cdot S_1$$

dem von der Kompensationsspannung in $R\delta 2$ ausgelösten Strom. Nach Einsetzen und Auflösung nach U_{g2} erhält man

$$U_{g2} = \frac{1}{S_2} \left[\frac{U_{Br}}{j\omega L_D} - \frac{\mathfrak{S}_L \cdot R_L}{j\omega L_D} - \mathfrak{S}_L \right]$$

Für vollständige Kompensation wird $\mathfrak{S}_L = 0$ und damit auch $U_L = 0$; die Gleichung vereinfacht sich zu

$$\frac{U_{g2}}{U_{Br}} = \frac{1}{j\omega L_D \cdot S_2}$$

Die Kompensationsspannung U_{g2} muß also der Brummspannung U_{Br} um 90° nachteilen und mit wachsender Frequenz kleiner werden. Die Begründung dafür ist auch anschaulich leicht einzusehen, wenn man sich die Frequenz- und Phasenabhängigkeit der Schirmgitterdrossel, die als praktisch verlustfrei angenommen werden kann, vor Augen hält.

Ein diese Bedingung erfüllender Spannungsteiler einfachster Art besteht aus einem bereits in Abb. 10 dargestellten RC-Glied, bei dem der Widerstand R_1 wesentlich größer ist als der kapazitive Blindwiderstand des Kon-

glied zur Anodenspannungssiebung vorhanden ist. Hierdurch ergibt sich gemäß Abb. 11 ein doppelter Spannungsteiler: Der RC-Teller aus dem Anodenspannungssiebglied R_1 und C_1 liefert die geforderte Frequenz- und Phasenabhängigkeit und speist einen gegen den Blindwiderstand von C_1 hochohmigen Teller aus dem Anodenwiderstand R_2 und dem Innenwiderstand R_3 der Triode. Berücksichtigt man weiter, daß über den Steuerwiderstand im Anodenkreis von $R\delta 2$ auch $R\delta 1$ von der Kompensationsspannung mitgesteuert wird, dann ergibt sich die erweiterte Dimensionierungsgleichung für die Kompensationsbedingung $U_L = 0$ aus

$$\mathfrak{S}_D = \mathfrak{S}_1 + \mathfrak{S}_2$$

mit

$$\mathfrak{S}_2 = U_{g2} \cdot S_2$$

und $\mathfrak{S}_1 = U_{g1} \cdot S_1 = \mathfrak{S}_2 \cdot R_{k1} \cdot S_1 = U_{g2} \cdot S_2 \cdot R_{k1} \cdot S_1$

Hierin ist

$$U_{g2} = U_{Br} \cdot \frac{1}{R_1 + \frac{1}{j\omega C_1}} \cdot \frac{R_3}{R_2 + R_3} \approx U_{Br} \cdot \frac{R_3}{j\omega C_1 R_1 (R_2 + R_3)}$$

unter der Bedingung

$$R_1 \gg \frac{1}{j\omega C_1} \quad \text{und} \quad R_2 + R_3 \gg \frac{1}{j\omega C_1}$$

Da bei $U_L = 0$ an der Schirmgitterdrossel die volle Brummspannung U_{Br} liegt, ergibt

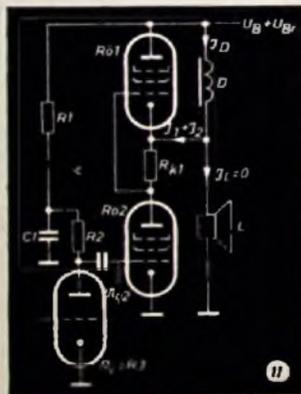
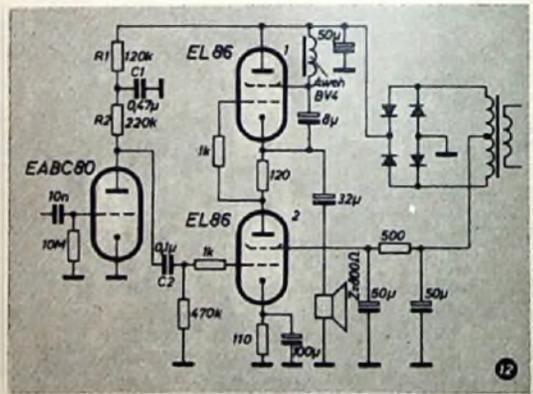


Abb. 11. Einbeziehung der Vorstufe in die Brummkompensation. Abb. 12. Schaltbild der vereinfachten einstufigen Endstufe mit Vorstufe; alle Maßwerte mit Ausnahme des Brummabstandes beziehen sich nur auf die Endstufe der transformatorlosen Gegentaktschaltung (Gitter der Röhre 2)



densators C_1 bei der Grundwelle, und der daher den Tellerstrom bestimmt. Dieser ist also mit der Brummspannung U_{Br} phasengleich und verursacht an dem Kondensator einen U_{Br} um 90° nachteilenden Spannungsabfall U_{g2} gemäß der Beziehung

$$\frac{U_{g2}}{U_{Br}} = \frac{1}{R_2 + \frac{1}{j\omega C_1}} \approx \frac{1}{j\omega C_1 R_1}$$

Durch Gleichsetzen und Kürzen erhält man daraus die Dimensionierungsgleichung

$$L_D \cdot S_2 = C_1 R_1$$

Die praktische Ausführung dieser Kompensationsschaltung wird recht einfach, weil in den meisten NF-Vorstufen bereits ein RC-

sich der Strom \mathfrak{S}_D zu

$$\mathfrak{S}_D = \frac{U_{Br}}{j\omega L_D}$$

Nach Einsetzen erhält man

$$\frac{U_{Br}}{j\omega L_D} = \frac{R_3 \cdot U_{Br} \cdot S_2 \cdot (1 + R_{k1} \cdot S_1)}{(j\omega C_1 R_1) (R_2 + R_3)} \quad \frac{C_1 R_1 (R_2 + R_3)}{R_3 L_D} = S_2 (1 + R_{k1} \cdot S_1)$$

Mit dieser Anordnung erreicht man einen auf 50 mW Ausgangsleistung bezogenen Brummabstand von knapp 50 dB, also etwa 10 dB mehr, als üblicherweise für normale Endstufen gefordert wird. Bei Anwendung einer Gegenkopplung vergrößert sich der Brummabstand noch weiter, so daß man auf die Einstellbar-

keit von R_1 zum Ausgleich der Innenwiderstandsschwankungen der Vorröhre (R_2) verzichten kann. Ebenso sind die Verluste der Schirmgitterdrossel sowie der durch die Parallelschaltung von $R_2 + R_3$ zu C_1 entstehende Phasenfehler zu vernachlässigen, zumal diese letzten beiden Einflüsse gegeneinander wirken, so daß sie sich verringern und sogar kompensieren können.

Dagegen ist es wichtig, die Bandbreite des Verstärkers so auszulegen, daß die 100-Hz-Grundwelle der Brummspannung ohne wesentlichen Phasenfehler übertragen wird. Man muß also für ausreichend große Koppelkondensatoren im Kompensationsweg sorgen.

Der 50-Hz-Anteil in der Anodenspannung ist sehr klein und läßt sich vernachlässigen, dagegen tritt er bei der Schirmgitterspeisung von der Mittelanzapfung des Netztransformators durch Unsymmetrien der Wicklung und des Gleichrichters stark hervor, so daß die Kurvenform der Schirmgitterbrummspannung von jener der Anodenbrummspannung abweicht. Aus diesem Grunde ist eine ausschließliche oder auch nur anteilige Verwendung der Schirmgitterbrummspannung zur Kompensation nicht möglich. Es wird daher auch in der endgültigen Schaltung die oben angegebene RC-Siebtkette beibehalten.

4. Ausgeführte Schaltung

Abb. 12 zeigt die Ergänzung des Prinzipschaltbildes der Abb. 2 zu der praktisch verwendbaren Schaltung. Es wurden möglichst wenig Schaltelemente verwendet und die benötigten Elektrolytkondensatoren so klein gehalten, wie es im Interesse guter Tiefenwiedergabe vertretbar ist. Die Schaltung verwendet die oben vorgeschlagenen Vereinfachungen, nämlich Phasenumkehr in der Endstufe selbst, Einsparung der Anodenspannungssiebtkette durch Verwendung der Brummkompensationsschaltung und Speisung des Schirmgitters von $R_0 1$ über die dadurch freigewordene Niederfrequenzdrossel. Die Streuung der Einzelteilwerte ist unkritisch, nur für die Kathodenwiderstände empfiehlt sich die Verwendung von Typen mit kleiner Toleranz (internationale 5-%-Reihe), da sie mit den Röhrenarbeitspunkten auch die Gleichspannungsaufteilung und damit die maximale Leistung bestimmen.

Die Schirmgitterdrossel kann wesentlich kleiner gehalten werden als eine Netzdrossel, weil die Vormagnetisierung durch den Schirmgittergleichstrom nur sehr klein ist. Gefordert wird eine Induktivität von mindestens 5 H, anderenfalls sinkt die Ausgangsleistung bei tiefen Frequenzen, auch wenn der Ausgangswiderstand durch Gegenkopplung verringert wird, weil die Endröhren neben dem Strom für die Nutzlast auch den Blindstrom durch die Drossel aufbringen müssen. Dabei sinkt außerdem die Aussteuerfähigkeit der Endstufe, weil durch den Phasenunterschied dieser Ströme aus der geraden Arbeitskennlinie eine Ellipse wird, die sich nicht so gut im I_a/U_a -Kennlinienfeld unterbringen läßt.

Der Ausgangswiderstand ist bei dieser Schaltung auch ohne Anwendung einer äußeren Gegenkopplung niedriger als es der Parallel-

schaltung der beiden Röhren entspricht, weil $R_0 1$ einer Anodenbasis-Stufe ähnelt, bei der nur ein Teil der Ausgangsspannung auf das Gitter zurückgeführt wird.

Die Rechnung läßt sich nach dem Ersatzbild (Abb. 13) durchführen. Dabei wird der Ausgangswiderstand durch das Verhältnis des von den Ausgangsklemmen in die Schaltung hineinfließenden Stromes I_L zu der angeleg-

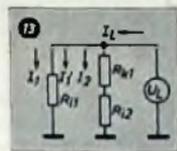


Abb. 13. Ersatzbild zur Berechnung des Ausgangswiderstandes

ten Spannung U_L definiert. Als Leitwert ausgedrückt, ergibt er sich zu

$$G_{\text{aus}} = \frac{I_L}{U_L} = \frac{1}{U_L} (I_1 + I_2 + I_3)$$

$$= \frac{1}{U_L} (I_1 + I_2 + I_2 \cdot R_{k1} \cdot S_1)$$

$$= \frac{1}{U_L} \left[U_L \cdot G_{i1} + U_L \cdot \frac{G_{i2} \cdot G_{k1}}{G_{i2} + G_{k1}} (1 + R_{k1} S_1) \right]$$

$$G_{\text{aus}} \approx G_{i1} + G_{i2} (1 + R_{k1} S_1)$$

In die Schaltung wurde eine Vorstufe mit der EABC 80 und üblicher Dimensionierung aufgenommen, um die Brummkompensation auch zahlenmäßig durchrechnen zu können. Mit den Werten der Schaltung, $S_1 \approx S_2 \approx 10 \text{ mA/V}$ und $R_{TP} = R_3 \approx 90 \text{ k}\Omega$ sowie einer Drosselinduktivität $L_D = 8,5 \text{ H}$ ergibt sich der Widerstand R_1 zu

$$R_1 = \frac{R_3 \cdot L_D \cdot S_2 (1 + R_{k1} \cdot S_1)}{C_1 (R_2 + R_3)}$$

$$\frac{90 \cdot 10^3 \cdot 8,5 \cdot 10 \cdot 10^{-3} (1 + 120 \cdot 10 \cdot 10^{-3})}{0,47 \cdot 10^{-6} (220 + 90) \cdot 10^3} = 116 \text{ k}\Omega$$

Die Messungen dieser Schaltung wurden mit zwei ausgesuchten Röhren durchgeführt, die möglichst genau den Kenndaten entsprachen, um langwierige Serienmessungen zu ersparen. Ferner wurden zur Erfassung des Einflusses der Röhrenstreuung die am stärksten dadurch beeinflussten Eigenschaften mit je einem strommäßig 25 % über und unter den Kenndaten liegenden Röhrenpaar durchgemessen. Allen Messungen liegt eine Anodenbetriebsspannung von 300 V, eine Spannung am Schirmgitter 2 von 150 V und ein Lastwiderstand R_L von 800 Ohm zugrunde. Abb. 14 zeigt die Gleichströme und die Eingangsspannung in Abhängigkeit von der Ausgangsleistung. Man erkennt darin die starke Abhängigkeit des Schirmgitterstromes von $R_0 2$ von der Aussteuerung, die eine gleichstrommäßige niederohmige Speisung dieses Gitters erfordert. Aus der Eingangsspannung U_e läßt sich die Spannungsverstärkung $g_{11} = U_L/U_e$, wie sie zur Berechnung einer Gegenkopplung benötigt wird, ermitteln. Sie ist etwas aussteuerungsabhängig und beträgt bei 9 W etwa 13.

Die der Endstufe maximal entnehmbare Leistung ist in Abb. 15 in Abhängigkeit von der Frequenz wiedergegeben. Die Frequenzachse springt dabei um eine Dekade, um den gesamten Bereich erfassen zu können. Das Mittelröhrenpaar liefert bei 1 kHz und Aussteuerung bis zum Gitterstromsinsatz von $R_0 2$ eine Ausgangsleistung von 9,15 W und bei 20 Hz sowie 250 kHz immer noch mehr als 8 W. Dies ist besonders bei den tiefen Frequenzen wichtig, um die allgemein übliche Baßanhebung auch leistungsmäßig ausnutzen zu können. Aus der gleichen Abbildung geht auch der Einfluß der Röhrenstreuung hervor; selbst bei zwei extrem schlechten Röhren sinkt die Leistung nur knapp unter 8 W.

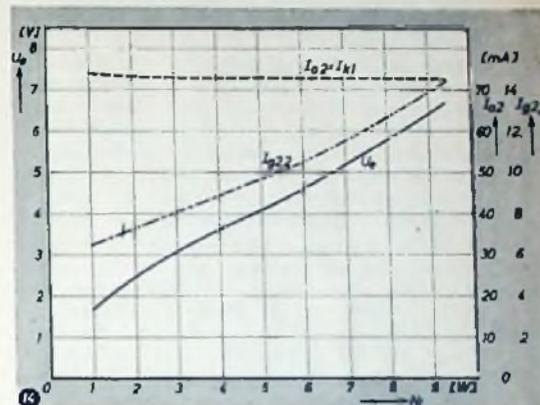


Abb. 14. Gleichströme und Eingangsspannung der Endstufe

Der Wirkungsgrad läßt sich aus den Abb. 14 und 15 ermitteln und ergibt sich für das Mittelröhrenpaar zu $\eta = 38,7 \%$. Er liegt damit wegen der A-Einstellung erwartungsgemäß unter jenem der in der ersten Arbeit beschriebenen Schaltung, ist aber noch größer als der einer üblichen Eintaktstufe einschließlich der Überträgerverluste.

Der Frequenzgang (Abb. 16) ist bis weit über den Hörbereich geradlinig. Gemessen wurde er nur bis 250 kHz. Bei tiefen Frequenzen erreicht er bei der angegebenen Schaltung einen Abfall von 3 dB bei 25 Hz. Damit übersteigt die Bandbreite bei weitem die einer Schaltung mit Ausgangsübertrager.

Die Verzerrungen sind in Abb. 17 dargestellt. Der harmonische Klirrfaktor wurde bei 1000 Hz gemessen und ist in zweite und dritte Harmonische aufgeschlüsselt. Man erkennt, daß (wie bei üblichen Gegentaktstufen mit Phasenumkehrstufe) die 3. Harmonische größer als die zweite ist, was auf eine recht gute Kompensation der geradzahigen Oberwellen hindeutet. Der harmonische Klirrfaktor erreicht einen Wert von 10^{-4} bei 9 W Ausgangsleistung und ist zwischen 20 Hz und 10 kHz nahezu unabhängig von der Frequenz. Bei der angegebenen Kurve des Intermodulationsfaktors muß man berücksichtigen, daß bei der in dieser Messung angewandten Zweitonaussteuerung nicht die volle Leistung zu erhalten ist. Es liegen daher die Punkte gleicher Spannungsaussteuerung von K_{1M} und K

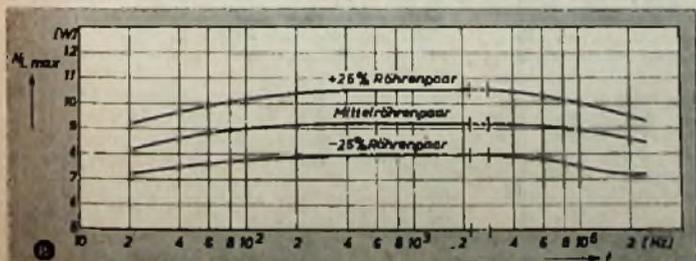


Abb. 15. Ausgangsleistung in Abhängigkeit von der Frequenz

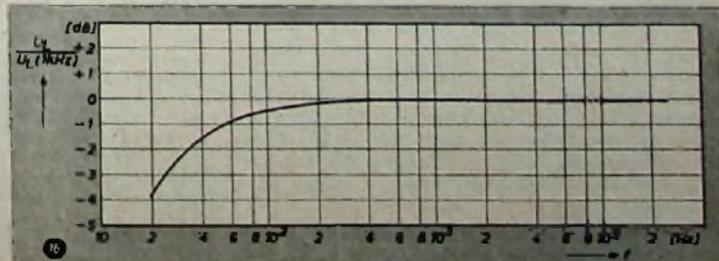


Abb. 16. Frequenzgang, bezogen auf 1 W Ausgangsleistung bei 1000 Hz

	4,8 W			8 W			4,8 W ¹⁾
	K	K ₁	K ₂	K	K ₁	K ₂	K _{IM}
Mittelröhrenpaar	4	2,2	3,1	7,8	4,2	6,7	22,8 %
Rö 1: -25%							
Rö 2: +25%	3,1	0,3	3,0	8,6	0,2	8,5	24,3 %
Rö 1: +25%							
Rö 2: -25%	4,7	3,2	3,1	10,4	7,8	6,9	26,8 %

¹⁾ Diese 4,8 W entsprechen nicht der Einstellung der ersten drei Spalten, sondern 7,5 W bei Eintonaussteuerung

Tab. 1. Einfluß der Röhrenstreuung auf die Verzerrungswerte, gemessen bei 25% Ober- und 25% Unterstrom

nicht übereinander. Auf den ersten Blick scheint ein Intermodulationsfaktor von 30 % ungewöhnlich hoch zu sein; er liegt aber durchaus in gleicher Größenordnung wie bei Eintaktstufen, nur daß er dort im allgemeinen verschwiegen wird.

Auch auf die Verzerrungen ist eine erhebliche Einwirkung der Röhrenstreuung zu befürchten, wobei der ungünstigste Fall dann eintritt, wenn die beiden Röhren gegenseitige Abweichungen von den Kenndaten aufweisen. Es wurde daher bei den Messungen jeweils eine Röhre mit Überstrom (+25 %) mit einer, die zu geringen Strom zog, gepaart (Tab. 1).

Wie zu erwarten, wirkten sich die Röhrenstreuungen am stärksten auf die Kompensation der geradzähligen Harmonischen aus, daher ändert sich K₂ erheblich, während der Gesamtklirrfaktor eine geringere Änderung zeigt als die Stromwerte der verwendeten Röhren (25 %). Der Einfluß auf den Intermodulationsfaktor bleibt sogar noch kleiner.

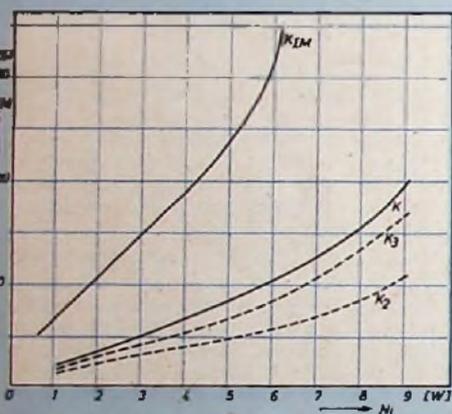


Abb. 17. Harmonischer Klirrfaktor K und Intermodulationsfaktor K_{IM} in Abhängigkeit von der effektiven Ausgangsleistung. Sollen die zusammengehörigen Punkte gleicher Aussteuerung bei K und K_{IM} übereinanderliegen, dann ist für K_{IM} die Leistung mit 1,56 zu multiplizieren (z. B. dann K_{IM} = 24 % nicht bei 5 W, sondern bei 7,8 W)

Der Ausgangswiderstand der Schaltung ergibt sich nach der bereits oben abgeleiteten Beziehung mit den für den Arbeitspunkt geltenden Kennwerten $G_{11} = G_{12} = 55 \mu S$, $R_{k1} = 120 \text{ Ohm}$ und $S_1 = 10 \text{ mA/V}$ zu

$$G_{\text{aus}} = 55 + 55 (1 + 120 \cdot 0,01) = 176 \mu S$$

$$R_{\text{aus}} = 5,7 \text{ kOhm}$$

Dieser errechnete Wert gilt nur für ein begrenztes Gebiet in der Nähe des Arbeitspunktes, also bei kleiner Aussteuerung. Steigt die Ausgangsspannung, dann wird jeweils eine der beiden parallelarbeitenden Röhren in ein Gebiet kleineren Innenwiderstandes gesteuert, und der Gesamtwiderstand sinkt, wie schon früher [1] beschrieben. Die Messung ergab bei einer Aussteuerung von 1 W einen Ausgangswiderstand von 5 kOhm, der sich bis zur Vollaussteuerung auf knapp 1 kOhm vermindert.

Vergleicht man die neue Schaltung mit einer üblichen Eintaktstufe mit EL 84 und Ausgangsübertrager, zu deren Ersatz sie vorgesehen ist, dann ergibt sich folgendes Bild:

Man gewinnt

die doppelte Ausgangsleistung [Übertragerverluste entfallen] bei etwas geringerem Klirrfaktor (keine Verzerrungen durch den Übertrager), die auch bei den Grenzfrequenzen fast ungeschwächt zur Verfügung steht. Selbst ohne Gegenkopplung bleibt der Frequenzgang von 25 Hz bis 250 kHz in den 3-dB-Grenzen. Wird eine Gegenkopplung eingefügt, dann ist die neue Schaltung stabiler, weil die Phasendrehungen des Übertragers entfallen.



KURZNACHRICHTEN

Große Deutsche Fernseh-, Rundfunk- und Phono-Ausstellung 1957

Für die Große Deutsche Fernseh-, Rundfunk- und Phono-Ausstellung 1957, die vom 2. bis 11. August 1957 auf dem Messe- und Ausstellungsgelände in Frankfurt a. M. stattfinden wird, ist zwischen der Fachabteilung Rundfunk und Fernsehen im Zentralverband der Elektrotechnischen Industrie e. V. als Veranstalter und der Messe- und Ausstellungs-GmbH Frankfurt am Main der Vertrag abgeschlossen worden. Danach wird die Messe- und Ausstellungs-GmbH Frankfurt am Main von der Fachabteilung mit der Vorbereitung und Durchführung der Ausstellung beauftragt. Die Ausstellung steht zur Beschickung allen in der Bundesrepublik und in West-Berlin ansässigen einschlägigen Firmen offen. Zur Beratung der umfangreichen Planungs- und Vorbereitungsarbeiten ist ein Arbeitsausschuß gebildet worden, dem angehören: von der Fachabteilung die Herren H. König l. Fa. Siemens & Halske AG, Erlangen, H.-L. Stielin l. Fa. Graetz, Altena/Westf., und Fr. Römer, Geschäftsführer der Fachabteilung von der Messe- und Ausstellungs-GmbH Frankfurt am Main die Geschäftsführung und die Abteilungsleiter.

Valvo auf den Ausstellungen 1957

Auf den für die Rundfunk- und Fernsehgeräte-Industrie bedeutsamen Ausstellungen des Jahres 1957 wird die Valvo GmbH als einer der wichtigsten Zulieferer für Röhren- und Bauelemente vertreten sein. Sie wird ihr differenziertes Lieferprogramm also nicht nur auf der Hannover-Messe, sondern auch auf der repräsentativen Schau der deutschen Rundfunk- und Fernsehgeräte-Industrie in Frankfurt a. M. ausstellen.

Verkehr-Fernsehen in Nürnberg

Das Fernsehen gewinnt auch im Dienste des Straßenverkehrs immer mehr an Bedeutung. Zur Demonstration dieser neuen Technik hatte kürzlich die Siemens & Halske AG vier Fernsehkameras auf dem Dach des Nürnberger Hochhauses aufgebaut. Objektive verschiedener Brennweiten ermöglichten es, mit den Kameras entweder große Bildwinkel zu erfassen (und somit einen Platz in seiner ganzen Breite aufzunehmen) oder aber Bilder bis zu einer Entfernung von 1,5 km heranzuholen und auf den Bildschirmen einer Verkehrsüberwachungs-Zentralstelle in Großaufnahme wiederzugeben. Eine schwenkbare, ferngesteuerte Kamera gab dabei das rund um das Hochhaus liegende Stadtgelände im Panorama wieder. Mit einer fünften Kamera wurde gezeigt, wie ein Objektiv mit Gummlinse die scharfe Wiedergabe sowohl naher als auch entfernter Objekte zuläßt.

Werkneubau der Electrica

Die Firma Electrica errichtet in Berlin-Steglitz einen architektonisch sehr interessanten Werkneubau. Das Fabrikationsprogramm der Electrica um-

Man spart

den Ausgangsübertrager und die Netzdrossel.

Man braucht

zusätzlich vier Elkos für die halbe Betriebsspannung und eine Schirmgitterdrossel.

Rechnet man den Übertrager gegen die Endröhre und die beiden Drosseln gegeneinander auf, dann erkaufte man mit vier Elkos die doppelte Leistung sowie die anderen Vorzüge, die im Streben nach besserer Wiedergabe kaum zu teuer bezahlt sein dürften.

Schrifttum

- [1] Ascherhann, W.: Transformatorlose Gegenakterschaltung. FUNK-TECHNIK Bd. 11 (1956) Nr. 9, S. 240
- [2] Jungmans, W.: Neue Empfängerrohren für Rundfunk und Fernsehen. FUNK-TECHNIK Bd. 11 (1956) Nr. 11, S. 308
- [3] Cooper, V. S.: Shunt-regulated Amplifiers. Wireless Eng. Bd. 28 (1951) Nr. 5, S. 132
- [4] Fraser, H. I.: Simple Hum-Reducing Circuit for Radio Receivers. Wireless Wld Bd. 61 (1955) Nr. 10, S. 495

faßt eine sehr große Spanne der Kondensatorentechnik von der kleinsten Baueinheit, dem „Mikrotrop“-Kondensator bis Größe eines drittel Strohholzes bei einem Gewicht von etwa 1 g, bis zum Phasenschieber-Kondensator für die Starkstromtechnik mit einem Stückgewicht von etwa 200 kg. Für die Radio-, Fernseh- und Fernmelde-Industrie werden besonders kleine „Mikrotrop“- und „Mikrotrop“-Kondensatoren gefertigt sowie „Supertrop“, ein hochbeständiger Kunststoff-Kondensator. Dazu kommt noch die erschöpfende Typenliste an Funk-Entstörmitteln.

Neue Antennenverstärker der Deutschen Elektronik GmbH

Auf neue Antennenverstärker der Deutschen Elektronik GmbH wurde bereits in der FUNK-TECHNIK Bd. 11 (1956) Nr. 20, S. 594, hingewiesen. Die ergänzten Daten dieser Verstärker sind folgende: Ein neuer 1-Röhren-Einkanalverstärker mit der rauscharmen Langlebensdaueröhre E 88 CC hat eine 20fache Verstärkung (26 dB) und ein neuer 2-Röhren-Einkanalverstärker mit 2 x E 88 CC hat eine rd. 320fache Verstärkung (50 dB). Bei den neuen Verstärkern tritt bei einer Rauschzahl von 3...4 kT₀ mit einer Röhre eine höhere Verstärkung (20fach statt bisher 10fach) auf bzw. erreichen sie mit geringerer Röhrenzahl (2 statt bisher 3) eine noch höhere Verstärkung (320fach statt bisher 100fach).

CTR-Universal-Meßinstrumente

Universal-Meßinstrumente sind beliebte „Werkzeuge“ in der Hand des Service Mannes. Wir hatten Gelegenheit, jetzt einige neue preiswerte Instrumente aus dem Programm der CTR-Elektronik, Nürnberg (Generalvertrieb W. Conrad, Hirschau), zu erproben, die auf dem deutschen Markt erhältlich sind. Der uns zur Verfügung stehende leichte „Multi-Tester ULP-6“ ist ein Viellachsinstrument mit je 10ml Spannungmeßbereichen zwischen 0 und 1200 V (2000 Ohm/V) für Gleich- und Wechselstrom. Als Strommesser ist das Gerät in drei Bereichen für Gleichströme zwischen 0 und 300 mA verwendbar. Zwei eingebaute kleine 1,5-V-Batterien erlauben in zwei Bereichen Widerstandsmessungen zwischen 0 und 1 MOhm. Dämpfungsmessungen lassen sich zwischen -20 dB und +17 dB durchführen. Mit Hilfe einer eventuell zur Verfügung stehenden konstanten Wechselspannung von 100 V ist auch eine Kapazitätsbestimmung zwischen 0,01 und 250 pF durchzuführen.

Eine etwas größere Ausführung ist z. B. der „Uni-Tester UL 30“. Auf den Gleichspannungsbereichen hat er eine größere Empfindlichkeit (4000 Ohm/V). Die Spannungsbereiche gehen bis 1000 V, die Gleichstrombereiche bis 500 mA. Widerstandsmessungen sind bis 10 MOhm und Dämpfungsmessungen zwischen -20 dB und +35 dB möglich. Die Geräte arbeiteten bei der Erprobung einwandfrei.

Beeinflussung der Brummspannung durch die Gegenkopplung

Beim Entwurf des Netzteiltes für einen Verstärker bestimmt das geforderte Nutz/Störspannungs-Verhältnis den Aufwand zur Siebung der Anodenspannung. Unter normalen Verhältnissen ist ein Brummabstand von 60 dB (1:1000) gerade ausreichend. Bei Benutzung von Gegenkopplungen werden jedoch die Eigenschaften einer Schaltung verändert, so daß auch die am Verstärkeranfang auftretende Brummspannung beeinflußt wird. Die folgenden Ausführungen sollen diese Verhältnisse klarstellen. Sie beschränken sich auf die Endstufe, da die Siebung für Vorstufen infolge des viel geringeren Anodenstrombedarfes stets erheblich leichter und billiger durchzuführen ist.

DK 621.396.62; 621.396.822

Ein Einweggleichrichter liefert an seinem Ladekondensator eine Brummfrequenz von 50 Hz mit einer Vielzahl von Oberwellen. Mit einem Zweilweg- oder einem Brückengleichrichter ergibt sich am Ladekondensator eine Brummspannung mit 100 Hz Grundfrequenz und einer Vielzahl von Oberwellen. Der Betrag der Brummspannung läßt sich nach (1) mit einer für die Praxis ausreichenden Genauigkeit errechnen.

$$U_{Br} = \frac{A \cdot I}{C_L} [V_{eff}] \quad (1)$$

(A = 4 für Einweggleichrichtung bzw. A = 1,5 für Zweilweg-(Brücken-)Gleichrichtung; I = Gleichstrom in mA; C_L = Ladekondensator in µF)

Diese Brummspannung wird meistens durch ein oder mehrere Siebglieder, bestehend aus Drossel und Kondensator (LC-Filter) oder Widerstand und Kondensator (RC-Filter), auf den an der Endstufe zulässigen Wert verringert. Der Siebfaktor errechnet sich (unter der Voraussetzung, daß R_S bzw. ωL_S viel größer als 1/ωC ist) für ein LC-Filter

$$S = \omega^2 L_S C_S \quad (2a)$$

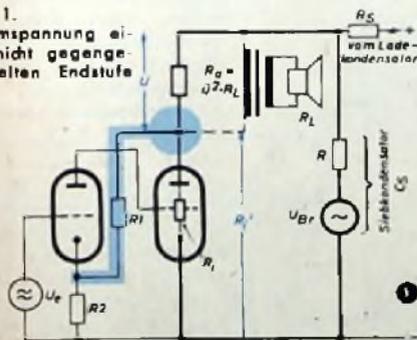
für ein RC-Filter

$$S = \omega R_S C_S \quad (2b)$$

(ω = 2πf; f = Frequenz der Brummspannung; L_S = Drosselinduktivität in H; C_S = Kapazität in F; R_S = Widerstand in Ohm) Durch die Siebglieder werden die Oberwellen naturgemäß wesentlich mehr geschwächt als die Grundfrequenz, so daß aus der am Ladekondensator etwa sägezahnförmigen Brummspannung nach einer Anzahl von Siebgliedern eine ziemlich reine Sinusspannung mit einer Frequenz von 50 bzw. 100 Hz wird.

Betrachten wir zunächst die Verhältnisse an einer nicht gegengekoppelten Endstufe nach Abb. 1. Der letzte Siebkondensator kann als Generator mit der Brummspannung U_{Br} als EMK und dem Innenwiderstand R = 1/ωC aufgefaßt werden. An dieser Brummspan-

Abb. 1. Brummspannung einer nicht gegengekoppelten Endstufe



nungsquelle liegt nun der in den Anodenkreis übersetzte Widerstand des Lautsprechers Ra in Serie mit dem Innenwiderstand Ri der Endröhre. Der Innenwiderstand R der Brummspannungsquelle ist vernachlässigbar klein gegenüber Ri und Ra. Am Verbraucherwiderstand stellt sich also eine Brummspannung U ein.

$$U = U_{Br} \frac{R_a}{R_i + R_a} \quad (3)$$

Da für Pentoden Ri >> Ra ist, entsteht bei diesen eine wesentlich geringere Brummspannung an Ra als bei einer Triode mit Ri < Ra, gleiche Spannung U_{Br} vorausgesetzt.

Abb. 2 zeigt nun eine Prinzipschaltung, in der von der Anode der Endröhre einer Vorröhre eine Gegenkopplungsspannung zugeführt wird. Der Zweck dieser Spannungsgegenkopplung ist eine Verringerung des Ausgangswiderstandes der Endstufe unter gleichzeitiger Verzerrungsverminderung. Wird ein Teil α = R2/(R1 + R2) der Ausgangsspannung als Gegenkopplung zurückgeführt, dann hat die Endstufe den Innenwiderstand

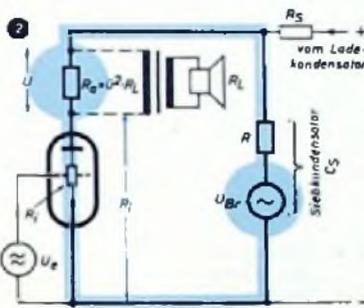


Abb. 2. Prinzipschaltung einer Endstufe mit Spannungsgegenkopplung zur Kathode der Vorröhre

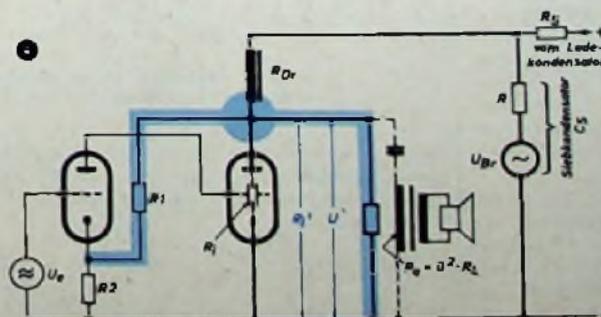
Abb. 3. Prinzipschaltung einer Endstufe mit Spannungsgegenkopplung von einer Anzapfung des Ausgangsübertragers zur Vorröhre

$$R_i' = \frac{R_i}{1 + \alpha \cdot V} \frac{R_i + R_a}{R_a} \quad (4)$$

(R_i = Innenwiderstand der Endröhre; α = R2/(R1 + R2); R_a = Arbeitswiderstand der Endröhre; V = Verstärkung der im Gegenkopplungszweig liegenden Röhren (Endröhre unter Belastung mit R_a))

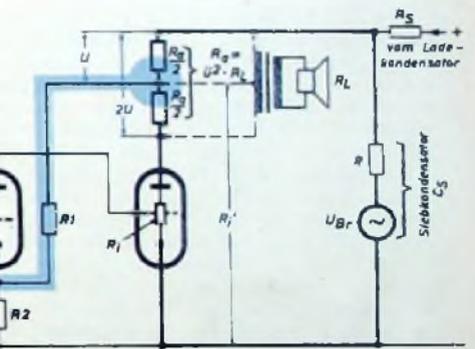
Je größer der von der Ausgangsspannung zurückgeführte Teil α wird (α → 1 = 100%), um so kleiner wird R_i'. Daraus folgt eine Veränderung der Brummspannungsteilung. An Stelle von R_i tritt R_i'. Wird nun in (3) durch starke Gegenkopplung R_i' << R_a, so ist

$$U \approx U_{Br} \frac{R_a}{R_a} = U_{Br} \quad (5)$$



Eine Schaltung mit Spannungsgegenkopplung nach Abb. 2 führt also mit zunehmender Gegenkopplung zu einer Erhöhung der Brummspannung an Ra bis zum Wert U = U_{Br}.

Wollte man den zur Gegenkopplung dienenden Teil α der Anodenwechselspannung einer Anzapfung des Ausgangsübertragers entnehmen (Abb. 3), so träte eine weitere Erhöhung der Brummspannung ein. Die Spannungsteilung der Brummspannung erfolgt dann nicht mehr zwischen Ra und Ri', sondern zwischen Ra/2 und Ri'. Es ist zu beachten, daß der durch die Spannungsgegenkopplung erniedrigte Innenwiderstand Ri' immer zwischen den Punkten wirksam wird, zwischen denen die Gegenkopplungsspannung abgenommen wird, also über Ri' + Ra/2. An der vollen Anodenwicklung des Ausgangsübertragers steht in diesem Falle nicht die Spannung U, sondern 2U. Ganz



anders wirkt sich dagegen die Spannungsgegenkopplung von Abb. 2 in der Schaltung nach Abb. 4 aus. Hier wird die Ausgangsspannung parallel von der Endröhre abgenommen. Die Anodengleichspannung muß über eine Drossel zugeführt werden, deren Widerstand R_{Dr} = ωL für die tiefste zu übertragende Frequenz noch groß gegen Ra sein muß.

Ohne Gegenkopplung steht an Ra eine Brummspannung

$$U = U_{Br} \frac{R_i \parallel R_a}{R_{Dr} + R_i \parallel R_a} \quad (6a)$$

Nach Einführung der Gegenkopplung wird Ri wiederum auf Ri' reduziert, wobei Ri' viel kleiner als Ri ist. Ri' darf bei guten Verstärkern nur ein Bruchteil von Ra sein (< 30%), so daß wir für U erhalten

$$U = U_{Br} \frac{R_i'}{R_{Dr} + R_i'} \quad (6b)$$

und da R_{Dr} >> Ra >> Ri', ergibt sich

$$U = U_{Br} \frac{R_i'}{R_{Dr}} \quad (6c)$$

Das heißt aber, daß die Brummspannung U um so kleiner

Abb. 4. Prinzipschaltung einer Endstufe mit Spannungsgegenkopplung zur Vorröhre; Ausgangsspannung parallel zur Endröhre abgenommen

Anzeigeröhre EMM 801

Mit der Anzeigeröhre EMM 801 bringt Telefunken eine Röhre für den Spannungsvergleich auf den Markt, die sich besonders für die elektronische Meß- und Schaltungstechnik eignet. Die in Novaltechnik ausgeführte Röhre verwendet zwei senkrechte, streifenartige Anzeigebilder, die nebeneinander liegen und miteinander verglichen werden können. Dieser Röhrentyp vereinigt zwei gleiche Abstimmanzeigesysteme, die eine gemeinsame Katode haben, aber unabhängig voneinander betrieben werden können.

Vorläufige technische Daten. Heizung $U_f = 6,3 \text{ V}$, $I_f = 0,3 \text{ A}$. Betriebswerte: Betriebsspannung $U_B = 250 \text{ V}$, Leuchtschirmspannung $U_l = 250 \text{ V}$, Anodenwiderstand R_{a1} bzw. $R_{a11} = 400 \text{ k}\Omega$, Gitterableitwiderstand R_{g1} bzw. $R_{g11} = 2 \text{ M}\Omega$, Gittervorspannung U_{g1} bzw. $U_{g11} = 0 \dots -20 \text{ V}$, Anodenstrom I_{a1} bzw. $I_{a11} = 0,150 \dots 0,540 \text{ mA}$, Leuchtschirmstrom $I_l = 3,8 \dots 7,0 \text{ mA}$, Schattenlänge b_1 bzw. $b_{11} = 0 \dots 27 \text{ mm}$.

Neue Diode und Transistoren: OA 5, OC 44, OC 72, OC 76

Die serienmäßige Herstellung einiger neuer oder verbesserter Halbleiter-Bauelemente hat die Valvo GmbH jetzt aufgenommen, und zwar:

Golddrahtdiode OA 5: Auf Germaniumbasis hergestellt, Allglasgehäuse. Die Anode, ein vergoldeter Draht, ist durch einen besonderen Formierungsprozeß mit der Katode verbunden und bildet dort die charakteristische Sperrschicht im Germanium. Gute Stabilität aller elektrischen Eigenschaften, die im Übergangsbereich zwischen Spitzen- und Flachendioden liegen; gegenüber bisherigen Spitzendioden in der Durchlaßrichtung ein niedrigerer und in der Sperrichtung ein höherer Widerstand. Hohe Spannungsfestigkeit; universell verwendbare Diode. Das Verhalten bei höheren Frequenzen ist, bedingt durch die größere Sperrschicht, naturgemäß nicht so günstig wie bei den Valvo-Spitzendioden für HF-Anwendung.

Oszillator- und Mischtransistor OC 44: pnp-Typ; Allglastechnik. Dynamische Kenndaten entsprechen den Eigenschaften, die für einen Betrieb als Oszillator- und Mischtransistor wünschenswert sind; eignet sich infolge hoher Grenzfrequenz (in Basisschaltung $f_{\alpha} = 15 \text{ MHz}$) auch gut für viele Arten der HF-Impulsverstärkung mit hoher Planckenteilheit. Bei gleicher Verlustleistung wie der schon bekannte OC 45 hat dieser Transistor eine wesentlich höhere Grenzfrequenz und bessere Stromverstärkung.

Endstufentransistor OC 72 (mit Metallkappe): Gegenüber bisherigem Typ vor allem in bezug auf Stromverstärkung, Kollektorspannung und zulässige Verlustleistung verbessert. Auf unlackierte Metallkappe kann Kühlfläche geschoben werden. Bei Montage auf ein Kühlblech (Chassis) von $> 12,5 \text{ cm}^2$ je Transistor ist bei einer Umgebungstemperatur von 45°C dabei Belastung bis 100 mW möglich, ohne Kühlfähne nur 75 mW . Sehr eingeeengte Streuungen des statischen Eingangswiderstandes; dadurch kann der Arbeitspunkt ohne Regelglieder durch ausschließliche Verwendung freier Spannungssteiler und eines Gegenkopplungswiderstandes im Emitterzweig konstantgehalten werden.

Schaltertransistor OC 76 (mit Metallkappe): Verbesserte Ausführung mit Metallkappe; bis zu 100 mW bei 45°C Umgebungstemperatur und Montage auf $12,5\text{-cm}^2$ -Chassis belastbar. Gegenüber bisherigem Typ höhere Grenzfrequenz und Stromverstärkung.

wird, je größer R_{Dr} gegenüber R_i' wird

In vielen Fällen wird der Einbau einer Drossel und eines Ausgangsübertragers räumlich und preislich nicht tragbar sein. Dann kann man eine Schaltung benutzen, wie sie Abb. 5 zeigt. Hier erfolgt die Spannungsgegenkopplung über eine zweite Wicklung des Ausgangsübertragers, die u. U. gleichzeitig die Wicklung für den Lautsprecher sein kann. Die richtige Polung dieser Gegenkopplungswicklung soll durch Betrachtung ihrer Wirkung für die Tonfrequenzspannung U_a ermittelt werden. Eine völlig willkürlich angenommene Phasenlage für U_a sei durch + oder - angegeben. (Dabei ist zu beachten, daß für die Tonspannung der Außenwiderstand R_a der Röhre parallel liegt.) Nur wenn die Gegenkopplungswicklung in der angegebenen Richtung angeschlossen wird, ergibt sich die gewünschte Spannungsgegenkopplung für U_a . Für die Brummspannung ist die Phasenlage durch die eingeklammerten (+) oder (-) angegeben. Ein Zusammenhang mit der Phasenlage der Tonspannungsquelle U_a besteht nicht. Am Widerstand R_a , der in Serie mit R_i an der Brummspannungsquelle U_{Br} liegt, fällt eine Brummspannung ab, die über den Gegenkopplungskanal der Endröhre zugeführt wird. Dadurch erzeugt die Endröhre als Generator eine Spannung U_{R0} , die phasengleich (-g) mit der von der Brummspannungsquelle U_{Br} erzeugten Spannung (-) ist, und zwar bezogen auf die Katode der Röhre. Hierdurch liegt der Widerstand $(R_a + R_i)$ nicht mehr an der vollen Spannung U_{Br} , sondern an einer Spannung, die um den Betrag der in der Endröhre erzeugten Spannung U_{R0} niedriger ist. An $(R_a + R_i)$ steht somit die Spannung $U_{Br} - U_{R0}$. Die interessierende Teilspannung ist infolgedessen

$$U = (U_{Br} - U_{R0}) \frac{R_a}{R_i + R_a} \quad (7)$$

Die Röhrengenerator-Spannung U_{R0} ist ihrerseits abhängig von der über den Gegenkopplungszweig zugeführten Steuerspannung U .

$$U_{R0} = \alpha U V_0 \quad (8) \quad V_0 = V \frac{R_a + R_i}{R_a} \quad (9)$$

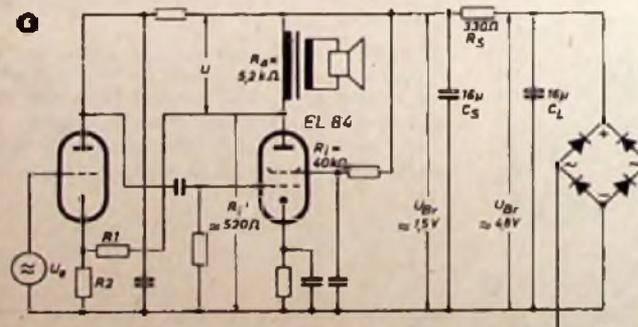


Abb. 6. Beispiel einer Endstufe mit EL 84 und Gegenkopplung zur Vorröhre

(V_0 = Verstärkung aller im Gegenkopplungszweig wirksamen Röhren. Für die Endröhre ist die Leerlaufverstärkung einzusetzen.) Damit wird

$$U = \frac{U_{Br} R_a}{R_i + R_a} - \alpha U V \quad (10)$$

Nach einer Umformung ergibt sich

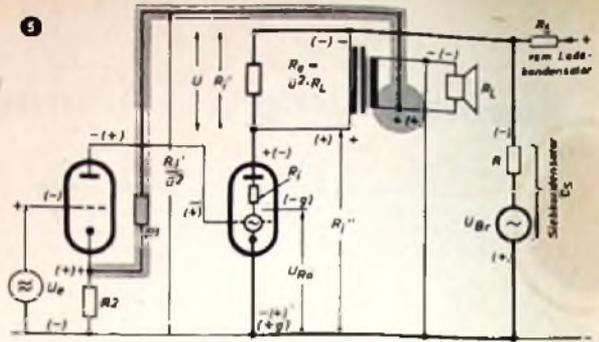


Abb. 5. Spannungsgegenkopplung von der Sekundärseite des Ausgangsübertragers zur Vorröhre

$$U = \frac{U_{Br} R_a}{R_i \left(1 + \alpha V \frac{R_i + R_a}{R_i} \right) + R_a} \quad (11)$$

Setzt man den Betrag $R_i \left(1 + \alpha V \frac{R_i + R_a}{R_i} \right) = R_i''$, dann stellt dieser den erhöhten Widerstand dar, den der von U_{Br} erzeugte Strom an der Röhre vorfindet. Die für U_a wirksame Gegenkopplung führt also zu einer Verringerung des Innenwiderstandes an der Endröhre für die Tonspannung U_a und zu einer Vergrößerung des Innenwiderstandes an der Endröhre für die Brummspannung U_{Br} . Für die Tonspannung wird

$$R_i' = \frac{R_i}{1 + \alpha V \frac{R_i + R_a}{R_a}} \quad (12a)$$

und für die Brummspannung

$$R_i'' = R_i \left(1 + \alpha V \frac{R_i + R_a}{R_i} \right) \quad (12b)$$

Mit zunehmender Gegenkopplung wird also R_i' viel größer als R_a , und die an R_a verbleibende Brummspannung läuft gegen Null. Zusammenfassend kann festgestellt werden: Soll eine Spannungsgegenkopplung neben der Verringerung des Innenwiderstandes einer Schaltung auch zu einer Verringerung der Brummspannung führen, dann muß die Gegenkopplungsspannung unmittelbar parallel zum Arbeitswiderstand R_a abgenommen werden (Abb. 4 und 5). Liegt der Arbeitswiderstand zwischen Anode und + Anodenspannung, dann muß zur Verringerung der Brummspannung auch die zur Gegenkopplung dienende Spannung zwischen diesen Punkten abgenommen werden. Die Erfüllung dieser Forderung ist im allgemeinen aber nicht möglich, da die Gegenkopplungsspannung auf Minus-Anodenspannung bezogen sein muß.

Abb. 6 zeigt eine Schaltung mit der Endröhre EL 84. Mit den angegebenen Werten wird ohne Gegenkopplung ein Brummabstand von 1 : 1000 erreicht. Der Siebfaktor des R_{CS} -Gliedes ist hierbei etwa 3,2. Bei einer Gegenkopplung nach Abb. 2 mit einer Innenwiderstandsverringern auf beispielsweise $10^{1/3}$ vom Arbeitswiderstand ist eine Erhöhung des Siebfaktors auf etwa 25 erforderlich, wenn der Brummabstand erhalten bleiben soll. Besser ist es jedoch, die Schaltung nach Abb. 4 oder 5 aufzubauen. Unter Beibehaltung des Siebfaktors mit dem Siebfaktor $S \approx 3,2$ würde der Brummabstand sogar auf 1 : 10 000 ansteigen. Selbst ohne Siebglied käme noch ein Brummabstand von 1 : 3000 zustande.

Ein moderner Konverter für das 435-MHz-Amateurband mit quarzkontrolliertem Oszillator

Fortsetzung aus PUNK-TECHNIK Bd 11 (1956) Nr. 22, S. 661

Aufbau des Konverters

Der hier beschriebene Konverter wurde in zwei Bausteine aufgeteilt. Der eine umfaßt den HF-Teil und den Kaskoden-ZF-Vorverstärker, der andere den Pentoden-Verstärker und die Netzversorgung. Jeder Baustein wurde auf einem handelsüblichen amerikanischen Aluminium-Chassis aufgebaut (275x180x50 mm). Wie das Foto rechts zeigt, wurde die Rohrkreis-Einheit etwa in der Mitte des Chassis befestigt. Die einzelnen Kreise wurden so orientiert, daß B1 und die beiden Koaxkabelöffnungen nach oben, Sonden- und Diodenöffnungen aber nach unten zeigen.

An der einen Schmalseite ist das μ A-Meter montiert; die Rückseite trägt B2 und ein dreipoliges Steckmutterstück. Die Röhren des Oszillators finden auf der einen, die des Kaskodenteils auf der anderen Seite der Rohrkreise Platz.

Weitgehend wurden keramische Stützpunktwinkel verwendet, um eine vibrationsfreie Verdrahtung zu erhalten. Ein 2 mm starker, versilberter Draht in der Oszillatoreinheit führt als Nulleiter über beide Sockel, erfaßt dabei unmittelbar alle Sockelanschlüsse, die Massekontakt haben müssen, und ist nur an einer Stelle mit dem Chassis verbunden. L2 ist so angebracht, daß nicht nur genügender Abstand von allen Metallflächen des Chassis, sondern auch eine zur Achse von L1 senkrechte Orientierung eingehalten wird. Obgleich L1 und L2 auf verschiedenen Frequenzen arbeiten, ist eine entkoppelte Befestigung zu empfehlen; dann herrschen bei der Abstimmung klare Verhältnisse. Die Verdrahtung erfolgt nur mit den Anschlußdrähten der Widerstände und Kondensatoren, wobei ihre Länge auf ein Mindestmaß reduziert wird. Jedes Einzelteil ist mit Überlegung anzubringen.

Am besten werden zuerst die Zuführungen der Heiz- und Anodenspannung verlegt. Dafür nimmt man eine abgeschirmte Leitung, deren Außenleiter verzinkt und die kunststoffisoliert ist. Ist die Verdrahtung auch bis einschließlich L1, C6 relativ unkritisch, so muß doch der letzte Verdreifacher mit großer Sorgfalt aufgebaut werden. Die Verbindung von C2 mit dem Innenleiter von R3 und der Röhre soll so kurz wie möglich sein, wobei darauf zu achten ist, daß die Anschlußdrähte an C2 nicht ablöten. Sobald an C2 der Decklack schmilzt oder gar Lötzinn hervorquillt, ist der Kondensator nicht mehr zu gebrauchen. Da

über R2 die gesamte Amplitude der Injektionsfrequenz steht, muß für R2 eine induktionsfreie Ausführung verwendet werden. HF-mäßig sinkt sein Nennwert auf einige Prozent herab, so daß man bei einem Aufdruck „10 kOhm“ nur mit einigen 100 Ohm rechnen kann. Man kann aber R2 nicht beliebig groß wählen, da sonst die Anodenspannung der EC 92 zu stark abfällt. Ein guter 10-kOhm-Widerstand hat sich als ausreichend erwiesen. Er kann auch durch eine geeignete $\lambda/4$ -Drossel ersetzt werden.

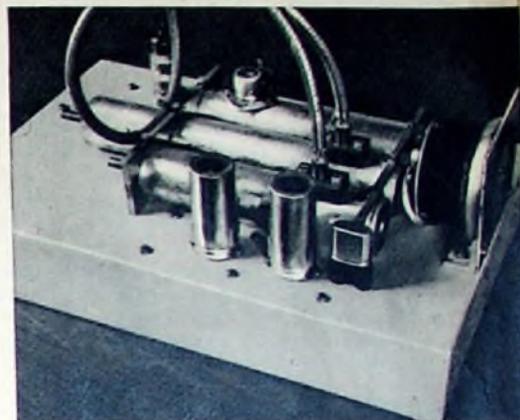
Auch beim Aufbau des Kaskodenverstärkers ist kürzeste Leitungsführung wichtig. Die parallel zueinander stehenden Induktivitäten L3 und L5 sind weit genug voneinander entfernt, um Selbsterregung zu vermeiden. Von L3 führt eine abgeschirmte Leitung durch das Chassis zum Meßinstrument. Die Leitung von der Diode zu L3 ist kurz, und von der Sonde führt eine flexible, gut isolierte und möglichst kurze Leitung durch die für die Diode ausgesparte Öffnung an den Innenleiter von R1. Irgendwelche Lötungen an Leitungen oder Punkten, die mit der Diode galvanischen Kontakt haben, dürfen niemals bei eingesteckter Diode erfolgen, da die Diode sonst unweigerlich zerstört wird.

Auf Aufbau und Verdrahtung des zweiten Bausteines einzugehen, erübrigt sich, da Netzteil und zweiter ZF-Vorverstärker völlig unkritisch sind. Man muß nur darauf achten, L8 und L9 nicht zu dicht beieinander zu befestigen.

Abgleich des Konverters

Nachdem alle Röhren außer der ECC 91 entfernt sind, wird zuerst der Oberwellenoszillator eingestellt. In die Zuleitung zu R7 fügt man einen Strommesser. Bei etwa halbeingedrehtem Trimmer C9 muß der Anodenstrom plötzlich in einem engen Bereich zurückgehen. Ist dies nicht zu erreichen, dann ist entweder die Rückkopplung nicht groß genug, so daß man den Abgriff an L2 der Anodenseite nähern muß, oder der Kreis ist nicht auf die fünfte Oberwelle abstimbar. Ein Grid-Dip-Meter schafft hier schnell Klarheit. Wie schon erwähnt, ist der Abgriff recht kritisch, damit die Schwingungen nur auf der gewünschten Oberwelle einsetzen. Bei zu starker Rückkopplung schwingt der Steuerkreis selbst-erregt auf einer durch L und C gegebenen Frequenz. Besonders empfehlenswert ist die Kontrolle der erzeugten Schwingungen mit einem Empfänger. Der Überlagerungston muß einwandfrei und die Oszillatoreinheit frei von Handempfindlichkeit sein.

Der Strommesser wird jetzt zwischen R1 und Masse gelegt, die EC 92 in die Fassung ge-

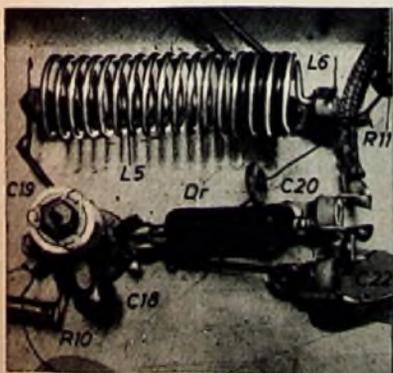


Ansicht des HF-Bausteines des Konverters

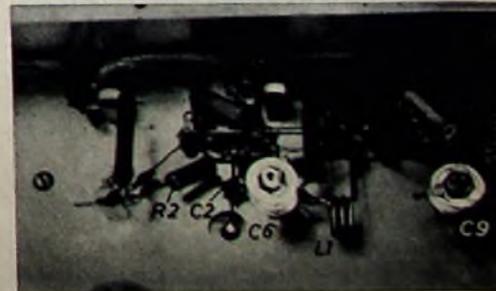
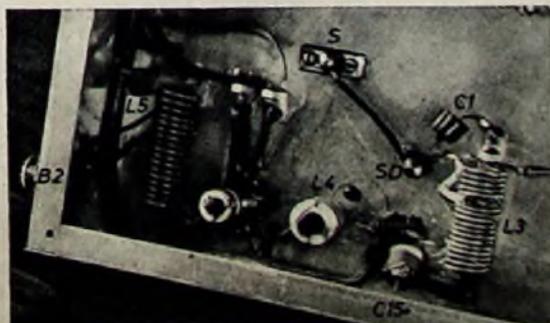
setzt und C6 durchgestimmt. An einer einzigen Stelle von C6 wird ein Gitterstrom von der Größenordnung 0,2 mA meßbar sein. Nachdem man geprüft hat, ob L1, C6 auch wirklich auf die gewünschte Oberwelle abgestimmt sind, wird R1 wieder mit Masse verbunden.

Die Einstellung der Rohrkreise R3 und R2 auf die Ausgangsfrequenz des Oszillators (406 MHz) erfordert einige Geduld. Die Diode wird in R1 befestigt, und man schraubt die in R2 und R3 eingebauten Kapazitäten so lange heraus und hinein, bis das Meßinstrument einen Ausschlag zeigt. Durch Entfernen des Quarzes läßt sich prüfen, ob das angezeigte Signal aus der Steuerstufe stammt. Man justiert nun R2 und R3, indem man zunächst R3 auf größten Diodenstrom abgleicht und dann R2 nachstimmt, bis die weitere Erhöhung des Diodenstromes ein Maximum zeigt. Der Diodenstrom soll auf keinen Fall 1 mA überschreiten. Mit Hilfe der Sonde S regelt man ihn auf 400 μ A ein.

Nun entfernt man Oszillatordröhre und Diode und nimmt den ZF-Vorverstärker in Betrieb. Man verbindet ihn mit dem Stationsempfänger, der zunächst auf die Mitte des durchzustimmenden Zwischenfrequenzbereiches eingestellt ist (etwa 29 MHz). L9 und L5 werden bei 26 MHz, L8 und L3 bei 32 MHz und L4 bei 29 MHz auf maximales Rauschen abgeglichen. Das ist zunächst nicht ganz leicht, da das Ohr (man hört den Empfänger mit einem Kopfhörer ab) sich zuerst einmal daran gewöhnen muß, aus dem Grundrauschen die Rauschmaxima herauszuhören. Zunächst wird die Pentodenstufe am besten auf volle Ver-



Oben: Einzelheiten der Kaskodenstufe; rechts: Blick in die Kaskodenstufe



Blick in die Oszillator-Verdrahtung

stärkung gestellt, später aber ein wenig zu geregelt, um die Rauschunterschiede besser erfassen zu können.

Zum Schluß versteht man die Oszillatoreinheit wieder mit Röhren und schließt an $\mathfrak{R} 1$ eine Antenne an. In der Nähe des Konverters wird ein provisorisch aufgebauter 8-MHz-Quarz-oszillator aufgestellt und der Stationsempfänger auf die ZF abgestimmt, auf der die 54. Oberwelle des Oszillators zu hören ist. Dann wird $\mathfrak{R} 1$ nachgestimmt, bis das Lautstärkemaximum erreicht ist.

Bei diesem Stand des Abgleiches muß, wenn die Antenne aus $B 1$ entfernt wird, sehr deutlich ein Nachlassen des Gesamttrauschens zu hören sein. Der Abgleich wird einige Male wiederholt, bis das Optimum erreicht ist.

Die Anpassung der Antenne an den ersten Rohrkreis kann nicht subjektiv nach dem Gehör erfolgen. Ein Rauschgenerator ist dazu unerlässlich.

Wer mit seinem Konverter Kraftwagenzündfunken auf 300...500 m Entfernung identifizieren kann, darf sicher sein, daß sein 435-MHz-Konverter ausreichend empfindlich ist.

Bedienung und Leistung des Gerätes

Infolge der losen Ankopplung von Antenne und Diode an den Eingangs-Rohrkreis $\mathfrak{R} 1$, ist dieser relativ scharf abstimmbare. Jedoch lohnt es sich nur bei der Aufnahme sehr schwacher Signale an den Bandenden, die Einstellung zu verändern. Im allgemeinen ist $\mathfrak{R} 1$ fest auf 435 MHz abgestimmt.

Die Einstellung von $\mathfrak{R} 3$ ist sehr, die von $\mathfrak{R} 2$ äußerst kritisch, so daß es sich empfiehlt, die Gewindestifte der Kapazitäten von $\mathfrak{R} 2$ und $\mathfrak{R} 3$ mit Gegenmuttern zu versehen, um ungewollte Veränderungen der Einstellung zu verhüten. $\mathfrak{R} 1$, $\mathfrak{R} 2$ und $\mathfrak{R} 3$ sind in ihren Justierungen voneinander abhängig. Besonders ist darauf zu achten, daß der Diodenstrom Null wird, wenn $\mathfrak{R} 1$ auf die Injektions-

frequenz abgestimmt wird. $\mathfrak{R} 2$ und $\mathfrak{R} 3$ müssen stets auf f_0 eingestellt sein. Da der Oszillator quartzgesteuert ist, braucht die Anodenspannung nicht stabilisiert zu werden. Der ZF-Vorverstärker hat eine Gesamtbandbreite von etwa 8 MHz und einen Rauschfaktor $F < 2$ dB. Mit einer alten Siliziumdiode 1 N 23 wurde im Originalgerät eine Eingangsempfindlichkeit von 8 dB gemessen. Mit modernen amerikanischen Dioden (z. B. 1 N 78 A) läßt sich ein Rauschfaktor von 2...3 dB erreichen.

Im ZF-Bereich des vom Verfasser benutzten Empfängers („NC 183 D“) ist keine Pfeifstelle feststellbar. Der Überlagerungston quartzgesteuerter 435-MHz-Signale ist so kristallklar wie auf Langwellen.

(Dank schuldet der Verfasser Herrn Werkmeister Finke n vom Physikalischen Institut der Universität Bonn, der mit größter Genauigkeit die Rohrkreise herstellte.)

Schrifttum

- [1] Lickfield, K. G., DL 3 FM: Verbesserter Topftrikskonverter für 430 MHz. DL-QTC 1953 Nr. 10, S. 435
- [2] Megla, G.: Dezimeterwellentechnik, 4. Auflage, Leipzig 1955, Fachbuchverlag Leipzig, S. 154
- [3] Schultheiß, K., DL 1 QK: Der Ultra-Kurzwellenamateur, 5. Auflage, Stuttgart 1955, Franckh'sche Verlagsbuchhandlung, S. 143
- [4] Schweltzer, H., DL 3 TO: Dezimeterwellenpraxis, Berlin 1956, VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH, S. 81

Multivibrator als Morsegenerator

Für Morse-Unterrichtszwecke konnten sich Röhrengeneratoren bewähren, deren Vorzüge stabiler Ton und verhältnismäßig einfache Schaltung sind. Um Tonfrequenzen um 1000 Hz zu erzeugen, verwendet man im allgemeinen für den Schwing- und Rückkopplungskreis NF-Transformatoren, deren Neuschaffung aber verhältnismäßig kostspielig ist.

Schaltungseinzelheiten

Auf der Suche nach einer gleichwertigen Röhrengenerator-Schaltung fiel die Wahl auf den Multivibrator, dessen Grundfrequenz im Tonfrequenzbereich liegt. Frequenzbestimmend sind die Kondensatoren $C 1$, $C 2$ und die Widerstände $R 1$, $R 2$. Allerdings muß, wie Abb. 1 zeigt, die übliche Multivibrator-Schaltung etwas geändert werden.

Da bei einem Morsegenerator nur der Tonfrequenzbereich interessiert, kommt es auch aus Entstörungsgründen darauf an, die vielen Harmonischen zu beseitigen. Dies erreicht der Kondensator $C 3$ (10 nF), der den gesamten HF-Anteil nach Masse kurzschließt. Bei der hier angewandten Anodenspannungstastung müssen außerdem die Taststörungen beseitigt werden, die sich in unstabiler Tonqualität und etwaigen Störungen benachbarter Empfänger auswirken können. Diese Aufgabe übernimmt Kondensator $C 4$ parallel zum Tastanschluß. Morsegeneratoren müssen für Kopfhöreranschluß eingerichtet sein. Die Kopfhörer werden unter Zwischenschaltung des Gleichspannungs-Sperrkondensators $C 5$ angeschlossen. Die Außenwiderstände der beiden ECC 81-Trioden haben jeweils 5 kOhm. Um die Lautstärke regeln zu können, wurde der Außen-

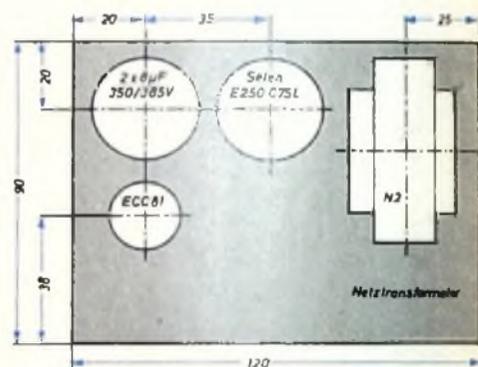


Abb. 2 Einzelleistungsanordnung auf der Montageplatte

und Selengleichrichter. Da die Kondensatoren der Siebkette mit je 8 μ F bemessen sind, genügt zur weiteren Siebung ein ohmscher Widerstand. Zur Betriebskontrolle liegt parallel zur Heizwicklung ein Skalenlämpchen.

Aufbauhinweise

Zum Aufbau des Morsegenerators einschließlich Netzteil eignet sich ein Chassis mit den Abmessungen 90x120x1 mm (verzinktes Eisenblech). Abb. 2 zeigt ein Beispiel für die Anordnung der Einzelteile. An der Frontseite können Netzschalter, Lautstärkereger, die Buchsenpaare für den Anschluß von Morsetaste und Kopfhörer sowie die Betriebskontrolle (Skalenlämpchen) befestigt werden. An der Rückseite befinden sich das Sicherungsschraubelement und die Netzkabeleinführung.

Einzelteile

Netztransformator "N 2"	(Engel)
Selengleichrichter E 250 C 75 L	(AEG)
Elektrolytkondensator 2x8 μ F, 350/385 V	(NSF)
Novallfassung	(Preh)
Potentiometer 5 kOhm, 1,5 W	(Preh)
2 Doppelbuchsen	(Masar)
Netzschalter	(Lumberg)
Sicherungsschraubelement	(Wickmann)
Steckline	(Jautz)
Skalenlampe, 7 V/0,3 A	(Carom)
Drehknopf	(Masar)
Röhre ECC 81	(Valvo)
Die Einzelteile sind über den Fachhandel zu beziehen	

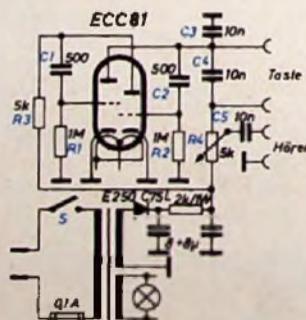


Abb. 1. Schaltung des Morsegenerators mit der Röhre ECC 81

widerstand der zweiten Triode ($R 4$) veränderbar gemacht. Eine noch bessere Schutzmaßnahme als die kapazitive Anordnung ist der transformatorische Ausgang mit Primär- und Sekundärwicklung.

Der Netzteil mit dem Netztransformator „N 2“ (Engel) arbeitet mit Halbweggleichrichtung

ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU

brachte unter anderem im Novemberheft folgende Beiträge

Elektronischer Video-Yestbildgeber mit kontinuierlich veränderbarem Bildinhalt

Eine neue fotozelle für langwellige Infrarot-Strahlung

Der RULL-Magnettrommelrechner

Regelschaltungen mit temperaturkompensierten Thermistoren

Das Feld des Sprechkopfes von Magnettongeräten

Der Phasenschleibergenerator

Selen de la Radio et de la Télévision

UKW-Überreichweiten von 1000 km durch Meteorstrahlung

Das erste deutsche Radio-Teleskop

Aus Industrie und Technik

Zeitschriftenauslese • Patentschau

Tagungen • Neue Bücher

Format DIN A 4 • monatl. ein Heft • Preis 3,- DM

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

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH
Berlin-Borsigwalde

Doppelmagnetongerät für Amateurzwecke

Diese Bauanleitung für ein Doppelmagnetongerät richtet sich in erster Linie an den fortgeschrittenen Magnettonamateuer, der sich ein hochwertiges und vielseitig verwendbares Gerät schaffen möchte. Das Gerät besteht aus mehreren Baugruppen, wodurch es jederzeit möglich ist, den speziellen Bedürfnissen entsprechende Erweiterungen oder Umbauten vorzunehmen. Ein Nachbau des Gerätes in der vorliegenden Form erfordert wohl einen erheblichen Aufwand und wird deshalb voraussichtlich nur für einen kleinen Teil der Magnettonfreunde in Frage kommen. Manche Einzelheit dürfte jedoch für ähnliche Arbeiten wertvolle Anregungen geben, so daß bewußt auch die Hinweise auf die mechanischen Arbeiten nicht zu kurz gehalten wurden.

Die Konstruktion der Laufwerke wurde von dem Grundsatz geleitet, mit möglichst wenigen bewegten mechanischen Teilen auszukommen. Dennoch ist eine Reihe derartiger Teile erforderlich, deren Herstellung man am besten einem erfahrenen Mechaniker überläßt. Besonders bei den rotierenden Teilen ist hohe Präzision notwendig, wenn man auf eine hochwertige Wiedergabe Wert legt; an dieser Stelle sollte auf keinen Fall gespart werden. Bei verschiedenen Teilen des Chassis und der Magnetsteuerung scheinen die Materialstärken etwas reichlich bemessen zu sein; dies ist jedoch nicht der Fall. Sie wurden im Gegenteil so gering gewählt, als es vom Standpunkt

der mechanischen Stabilität vertretbar war. Es sei deshalb ausdrücklich davor gewarnt, aus Gründen der leichteren Herstellbarkeit mit geringeren Materialstärken oder anderem als dem angegebenen Material zu arbeiten. Für die Bezeichnung der Einzelteile wird ein Ziffersystem benutzt. Darin bedeutet die Ziffer vor dem Strich die Baugruppe, zu der das betreffende Teil gehört; die erste Ziffer nach dem Strich gibt die Untergruppe, die beiden folgenden das Einzelteil an. Beispielsweise bedeutet in Abb. 2a die Bezeichnung 03-114 an einer Bohrung, daß diese für Teil 14 (Kontaktschraube) der Untergruppe 1 (Umlenkrolle) der Baugruppe 03 (Bandführung) vorgesehen ist.

1. Hauptchassis mit Laufwerken

Technische Daten der Laufwerke: 2 Laufwerke mit gemeinsamem Tonmotor, 5 Motoren; Bandgeschwindigkeit 19 cm/s; Anlauf- und Stoppzeit bei Vorlauf < 0,3 s; Rückspuldauer für 500-m-Band 40 s; automatische Abschaltung bei Bandriß, automatische Bandabhebung und Lösung der Andruckrolle bei Rücklauf, Bedienung durch Drucktasten.

Baugruppe 01: Hauptchassis

Zuerst wird das Hauptchassis hergestellt, da alle weiteren Baugruppen in dieses eingebaut werden sollen. Abb. 1 gibt einen Überblick über die Gesamtanordnung und dient als Grundlage für die weitere Montage.

In Abb. 2a sind die Bohrungen für die Motoren sowie der Durchmesser der Bohrungen

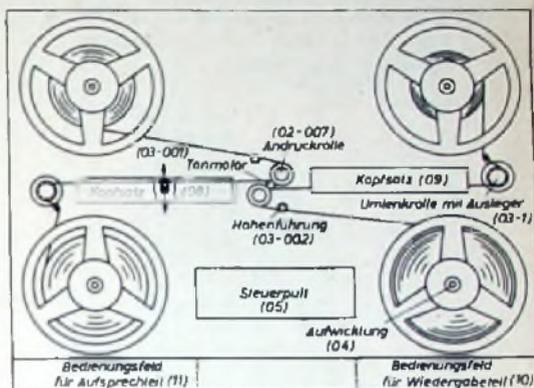


Abb. 1a. Anordnung der Triebwerksteile des Doppelmagnetongerätes

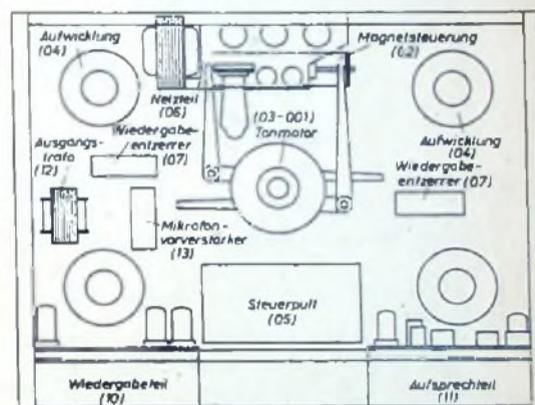


Abb. 1b. Anordnung der Baugruppen innerhalb des Chassis

1) s. a. FUNK-TECHNIK Bd. 11 (1956) Nr. 15, S. 443 und Nr. 16, S. 475

Teil	Anzahl	Bezeichnung	Bemerkung
01-001	1	Chassis	nach Zeichnung Abb. 2a
01-002	7	Stütze	nach Zeichnung Abb. 2b
01-003	2	Stütze	
01-004	1	Chassisstrebe	vernickelt
01-005	2	Chassisstrebe	
01-006	1	Chassisstrebe	vernickelt
01-007	9	Senkchraube M 4 x 10	
01-008	4	Senkchraube M 4 x 15	vernickelt
01-009	4	Sechskantmutter M 4	

Bei Herstellung des Chassis müssen ferner zur Festlegung von Anordnung und Durchmesser der Bohrungen der Tonmotor 03-001, die Aufwicklungsmotoren 04-006 sowie die Blenden für die Kontrollampen des Wiedergabeteils bereitstehen.

Stückliste zur Baugruppe 01

Abb. 2a (unten). Maß- und Bohrskizze für das Hauptchassis (Gruppe 01)

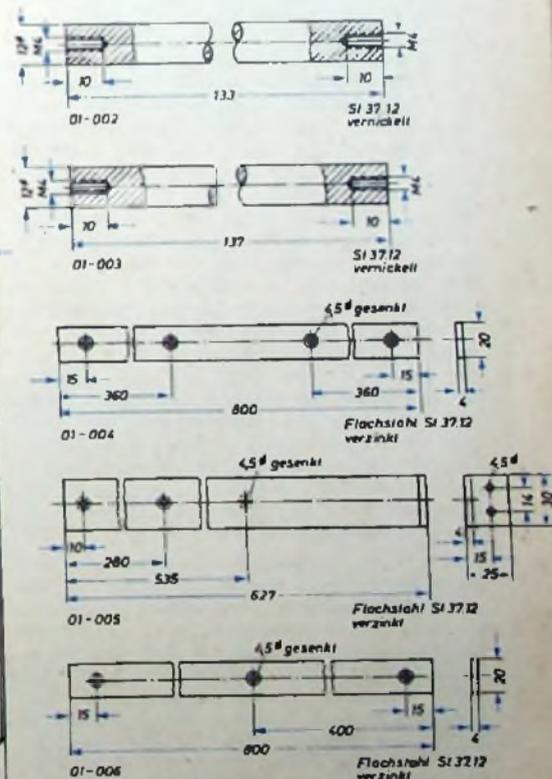
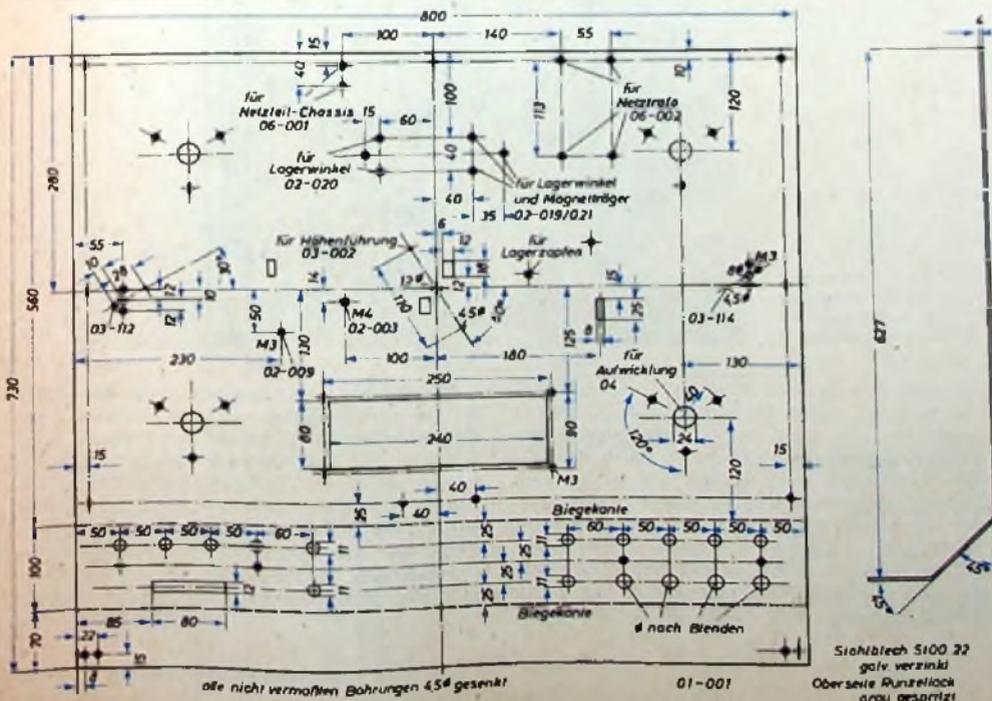


Abb. 2b. Maße der Stützen und Streben für das Hauptchassis (Baugruppe 01)



Stahlblech S100 22
galv verzinkt
Oberseite Punzelloch
grau gespritzt

alle nicht vermahten Bohrungen 45° gesenkt

01-001

für die Blenden der Kontrollampen des Wiedergabeteils nicht bemast. Sie richten sich nach den Abmessungen der verwendeten Teile. Ferner sind die Bohrungen für die Montage der Kopsätze und der Wiedergabenzerrner nicht eingezeichnet. Diese Baugruppen müssen so montiert werden, daß die magnetische Störeinstrahlung möglichst gering ist, was erst nach Einbau aller anderen Baugruppen festgestellt werden kann.

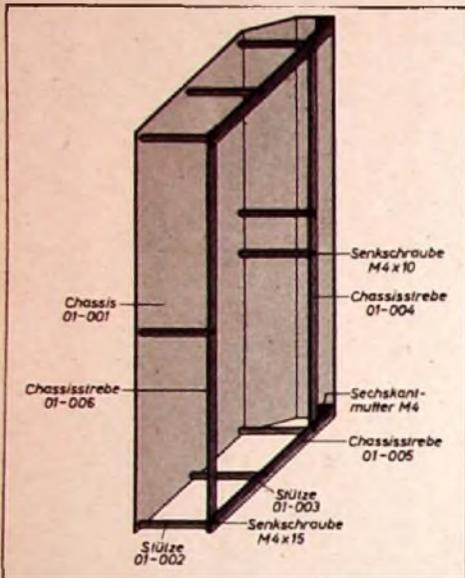


Abb. 3. Aufbaudchema des Hauptchassis (Baugruppe 01)

Baugruppe 02: Magnetsteuerung

Etwas mehr Arbeit erfordert die Magnetsteuerung. Zunächst werden nach Abb. 4 (S. 696) sämtliche Einzelteile maßhaltig hergestellt. Genauigkeit bei der Herstellung dieser Teile erspart Ärger bei der späteren Montage, über die Abb. 5, 6 und 7 Aufschluß geben. An einigen Teilen der Magnetsteuerung, besonders an den Winkelhebeln und dem Zugmagneten, sind erhebliche Kräfte wirksam, was beim Zusammenbau zu beachten ist. Die Winkelhebel werden folgendermaßen zusammengesetzt: Zunächst werden beide Stirnflächen der Lager 02-001 und 02-002 reichlich verzinkt. Damit kein Zinn in die Gewinde fließt, die Schrauben 02-008 vorher einschrauben. Ebenso werden die Auflageflächen aller vier Hebel verzinkt. Nach dem Erkalten sind die Schrauben aus den Gewinden zu entfernen und die Hebel nun mit den Lagern lose zu verschrauben. Dann erhitzt man die verzinnten Stellen auf der Gasflamme bis zum Schmelzen des Zinns und zieht die Schrauben fest an (Diese sind vorher gut einzufetten, damit sie beim Eindrehen in die heißen Hebellager nicht festfressen.) Das herausquellende überflüssige Zinn wird noch in heißem Zustand mit einem Lappen entfernt, denn ein späteres Abfeilen würde die vernickelten Flächen der Hebellager beschädigen. Die Schrauben werden mit Lack gegen Lösen gesichert.

Die fertigen Winkelhebel werden mit den Lagerzapfen 02-003 und zwei Muttern 02-028 im Chassis befestigt. Auch diese sowie alle weiteren Verschraubungen in der Magnetsteuerung sind unbedingt mit Lack zu sichern. Die Erfahrung hat gezeigt, daß sich nicht verlackte Schrauben infolge der stoßartigen Beanspruchung beim Anziehen des Magneten in kurzer Zeit lockern, selbst wenn sie noch so fest angezogen waren. Durch die Aussparungen im Chassis werden nun die Andruckrollen 02-007, deren Zusammenbau ebenfalls aus Abb. 4 hervorgeht, und die Höhenführungen

Abb. 4. Die Maßskizzen der Einzelteile für die Magnetsteuerung (Baugruppe 02) sind auf Seite 696 zusammengelaßt worden

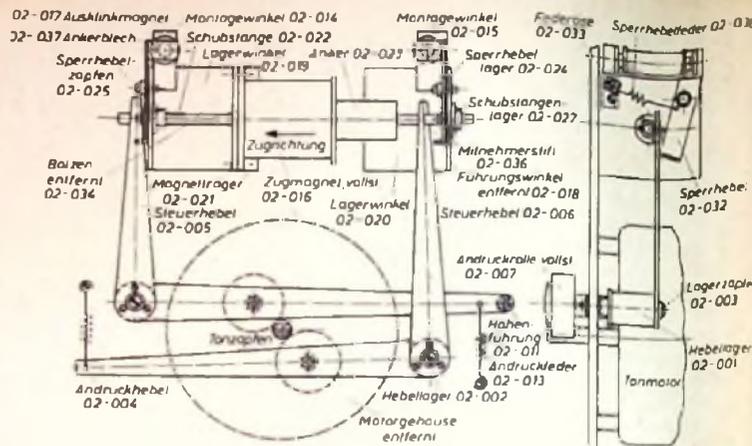


Abb. 5. Aufbau der Magnetsteuerung (Baugruppe 02)

02-011 in die Andruckhebel eingeschraubt und durch Kontermuttern 02-028 gesichert. Durch die beiden Federn 02-013, die einerseits in die hierfür vorgesehenen Löcher am Ende der Andruckhebel, andererseits in die von unten ins Chassis eingeschraubten und durch Kontermuttern 02-028 gesicherten Schrauben 02-009 eingehängt sind, müssen beide Andruckrollen fest gegen den Tonzapfen gedrückt werden (Abb. 7).

Die Magnetsteuerung wird nach Abb. 5 und 6 vormontiert. Besondere Beachtung ist dem Einbau des Zugmagneten zu widmen. Im Mustergerät wurde ein aus einem Schaltschutz stammender Spulenkörper aus sehr widerstandsfähigem Gewebepreßstoff mit eingepreßten Befestigungsbolzen, die zugleich als Anschlußklemmen dienen, verwendet. Wie aus Abb. 5 hervorgeht, wird er beim Anziehen des Ankers auf Zug beansprucht. Fer-

zu vergrößern, daß sich der Anker hindurchschieben kann. Außerdem sind zwei zusätzliche Bohrungen im Chassis anzubringen, und der Bolzen 02-034, der zur Absteifung des Magneträgers 02-021 dient, ist entsprechend zu verlängern. Die Anbringung des Sperrhebels und des Auslenkmagneten ist aus Abb. 6 ersichtlich. Ankerblech 02-037 und Lager 02-024 sind in 02-032 eingelötet. Der Führungswinkel 02-018, in dessen Schlitz der in Abb. 5 rechte Mitnehmerstift 02-036 geführt wird, verhindert eine Verdrehung der Schubstange, die sonst beim Einfallen beider Sperrhebel und gleichzeitigem Zurückschnellen der Schubstange möglich wäre, da dann die Mitnehmerstifte nicht mehr in den Steuerhebeln geführt werden. Der Anker wird unter Zwischenlage eines keilförmig zugeschnittenen Hartpapierstreifens in Zugrichtung auf die Schubstange aufgeschlagen. Er soll in

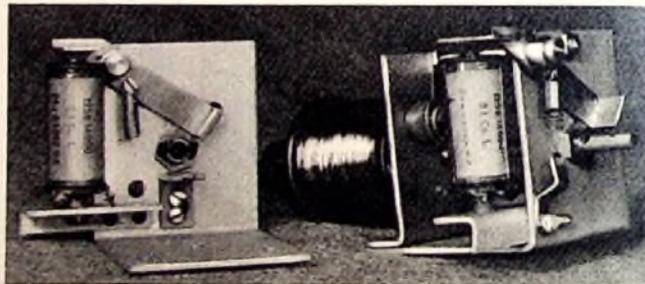


Abb. 6. Die vormontierten Lagerwinkel 02-019 und 02-020 der Magnetsteuerung mit Magneträger und Zugmagnet, den Auslenkmagneten sowie Führungs- und Sperrhebeln

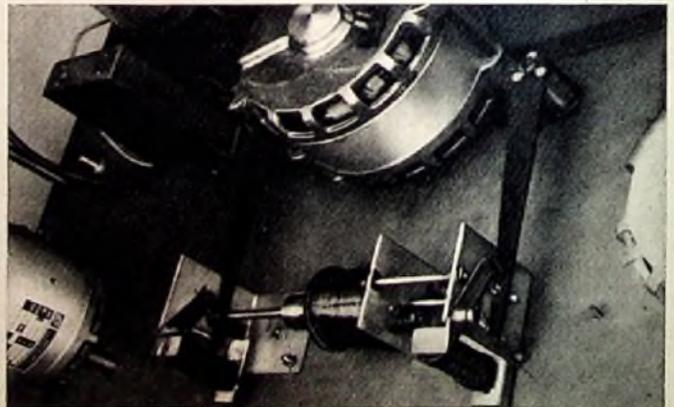


Abb. 7. Gesamtansicht der eingebauten Magnetsteuerung (Baugruppe 02)

tigt man den Spulenkörper nach Abb. 4 selbst an, dann ist diese Art der Montage nicht zu empfehlen. Es kann sonst vorkommen, daß beim Einschalten des Magneten durch die auftretenden Kräfte, die größer als 10 kg sein können, sich die Wicklung unter Absprennen des Flansches vom Körper löst. Man befestigt daher den Magneten in diesem Falle besser auf der anderen Seite, so daß der Wickelkörper nur Druckkräften ausgesetzt ist. Die Mittelbohrung in Teil 02-021 ist dann so weit

nicht angezogenem Zustand etwa zur Hälfte in die Spule eintauchen. Die Gewinde für die Mitnehmerstifte in der Schubstange werden erst bei der Montage gebohrt. Dadurch (sowie durch eine Verschiebung der Lagerwinkel, die durch die Langlöcher ermöglicht wird) kann bei der Montage der richtige Abstand der Andruckrollen vom Tonzapfen im abgehobenen Zustand und der richtige Eingriff der Mitnehmerstifte eingestellt werden. (Wird fortgesetzt)



Unser Phonoprogramm

Vielfältig wie die Wünsche Ihrer Kunden ist die Auswahl, die Ihnen unser Programm bietet. Die ausgereifte Technik ist das Ergebnis langjähriger Erfahrung im Bau von hochwertigen Abspielgeräten. Klangqualität und Bedienungskomfort in Verbindung mit moderner, ansprechender Gestaltung ließen PHILIPS Phonogeräte zu einem anerkannten Wertbegriff werden.

Phonoautomat Mignon AG 2100

Ein Plattenspieler, der sich selbst bedient DM 74,—
Mit Spannungsumschalter DM 79,—



Phonokoffer III AG 2113
mit Verstärker und Lautsprecher DM 198,—



Plattenwechslerbox AG 1203
mit dem bewährten PHILIPS
Plattenwechsler DM 180,—



Phonokoffer I AG 2117
DM 98,—



PHILIPS Plattenwechsler
AG 1003
für alle Schallplatten DM 158,—



Phono-Tischgerät AG 2140
DM 83,—



PHILIPS

Wirkungsweise und Schaltungstechnik der Elektronenröhre

5

2.5 Die Siebkette

Um die am Ladekondensator C_L vorhandene Brummspannung möglichst weitgehend zu unterdrücken, verwendet man eine Siebkette. Sie besteht (Abb. 20) entweder aus dem Siebwiderstand R_S und dem nachfolgenden Siebkondensator C_S oder (Abb. 21) aus der Siebdrossel L und dem Siebkondensator C_S . Am einfachsten und billigsten ist die Schaltung nach Abb. 20, die jedoch den Nachteil hat, daß an R_S nicht nur Wechselspannungs-, sondern auch Gleichspannungsabfall auftritt. Deshalb verwendet man diese Art der Siebung nur bei kleinen Belastungsströmen, die einen noch tragbaren Spannungsabfall an R_S hervorrufen.

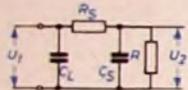


Abb. 20. Siebkette mit RC-Glied

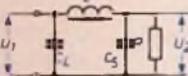


Abb. 21. Siebkette mit LC-Glied

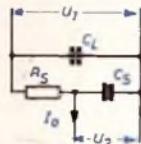


Abb. 22. Spannungsteilung am RC-Glied

Man kann R_S und C_S als frequenzabhängigen Spannungsteiler (Abb. 22) auffassen. Ebenso wie ein aus ohmschen Widerständen aufgebauter Spannungsteiler im unbelasteten Zustand die zugeführte Spannung U_1 im Verhältnis der Widerstände teilt, wird hier die Brummspannung ungefähr im Verhältnis des Siebwiderstandes R_S zum Scheinwiderstand des Siebkondensators C_S (für die Frequenz der Brummspannung) geteilt. Für die reine Gleichspannung ist der ohmsche Widerstand des Siebkondensators C_S praktisch Unendlich, d. h. die Gleichspannung U_2 am Ausgang des Spannungsteilers ist gleich der Eingangs-Gleichspannung U_1 . Belastet man den Spannungsteiler mit dem Anodenstrom I_a (in mA), dann tritt selbstverständlich ein Siebwiderstand R_S (in kOhm) auch ein Gleichspannungsabfall (in V) auf, der $I_a \cdot R_S$ ist. Für eine Wechselspannung (überlagerte Brummspannung) hingegen ist bei hinreichend großem Siebkondensator C_S dessen Scheinwiderstand so klein, daß die U_2 dann noch überlagerte Wechselspannungskomponente wesentlich kleiner ist als die U_1 überlagerte.

$$s = \frac{U_1}{U_2} \sim 2 \pi f \cdot R_S \cdot C_S \quad (13)$$

Ein Siebfaktor von z. B. $s = 10$ bedeutet, daß die Brummspannung an C_L 10mal größer als an C_S ist. Bei gegebener Frequenz kann man also die Siebwirkung nach Belieben durch Erhöhen von R_S und C_S vergrößern. Praktisch ist bei gegebenem C_S der Höchstwert für den Siebwiderstand R_S durch den an ihm auftretenden Gleichspannungsabfall begrenzt.

Die Siebschaltung nach Abb. 21 ist wesentlich wirksamer und hat außerdem den Vorteil, daß der Gleichstromwiderstand von L in vielen Fällen gegen den sehr großen Wechselstromwiderstand zu vernachlässigen ist. Der Siebfaktor s' dieser Schaltung ist auch schon deswegen größer, weil die Frequenz im Quadrat erscheint, denn es gilt

$$s' = \frac{U_1}{U_2} \sim 4 \pi^2 f^2 L C_S \quad (14)$$

Ist die Kapazität des Siebkondensators C_S bekannt oder soll ein Kondensator bestimmter Kapazität verwendet werden und ist ferner ein bestimmter Siebfaktor s' gefordert, so ergibt sich die Induktivität der benötigten Siebdrossel L aus der Beziehung

$$L = 25000 \frac{s'^2}{f^2 \cdot C_S [\mu F]} \quad [H] \quad (15)$$

Selbstverständlich können auch mehrere Siebglieder hintereinander angeordnet werden; man erreicht dann eine besonders wirksame Siebung, weil sich die Siebfaktoren der einzelnen Glieder multiplizieren. Ist n die Anzahl der Siebglieder, so ist der Gesamt-Siebfaktor s_g

$$s_g = s^n \quad (16)$$

Dabei sind elektrisch gleichwertige Siebglieder vorausgesetzt.

2.6 Abhängigkeit der Gleichspannung von der Belastung

Mit zunehmender Belastung sinkt die Spannung am Ladekondensator. Dafür sind zunächst die ohmschen Widerstände der Schaltelemente des Gleichrichters verantwortlich, beispielsweise der Innenwiderstand R_i

der Gleichrichterröhre, der Widerstand R_B der Sekundärwicklung des Netztransformators, der Widerstand R_N des Netzes und der Widerstand R_p , der dem ohmschen Widerstand der Primärwicklung des Transformators entspricht und mit dem Quadrat des Übersetzungsverhältnisses \bar{u} multipliziert auf der Sekundärseite wirksam ist. Die Summe dieser Widerstände bestimmt den durch den Belastungsstrom I hervorgerufenen Spannungsabfall, um den die Spannung am Ladekondensator kleiner ist. Ist E die Spannung am Ladekondensator bei unbelastetem Gleichrichter, so ergibt sich die Klemmenspannung U zu

$$U = E - I(R_i + R_B + R_N + \bar{u}^2 R_p) \quad [V] \quad (17)$$

Wären alle Widerstände konstant, so würde U linear mit I fallen. Das trifft jedoch nicht zu, weil auch der Ladekondensator einen Einfluß auf die Belastungsabhängigkeit der Spannung hat. Dieser Einfluß wurde schon erörtert; er bewirkt einen etwas steileren und nichtlinearen Verlauf der Belastungskurve. Den Einfluß des Ladekondensators kann man rechnerisch nur durch eine komplizierte Formel erfassen. Zur Bemessung der Sekundärwicklung des Netztransformators genügt die einfache Regel, daß man die Effektivspannung der Sekundärseite so groß wählt, wie die Gleichspannung am Ladekondensator bei normaler Belastung sein soll.

Zu beachten ist, daß sich bei einem Allstromempfänger andere Belastungskurven ergeben, wenn dieser am Gleichstromnetz betrieben wird. Die Belastungsabhängigkeit der Spannung ist dann geringer als bei Wechselstrom, weil der Einfluß des Ladekondensators fortfällt. Erwähnt sei ferner, daß der Widerstand des Netzes R_N in (17) immer zu vernachlässigen ist, weil er klein gegen die übrigen Widerstände ist. Auch der Innenwiderstand guter Gleichrichterröhren ist meistens gegenüber den ohmschen Widerständen der Transformatorwicklungen klein; man kann mit etwa 100 bis 200 Ohm rechnen. Besonders kleine Innenwiderstände haben die sogenannten gasgefüllten Gleichrichterröhren, die genauso aufgebaut sind wie Vakuumröhren, jedoch eine Füllung mit Edelgas unter schwachem Druck haben. Diese Röhren haben einen vom Betriebsstrom ziemlich unabhängigen inneren Spannungsabfall, so daß der Innenwiderstand mit zunehmender Belastung immer kleiner wird; er liegt meistens unter 100 Ohm. Gasgefüllte Gleichrichterröhren haben aber schwerwiegende andere Nachteile, so daß sie heute — wenigstens in Rundfunkempfängern — praktisch nicht mehr verwendet werden. Beispielsweise zeigen diese Röhren bei bestimmten Betriebszuständen fallende Kennlinien, wodurch Schwingungen entstehen, die den Rundfunkempfang stören können. Sie lassen sich durch parallel zur Sekundärwicklung geschaltete Kondensatoren und durch Dämpfungswiderstände unterdrücken. Trotzdem verwendet man heute fast ausschließlich Hochvakuumröhren, vor allem auch wegen der höheren Lebensdauer. Die in den gasgefüllten Röhren vorhandenen Ionen bedeuten nämlich eine erhebliche zusätzliche Beanspruchung der Katode, so daß die Lebensdauer dieser Gleichrichterröhren relativ gering sein kann.

2.7 Belastung von Gleichrichterröhre und Ladekondensator

Die Eigenart des Gleichrichterbetriebes stellt besondere Ansprüche an die Leistungsfähigkeit der Gleichrichterröhre und an den Ladekondensator. Zunächst ist zu bedenken, daß die Katode, wenn die Gleichrichterröhre auf einen Ladekondensator arbeitet, besonders großen stoßartigen Belastungen ausgesetzt ist. Während der Ladepause fällt die Spannung am Ladekondensator infolge des vom Verbraucher entnommenen Stromes relativ schnell ab. Diese entnommene Ladung muß nun während der positiven Halbwelle in einer Zeit, die kürzer als die Periodendauer der Wechselspannung ist, von der Gleichrichterröhre wieder nachgeliefert werden. Das bedeutet eine erhebliche Strombelastung der Katode, die mit zunehmender Kapazität des Ladekondensators wächst. Besonders beim Einschalten des Gleichrichters ist diese Belastung groß, weil der Kondensator von der Spannung Null aus — das bedeutet im Augenblick des Einschaltens praktisch einen Kurzschluß — aufgeladen werden muß. Dabei treten dann sehr starke Spitzenströme auf. Man muß daher in vielen Fällen zwischen Gleichrichterröhre und Ladekondensator einen Schutzwiderstand (einige hundert Ohm) schalten, um den ersten Ladestromstoß so weit zu begrenzen, daß die Katode keinen Schaden nehmen kann. Die ohmschen Widerstände in (17) bedeuten bereits einen Schutzwiderstand, der jedoch in vielen Fällen das Einschalten eines Zusatzwiderstandes nicht überflüssig macht. Die Röhrenhersteller geben gewöhnlich die Größe des insgesamt erforderlichen Widerstandes (also einschließlich der Wicklungswiderstände usw.) in Abhängigkeit von der Transformatorspannung und dem Ladekondensator an. Beispielsweise müssen bei der Doppelweg-Gleichrichterröhre AZ 41 bei einem Ladekondensator



VERKAUFS- SCHLAGER

der ältesten und größten
Phono-Spezialfabrik des Kontinents

In formschönen, eleganten und stabilen
Koffer-Gehäusen präsentieren sich Ihnen
unsere weltbekannten Plattenspieler
und Plattenwechsler.

Ein hervorragender Umsatzträger für Sie.



Perpetuum-Ebner

PLATTENSPIELER - PLATTENWECHSLER

St. Georgen / Schwarzwald

Ausführliche Prospekte
mit näheren technischen Daten
stellen wir Ihnen auf Anforderung
gerne zur Verfügung.



Verstärker-Phono-Koffer „REX A“



von 50 μ F und einer Transformatorspannung von 2×500 V in jeder Anodenleitung Widerstände von 200 Ohm liegen. Weiterhin ist zu beachten, daß die Spannungsbeanspruchung der Gleichrichterröhre zwischen Anode und Katode bei Verwendung eines Ladekondensators größer ist; die Transformatorspannung und die am Ladekondensator auftretende Gleichspannung liegen nämlich während der negativen Halbwellen so zwischen Anode und Katode der Gleichrichterröhre, daß sich beide addieren. Diese Spannungsbeanspruchung ist bei fehlender Belastung am größten, weil dann die Spannung am Ladekondensator dem Höchstwert der negativen Halbwellen entspricht. Dann liegt zwischen Katode und Anode eine Spannung von

$$U = 2\sqrt{2} U_{eff} \text{ [V]} \quad (18)$$

wobei U_{eff} die effektive Transformatorspannung ist. Man muß daher schon bei einer Transformatorspannung von 250 V mit einer Spannungsbeanspruchung der Gleichrichterröhre von nahezu 700 V rechnen. Die Herstellerfirmen geben die für jede Röhre zulässige Transformatorspannung in den Datenblättern an. Ferner darf das Produkt aus effektiver Transformatorspannung U_{eff} (in V $_{eff}$) und Belastungsgleichstrom I (in mA) einen bestimmten, von den Herstellern angegebenen Wert nicht überschreiten. Für die AZ 11 ist dieser Wert beispielsweise 72 000. Der Einschaltstrom beansprucht nicht nur die Gleichrichterröhre, sondern auch den Ladekondensator, der einen erheblichen Stromstoß aufnehmen muß, ohne daß er Schaden nehmen darf. Die schon erwähnten Schutzwiderstände erhöhen daher auch die Lebensdauer des Ladekondensators. Dabei ist weiterhin zu beachten, daß sich die Kondensatoren bei größeren Kapazitäten und höheren Spannungen auch erwärmen können, weil infolge der Kondensatorverluste eine gewisse Wirkleistung im Innern des Kondensators verbraucht wird. Schließlich müssen die Kondensatoren so bemessen sein, daß sie nicht nur die Gleichspannung im normalen Betriebszustand, sondern auch die kurz nach dem Einschalten auftretende Überspannung aushalten. Besonders bei direkt geheizten Gleichrichterröhren tritt sofort nach dem Einschalten am Ladekondensator eine höhere Spannung als im Betriebszustand auf, weil wegen der indirekten Heizung der Empfängerröhren erst dann der volle Belastungsstrom fließt, wenn sie warm geworden sind. Diese Überspannung muß der Kondensator ebenfalls aushalten. Sie darf den zweiten auf dem Kondensator aufgedruckten Wert nicht überschreiten. Lautet die Aufschrift also z. B. 320/380 V, so bedeutet das, daß der Kondensator normal 320 V aushält, aber eine kurzzeitige Überspannung (Spitzenspannung) von 380 V verträgt.

Wir haben nun ein großes Anwendungsgebiet der Elektrodenröhre kennengelernt, das die Ventilwirkung ausnutzt. Der Gleichrichter-effekt hat viele praktische Anwendungen gefunden; er wird nicht nur in den kleinen Netzteilen von Rundfunkempfängern und sonstigen elektronischen Geräten, sondern auch in der Starkstrom- und Hochspannungstechnik angewendet. In allen diesen Anlagen kommt es auf einen möglichst guten Wirkungsgrad im starkstromtechnischen Sinne an. Bei Verwendung der Röhre für die Demodulation hochfrequenter Schwingungen gelten aber ganz andere Gesichtspunkte, von denen im nächsten Abschnitt die Rede sein soll. (Wird fortgesetzt)

Unsere Leser berichten

Kurzschlußprüfeinrichtung

Bei einem durch Kurzschluß verursachten Durchbrennen der Sicherung taucht immer wieder die Frage auf, ob das als vermutlich defekt erkannte Gerät wirklich die Fehlerursache ist. Mit einer kleinen zusätzlichen Einrichtung, die man z. B. an der Zählertafel einbauen kann, läßt sich das Problem ohne weitere Prüfgeräte und ohne Gefahr eines nochmaligen Kurzschlusses, der Sicherungen oder Sicherungsautomaten gefährdet, gut (und selbst für den Laien deutlich erkennbar) lösen. Wie aus den Schaltskizzen ersichtlich, wird dazu vor der Sicherung eine kleine Signallampe mit einem Vorwiderstand und einer Drucktaste eingebaut. Eine Leitung, die die Sicherung überbrückt, führt ferner zu einem Kontakt der Drucktaste (Abb. 1a). Nach Herausnehmen der Sicherung drückt man jetzt den Druckknopf beim langsamen Durchdrücken der Taste wird nun zuerst der Vorwiderstand mit dem Leuchtampfen verbunden. Ein Aufleuchten zeigt an, daß die Hausanschlußsicherung in Ordnung ist. Drückt man jetzt den Tastknopf weiter durch, dann wird noch die Überbrückungsleitung dazugeschaltet (Abb. 1b). Erleuchtet die Lampe, dann ist der Kurzschluß noch vorhanden. Nur wenn die Lampe weiterleuchtet, ist der Kurzschluß behoben, so daß nicht weiter gesucht zu werden braucht. Mit einer solchen Anordnung lassen sich insbesondere auch an Prüfplätzen Sicherungen sparen und die eigentlichen Fehlerursachen leicht durch Anschließen der verschiedensten Geräte erkennen. H. Morsiske

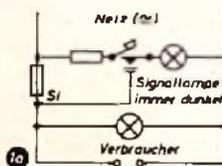
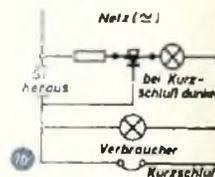


Abb. 1 Kurzschlußprüfeinrichtung; a = im Ruhezustand, b = beim Prüfen des Kurzschlusses



IN ALLER WELT FÜR JEDEN FALL

AKUSTISCHE- U. KINO-GERÄTE GMBH

MÜNCHEN 15 SONNENSTR. 20 • TEL. 592519 • FERNSCHREIBER 0523626

Sicher gegen Störfeld-Einstreuungen sind jetzt alle hochwertigen Mikrofone der D-Serie, Schutzwirkung ca. 20 db



D 11 B
Wie D 11 jedoch mit
Sensitiv-Mikro-Schalter
für Tonbandgeräte



D 12
Dyn. Mikro. M 4 db
40-15 000 Hz ± 4 db
für Musikübertragung



D 14
wie D 12, Tislenabfall
Schutz gegen Lärmstau
für Verkehrsanlagen



D 20
Dyn. Mikro. 25 db A-Jouhung
30-15 000 Hz ± 3 db, Bspülhalter
für Bandfunk, Fernseh u. Filmstudio



D 25



D 11

Dyn. Mikro. 80-12 000 Hz ± 4 db
für Tonbandgeräte
JETZT ERHOHTE RICHTWIRKUNG:
Auslöschung 11 db



D 17

Dyn. Mikro. 500-15 000 Hz ± 4 db
mit Tislenabfall für
Sprachübertragungsanlagen
Auslöschung 14 db



D 15

Dyn. Mikro. 400-15 000 Hz ± 3,5 db
Reporter-Handmikrofon
mit Tislenabfall für Sprache
Auslöschung: 15 db



D 36

1-1 Richtcharakteristik, Fernsprechtast
3-15 000 Hz ± 3 db, Bspülhalter
für Handel, Fernsch u. Industrie



D 45

1-1 Richtcharakteristik, Fernsprechtast
3-15 000 Hz ± 3 db, Bspülhalter
für Handel, Fernsch u. Industrie



Dyn 200 K S

Dyn. Kugel
30-12 000 Hz ± 4 db
für alle Anlagen



Dyn 200 K geg S

Wie Dyn 200 K S,
Erregungsgrad halbes
für Reporter



Dyn 200 K Studio S

Dyn. Kugel
30-15 000 Hz ± 2,5 db
für Studioanlagen



Dyn 200 G

Erregungsgrad halbes
30-10 000 Hz
für stereogrammetrische Übertragung



D 30

4 Richtcharakteristiken, umschaltbar
dyn. Kugel, Niere (V), Acht, Niere (H)
30-15 000 Hz ± 3 db, Bspülhalter
für alle Studioanlagen



DK 10

Dyn. Kugel
30-10 000 Hz ± 3 db
für Verkehrsanlagen



DK 11

Dyn. Niere 11 db
30-12 000 Hz ± 4 db
für Musikübertragung



P 0108 Dyn. Einzelraumgitter

Dyn. Unterwasserlautsprecher
und Mikroschallkammer
Bierbandwiedergabe für Zenkentransmission



K 120

Dyn. Engländer
Studioqualität für Tonkassetten

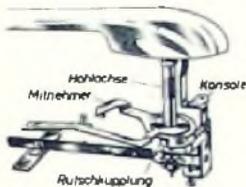
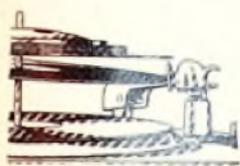


Plattenwechsler mit automatischer Abtastung beliebiger Plattendurchmesser

Der Plattenwechsler von heute ist ein mechanisches Wunderwerk, das Präzision mit Robustheit vereint. Perpetuum-Ebner (die älteste und größte Phono-Apparate-Fabrik des Kontinents) hat u. a. die Plattenwechslerchassis „Rex A“ und „Rex A Sonderklasse PE 7000“ geschaffen, die sich als ausgereifte Konstruktionen mit über 600 000 Exemplaren bewährt haben. Beide zukunftsichere Geräte sind vor allem durch den zuverlässigen und überraschend einfachen Wechslermechanismus gekennzeichnet, dessen Hauptcharakteristikum die vor Jahren von Perpetuum-Ebner als erste Firma entwickelte Abtastung beliebiger Schallplattendurchmesser ist. Die Automatik ist von geradezu genialer Einfachheit.

Ein zukunftsicherer Plattenwechsler muß so gebaut sein, daß er bei gemischter Auflagerung nicht allein auf die bisher gebräuchlichen Plattendurchmesser eingestellt ist, sondern jede beliebige etwa noch auftauchende Plattengröße automatisch abtastet. Die beiden genannten Plattenwechslerchassis spielen alle Schallplatten zwischen 16 und 30,5 cm Durchmesser gemischt selbsttätig ab, indem sie jede Platte individuell von außen abtasten, ohne die Oberfläche der Platte zu berühren. Das Prinzip dieser bewährten Abtastung besteht darin, daß der Tonabnehmerkopf auf seiner Innenseite mit einer Abtastnase versehen ist, die die Tonarmbewegung am Rand der Schallplatte anhält, während eine Rutschkupplung unter der Tonarmhalterung dem Wechselmechanismus den weiteren Ablauf bis zum endgültigen Fallen der Platte und Aufsetzen des Tonarmes gestattet (Abb. 1 und 2). Der Abtastvorgang beansprucht die Platte nur an ihrer unempfindlichen Stelle, an ihrem Rand und zwar in Richtung ihrer größten Festigkeit, nicht quer zur Plattenfläche. Dabei ist eine absolute Schonung der Platte erreicht.

Abb. 1 (links).
Abtastung des
Plattendurch-
messers mit
einer am Ton-
arm angebrach-
ten Abtastnase.
Abb. 2 (rechts).
Rutschkupplung
unter Tonarm



Der Tonabnehmer selbst hat einen Freilauf in horizontaler und vertikaler Richtung. Er kann während des ganzen Wechselablaufes an beliebiger Stelle von Hand zweckmäßig angehalten werden, ohne daß der Wechselmechanismus beschädigt wird oder eine Dejustierung zu befürchten ist. Damit wurde erstmalig ein Wechselmechanismus geschaffen, der völlig unempfindlich gegen Bedienungsfehler ist.

Für Schallplatten mit kleinem Mittelloch ist eine dünne Abwurfachse bestimmt, während die Spezialabwurfachse „45 A“ das Abspielen von Platten mit 38 mm großem Mittelloch erlaubt. Der steuernde Mechanismus in der Abwurfachse steht nicht unter Federspannung, es wird lediglich ein lose gelagerter Hebel hin und her bewegt. Die Abwurfachse wird zum Wegräumen der gespielten Platten vom Plattenteller einfach herausgezogen. Ein Achsstück ohne Abwurfmechanismus gestattet wie auf einem Einfachplattenspieler das Abspielen einzelner Schallplatten. Der sinnreich konstruierte Abstellmechanismus garantiert bei höchstzulässiger Exzentrizität der Platten eine 100%ige Arbeitsweise selbst bei kleinsten Auslaufrollen.

Besondere Sorgfalt galt der Rumpelfreiheit, die mit einer Reihe von Maßnahmen erreicht wurde. Statt des oft üblichen Spaltpolmotors mit seinem unsymmetrischen und im Bereich der Kurzschlußwindungen noch besonders deformierten magnetischen Feld hat der verwendete Kondensatormotor ein hervorragend symmetrisches Feld ohne wesentliche magnetische Streuung aus dem Motorloch. Damit ergibt sich ein Höchstmaß an Gleichförmigkeit des Drehmomentes für den Rotor, so daß Rumpelfrequenzen schon hier elektrisch unterdrückt werden.

Präzisionslagerung des sorgsam ausgewuchteten Rotors in Sintermetall, optimaler Rundlauf bei allen weiteren Antriebsbauteilen und sorgfältige Oberflächenbearbeitung vor allem der hochtourig laufenden Rollen, die ebenfalls in Sintermetall gelagert sind, tragen auf mechanische Weise wesentlich zur Rumpelfreiheit bei. Damit ist eine Doppelfilterung aller Motorschütterungen gegeben, die noch mit der schwebenden Motoraufhängung in drei Gummirollen in relativ großem Abstand zur einstreuempfindlichen Platine verbessert wird. Der verhältnismäßig große Durchmesser des Wellenstumpfes im Antrieb verhindert im Gegensatz zu Stumpfdurchmessern unter 4...5 mm elastische Deformationen am Reibradumfang, was wesentlich wichtiger ist als das Abheben des Reibrades.

Wenn auf diese Weise die völlig erschütterungsfreie, gegen akustische Rückkopplung federnd aufgehängte Platine schon von vornherein Rumpelübertragungen vermeidet, so sorgt die feinmechanische Reibungslagerung des Tonarmes noch weiter für deren Unterdrückung. Eigenschwingungen des Tonarmes werden noch dadurch unterdrückt, daß dieser mit einer Verstellung einen verwindungsstarken, gut gedämpften Rahmenquerschnitt erhält.

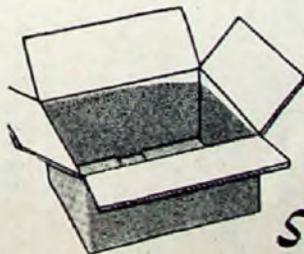
Der Antriebsmotor wird mit einem Spannungsschalter der Netzspannung angepaßt. Eine Industrielausführung für den Einbau macht die Anpassung über den Netztransformator des Rundfunkempfängers möglich. Bei der „Rex A Sonderklasse“, die einen Entzerrungsverstärker enthält, ist der Motor über dessen Netztransformator angeschlossen und wird mit ihm der Netzspannung gemeinsam angepaßt.

Eine veränderbare Wirbelstrombremse am Motor dient einer Drehzahlveränderung um zwischen +2% bis -4%, so daß mit Hilfe einer mitgelieferten stroboskopischen Scheibe eine genaue Drehzeileinstellung möglich ist.

Das Wechslerchassis „Rex A“ ist mit einem Breitband-Duplo-Kristall-System umschaltbar für Normal- und Mikrorillen ausgestattet. Das Wechslerchassis „Rex A Sonderklasse“ hat dagegen das höchsten Ultra-High-Fidelity-Ansprüche genügende Vierpol-Duplo-Magnetsystem „PE 7000“ in einem nach amerikanischer Norm abziehbaren Tonkopf. Das System wird wie das Kristallsystem durch Umlegen eines Hebels von Normal- auf Mikrorillen geschaltet. Da das Magnetsystem niedrigere Spannung liefert als ein Kristallsystem, hat „Rex A Sonderklasse“ einen eingebauten Entzerrungsverstärker mit dreistufiger Höhenblende und dreistufiger Bassregelung. Die Höhenblende gestattet vor allem das Abspielen älterer Platten mit höherem Rauschpegel.

Stabil

verpackt, geschützt
und unempfindlich
gegen die vielen
Gefahren beim
Transport —



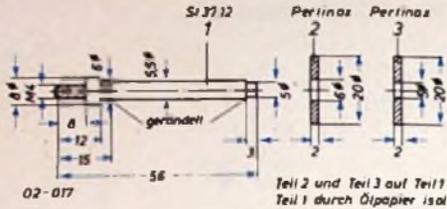
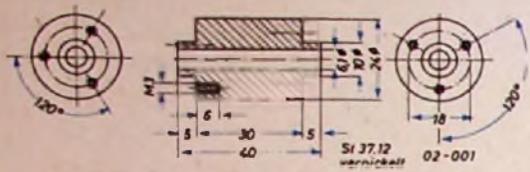
So reist die Ware

well-verpackt
leicht
stabil
sicher

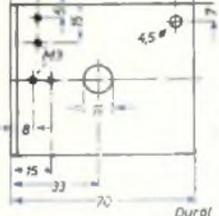
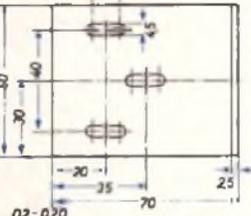
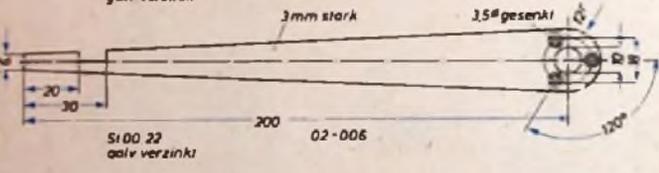
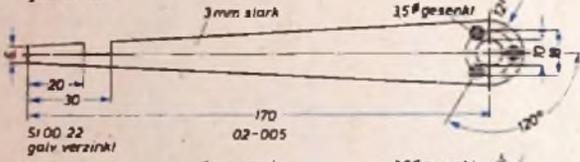
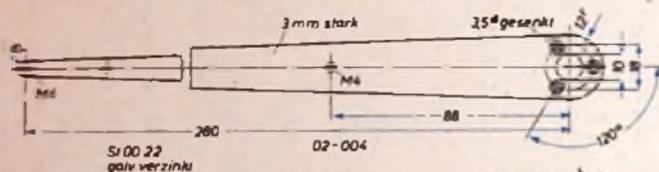
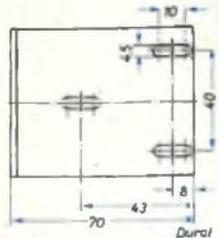
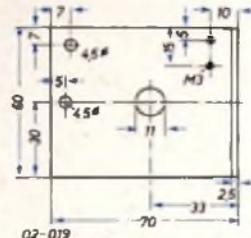
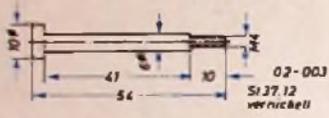
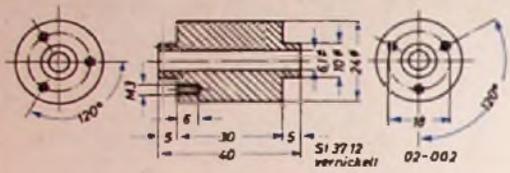
schnell-verpackt

VERBAND DER WELLPAPPENINDUSTRIE

Des VDW-Standereichen verborgene Qualitätswehheit



Teil 2 und Teil 3 auf Teil 1 aufgefressen,
Teil 1 durch Ölpapier isoliert,
Wicklung: ca. 10000 Wdg. 0,1 CuL



Zum „Doppelmagnetengerät für
Amateurzwecke“ (s. Seiten 689 - 690)

Stückliste zur Baugruppe 02

Teil	Anzahl	Bezeichnung
02-001	1	Hebellager
02-002	1	Hebellager
02-003	2	Lagerzapfen
02-004	2	Andruckhebel
02-006	1	Steuerhebel
02-008	1	Steuerhebel
02-007	2	Andruckrolle vollst.
02-008	12	Senkschraube M 3 x 6
02-009	2	Zylinderschraube M 3 x 20
02-010	2	Zylinderschraube M 2,6 x 6
02-011	2	Höhenführung
02-012	2	Scheibe 4,3
02-013	2	Andruckfeder
02-014	1	Montagewinkel
02-015	1	Montagewinkel
02-016	1	Zugmagnet vollst.
02-017	2	Auslinkmagnet
02-018	1	Führungswinkel
02-019	1	Lagerwinkel
02-020	1	Lagerwinkel
02-021	1	Magnetträger
02-022	1	Schubtange
02-023	1	Anker
02-024	2	Sperrhebellager
02-026	2	Sperrhebelzapfen
02-026	2	Schubtangenlager
02-027	2	Mutter M 10 x 1
02-028	20	Mutter M 4
02-029	3	Mutter M 3
02-030	6	Zylinderschraube M 3 x 8
02-031	6	Senkschraube M 4 x 10
02-032	2	Sperrhebel
02-033	1	Federriese
02-034	1	Bolzen
02-035	2	Scheiben 4,3
02-036	2	Mitnehmerstift
02-037	2	Ankerblech
02-038	2	Sperrhebellfeder

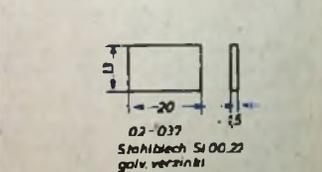
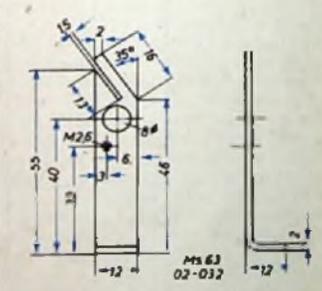
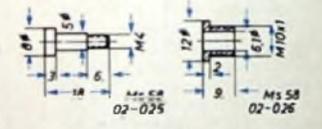
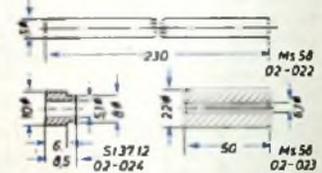
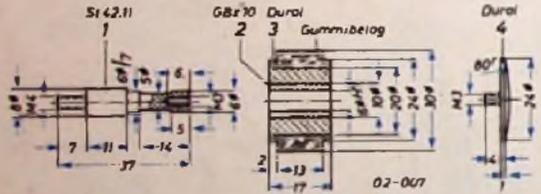
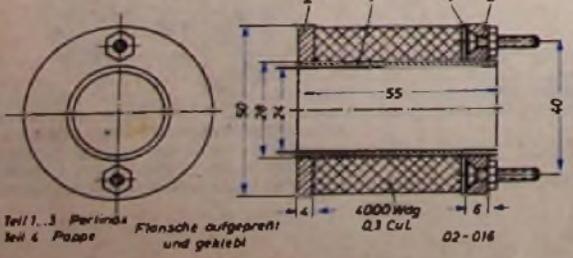
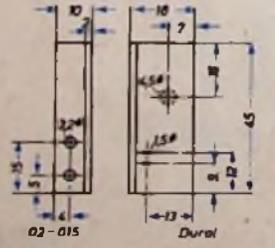
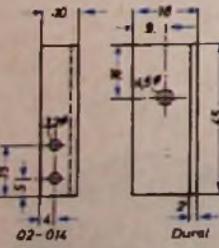
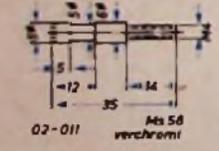


Abb. 4. Maßskizzen der Einzelteile der Magnetsteuerung (Baugruppe 02)



Teil 2 an Teil 3 eingepreßt,
Gummibelag auf Teil 3 aufvulkanisiert,
Lager muß leicht aber spielfrei laufen



Teil 1..3 Perlinax
Teil 4 Paape
Flansche aufgefressen
und geklebt
4000 Wdg
0,1 CuL



Des «Magischen Fächers» grünleuchtender Strahl macht kinderleicht die Senderwahl!



AUS ZEITSCHRIFTEN UND BÜCHERN

Die Flächendiode als Hilfsmittel für die automatische Scharfabstimmung

Die Kristall-Flächendiode hat die Eigenschaft, ihre Kapazität zwischen den Elektroden in Abhängigkeit von der angelegten Spannung zu ändern, wenn sie in Sperrrichtung vorgespannt ist, und zwar ist die Kapazität annähernd umgekehrt proportional der Quadratwurzel der angelegten Spannung. Daher läßt sich die Flächendiode zur Fernabstimmung, zur Scharfabstimmung, zur Modulation von FM-Kreisen und für verschiedene ähnliche Verwendungszwecke heranziehen. Besonders einfach gestaltet sich die automatische Scharfabstimmung von FM-Empfängern durch eine Flächendiode.

Das Verhalten der Flächendiode bei der automatischen Scharfabstimmung wurde in der Schaltung nach Abb. 1 untersucht, in der die Diode parallel zu

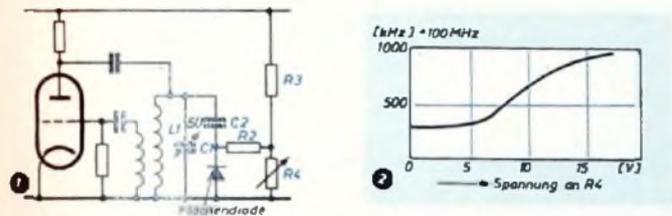


Abb. 1. Grundschaltung für die Abstimmung eines Oszillator-Schwingkreises mittels einer Kristall-Flächendiode und einer einstellbaren Sperrspannung.

Abb. 2. Die Frequenzänderung eines auf etwa 100 MHz abgestimmten Schwingkreises durch eine Flächendiode, abhängig von der Sperrspannung

dem frequenzbestimmenden Schwingkreis L_1, C_1 liegt. Der Kondensator C_2 soll das Anlegen einer Gleichspannung an die Diode ermöglichen. Diese Gleichspannung wird an dem Widerstand R_4 des Spannungsteilers R_3, R_4 abgenommen und läßt sich durch Veränderung von R_4 einstellen. R_2 bildet den Innenwiderstand der sonst die Regelspannung liefernden Quelle nach und verhindert einen Kurzschluß des Schwingkreises, der für eine Frequenz von etwa 100 MHz dimensioniert ist.

Abb. 2 zeigt die Resonanzfrequenz des Schwingkreises in Abhängigkeit von der Gleichspannung an R_4 . Diese Kurve hat einen verhältnismäßig steilen Bereich, in dem sich die Frequenz mit etwa 100 kHz/V ändert. Das entspricht annähernd der Regelsteilheit, die man mit einer Reaktanzröhre erreichen kann. Nachteilig ist jedoch eine gewisse Dämpfung des Schwingkreises durch die Diode, die eine Verminderung der Schwingspannung zur Folge hat. Die Kurve der Abb. 2 wurde mit der Flächendiode OA 10 der englischen Firma Mullard aufgenommen. Ähnliche Resultate ergeben sich aber auch mit anderen Germaniumdioden und mit Siliziumdioden.

In Abb. 3 ist ein Ausschnitt aus der Oszillatorschaltung eines FM-Empfängers dargestellt, der die praktische Anwendung der Flächendiode zur automatischen Scharfabstimmung erkennen läßt und weitgehend mit der Prinzipschaltung Abb. 1 übereinstimmt. Der Spannungsteiler R_{33}, R_{34} liefert eine feste Vorspannung für die Diode, die deren Arbeitspunkt auf die Mitte des linearen

stellen Teiles der Kennlinie (Abb. 2) legt. Die eigentliche, von der Fehleinstellung abhängige Regelspannung wird vom Ratiodektor abgenommen und durch das Filter R_{37}, C_{48} von den niederfrequenten Komponenten befreit, die eine unerwünschte Gegenkopplung hervorrufen würden.

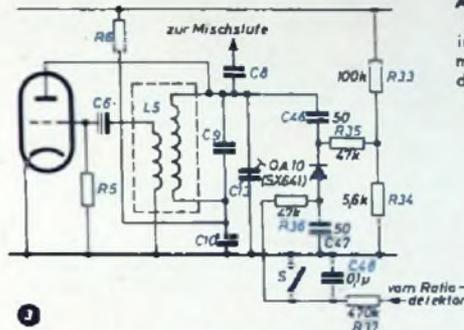


Abb. 3. Schaltung eines Überlagerungsozillators im FM-Empfänger mit automatischer Scharfabstimmung durch eine Flächendiode

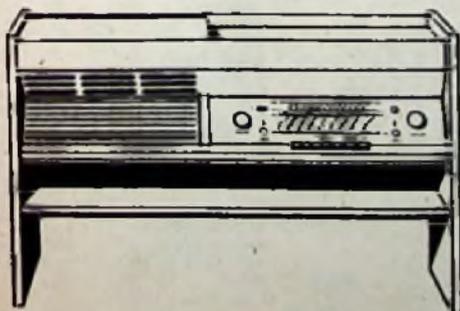
Durch die Einfügung der automatischen Scharfabstimmung mit der Flächendiode vergrößert sich die Kapazität des Schwingkreises auch im Grundzustand (Regelspannung 0 V) um rund 2 pF, darauf ist bei der Bemessung von C_9 und C_{13} Rücksicht zu nehmen. Die Widerstände R_{35} und R_{36} trennen den Oszillatorkreis von der übrigen Schaltung. Die beschriebene automatische Scharfabstimmung soll Einstell- bzw. Abstimmfehler im Verhältnis 3:1 vermindern. Da sie jedoch die Abstimmbreite für den einzelnen Sender auseinanderzieht und dadurch die SenderEinstellung auf der Skala des Empfängers ungewohnt macht, kann man mit einer Kurzschlußtaste S während der SenderEinstellung die Automatik außer Betrieb setzen.

(Johnstone, G. G.: Junction Diode A. F. C. Circuit Wireless World Bd. 62 [1956] Nr. 8, S. 354)

AEG-Hilfsbuch für elektrische Licht- und Kraftanlagen, 7. Aufl. Herausgegeben von der Allgemeinen Electricitäts-Gesellschaft, Essen 1956, W. Girardet, 716 S. m. u., 1100 Abb., Zeichn. u. Tafeln, DIN A 4, Preis i. Kunststoffumschlag geb. 19,80 DM.

Alle Bekannte betrachtet man immer besonders sorgfältig, wenn sie im neuen Gewande auf dem Büchermarkt auftreten. Nun, die der sechsten (längst vergriffenen) jetzt gefolgte siebente Auflage forderte schon einige Stunden Freizeitlektüre; eine Zeit, die ihr aber gern bewilligt wurde, denn aus dem ersten zögernden Blättern wurde bald ein Lesen, Vergleichen, Feststellen und zufriedenes Nicken. Nein, keines sanften „Ein-pickens“, sondern wirklich eines munteren, zustimmenden Ja-sagens. Schön, wenn man so von einem Buch sprechen kann, das vieles von dem gibt, was der Titel verspricht: eine Hilfe bei der Information über manche elektrotechnischen Gebiete, die oft nur am Rande der täglichen Beschäftigung auftauchen.

„Das Buch behandelt wieder vorwiegend das Starkstromgebiet“, so heißt es im Vorwort, „und bringt Kapitel aus dem Fernmeldegebiet nur soweit, wie sie direkt in die Starkstromtechnik hineinspielen und dem Starkstromtechniker vertraut sein müssen.“ Aber vielleicht gefällt uns diese Neubearbeitung als Ergänzung gerade deshalb so gut. Neu ist balleibe nicht alles; mancher



BRAUN

Rundfunk- und Fernsehgeräte im Stil unserer Zeit
von International bekannten Gestaltern entworfen.

fehlen niemals in Verkaufs- und Ausstellungsräumen sowie im Schaufenster des fortschrittlichen Rundfunk-Fachhändlers.

Der auf gute Auswahl bedachte Händler weiß warum!

bewährte Text wurde in diese Auflage mitübernommen. Und wenn im Ablauf der vielen Kapitel dabei auch die gedankliche Reihenfolge Strom-Erzeugen, Umspannen, Umformen, Schalten, Sichern, Messen, Zählen, Fortleiten und Verbrauchen wieder eingehalten wurde, so sind an allen Ecken und Enden doch die Kennzeichen einer echten Neubearbeitung zu finden. Das, was in früheren Auflagen noch an verschiedenen Stellen stand, wurde sortiert, ergänzt, gestrafft und aneinandergepaßt. Alle die Impulse, die die an und für sich etwas konservative Starkstromtechnik von manchen ihrer jungen Kinder in den letzten Jahren bekam, spiegeln sich in vielen Abschnitten wieder. So ist jetzt im Gleichrichterkapitel auch der Turbostromrichter (Quecksilberstrahlstromrichter) zu finden. Der Abschnitt über Relais behandelt wohl nach wie vor in erster Linie Zeit- und Schutzrelais, scheint aber sehr sorgfältig umgearbeitet zu sein; das trifft auch für den Abschnitt Meßgeräte zu, in dem u. a. jetzt auch regelnde Meßgeräte ebenso wie magnetische Meßeinrichtungen neu aufgenommen wurden. Den Grundbegriffen der Regelungs- und Steuerungstechnik ist ein neuer Abschnitt gewidmet. Bei der Besprechung der Starkstrombleikabel wurde auch der neuen Hochfrequenz-Reflexionsmeßverfahren zur Fehlerortbestimmung gedacht. Auf die Funkenstörbestimmungen ist bei den Kleinmotoren hingewiesen, und bei den Steuerungen für Antriebe sind die elektronischen, magnetischen und lichtelektrischen Steuerungen nicht vergessen worden. So gibt es viele Beispiele, die das gelungene Bemühen um das Erlassen des letzten technischen Standes zeigen; selbst für die bewußt knapp und einfach gehaltenen Abschnitte Fernmeldetechnik sowie Rundfunk und Fernsehen gilt dies. Die zahlreichen Tabellen, Vorschriftenhinweise und manche Berechnungsspiele ersparen ganze Nachschlagewerke. Mit gut lesbarer Grundschrift, deutlichen Überschriften, klarer Gliederung, sauberen Zeichnungen und vielen neuen Fotos ist das Buch gefällig und modern gestaltet, doch kursiven Druck der Formelgrößen scheute man auch hier. Ja.

Leuchtröhrenanlagen für Lichtreklame und moderne Beleuchtung. Von H. Spangenberg unter Mitarbeit von W. Haefs und B. Bälte. 4. Aufl., Berlin 1956, HELIOS-VERLAG GMBH, Berlin-Borsigwalde, 77 S., m. 46 Abb. u. 7 Tab. DIN A 5. Preis brosch. 3,80 DM.

Gerade weil auch das in der vorhergehenden Rezension besprochene Buch das große Gebiet der Starkstromtechnik in den Vordergrund stellt, haben wir

zugleich aus dem Stapel neuer Bücher, die noch ihrer Würdigung harren, diese kleine Broschüre aus dem uns befreundeten Verlag herausgegriffen. Die im Laufe der letzten Jahre erschienenen drei Auflagen waren schnell vergriffen: Mit der Leuchtröhre eroberten sich ebenfalls praktische Hinweise, wie sie in diesem netten Büchlein enthalten sind, die Gunst des Fachmannes. Gleichlaufend mit der stärkeren Verwendung von Leuchtröhrenanlagen setzten sich aber auch die Herren des zuständigen VDE-Ausschusses an den Beratungsstisch, und so entstanden die neuen Bestimmungen VDE 0128 vom Juli 1955 und VDE 0713, Teil 1 bis 5. Sie brachten einschneidende Änderungen und Ergänzungen der für die Herstellung von Leuchtröhrenanlagen über geltenden Regeln sowie eine Anzahl neuer Begriffe. Die Abschnitte des Buches, die die Installation und Sicherheitsvorschriften behandeln, sind deshalb für die neue Auflage vollständig neu geschrieben und die Projektierungsanweisungen darauf abgestimmt worden. Ferner sind einige völlig neue Abschnitte mit ausführlichen Angaben über die Konstruktion der verschiedenen Leuchtröhren und über die Anfertigung von Entwurfs- und Bauzeichnungen hinzugekommen. In einem Anhang werden jetzt ferner neuere, die Rechtsprechung betreffende Rechtsgutachten und gerichtliche Entscheidungen wiedergegeben.

Die Neubearbeitung berücksichtigt wieder die physikalischen Grundlagen und die Hauptbestandteile von Leuchtröhrenanlagen, die Montage der Buchstaben und Einzelheiten der Installation, sie behandelt Fehlermöglichkeiten und die Beseitigung von Störungen, die wichtigen Fragen der Kalkulation, Preisberechnung und Aufstellung von Kostenschätzungen, die Wahl der Buchstaben und ihre Lesbarkeit sowie die Verwendung von Hochspannungsröhren für Beleuchtungszwecke. Mit dieser neuen Auflage konnte der Verlag wieder eine sehr ansprechende, auch in Druck und Gestaltung äußerst einwandfreie und zusammenfassende Darstellung dieses Sondergebietes vorlegen. ajj.

Alle besprochenen Bücher können durch HELIOS-Buchhandlung und Antiquariat GmbH, Berlin-Borsigwalde, bezogen werden.

Fernkurs »Antennentechnik«

Bitte fordern Sie Prospekt F an

ANTON KATHREIN · ROSENHEIM (OBB.) · Älteste Spezialfabrik für Antennen und Blumengeräte

FUNKE
Oszillograt



für den Fernsehservice. Sehr vielseitig verwendbar in der HF-, MF- und Elektronik-Technik. Betriebsklar mit Tubus 485,-DM. Röhrenvollmeter m. Taupunkt 169,60

Prospekte anfordern

Max Funke KG, Adenau/Eifel
Fabrik für Röhrenmeßgeräte

Elektronische Fernsteuerungen

für den Flug-, Schiffs- und Automodellbau



Ausführliche Prospekte kostenlos

Johannes Graupner · Kirchheim-Teck 133
Flug- und Schiffsmodellbau · T A I F U N - Kleinmotoren - Fernsteuerungen

D. B. P. DM 29,70



GERUPHON 3-D-RESONATOR

der Lautsprecher mit vollendetem

RAUMKLANG

eingeführte Vertreter gesucht

GERUD, Langenau/Würt.
Aachstraße 8

CTR - ELEKTRONIK - MESSINSTRUMENTE



UFP 2
120 x 85 x 35 mm
Meßbereiche:
0-10/50/250/500/2500 V. — u. ~
0-0,5/50/500 mA
0-10 KOhm/1 MOhm

Widerstandsmessungen mit 2 Batterien 1,5 V.
Dämpfungmessung: — 20 bis +22 db. und +5 bis +34 db.
Eigenverbrauch: 1000 Ohm/V.
Meßgenauigkeit: ± 4%

Brutto 54,-
Leder-Etui 6,-



ULP 6
132 x 95 x 43 mm
Meßbereiche:
0-6/12/60/300/1200 V. — u. ~
(300 µA 2000 Ohm/V.)
0-300 µA/3 mA/300 mA — 0-10 KOhm/1 MOhm

Widerstandsmessungen mit 2 Batterien 1,5 V.
Dämpfungmessung: — 20 bis +17 db.
Kapazität: 0,01 µF-25 pF.
Eigenverbrauch: 2000 Ohm/V.
Meßgenauigkeit: ± 2%

Brutto 69,50
Leder-Etui 7,-



UF 290
175 x 110 x 72 mm
Meßbereiche:
0-10/50/250/500/0-250 µA
0-2,5/25/250 mA 5000 V. — u. ~
0-2,5/25/250 mA — 0-2/20 200 KOhm
0-2 MOhm

Widerstandsmessungen mit 2 Batterien 1,5 V.
Dämpfungmessung: — 20 bis +5 db. — 10 bis +20 db.
Eigenverbrauch: 2000 Ohm/V.
Meßgenauigkeit: ± 1%

Brutto 99,50



UL 30
146 x 94 x 56 mm
Meßbereiche:
0-10/50/250/500/1000 V. — u. ~ 0-250 µA
0-2,5/25/500 mA — 0-10/100 KOhm 0-1/10 MOhm

Widerstandsmessungen mit 2 Batterien 1,5 V. und 1 Batterie 22,5 V.
Dämpfungmessung: — 20 bis +22 db. — 20 bis +34 db.
Eigenverbrauch: — 4000 Ohm/V. — 2000 Ohm/V.
Meßgenauigkeit: ± 1%

Brutto 110,-
Leder-Etui 0,-

2 Meßschnüre im Preis einbegriffen

CTR-ELEKTRONIK Nürnberg • Generalvertrieb für Bundesgebiet: W. CONRAD • Nürnberg • Petzoldstr. 10c

U KW-FS-Kabel
 nach wie vor preiswert!

Röhren Hacker
 GROSSVERTRIEB

BERLIN-NEUKÖLLN
 Am S- und U-Bahnhof Neukölln
 Silbersteinstraße 5-7, Tel.: 621212

Öffnungszeiten: 8-17, sonnabends 8-14 Uhr
 Röhrenangebote stets erwünscht!

Kaufgesuche

Freizeitsachen. Adressierung wie folgt:
 Dr. ... FUNK-TECHNIK, Berlin-Borsig-
 wald, Eichborndamm 141-167.

alles aller Art kauft: Röhren-Müller,
 Funkluft/M., Kaufunger Str. 24

SUCHT: Radioempfänger alter Jahr-
 zuge, Ladenhüter sowie gebrauchte, je-
 doch im guten Zustand, gegen Kassa-
 blung. Angebote erbeten unter F.E. 8199

Motor-Isotr., Kathographen, Charlotten-
 burg, Motoren, Berlin W 35

Spezial- und Spezialröhren aller Art
 in großen und kleinen Posten werden
 ständig angekauft. Dr. Hans Bürklin,
 München 15, Schillerstr. 18, Tel.: 5 03 40

Spezialröhren, Spezialröhren zu kaufen
 gesucht Neumüller & Co. GmbH, Mün-
 chen 2, Lenbachplatz 9

Verkäufe

Montage Elektro-Radio, Buchstaben-
 he 45 cm, kompl., verkauft K. Paster-
 ck, Berlin NW 87, Helmholtzstraße 37,
 Telefon 39 40 51

Abhörgerät zur Aufnahme von Sprache
 und Musik, Baupreis ab 40,50 DM. Prospekt
 = 11 Pf. auf der Lake & Co., Mülheim/Ruhr

Gegen
 Kassenmogler...
Hogler-Kassen

KASSENABRIK HELLDORF - M 188

Seit Monaten erwartet! Jetzt ist er da!

Der neue
Walter-Arl-Bauteile-Katalog 1957
 für Radio, Elektronik und Fernsehen ist erschienen!

Für nur 2,- DM

Mit über 460 Seiten, über 12000 Artikeln und 1900 Bildern, ist er unbe-
 stritten der größte Bauteile-Katalog Europas.

Die Vielfalt der Angebote und die Preiswürdigkeit sind nicht zu überbieten.
 Die letzten Neuheiten der Funkindustrie, Photo- und Magnetongeräte,
 Meßinstrumente und Spezialmeßgeräte neben vielen anderen Bauteilen
 der Funk- und Fernmeldetechnik finden Sie hier beschrieben.

Besonders berücksichtigt haben wir u.a. die Bauelemente der Elektronik,
 der Fernsteuerung und Meßinstrumente, den Amateurbedarf und die Fach-
 literatur, ebenso die Hi-Fi-Technik und FS-Antennen sowie das Gebiet der
 gesamten Röhrentechnik.

Restposten aus Fabrikbeständen, neuwertige Gelegenheiten in Meß-
 geräten und Zubehörfällen bieten wir Ihnen in unzähligen Ausführungen
 an: Germaniumdioden und -Transistoren, Fotodioden und -Transistoren,
 HF- und Leistungstransistoren — ein Gebiet, das in zunehmendem Maße
 das Interesse der Techniker beansprucht — nehmen einen breiten Raum
 im „Walter-Arl-Bauteile-Katalog 1957“ ein.

Eine Aufstellung von A-Z der in Deutschland gefertigten und vertriebenen
 Halbleiter vervollständigen diese sehr interessante Rubrik.

Es wäre ein unmögliches Vorhaben, alles hier aufzuführen, was
 dieser Katalog enthält und was er an Belehrung zu geben hat.
 Er ist nicht nur ein Preisverzeichnis, sondern ein Helfer für alle, die an
 Funk und Elektronik interessiert sind.

Wenn junge Amateure und „alte Hasen“ sich in lobender Weise zu den
 bisherigen Katalogen äußerten, so war solche Anerkennung der Geschäfts-
 leitung Freude und Ansporn zugleich.

Zweck und Ziel dieses Kataloges ist es, dem Techniker und Amateur, dem
 Laboranten und Einkäufer, dem Handel und der Industrie, den Instituten
 und Hochschulen, den Schulen und ihren Lehrkräften sowie den Behörden
 ein Nachschlagewerk in die Hand zu geben, das es möglich macht, auch
 ohne persönlichen Besuch die benötigten Waren auszuwählen. Sie sparen
 Zeit — und weil Zeit Geld ist, ist Ihnen der vorliegende Katalog
 ein guter Berater. Es ist die größte Punktausstellung in Buchform!

Der Preis für diesen ausführlichen Ratgeber beträgt 2,- DM. Es leuchtet
 wohl ein, daß die Gestehungskosten weitaus höher liegen, doch wollen
 wir allen unseren Freunden die Möglichkeit geben, sich dieses Nach-
 schlagewerk zuzulegen.

Der Katalog kostet nur die Hälfte, wenn Sie den beigelegten Gutschein
 über 1,- DM beim Einkauf ab 20,- DM mit in Zahlung geben.

Das Beste wäre es, wenn Sie den „Walter-Arl-Bauteile-Katalog 1957“
 für Radio, Elektronik und Fernsehen noch heute bestellen.

Liefermöglichkeit vorbehalten!

ARLT-RADIO ELEKTRONIK - Walter Arlt

Berlin - Neukölln 1 • Karl-Marx-Straße 27 (West)
 Telefon: 60 11 04 / 05 • Postscheck: Berlin-West 197 37

Berlin - Charlottenburg 1 • Kaiser-Friedrich-Straße 18
 Telefon: 34 66 04 / 05

Schwesterfirma: **Arlt-Radio Elektronik GmbH.**

Düsseldorf • Friedrichstraße 61a
 Telefon: 8 00 01 • Postscheck: Essen 373 34

Kostenlos erhalten Sie folgende Listen:

1. Fachliteratur für Radio — Elektronik — Fernsehen
2. Röhren jeder Art für Radio — Elektronik — Fernsehen
3. Einen Auszug der modernen Geräte 1956/1957.

Wiederverkäufer, Industrie und Laboratorien erhalten einen Rabattschein



Jeder dritte Facharbeiter
 kann in Zukunft
 in eine höhere Stellung aufsteigen.

Nach der Industrie-Statistik kamen bisher
 auf je 5000 Arbeiter 1000 technische An-
 gestellte. Mit der fortschreitenden Auto-
 matisierung werden jedoch die Techniker
 in dem Maße zunehmen, wie die Männer
 im blauen Anzug abnehmen. Auf zwei
 Arbeiter kommt in Zukunft ein Ingenieur.
 Für strahlende Facharbeiter kommt jetzt die
 entscheidende Stunde! Wenn Sie sich zu
 Ihrem praktischen Können auch theoretische
 Kenntnisse aneignen, können Sie Techni-
 ker, Werkmeister, Betriebsleiter werden.

Das ist die große Chance für Sie!
 Das höhere technische Wissen erwerben Sie
 in zwei Jahren ohne Berufsunterbrechung
 durch einen Christiani-Fernlehrgang. Jeder
 kann teilnehmen. Volkshochschulbildung ge-
 nügt. Das für jeden Vorwärtsstrebenden
 interessante Buch DER WEG AUF WARTS
 unterrichtet Sie über die anerkannten
 Christiani-Fernlehrgänge Maschinenbau,
 Elektrotechnik, Radartechnik,
 Bautechnik und Mathematik.
 Sie erhalten dieses Taschen-
 buch kostenlos. Schreiben
 Sie heute noch eine Postkarte
 (10 Pfennig Porto ist das wert!)
 an das Technische Lehrinstitut



DR. ING. CHRISTIANI KONSTANZ F 23

Schwingquarze von 700 Hz
 bis 50 MHz
 noch besser und preiswert!
 Aus besten Rohstoffen gefertigt, in versch. Hal-
 tungen und Genauigkeiten, für alle Bedarfslfälle
 M. MARTMUTH INGENIEUR Meßtechnik
 Hamburg 13



Ch. Schließ • Oberwinter bei Bonn
 Telefon: Rolandstedt 289

Stabilisatoren
 auch in Miniatur-Ausführung
 zur Konstanthaltung
 von Spannungen

Stabilvolt
 GmbH.
 Berlin NW 87
 Sickingenstraße 71
 Tel. 31 40 24

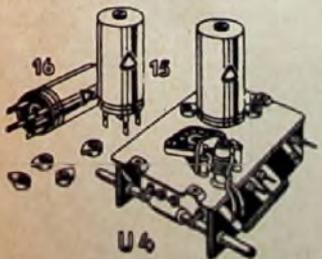


RUNDFUNK - SPULENSÄTZE

für Superhet-, Einkreis- und UKW-Empfänger — UKW-Tuner — Miniatur-Zwischenfrequenz-
 bandfilter 10,7 MHz — Zwischenfrequenzbandfilter 468 kHz — Tastenschalter mit und ohne
 Spulenaufbauten — Miniatur-Tastenschalter für Klangcharacterschaltung, für Kofferradios und
 Magnetofontechnik in Vorbereitung — Netztransformatoren — Siebdrosseln — Drahtwider-
 stände 0,5 bis 80 Watt

GUSTAV NEUMANN · CREUZBURG/WERRA

THÜRINGEN · DEUTSCHE DEMOKRATISCHE REPUBLIK



UKW-Superspulenatz SSp 222
 mit Doppeltreihe und Induktivitäts-
 abstimmung

PL 21

ZM Klein-Thyratronröhre



Das VALVO Klein-Thyratron PL 21 mit seinen besonderen Vorteilen

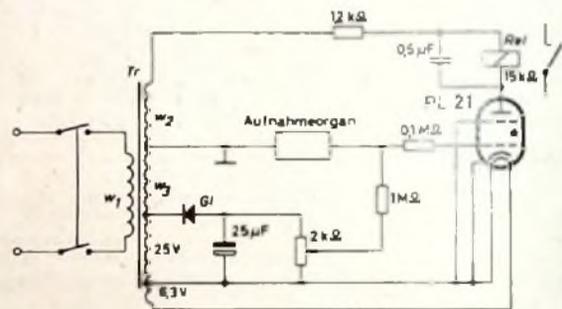
- Geringe Abmessungen**
- Kurze Anheizzeit**
- Kleine Gitter-Anodenkapazität**
- Verwendbarkeit in jeder Lage**
- Geringe Störanfälligkeit**

hat in allen Zweigen der industriellen Elektronik ein vielseitiges Anwendungsgebiet gefunden.

Die Tetrode PL 21 wird hauptsächlich als elektronisches Relais verwendet, denn gerade auf diesem Gebiet gibt es in der Praxis eine sehr große Zahl unterschiedlicher Einsatzmöglichkeiten. Das Schaltungsprinzip eines elektronischen Relais ist in nebenstehender Abbildung angegeben. In dieser Schaltung wird das Thyratron vorteilhaft mit Wechselspannung gespeist. Über das Aufnahmeorgan (Fotozelle, temperaturabhängiger Widerstand, elektrische Kontakte usw.) gelangt an das Gitter des Thyratrons eine veränderliche Spannung, die je nach dem Betriebszustand des Aufnahmeorgans zur Zündung oder Sperrung führt. Mit einem vom Thyratron betriebenen Relais üblicher Ausführung können beliebige elektrische Vorgänge geschaltet werden.

Für Relaisanwendungen mit der PL 21 geeignete Aufnahmeorgane sind z. B.

- Fotozellen in Lichtschranken, Flammenwächtern, Rauchmeldern, Dämmerungsschaltern, Zähl- und Sortiereinrichtungen, Schutzanlagen;
- Elektrische Kontakte in Pegelreglern, Tropfenzählern;
- NTC-Widerstände in Temperaturreglern, Pegelreglern, Feueralarmanlagen;
- Abtaster, z. B. Laufrollen in Wickelmaschinen, Isolationsprüfern, Stanzen, Walzen usw.



Prinzipschaltbild eines elektronischen Relais

Wo die durch das Aufnahmeorgan verursachten Spannungsschwankungen zur Steuerung des Thyratrons nicht ausreichen, kann man z. B. eine Gleichspannungsverstärkerstufe mit der Pentode E 80 F vorsehen.

Neben der Verwendung als elektronisches Relais eignet sich die PL 21 auch für gesteuerte Gleichrichter und Wechselrichter, sowie zum Ansteuern größerer Thyratrons.

Heizung:	Betriebsdaten für Bedienung von Relais:	Grenzdaten:	Sockel:
indirekt	$U_{a\sim} = 117 \text{ V}_{\text{eff}}$	$U_{a s} = \text{max. } 650 \text{ V}$	<p>Miniatur</p>
$U_f = 6,3 \text{ V}$	$U_{g2} = 0 \text{ V}$	$-U_{o s} = \text{max. } 1300 \text{ V}$	
$I_f = 0,6 \text{ A}$	$U_{g1\sim} = 5 \text{ V}_{\text{eff}}^{**)}$	$I_k = \text{max. } 100 \text{ mA}$	
$T_h = \text{min. } 10 \text{ s}$	$U_{g1s} = +5 \text{ V}^{**)}$	$I_{k s} = \text{max. } 500 \text{ mA}$	
	$R_a = 1,2 \text{ k}\Omega$		
	$R_{g1} = 1 \text{ M}\Omega$		

*) in Gegenphase zur Anodenspannung

**) min. erforderliche Signalspannung

VALVO

HAMBURG 1 · BURCHARDSTRASSE 19