

BERLIN

FUNK- TECHNIK

FERNSEHEN · ELEKTRONIK

1 | 1959

1. JANUARHEFT

Neuer Leiter des Ausstellungsausschusses der Fachabteilung Rundfunk und Fernsehen

Heinz König, Prokurist der Siemens Electrogenie AG, hat wegen anderweitiger Inanspruchnahme sein Amt als Leiter des Ausstellungsausschusses der Fachabteilung Rundfunk und Fernsehen im Zentralverband der Elektrotechnischen Industrie (ZVEI) niedergelegt. H. König verwaltete dieses Amt seit Mai 1956 mit besonderer Unterstützung durch Horst-Ludwig Stein, Prokurist und Werbeleiter der Graetz KG, der jetzt vom Beirat der Fachabteilung mit diesen Aufgaben betraut wurde. Dazu gehören insbesondere die Durchführung der nächsten „Deutschen Rundfunk-, Fernseh- und Phono-Ausstellung“ im August 1959 in Frankfurt/Main, ferner aber auch Aufgaben gemeinschaftlicher Art, wie sie zum Beispiel bei der Hannover-Messe und der Deutschen Industrieausstellung Berlin auftreten.

E. Reinhard †

Am 29. November 1958 verschied im 82. Lebensjahr Dipl.-Ing. Eugen Reinhard. Als einer der großen Funkpioniere wirkte er am Aufbau der deutschen Funktechnik in der ganzen Welt mit. Drei Jahrzehnte lang hat er in allen fünf Erdteilen Sender für Telefunken gebaut und wesentlichen Anteil daran, daß die deutsche Funktechnik sich frühzeitig eine führende Weltstellung erarbeiten konnte.

H. C. Burmeister †

Im Alter von 76 Jahren starb Obering. Hermann C. Burmeister. Der Fachwelt wurde sein Name durch seine Arbeiten auf dem Gebiet der Isolier- und Kunststoffle bekannt. Ab 1926 war er im Forschungsinst. der AEG und in der Fabrikleitung tätig.

W. Mock 70 Jahre

Der Inhaber der Firma Monette Asbestdraht GmbH wurde am 23. November 1958 70 Jahre. Der Jubilar ist Inhaber zahlreicher Grundlagenspatente auf dem Gebiete wärmebeständig isolierender Leitungen und der Widerstands- und Kondensator-Fertigung.

G. Lucac 60 Jahre

Dr. Gustav Lucac (gemeinsam mit Dipl.-Ing. O. Bergen Geschäftsführer der Interessengemeinschaft für Rundfunkschutzrechte e. V. in Düsseldorf) wurde am 30. Dezember 1958 60 Jahre. Schon 1929 wurde der Diplom-Volkswirt von der Rundfunk-Industrie zu Beratungen herangezogen. Im Mai 1933 trat er in die Geschäftsstelle des damaligen Verbandes der Funkindustrie ein.

R. Auerbach 50 Jahre

Am 1. Januar 1959 wurde Richard Auerbach 50 Jahre. Bereits in den 20er Jahren begann er seine Amateurtätigkeit, zuerst im „Alleingang“, dann ab 1934 im DAD. Nach dem Kriege wurde Auerbach beim Zusammenschluß der regionalen Amateurverbände zum ersten Präsidenten des Deutschen Amateur-Radio-Clubs gewählt. Noch heute redigiert er die Verbandszeitschrift, das „DL-QTC“. Seit mehr als acht Jahren ist er jetzt bei der Deutschen Philips GmbH tätig und zeichnet dort u. a. verantwortlich für die Technik der UKW-Empfänger, Hi-Fi-Bausteine und für Stereo-Anlagen, die in ihrer Grundkonzeption sein Werk sind.

Ernennungen bei Grundig

Mit Wirkung vom 1. Dezember 1958 hat Max Grundig einige seiner bewährten Mitarbeiter besonders geehrt. Es wurden ernannt: Dr. Rolf Christian Trilchel (Werkarzt) zum Sozialdirektor; Dr. Hermann Zeitler, Alfred Synowski, Luise Hirth, Johann Kiessling, Hermann Schelb und Leo Zajonc zu Prokuristen.

20 Jahre Metz

Am 28. November 1958 bestand die Firma Metz, Fürth/Bayern, 20 Jahre. Das Werk wurde 1938 von Paul Metz mit 20 Mitarbeitern gegründet. Heute verfügt Metz über eine Fertigungsfläche von rund 20 000 m², 1800 Mitarbeiter produzieren Rundfunk- und Fernsehgeräte sowie Elektronenblitzgeräte.

Neues Musikschrankwerk von Grundig

In einer neuen, großen Fabrikhalle neben dem Tonbandgerätewerk in Bayreuth konnte am 1. Dezember 1958 der Zusammenbau von Musik- und Konzertschränken aufgenommen werden. Die bisher in Fürth untergebrachte Musikschrankabteilung wurde nach Bayreuth verlegt. Das Bayreuther Tonbandgerätewerk beschäftigt bereits 1500 Arbeitnehmer; die Musikschrankfertigung soll bis Mitte 1959 weitere 600 Mitarbeiter einstellen.

Telefunken baut in Berlin

Am 26. November wurde in Berlin das Richtfest einer neuen zweistöckigen Werkhalle in Berlin-Moabit gefeiert. Die Inbetriebnahme des neuen Werkes wird im Januar 1959 erfolgen.

Bildröhrenwerk Berlin-Oberschöneeweide

Das zur ZeH in Berlin-Oberschöneeweide entstehende neue

Bildröhrenwerk wird nach den vorliegenden Nachrichten am 1. Juli 1959 die teilautomatisierte Serienproduktion aufnehmen. Das im Rohbau fertiggestellte Werk soll die Produktion von Bildröhren in der DDR auf jährlich 750 000 Bildröhren steigern.

Stereo-Plattenspieler von Dual

Der neue Stereo-Plattenspieler „Dual 300“ der Firma Gebrüder Steidinger kann wahlweise mit einem Breitband-Kristallsystem zur Abtastung von Normal- und Mikrorillen-Schallplatten oder mit dem Stereo-Kristallsystem „CDS 320“ zur Abtastung von Normal-, Mikrorillen- und Stereo-Schallplatten ausgemietet werden. Er ist verwendbar für Schallplatten aller Größen zwischen 17 und 30 cm Durchmesser. Dieses Einbauchassis ist auch u. a. in den Koffergehäusen „Party 300/S 3 — Stereo“ und „Party 300 V/S 3 — Stereo“ sowie in dem Tischgerät „siesta 300/S 3 — Stereo“ eingebaut.

Druckschriften

AEG

Silizium-Fernsehgleichrichter „S1“

DIN A 5, 4 S. Nähere technische Angaben über den Silizium-Gleichrichter, der als Einweggleichrichter für Belastung mit Gegenspannung (Ladekondensator) vorgesehen ist.

Grundig

Technische Informationen Nr. 5

DIN A 4, 32 S. Die Schaltungstechnik moderner Tonbandgeräte ist das Hauptthema dieses neuesten Heftes. Sehr ausführlich wird die Technik der Wiedergabe-Entzerrung mit Diagrammen und Schaltplänen erläutert. Weitere Aufsätze beschäftigen sich mit Antriebsproblemen bei Tonbandgeräten und mit dem Tonbandkoffler „TK 25“. Der zweite Teil des Heftes ist Stereo-Fragen gewidmet und zwar wird die Schaltungstechnik des Stereo-Konzertschrankes „SO 200“ besprochen und auf die Schaltung der Stereo-Tonabnehmer- und Stereo-Tonbandwiedergabe-Buchsen bei Geräten ohne getrennte Tonbandlast eingegangen. Der Fernseh-Service kommt mit technischen Einzelheiten und Abgleich der Schartabstimmungs-Automatik zu Wort.

Körting

Körting-Echo Nr. 2

DIN A 4, 12 S. Die mehrfarbige Kundenzeitschrift enthält insbesondere Beiträge über die UKW-Erweiterung von Rundfunkempfängern älterer Baureihen.

AUS DEM INHALT

1. JANUARHEFT 1959

FT-Kurznachrichten 2
 Aus der Arbeit der UER 3
 Die ersten deutschen KW- und UKW-Transistoren 4
 UKW-Stufe mit 2 x OC 171 7
 Filter und Frequenzweichen für Antennen 9
 Universal-Diktiergerät »Traveller« 11
 Stereo-Zusatzverstärker »S 81« 14
 Beilagen
 Schaltungstechnik
 Transistor-Schaltungstechnik (14) 15
 Der Oszillograf als Meßgerät
 Einmalige Vorgänge, Triggern und Mehrfach-Oszillogramme (23) 17
 Für den KW-Amateur
 NF-Teil mit Tonselktion „Newcomer III“ 19
 Umschaltbarer Tastkopf für Elektronenstrahl-Oszillografen 20
 Unsere Leser berichten
 Mehrzweck-Meß-Oszillator 22
 Zwei dreistufige rückgekoppelte Einkreisempfänger mit Transistoren 22
 Persönliches 23
 Grundlagen und Praxis der Strahlungstechnik (2) 24
 Von Sendern und Frequenzen 28
 FT-Zeitschriftendienst
 Gleichstromverstärker für Meßzwecke 29

Unser Titelbild: Funktionsprüfung von „Teleport“-Geräten in einem Klimaschrank bei Temperaturen zwischen -75° C und +100° C sowie einem Unterdruck bis zu 3 Torr im Berliner Telefunken-Werk. Aufnahme: FT-Schwahn

Zeichnungen vom FT-Labor (Bartsch, Baumelburg, Rehberg, Schmidtke, Schmolh, Strauba) nach Angaben der Verfasser. S. 21, 31, 32 ohne redaktionellen Teil

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141—147. Telefon: Sammel-Nr. 492331. Telegrammschrift: Funktechnik Berlin. Fernschreib-Anschluß: 01 84352. Fachverlage bin. Chefredakteur: Wilhelm Roth, Berlin-Frohnau; Stellvertreter: Albert Jänicke, Berlin-Haselhorst; Chefskriptent: Werner W. Diefenbach, Berlin und Kempen/Allgäu; Postfach 229. Telefon: 6402. Anzeigenleitung: Walter Bartsch, Berlin. Postcheckkonto: FUNK-TECHNIK, Postcheckamt Berlin West Nr. 2493. Bestellungen beim Verlag, bei der Post und beim Buch- und Zeitschriftenhandel. FUNK-TECHNIK erscheint zweimal monatlich; sie darf nicht in Leserkreis aufgenommen werden. Nachdruck — auch in fremden Sprachen — und Vervielfältigungen (Fotokopie, Mikrokopie, Mikrofilm usw.) von Beiträgen oder einzelnen Teilen daraus sind nicht gestattet. Satz: Druckhaus Tempelhof, Berlin; Druck: Eisnerdruck, Berlin SW 68.



MIRASTAR W 9 V Stereo

Mit Hilfe des neuen ELAC-Verstärkerkoffers „MIRASTAR W 9 V Stereo“ und eines normalen Rundfunkgerätes läßt sich die stereophonische Wiedergabe von Stereo-Schallplatten durchführen. Der neue Verstärkerkoffer enthält den Plattenschwaller „Miracord 9 S1“ mit einem Stereo-Kristall-System „KST 100“. Es sind mit dem Wechsler Schallplatten verschiedener Größe bis 30 cm Durchmesser in bunt gemischter Folge abspielbar. Die Abmessungen des Koffers sind: 420 x 335 x 187/170 mm; Gewicht: 7,9 kg.



Chefredakteur: WILHELM ROTH · Chefkorrespondent: WERNER W. DIEFENBACH

Aktuelle technische Aufgaben von internationalem Rang

Aus der Arbeit der UER

In der breiten Öffentlichkeit ist die belgische Wellenkontrollstelle — früher Brüssel, heute Jurbise — als ein Beispiel internationaler rundfunktechnischer Zusammenarbeit seit Jahren bekannt. Welcher komplizierten Ingenieur- und Verwaltungsarbeit es aber auf internationaler Basis laufend bedarf, um ein in 35jähriger Entwicklung geschaffenes europäisches Rundfunk- und Fernsehsystem ständig wechselnden Anforderungen anzupassen, dokumentiert erst der Einblick in die speziellen technischen Aufgaben der UER (Union Européenne de Radiodiffusion).

Wie ist nun diese internationale technische Arbeit organisiert? Es bestehen grundsätzlich zwei Organisationsformen, die Technische Zentrale und die Technische Kommission mit ihren verschiedenen Arbeitsgruppen. Die Zentrale mit ihrem Sitz in Brüssel unterhält das ständige Sekretariat der UER auf technischem Gebiet, organisiert die Tagungen, bearbeitet die technischen Anfragen der Mitglieder, untersucht spezielle Probleme und gibt schließlich den technischen Teil der UER-Zeitschrift heraus. Ihr unterstehen die Empfangs- und Meßstation in Jurbise und der Betrieb der Technischen Koordinierungsstelle für Eurovision in Brüssel. Führende technische Hilfskräfte sind von verschiedenen UER-Mitgliedern — u. a. aus der Bundesrepublik — in die Brüsseler Zentrale delegiert.

Vielseitig und umfangreich ist auch der Arbeitsbereich der Technischen Kommission. Das Präsidium führt derzeit E. L. E. Powley (Großbritannien), während Dr. H. Rindfleisch, der technische Direktor des NDR, Vizepräsident ist. Die Kommission selbst legt dem Verwaltungsrat technische Empfehlungen vor — sie werden in den verschiedenen Arbeitsgruppen beschlossen —, die vielfach die direkt betroffenen Mitglieder ohne weitere Formalitäten annehmen. Wie weit der Rahmen gezogen ist, zeigen die Beiträge zu den Arbeiten anderer internationaler Organisationen, wie CCIR (Comité Consultatif International des Radiocommunications), CCIT (Comité Consultatif International Télégraphiques) und IFRB (International Frequency Registration Board).

Einmal im Jahr veranstaltet die Technische Kommission für alle Mitglieder einschließlich der assoziierten unter Teilnahme von Vertretern anderer interessierter internationaler Gremien eine Tagung. Zwischen diesen Tagungen betreut ein Vorstand ihre Belange, und alle zwei Jahre wählt man neue Vorsitzenden. Der Vorstand versammelt sich jährlich zweimal. Eine dieser Sitzungen — sie ist meistens sehr kurz — bereitet die Tagung der Technischen Kommission vor. Darüber hinaus finden auch gemeinsame Tagungen zwischen den Arbeitsgruppen der Technischen Kommission und der Programm-Kommission statt. Sie sind zum Beispiel für die mit vielen betriebstechnischen Problemen verknüpfte Eurovision wichtig. Ferner werden Tagungen mit anderen internationalen Organisationen abgehalten. Wie man sieht, ist das Tagungsschema sehr beweglich. Allerdings kann man die Arbeitsgruppen nicht in beliebige Konferenzen dieser Art verwickeln, wenn sie ihren vielfältigen Aufgaben gewachsen sein sollen.

In den Arbeitsgruppen bearbeitet die UER genau definierte Aufgaben. Hierzu gehören beispielsweise die Aufzeichnung von Tonaufnahmen und Fernsehbildern (Arbeitsgruppe G), Frequenzverteilung und Ausbreitungsbedingungen (Arbeitsgruppe K), Technik der Eurovision (Arbeitsgruppe L) oder Eigenschaften von Fernverbindungen (Arbeitsgruppe M). Oft werden den Arbeitsgruppen Sonderprobleme zugeteilt, die man nach Abschluß der Untersuchungen wieder zurückzieht. Eine solche Sonderaufgabe ist u. a. auch die im Augenblick aktuelle Rundfunk-Stereophonie.

Nach wie vor beobachtet die UER das leidige Frequenzproblem mit besonderer Ausdauer. Große Sorgen bereitet hier die außerordentlich gedrängte Belegung der LW- und MW-Bänder, vor allem, wenn man an die nahe Zukunft denkt. Auf der letzten Tagung der Technischen Kommission — sie kam im Oktober 1958 in Wiesbaden zum Abschluß — diskutierte man auch die Erweiterung des LW-Bereiches. Die laufende

Frequenzkontrolle aller in diesen Bändern arbeitenden europäischen Rundfunksender, die die UER-Empfangsstation Jurbise abwickelt, ist nach wie vor von großer Bedeutung, denn es kann noch viele Jahre dauern, bis der UKW-Rundfunk in den meisten Ländern die einschneidende Entlastung der traditionellen Kanäle bringen wird. Die nächste LW- und MW-Konferenz findet zwar erst in einigen Jahren statt. Die Arbeitsgruppe B unternimmt jedoch seit 1952 in Zusammenarbeit mit Empfangsstationen in verschiedenen Ländern organisierte Beobachtungen. An den Langstreckenmessungen sind neuerdings auch Überwachungsstellen in Osteuropa beteiligt.

Im Mittelpunkt des Interesses vieler europäischer Staaten stehen die gegenwärtigen Untersuchungen der Arbeitsgruppe K. Sie sind den Bändern I, III, IV und V gewidmet und befassen sich u. a. mit Ausbreitungsbedingungen, den Schutzverhältnissen für das Schwarzweiß- und Farbfernsehen, mit den Problemen der Sekundärsender und dem Einsatz von elektronischen Rechenmaschinen für Aufgaben der Wellenkonferenzen. Ein solches in Stockholm aufgestelltes Elektronengehirn stellte (wie in Wiesbaden erörtert wurde) u. a. fest, daß der Kanalbedarf für das zweite Fernsehprogramm der Bundesrepublik rund 20 Kanäle beträgt. Die Vollversorgung mit einem zweiten und dritten Fernsehprogramm — es wären hier bei einer angenehmen Kanalbreite von 8 MHz in den Bändern IV und V nur 40 Kanäle verfügbar — stößt daher auf Schwierigkeiten, wenn man die vier Lückenkanäle für die Endversorgung des Fernsehprogrammes I nicht streichen will. In diesem Fall ist eine Versorgung des Bundesgebietes mit einem zukünftigen dritten Fernsehprogramm nur zu 80% möglich. Dieses elektronisch ermittelte Resultat zeigt gleichzeitig, daß bei der genannten Kanalbelegung für das Farbfernsehen in den Bereichen IV und V keine Reservekanäle zur Verfügung stehen.

Aus der Fülle der Arbeitsgebiete sei auch die frequenzmäßige Überwachung des KW-Rundfunks hervorgehoben. Die umfangreichen Messungen — es sind 13 europäische Meßstellen und 6 Stationen in anderen Kontinenten beteiligt — kontrollieren vorwiegend die kritischen Frequenzbelegungen. Man wertet einschlägige Informationen der UER auch beim IFRB für spätere Änderungen des Wellenplanes aus. Dieses KW-Kontrollsystem konnte in den letzten Jahren immer mehr ausgedehnt werden. Seit 1958 wird jedes KW-Band mindestens einmal im Jahr einen ganzen Monat lang überwacht.

Bei allen am Rundfunk interessierten Kreisen finden ferner die Arbeitsergebnisse der Gruppe P Beachtung. Diese Gruppe befaßt sich mit den elektrischen Störungen und erstrebt eine für alle Länder einheitliche Skala der zulässigen Störgrenzen. Wenn sich eine internationale Regelung einmal verwirklichen läßt, wird auch der Im- und Export vieler elektrischer Geräte einfacher.

Technische Komplikationen gehen schließlich auch auf das Konto der Eurovision, ein Aufgabenbereich, der ohne die UER wohl kaum zu meistern wäre. Die Fernseh-Austauschsendungen der zwölf beteiligten Länder werden in der UER-Koordinierungsstelle im Brüsseler Justizpalast überwacht. Für jede Eurovision trifft die Technische Zentrale vorher die notwendigen technischen Anordnungen. Dementsprechend bestellen die teilnehmenden Sendeanstalten die Übertragungswege. Natürlich schaltet sich hier die zuständige Arbeitsgruppe L rechtzeitig ein. Sie regelt auch die komplizierte Finanzierung. Die L-Spezialisten sind dauernd beschäftigt. Schon im Jahre 1957 kamen im Durchschnitt wöchentlich vier von der UER-Koordinierungsstelle betreute Übertragungen zustande. Allerdings sind die Kosten beträchtlich. Man untersucht daher, ob es wirtschaftlicher ist, die internationale Fernsehstrecke täglich für eine festgesetzte Zeit zu mieten und damit zugleich dem aktuellen Fernhaushalt neue Impulse zu geben. Auf dieser Grundlage wäre auch die Eurovisions-Tagesschau zu realisieren. Werner W. Diefenbach

Die ersten deutschen KW- und UKW-Transistoren

DK 621.314.7

Die Transistor-Entwicklung ist nicht arm an „Sensationen“. Immer wieder erscheinen Mitteilungen über Neuentwicklungen, die alles bisher Dagewesene in den Schatten stellen sollen. Bei näherem Hinsehen stellt es sich dann häufig heraus, daß es sich um Abwandlungen oder mit neuen Namen versehene Ausführungen längst bekannter Anordnungen handelt.

Die neuen Drift-Transistoren, über die nachstehend berichtet werden soll, sind nicht das Ergebnis eines spontanen Gedankenblitzes, sondern die Frucht jahrelanger mühevoller Entwicklungsarbeit. In den USA sind solche Transistoren schon seit einiger Zeit auf dem Markt, und auch die deutschen Prototypen haben ihre Bewährungsprobe in Vor- und Musterreihen schon bestanden, so daß es sich hierbei um weitgehend ausgereifte Bauelemente handelt. Damit ist ein wichtiger Markstein in der Geschichte der Transistor-Entwicklung erreicht. Es rücken jetzt Frequenzbereiche und Anwendungsgebiete in den Bereich des Möglichen, von denen man vor einigen Jahren nur schwach zu hoffen wagte, daß sie einmal dem Transistor erschlossen würden.

Aufbau und Wirkungsweise von Drift-Transistoren und diffusionslegierten Transistoren

Die neuen Transistortypen OC 614 und OC 615 von Telefunken sowie OC 170 und OC 171 von Valvo sind sogenannte Drift-Transistoren. Ihr Aufbau entspricht im wesentlichen dem üblichen Shockleyschen Flächentransistor. Der normale Flächentransistor hat jedoch verschiedene Eigenschaften, die seine Anwendung nach hohen Frequenzen hin begrenzen. Die „Grenzfrequenz“ ist abhängig von einer ganzen Reihe von Faktoren, beispielsweise von der Dicke der Basisschicht, die die Laufzeit der Ladungsträger zwischen Emittor und Kollektor bestimmt. Im normalen Flächentransistor erfolgt die Bewegung der Ladungsträger durch die Basisschicht hindurch mittels Diffusion. Es liegt nahe, die Laufzeit dadurch zu verringern, daß man die Basisschicht so dünn als irgend möglich macht. Hierzu gibt es verschiedene technologische Verfahren. Mit einiger Mühe läßt sich die Grenzfrequenz (in Basisschaltung) dann auf Werte zwischen 20 und 30 MHz bringen. Eine der größten

Zwar gibt es Verfahren, die die Herstellung einer gleichmäßig dünnen Basisschicht ermöglichen, jedoch wird dann die „Kontaktierung“ ein Problem, denn man muß an dieser dünnen Basisschicht irgendeinen leitenden Kontakt oder Anschluß anbringen.

Eine weitere Schwierigkeit besteht darin, daß die Kollektorsperrschicht eine Kapazität darstellt, die bei hohen Frequenzen nicht nur einen sehr unerwünschten Nebenschluß (Rückwirkung) darstellt, sondern die auch noch „atmet“, da ihre Größe stark von der anliegenden Kollektorspannung abhängig ist.

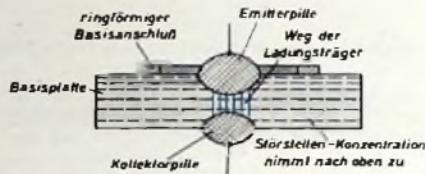


Bild 2. Aufbau eines Drift-Transistors mit Störstellen-Konzentrations-Gradient im Basiraum

Die Verbindung mehrerer neuer Gedanken war erforderlich, um einen wesentlichen Fortschritt in Richtung auf höhere Frequenzen hin zu erreichen. Eine Beschleunigung der Bewegung der Ladungsträger durch den Basiraum hindurch kann beispielsweise durch ein in den Basiraum eingebautes Beschleunigungsfeld erreicht werden, das man durch Dotierung des Germaniumkristalls gemäß Bild 2 erhält. Dabei nimmt die Störstellen-Konzentration innerhalb der Platte zu beziehungsweise ab. Ein solcher Störstellen-Konzentrations-Gradient kann durch Eindiffundieren der Störstellen hergestellt werden. Die Ladungsträger bewegen sich dann in einem Driftfeld, so daß das Durch-

laufen der Basisschicht schneller erfolgt. Das Driftfeld bringt zwar eine gewisse Verbesserung, aber der Faktor (etwa 2) ist nicht sehr groß. Entscheidend für das HF-Verhalten ist vielmehr die Tatsache, daß bei der im Bild 2 dargestellten Anordnung durch die hohe Störstellen-Konzentration unter der Oberfläche der Basisplatte, an der die Emittorpille einlegiert ist, verhindert wird, daß Ladungsträger seitlich aus der Emittorpille austreten. Der Austritt der für die Funktion des Transistors maßgebenden Ladungsträger erfolgt also nur auf einem begrenzten Stück der Kalotte der Emittorpille. Auf dem kurzen Weg bis zum Kollektor werden sie zudem noch durch das Driftfeld beschleunigt. Die zum Kollektor hin abnehmende Störstellen-Konzentration vermindert schließlich noch die Sperrschichtkapazität zwischen Kollektor und Basis, die außerdem nicht mehr so stark „atmen“ kann.

Die teilweise sehr hohe Störstellen-Konzentration in der Umgebung der Emittorpille (am oberen Rand der Basisplatte) hat den Nachteil, daß die Emittor-Sperrschichtkapazität relativ groß wird. Dieser Nachteil wird aber mehr als wettgemacht durch die Tatsache, daß – ebenfalls wegen der hohen Störstellen-Konzentration – der Basiswiderstand (Bahnwiderstand) wesentlich kleiner als bei normalen Flächentransistoren ist. Er liegt in der Größenordnung von 10...20 Ohm. Insgesamt ergibt sich dabei trotz der Erhöhung der Eingangskapazität eine Verbesserung im Frequenzverhalten. Der beschriebene Aufbau eines Drifttransistors gemäß Bild 2 wird bei den Telefunken-Transistoren OC 614 und OC 615 angewandt. Über die im Aufbau etwas anderen, in der Wirkungsweise aber gleichen diffusionslegierten Valvo-Transistoren wurde bereits früher (FUNK-TECHNIK Bd 13 (1958) Nr. 11, S. 369-370) berichtet.

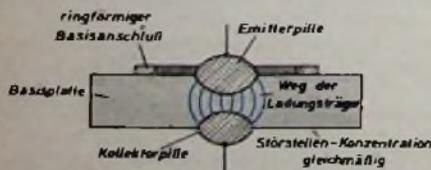


Bild 1. Aufbau eines Flächentransistors

Schwierigkeiten besteht darin, daß die Basisschicht nicht überall auf die erforderliche „Dünne“ zu bringen ist. Eine einlegierte Emittorpille kann beispielsweise wohl in der Mitte gemäß Bild 1 bis auf einige μ an die Kollektorpille herangebracht werden. Es treten aber auch seitlich aus der Pille Ladungsträger aus, so daß die „mittlere Weglänge“ immer größer ist als die geringste Dicke der Basisschicht.

Tab. I. Technische Daten der neuen KW- und UKW-Transistoren

	Telefunken		Valvo		
	OC 614	OC 615	OC 170	OC 171	
Kollektorspannung	6	6	6	6	V
Kollektorstrom	1	1	1	1	mA
Basisspannung	0,22	0,22	0,3	0,3	V
Kollektorstrom bei $-U_{CB} = 6V$	$3 < 30$	$3 < 30$			μA
Emittorstrom bei $U_{EB} = 0,8V$	$8 < 60$	$8 < 50$			μA
Kollektorspitzenspannung	15	15	20	20	V
Basisspitzenspannung	0,8	0,8	0,5	0,5	V
Kollektorspitzenstrom	$\sim 200 (!)$	$\sim 200 (!)$	10	10	mA
Verlustleistung bei $46^\circ C$	30	30	60	60	mW
Sperrschichttemperatur	75	75	75	75	$^\circ C$
Stromverstärkungsfaktor bei 1 kHz	100	100	80		
Grenzfrequenz	$60 > 35$	$90 > 35$	$70 > 40$	90	MHz
Basiswiderstand	$10 < 20$	$10 < 20$			Ohm
Steilheit bei $-U_{CE} = 6V, I_E = 1mA$	$34 > 30$ (10,7 MHz)	$17 > 13$ (100 MHz)	30 (10,7 MHz)	8,5 (100 MHz)	mA/V
Eingangskapazität	$80 < 130$ (10,7 MHz)	$-40 \dots +30$ (100 MHz)	65 (10,7 MHz)		pF
Kollektorkapazität bei $-U_{CE} = 6V, I_E = 0$	3,5 (10,7 MHz)	2,5 (100 MHz)	1,6 (10,7 MHz)		pF

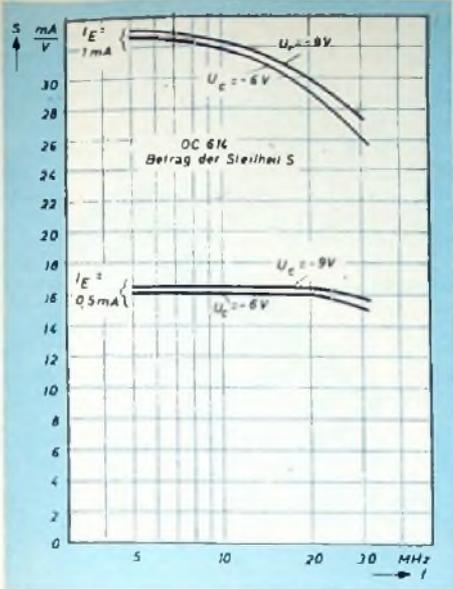


Bild 3. Steilheit des Transistors OC 614 im KW-Gebiet

Daten der KW- und UKW-Transistoren

Die Daten der neuen KW- und UKW-Transistoren sind in Tab. I zusammengestellt.

Die hervorstechendsten Eigenschaften sind: hohe Grenzfrequenz, hoher Stromverstärkungsfaktor und niedrige Kollektorkapazität. Die Transistoren eignen sich für die Verwendung in Eingangs-, Oszillator- und Mischstufen für den KW- und UKW-Bereich. Außerdem lassen sie sich vorzüglich als ZF-Verstärker sowohl bei 10,7 MHz als auch bei der AM-ZF von etwa 460 kHz einsetzen.

Für die Schaltungsanwendung ist zu beachten, daß sich Steilheit, Eingangswiderstand, Eingangskapazität, Innenwiderstand und Ausgangskapazität mit der Frequenz stark ändern. Die entsprechenden Werte des Telefunken-Transistors OC 614 sind in den Bildern 3 bis 7 dargestellt, gemessen bei den Arbeitspunkten $I_E = 1 \text{ mA}$ und $I_E = 0,5 \text{ mA}$. Die Änderungen der Werte mit der Frequenz können durch schaltungstechnische Maßnahmen aufgehoben werden, insbesondere indem Basis und Kollektor an Anzapfungen der Schwingkreisspulen gelegt werden. Die besonders starken Änderungen des Eingangs- und Ausgangswiderstandes kommen dann nicht so stark zur Geltung. Da die Resonanzwiderstände der Abstimmkreise im KW-Bereich ohnehin in der Größenordnung 10 k Ω und darunter liegen, macht sich die sehr starke Innenwiderstandsänderung nicht allzu störend bemerkbar, selbst wenn der Kollektor voll am Schwingkreis liegt.

Tab. II. Spulendaten für KW-Vorstufe und selbstschwingende Mischstufe 12...28 MHz nach Bild 8

Bezeichnung	Benennung	Windungen	Anzapfung ¹⁾ nach Windungen	Draht	Wicklung	Kern (Vogt)
L1	Antennenspule	2	—	0,3 CuLS	Lage	FC-FU II M 7
L2	Vorkreis	6,5	1	0,8 CuL	Lage	FC-FU II M 7
L3	Zwischenkreis	28	3,5	0,3 CuLS	Lage	FC-FU II M 7
L4	Osz.-Kreis	7	1 und 2	0,8 CuL	Lage	FC-FU II M 7
L5	ZF-Handfilter	90	60	HF-Litze 10 x 0,05	Kreuz 5 mm breit	F 3 A
L6		90	20			F 3 A

¹⁾ Zählansfang: Fußpunkt der Spule

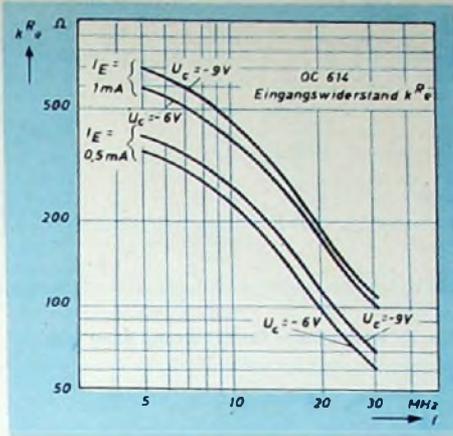


Bild 4. Eingangswiderstand des Transistors OC 614 im Bereich 5...30 MHz

Schaltungsbeispiele für KW

Selbstschwingende Mischstufe mit regelbarer Vorstufe für 12...28 MHz

Solange die Preise für die HF-Transistoren noch relativ hoch sind, müssen die Gerätehersteller bestrebt sein, mit geringstem Aufwand den größten Nutzeffekt zu erreichen. Bei den bisher auf dem Markt befindlichen Transistorempfängern ist dabei die selbstschwingende Mischstufe üblich geworden. Die selbsterregte Mischstufe hat allerdings den Nachteil, daß man sie nicht regeln kann. Die stromabhängigen inneren Kapazitäten des geregelten Transistors würden über die Verkopplung zum Oszillator eine Oszillatorverstärkung verursachen. Ähnliche Effekte treten übrigens auch bei Mischröhren auf, so daß bei hochwertigen Empfängern im Kurzwellenbereich die erste Mischstufe im allgemeinen nicht geregelt wird. Die Verwendung eines Transistors als Oszillator und eines weiteren als (fremderregte) Mischstufe ist aber ebenfalls problematisch, da eine vollständige Entkopplung zwischen Mischtransistor und Oszillator auch so nicht möglich ist. Eine Regelung des Mischtransistors hätte auch in diesem Falle noch eine - allerdings geringere - Frequenzverwerfung zur Folge. Es ist daher zweckmäßiger, einen zweiten Transistor gemäß Bild 8 in einer Vorstufe einzusetzen, wodurch gleichzeitig noch Verstärkung gewonnen wird.

Die Telefunken-Schaltung nach Bild 8 und Tab. II ist für einen Bereich von 12 bis 28 MHz ausgelegt (bei entsprechender Dimensionierung der Schwingkreise können auch andere Kurzwellenbereiche - gegebenenfalls mit Bandspreizung - erfaßt werden). Der erste Transistor arbeitet in Emitterschaltung, wobei die Basis aus den erwähnten Gründen an eine Anzapfung des Eingangskreises geschaltet wird. Der

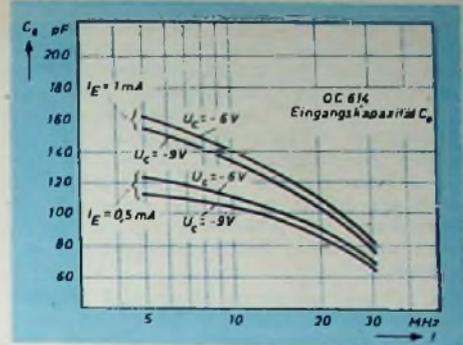


Bild 5. Eingangskapazität des Transistors OC 614 in Abhängigkeit von der Frequenz

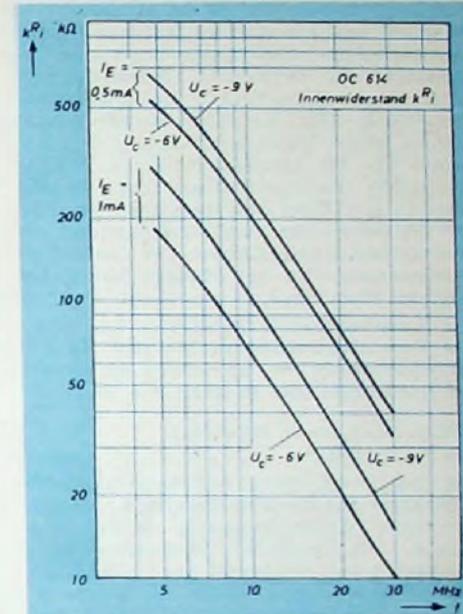


Bild 6. Innenwiderstand des Transistors OC 614 zwischen 5 und 30 MHz

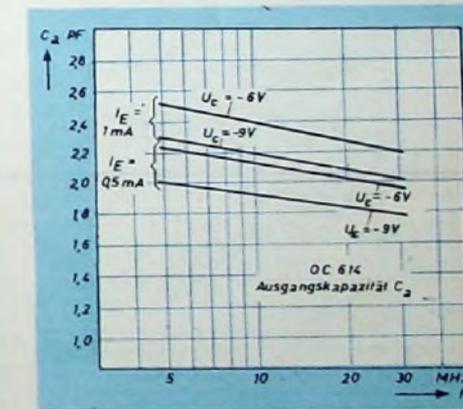


Bild 7. Ausgangskapazität des Transistors OC 614 im KW-Gebiet

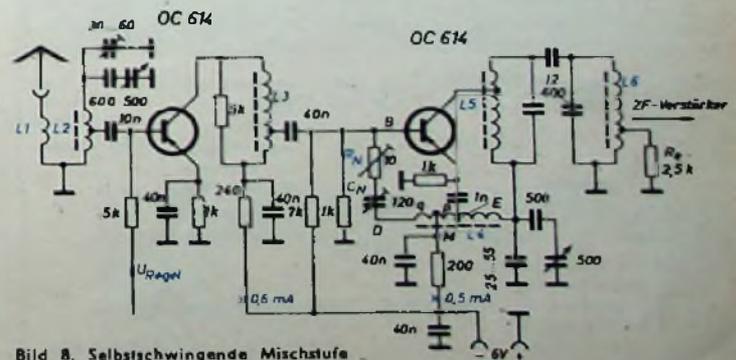


Bild 8. Selbstschwingende Mischstufe mit geregelter Vorstufe für den KW-Bereich mit Drift-Transistoren OC 614

Basis wird auch die Schwundregelspannung zugeführt. Dabei soll im unregelmäßigen Zustand ein Kollektorstrom von etwa 0,6 mA fließen. Der Zwischenkreis zwischen Vorstufe und selbstschwingender Mischstufe ist nicht abstimmbare. Er muß daher breitbandig sein, wobei die Resonanz des Kreises etwa in die Mitte des Bereichs gelegt wird. Der Kreis ist zur Erreichung der erforderlichen Bandbreite noch mit einem 5-kOhm-Widerstand bedampft.

Die selbstschwingende Mischstufe arbeitet für die Signalfrequenz in Emitterschaltung und als Oszillator in Basisschaltung. Die Oszillatorfrequenz liegt über der Signalfrequenz. Die Oszillatorschaltung ist so ausgebildet, daß der Einfluß des geregelten Vorstufentransistors auf ein Minimum gebracht und ein stabiles Durchschwingen gewährleistet wird. Hierzu wird eine Oszillatorbrücke verwendet (Brückenpunkte B, E, M und D im Bild 8). Bei abgeglichenen Brücke führt die Basis des Mischtransistors keine Oszillatorspannung und hat somit für die Oszillatorfrequenz Massepotential (Basisschaltung). Die Brücke wird in der Mitte des jeweiligen Bereichs auf Minimum der Oszillatorspannung am Basisanschluß abgeglichen. Die Oszillatorrestspannung ist bei diesem Minimum abgleich etwa 1 mV.

Die Leistungsverstärkung von der Basis des Vorstufentransistors bis zum ZF-Ersatzwiderstand von 2,5 kOhm ist 25 dB, die Rauschzahl (bei 20 MHz) F = 10.

Selbstschwingende Mischstufe für 6...16 MHz

Die Schaltung einer selbstschwingenden Mischstufe für den KW-Bereich 6...16 MHz mit dem Valvo-Transistor OC 170 zeigt Bild 9. Die Oszillator-Wechselspannung (Emitter gegen Masse) ist bei 6 MHz 0,13 V und bei 16 MHz etwa 0,23 V. Als Mischverstärkung wird angegeben: bei 6 MHz etwa 25 dB und bei 16 MHz etwa 20 dB. Die Mischverstärkung ist dabei definiert als das Verhältnis der ZF-Leistung an einem Belastungswiderstand von 1,6 kOhm am Ausgang des ZF-Filters zur HF-Leistung am Antennenkreis.

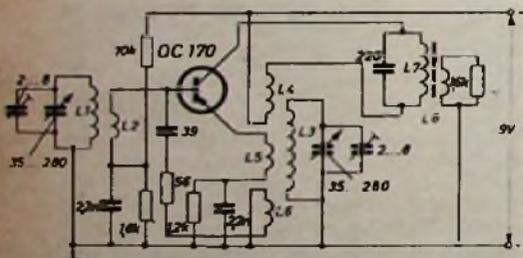


Bild 9. Schaltung einer selbstschwingenden Mischstufe mit Transistor OC 170 (Valvo)

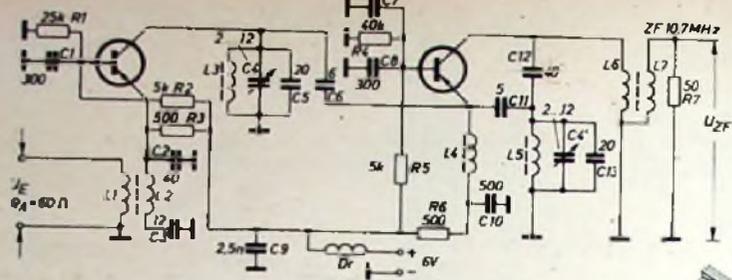


Bild 10. Schaltung eines UKW-Bausteins mit Transistoren OC 615 (Telefunken)

Tab. IV Spulendaten für Schaltung nach Bild 10

	Wdg.	Draht	Kern (Vogt)
L 1	2	0,4 CuLS	M 6 GW 6/12 FB
L 2	7	0,8 Cu vers.	(L 1 in L 2 gewickelt)
L 3	2,5	0,8 Cu vers.	M 6 GW 6/12 FR
L 4	2	0,8 Cu vers.	M 4 GW 4/10 FC-FU II
L 5	2,6	0,8 Cu vers.	M 6 GW 6/12 FR
L 6	30	10 x 0,04	M 4 GW 4/13 x 0,6 FC I
L 7	2	0,2 Cu LS	(L 7 auf L 6 gewickelt)
Dr	30	0,2 Cu LS	Ferritstift 4 mm 2

Schaltungsbeispiele für UKW

Für deutsche Verhältnisse ist die Tatsache besonders wichtig, daß mit den neuen Transistoren auch UKW-Empfänger gebaut werden können, wobei im HF-Teil die Typen OC 615 (Telefunken) oder OC 171 (Valvo) eingesetzt werden. Gerade der Umstand, daß es bisher nicht möglich war, den in Deutschland so überaus wichtigen UKW-Bereich mit Transistoren zu erfassen, hat den breiteren Einsatz von Transistoren bisher gehemmt; beispielsweise müssen hochwertige Kofferempfänger heute einen UKW-Bereich haben. Mit den neuen Transistoren wird diese Lücke geschlossen. Ein UKW-Baustein mit zweimal OC 171 (Valvo) ist in einem Sonderbeitrag auf den Seiten 7-8 beschrieben.

Nachstehend soll als Beispiel eine von Telefunken entwickelte Schaltung eines UKW-Bausteines besprochen werden. Mit den im Heft 2/59 zu behandelnden 10,7-MHz-ZF-Verstärkern und den schon häufig gebauten NF-Teilen kommt man so zu einem volltransistorisierten UKW-Empfänger hoher Leistungsfähigkeit.

Der in Bild 10 dargestellte UKW-Baustein besteht aus HF- und Mischstufe. Bild 11 zeigt die Ansicht des ausgeführten Musters. Die Vorstufe ist in nicht neutralisierter Basisschaltung ausgeführt. Bei der Schaltungsanordnung wirkt die Kapazität zwischen Kollektor und Emitter zusammen mit dem sich aus den Transistor-daten ergebenden Phasenwinkel der Steilheit (-90°) wie eine Rückkopplung. Dadurch werden sowohl der Eingangs- als auch der Innenwiderstand des Vorstufentransistors um etwa 20% vergrößert.

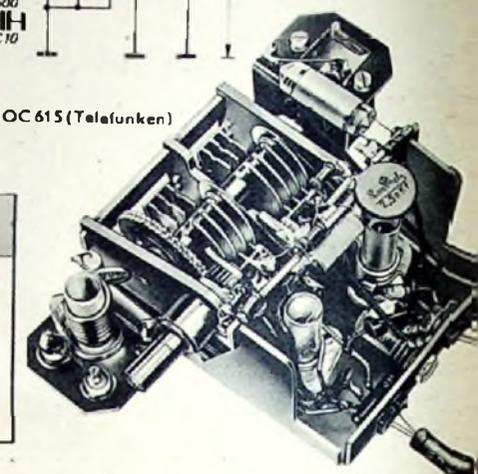


Bild 11 (unten). Praktische Ausführung des UKW-Bausteins nach Bild 10

Wenn für Leistungsanpassung gesorgt wird, ergibt die Vergrößerung des Eingangswiderstandes eine Erhöhung der Leistungsverstärkung. Die Vergrößerung des Innenwiderstandes hat jedoch keinen wesentlichen Einfluß auf die Verstärkung, da der Zwischenkreis nur einen Widerstand von 1,5 kOhm hat, während der Innenwiderstand des Transistors 10 kOhm groß ist; der Transistor ist also unterangepaßt. Der Eingangskreis ist ein auf die mittlere Empfangsfrequenz fest abgestimmtes π -Glied. Die Ankopplung an den Transistoreingang ist sehr fest, so daß sich eine gleichmäßige Verstärkung und gute Grenzempfindlichkeit über den ganzen Bereich ergibt. Der Eingangskreis ist für 60 Ohm Antennenwiderstand bemessen, läßt sich aber leicht auch für 240 Ohm symmetrischen Eingang auslegen. Hierzu wird die Ankopplungswicklung L 1 mit 2x2 Windungen, 0,4 CuLS bifilar zwischen die Windungen des Vorkreises gewickelt. Die Enden werden dabei über Kreuz angeschlossen, während die mittlere Spulenverbindung der Ankopplungswicklung L 1 zur Erhöhung der ZF-Festigkeit an Masse gelegt wird.

Der Zwischenkreis ist durchstimmbar. Durch richtige Bemessung der Ankopplungskapazität wird der Eingangswert der Mischstufe so in den Kollektorkreis transformiert, daß sich maximale Leistungsverstärkung ergibt.

Der Oszillator arbeitet in Basisschaltung. Da in dem Frequenzgebiet um 100 MHz der Transistor schon eine beträchtliche Steilheitsphase hat, muß in den Rückkopplungsweig ein phasendrehendes Glied eingebaut werden.

Es handelt sich hier um Basisschaltung und deshalb sollte normalerweise keine Phasendrehung der rückgekoppelten Spannung vorhanden sein. Bei 100 MHz erreicht die Steilheitsphase bereits -90°; der Kollektorstrom eilt der Steuerspannung um 90° nach. Diese Wirkung kann durch geeignete Bemessung des Rückkopplungskondensators C 11 aufgehoben werden. Da aber der eingangsseitige Widerstand am Emitter sehr klein ist, muß die Phasendrehung durch eine zusätzliche Induktivität L 4 unterstützt werden. Diese Induktivität wird zweckmäßigerweise variabel gehalten, um Streuungen der Steilheitsphase der einzelnen Transistoren auszugleichen.



Tab. III. Spulendaten für selbstschwingende Mischstufe 6...12 MHz nach Bild 9

Bezeichnung	Bemessung	Windungen	Draht	Wicklung	L [µH]	Q
L 1	Antennenkreis	23	0,8 CuL	eng gewickelt auf L 1 gewickelt	2,5	110 (unbelastet)
L 2		3	0,25 CuL			
L 3	Oszillatorkreis	21	0,8 CuL	eng gewickelt am massenseitigen Ende auf L 3	2,16	100 ¹⁾
L 4		6	0,25 CuL	am massenseitigen Ende auf L 4		
L 5		2	0,25 CuL			
L 6		6	0,25 CuL			
L 7	ZF-Kreis	n7: n8 = 11,6: 1 (für rL = 1600 Ohm)			550	160
L 8						

¹⁾ unbelastet bei 8 und 15 MHz

Die Oszillatorschaltung läßt sich gemäß Bild 10 zu einer selbstschwingenden Mischstufe erweitern. Die Schwingkreiskapazität für die ZF besteht dabei aus dem Kondensator C 12 in Verbindung mit der Kollektor-Basiskapazität des Transistors. Die Ankopplung an die erste ZF-Stufe erfolgt über die Wicklung L 7. Infolge der Rückwirkung über die Kollektor-Basiskapazität entsteht eine Spannungsgegenkopplung für die ZF. Hierdurch wird der wirksame Innenwiderstand des Transistors verkleinert. Die Gegenkopplung wird dadurch aufgehoben, daß die Steuerstrecke Emitter (E) — innere Basis (B') in einer abgeglichenen Brückendiagonale liegt. Die Verhältnisse sind im Bild 12 dargestellt.

Bei Brückengleichgewicht ergibt sich ein wirksamer Innenwiderstand von etwa 30 kOhm. Durch entsprechende Dimensionierung der Glieder y_2 und y_3 (Bild 12) kann man aber auch eine Mitkopplung für die ZF und damit eine Erhöhung des Innenwiderstandes erreichen. Bei $I_E = 0,9$ mA ist der wirksame Innenwiderstand für die ZF beispielsweise 60 kOhm, wodurch eine Entdämpfung von 1:2 eintritt. Diese Be-

messung hat den Vorteil, daß die Bandbreite des ZF-Kreises nur wenig durch den Innenwiderstand beeinflusst wird.

Sehr wichtig ist die Frequenzstabilität des Oszillators. Die Frequenzänderung war ohne zusätzliche Kompensationsmaßnahmen -6 kHz/°C. Für eine Temperaturschwankung von 30° C würde sich also eine Frequenzänderung von 180 kHz ergeben. Diese Änderung läßt sich durch Verwendung eines Kondensators mit geeignetem Temperaturbeiwert kompensieren. Erforderlich wäre ein Kondensator mit einem TK von etwa $-660 \cdot 10^{-4}/°C$, der durch Parallelschaltung zweier Kapazitäten mit handelsüblichem TK hergestellt werden kann. Nach Einbau von zwei Kondensatoren 14 pF (DIN 41 376/75 — N 750) und 6 pF (DIN 41 374 — N 470) war die Frequenzstabilität des Oszillators im Bereich von 20° ... 50° C besser als ± 15 kHz. Das ist für einen Transistor-Oszillator ohne Quarzstabilisierung ein außergewöhnlich guter Wert.

Bei Leistungsanpassung am Eingang, einem Generator-Innenwiderstand von 60 Ohm und einem ZF-Abschlußwider-

stand von 50 Ohm (ZF-Stufe in Basis-schaltung) ergab sich für mittlere Transistoren eine 16,5fache Spannungsverstärkung; das entspricht einer Leistungsverstärkung von 330fach oder 25,2 dB. Die zusätzliche Rauschzahl liegt zwischen 8 und 12. Der UKW-Baustein benötigt bei

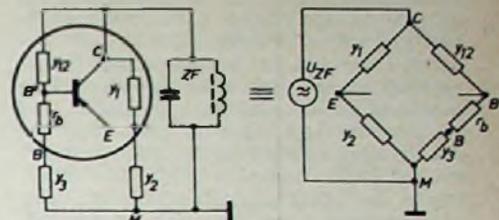


Bild 12. Die „inneren“ Verhältnisse beim Mischtransistor OC 615

6 V Betriebsspannung einen Strom von 2,7 mA. Die Störstrahlung ist an den Antennenklemmen bei 60 Ohm Abschluß für die Grundwelle 3,5 mV und für die erste Oberwelle 45 μ V. Die Spiegelselektion ist besser als 1:20.

C. LEMBKE

Mitteilung aus dem Applikationslaboratorium der Valvo GmbH

UKW-Stufe mit 2xOC 171

Die UKW-Einheit (selbstschwingende UKW-Mischstufe mit einer Vorstufe) ist mit 2 Transistoren OC 171 bestückt. Die Verstärkung beträgt etwa 22 dB, die Rauschzahl $F = 10 kT_0$. Für die Grundwelle ist die Störspannung an den Antennenklemmen (60-Ohm-Antenne) $\leq 1,5$ mV. Der Stromverbrauch bei $U_B = 6$ V ist etwa 5 mA. Die Schaltung arbeitet im Bereich 87 ... 101 MHz mit einer Zwischenfrequenz von 10,7 MHz.

Der HF-Transistor Valvo OC 171 ist für Frequenzen um 100 MHz geeignet. Die Schaltung mit positiver Rückwirkung ist in diesem Frequenzbereich die Basisschaltung. Für die Vierpolkennzeichnung dieses Transistors sind die y -Parameter zweckmäßig. Die Kleinsignal-Parameter sind für $-U_{CB} = 6$ V, $I_E = 1$ mA, $f = 100$ MHz

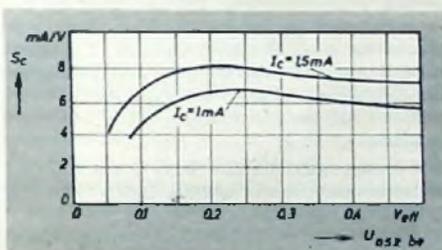


Bild 2. Mischsteilheit S_c als Funktion der Oszillatorspannung U_{osz} bei

und $T_{ugb} = 25^\circ C$ mit den Zählpfeilen des Bildes 1:

Eingangsleitwert
 $y_{11} = g_{11b} + b_{11b}; \quad g_{11b} = 12,5$ mS
 $b_{11b} = -5$ mS

Ausgangsleitwert
 $y_{22} = g_{22b} + b_{22b}; \quad g_{22b} = 0,3$ mS
 $b_{22b} = -1,6$ mS

Steilheit
 $S = |y_{21b}| e^{j\varphi_{21b}}; \quad |y_{21b}| = 8,5$ mS
 $\varphi_{21b} = 90^\circ$

Die Mischsteilheit S_c ist als Funktion der Oszillatorspannung, die zwischen Emitter und Basis gemessen wird, im Bild 2 dar-

gestellt. Die Höhe der S_c -Werte ist von der Steilheit bei $f = 100$ MHz abhängig. Für die angegebenen Parameter des OC 171 gilt etwa die Kurve des Bildes 2 für $I_C = 1$ mA.

Die Schaltung der UKW-Stufe zeigt Bild 3. Sie sei in folgender Reihenfolge besprochen: selbstschwingende Mischstufe, Vorstufe, Rauschen, Störstrahlung.

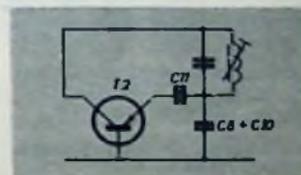


Bild 4. Ersatzschaltung für die Entdämpfung des Mischtransistors T 2

Selbstschwingende Mischstufe

Um die Mischverstärkung zu erhöhen, wird der Mischtransistor T 2 für die ZF von 10,7 MHz entdämpft. Der entdämpfte Ausgangsleitwert ist etwa 17 μ S. Die Entdämpfung ist von der Wahl der Kondensatoren C 11 und C 8 + C 10 abhängig (Bild 4). Die HF-Spulen L 5 und L 7 sind hier vernachlässigbar. Bei der Wahl der Werte muß beachtet werden, daß C 11 und einer der beiden Kondensatoren C 8 + C 10 eine Erdung für die HF gewährleisten müssen, d. h., die Werte dürfen nicht zu klein oder zu groß sein.

Die Leerlaufgüte des ZF-Kreises L 8, C 16 ist etwa $Q_0 = 120$. Die ZF-Belastung wird durch R 7 dargestellt. Die ZF-Ausgangs-

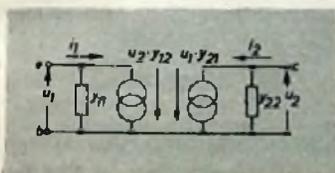


Bild 1. Kleinsignal-Parameter des Transistors OC 171 in Basisschaltung

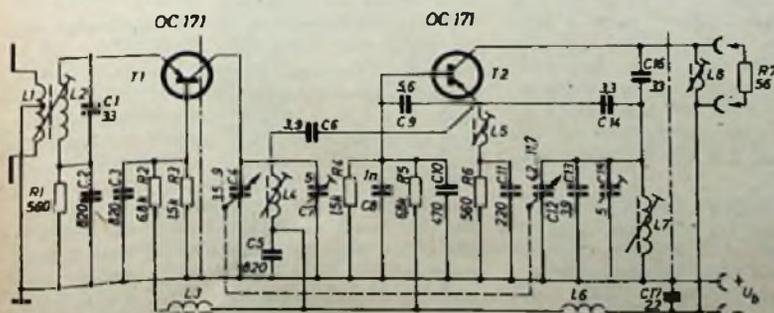


Bild 3. Schaltung der selbstschwingenden UKW-Mischstufe mit Vorstufe

Bezeichn.	μ H	Wdg.	Draht	Wicklung
L 1		5	0,3 CuLS	zwischen L 2 gewickelt
L 2, L 4	0,17	5	1,5 Cu vers.	Steigung 5 mm
L 3, L 6			(Valvo „0,2/3 B“)	
L 5	0,1-0,2	3	1,0 Cu vers.	Steigung 2 mm
L 7	0,13	4,5	1,5 Cu vers.	Steigung 5 mm
L 8		22	0,3 CuLS	

leistung ist die an R_7 abfallende Leistung. Es steht dem Anwender frei, hier eine Anzapfung des Einzelkreises oder ein Bandfilter zu verwenden, um den nachfolgenden ZF-Verstärker zu versorgen. Die Betriebsgüte ist $Q_B \sim 40$.

Die Oszillatorfrequenz liegt über der Empfangsfrequenz. Die Rückkopplung des Oszillators erfolgt über C_{14} . Da die Steilheit mit einem Phasenwinkel von 90° behaftet ist, wobei die Spannung dem Strom vorläuft, bietet sich diese Art der Rückkopplung als die einfachste an, zumal C_{14} im Wert so liegt, daß die Phase des auf den Eingang rückgeführten Stromes durch die Kapazität bestimmt wird. Der Realanteil des Eingangsleitwertes ist beim schwingenden Transistor etwa 12 mS. Die Blindkomponente wird durch C_6, C_9 sowie L_5 nahezu kompensiert. Mittels der Größe von L_5 läßt sich die Amplitude des Oszillators beeinflussen.

Der Mischtransistor schwingt in Basischaltung. R_4 und R_5 bestimmen mit dem Emitterwiderstand R_6 den Arbeitspunkt des Transistors T_2 . Die Oszillatorfrequenz wird durch den Kreis L_7 und $C_{12} + C_{13} + C_{15}$ bestimmt; sie ist 96 ... 112 MHz. Die Leerlaufgüte des Oszillatorkreises ist $Q_0 \sim 100$. Der Drehkondensator C_{12} erfordert größeres C_0 als C_4 des Vorkreises, damit Kapazitätsstreuungen des Transistors vernachlässigbar sind.

Für einen Steilheitswinkel $\varphi_{21b} = 90^\circ$ gilt für Oszillieren die Bedingung

$$y_1 \leq \frac{\omega C (|S| - \omega C)}{y_0} = \bar{A},$$

wobei y_1 für die betrachtete Frequenz der Eingangsleitwert des Transistors T_2 einschließlich der im Eingang liegenden Schaltelemente (wie C_6, C_9, L_5) ist. C entspricht C_{14} (der kapazitive Anteil der Rückwirkung y_{12} ist vernachlässigbar) und $|S|$ ist der Betrag der Steilheit. y_0 schließlich ist der Ausgangsleitwert des Transistors T_2 , zuzüglich der im Ausgang liegenden Schaltelemente (wie $L_7, C_{12}, C_{13}, C_{15}$).

Dieser Zusammenhang — auf die Ableitung soll hier verzichtet werden — gibt die Oszillationsbedingung nur exakt für $\varphi_{21b} = 90^\circ$ an. Für geringe Abweichungen von φ_{21b} jedoch (zum Beispiel $\pm 20^\circ$) ist der Fehler klein, so daß auch dann noch ein guter Überblick gegeben ist.

Trägt man mit dem Durchmesser A einen Kreis auf (Bild 5), so muß $y_1 = g_1 + b_1$ innerhalb des Kreises liegen. Außerhalb

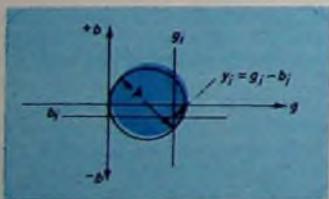


Bild 5. Zum Oszillieren muß der Eingangsleitwert y_1 des Transistors T_2 innerhalb des Kreises A liegen

des Kreises ist kein Oszillieren möglich. Mittels L_5 ist nun eine Änderung von b_1 zu erreichen, so daß ein nichtoszillierender Transistor eventuell auf diese Weise zum Schwingen gebracht werden kann. Gleichzeitig hat L_5 einen Einfluß auf die Oszillatoramplitude. Die Amplitude ist am größten, wenn y_1 reell ist, und am kleinsten, wenn y_1 den Kreis gerade berührt. Da b_1 in der vorliegenden Schaltung induktiv ist, muß ein negatives Vorzeichen gesetzt werden.

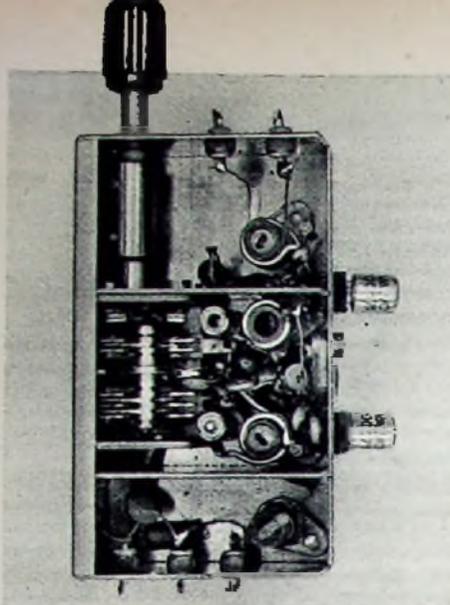


Bild 6. Laboraufbau einer UKW-Stufe mit $2 \times OC 171$

Die Oszillatoramplitude (gemessen zwischen Basis und Emitter) sollte nach Bild 2 bei minimaler Betriebsspannung $U_B = 4$ V ($I_C \approx 1$ mA) etwa 80 mV sein, damit auch dann noch eine brauchbare Mischverstärkung möglich ist. Bei einer mittleren Betriebsspannung von $U_B = 5,6$ V ($I_C \approx 1,6$ mA) ist die Oszillatoramplitude dann ≈ 200 mV.

Die Mischverstärkung ist etwa 12 dB. Sie ist das Verhältnis der ZF-Leistung an R_7 zur HF-Leistung am Realteil des Eingangsleitwertes des Mischtransistors T_2 zwischen Basis und Emitter bei einer Betriebsgüte des ZF-Kreises von $Q_B = 40$.

Vorstufe

Der Ausgangskreis L_4 und $C_4 + C_7$ der Vorstufe hat eine Leerlaufgüte von $Q_0 \approx 100$. Die Anfangskapazität der Kreiskondensatoren $C_4 + C_7$ ist klein gehalten, damit die Kreisverluste gering bleiben. Die Anpassung des Mischtransistors erfolgt über C_6 ; sie ist zwar frequenzabhängig, die Fehler sind jedoch gering.

Die Arbeitspunkteinstellung ist die gleiche wie beim Mischtransistor. Der Eingangskreis wird durch L_2 und C_1 gebildet. Infolge der Niederohmigkeit des Eingangs ist der Kreis stark bedämpft. Unter Berücksichtigung der 60-Ohm-Antenne sinkt die Leerlaufgüte $Q_0 \sim 100$ auf $Q_B \approx 7$. Der Wert von C_1 ist so hoch gewählt, damit die Streuungen der Eingangsblindkomponente des Transistors T_1 keinen Einfluß ausüben. Die Transformation des Eingangskreises ist etwa 1:1.

Die Stufenverstärkung der Vorstufe ist 10 dB. Sie ist das Verhältnis der Eingangsleistung am Mischtransistor zur möglichen Leistungsabgabe der 60-Ohm-Antenne, d.h., alle Verluste der Stufe sind in dieser Zahl enthalten. Die Stufenverstärkung ist frequenzabhängig. Das rührt daher, weil die y -Parameter, insbesondere y_{21} des Transistors T_1 , eine Funktion der Frequenz sind. Der Unterschied der Verstärkung zwischen 87 und 101 MHz ist etwa 1 dB und wird durch Abstimmung des Eingangskreises L_2, C_1 auf 100 MHz ausgeglichen.

Zur Frage der Regelung der Vorstufe — Mischstufenregelung ist nicht zu empfehlen — ist zu sagen, daß Signale (an L_1) von etwa 10 mV an eine Regelung erfordern, und zwar vor allem deshalb, weil diese Signale am Oszillator etwa 30 mV erreichen und in die Größenordnung der Oszillatorspannung kommen können. Ob

Signale dieser Größe an L_1 auftreten, wird von der Antennenhöhe des Empfängers abhängen. Bei Kofferempfängern dürfte dieser Fall wohl vernachlässigbar sein. Eine Regelung könnte zum Beispiel so erfolgen, daß ein Regelstrom der Richtspannung des Radiodetektors entnommen und der Basis des Vortransistors T_1 zugeführt wird.

Rauschen

Das Rauschen des OC 171 ist abhängig von der Anpassung der Signalquelle an den Eingang des Transistors und vom Kollektorstrom I_C . Bei einem Kollektorstrom von etwa 1,5 mA und einem Quellwiderstand von 50 ... 70 Ohm nimmt das Rauschen einen minimalen Wert an.

Eine selbstschwingende Mischstufe hat etwa doppelte Rauschzahl in kT_0 einer Verstärkerstufe. In vorliegender Schaltung wird die Rauschzahl F hauptsächlich durch die Vorstufe bestimmt. Bei einer Stufenverstärkung der Vorstufe von 10 dB und einer Rauschzahl der Transistoren von zum Beispiel $F = 10 kT_0$ ist somit die Rauschzahl F der UKW-Stufe $10 + 2 = 12 kT_0$.

In der vorliegenden Schaltung wurde $F = 10 kT_0$ gemessen. Der transformierte Antennenwiderstand am Vortransistor T_1 ist 60 Ohm. Die im Ausgang der Vorstufe liegenden Schaltelemente haben keinen Einfluß auf die Rauschzahl des Vorstufentransistors.

Störstrahlung

Die bei Röhrengeräten übliche Neutralisierung der Oszillatorspannung am Oszillator selber stößt bei Transistoren auf Schwierigkeiten. Die am Eingang des Mischtransistors zur Verfügung stehende Empfangsfrequenzleistung geht nämlich nur zur Hälfte in den Transistor (Bild 7),

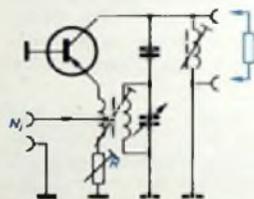


Bild 7. Zur Neutralisierung der Oszillatorspannung. Der Nachbildungswiderstand R verbraucht die Hälfte der Empfangsfrequenzleistung

während die andere Hälfte der Nachbildungswiderstand R verbraucht. Ferner beeinträchtigen zu große Werte von R (> 10 Ohm) das Schwingen zu stark.

In der Schaltung Bild 3 ist lediglich die natürliche Abschwächung durch Spannungsteilung für die Minderung der Oszillatorspannung angewendet: erstens die Teilung über C_6 und Vorkreis und zweitens die Abschwächung über die Rückwirkung y_{12} der Vorstufe. Wenn der Aufbau geschickt angeordnet ist, so daß an der Antennenspule L_1 ohne Vorstufentransistor T_1 (bei einer Oszillatorspannung von 200 mV an L_5) nur etwa 0,1 ... 0,2 mV der Oszillatorspannung stehen, dann ist die Störstrahlungsleistung (gemessen an 60 Ohm) mit Transistor $\leq 1,5$ mV.

Für die Oberwellen sind die geforderten Bedingungen leichter zu erfüllen, weil C_1 und $C_4 + C_7$ diese Frequenzen bereits gut unterdrücken. Hier liegen die Schwierigkeiten darin, andere Abstrahlungsmöglichkeiten zu unterbinden. Im Laboraufbau wurde bei einer Oszillatorspannung von 200 mV (an L_5) an den Antennenklemmen (60 Ohm) für die Grundwelle eine Spannung von $< 1,5$ mV gemessen. Wenn keine andere Abstrahlung des Oszillators möglich ist, würde dieser Wert den Störstrahlungsbedingungen der Deutschen Bundespost für Heimempfänger genügen.

Filter und Frequenzweichen für Antennen

Rechnerische und konstruktive Gesichtspunkte

Fortsetzung aus FUNK-TECHNIK Bd. 13 (1958) Nr. 24, S. 820

DK 621.372.54; 621.396.67

2.1.2 Der Hochpaß

Hochpässe sind Filter, die alle Frequenzen von $f = \infty$ bis f_0 durchlassen und alle tieferen ($f < f_0$) sperren.

Die Berechnung des Hochpaß-Vollgliedes erfolgt analog mit den Beziehungen des Tiefpaß-Vollgliedes. Es gelten die Beziehungen:

$$C = 1/Z \cdot \omega_g \quad L = Z/\omega_g \quad (22)$$

Beispiel: Gegeben seien die Grenzfrequenz $f_0 = 140$ MHz, ferner wieder die Impedanzen $Z = 240$ Ohm und $Z = 60$ Ohm. Gesucht sind: 1) L, C , 2) Schaltung, 3) Dämpfungskurve und 4) praktisch ausgeführtes Filter.

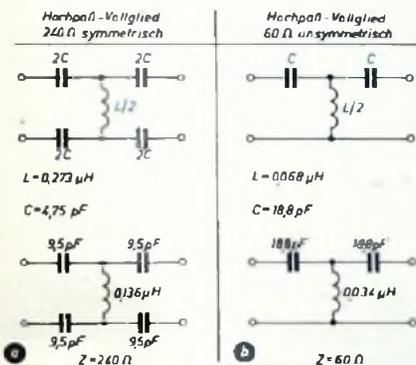


Bild 5. Errechnete Werte eines Hochpasses für eine Impedanz von 240 Ohm (a) und von 60 Ohm (b)

Zu 1) und 2). Bild 5 zeigt Werte und Schaltung.

Zu 3). Setzt man in Gl. (16) $\Re_1 = \frac{1}{j\omega C}$ und $\Re_2 = j\omega L/2$, so wird mit $\omega_0^2 = \frac{2}{L \cdot C}$

$$\sinh b/2 = j \omega_g / \omega \quad (23)$$

Daraus läßt sich analog dem Gedankengang beim Tiefpaß ableiten, daß

$$\cosh b/2 = \omega_g / \omega \quad (24)$$

ist.

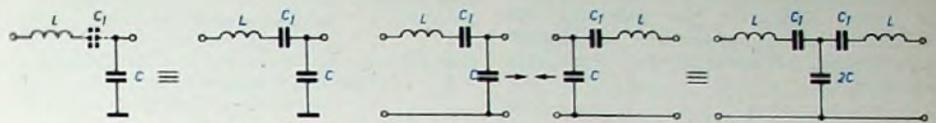


Bild 7 (links) Ergänzung eines Tiefpasses zum einfachen Bandpaß
Bild 8 (rechts) Grundschaltung eines einfachen Bandpaß-Vollgliedes

Zu 4). Die praktische Ausführung eines solchen Hochpaßvollgliedes für eine Impedanz von 240 Ohm zeigt Bild 6a. Die errechneten Werte sind den gemessenen Werten wieder im Bild 6b gegenübergestellt.

2.1.3 Der Bandpaß

Die bisher behandelten beiden Grundfiltertypen, Tief- und Hochpaß, fußen auf der Frequenzabhängigkeit von L und C . Aus der Theorie der Schwingkreise ist bekannt, daß auch Serien- und Parallelresonanzkreis frequenzabhängige Widerstände darstellen. Es liegt daher der Gedanke nahe, diese Grundfilter (Hoch- und Tiefpaß) so umzubauen, daß aus ihnen Filter entstehen, die mit Resonanzkreisen arbeiten.

2.1.3.1 Der einfache Bandpaß

Im Bild 7 ist die Grundschaltung eines „verbesserten“ Tiefpasses wiedergegeben, bei dem an Stelle der Spule L der Serienresonanzkreis mit L, C_1 getreten ist.

Aus diesem verbesserten Tiefpaß läßt sich die Grundschaltung eines einfachen Bandpaß-Vollgliedes entwickeln (Bild 8).

Setzt man (vom Halbglied ausgehend)

$$\Re = j \left(\omega L - \frac{1}{j\omega C_1} \right) \quad \text{und} \quad \Im = j\omega 2C, \quad (25)$$

dann ergibt sich für das Produkt

$$\Re \cdot \Im/4 = \left[j \left(\omega L - \frac{1}{j\omega C_1} \right) \cdot j\omega 2C \right] \cdot \frac{1}{4} \quad (26)$$

Daraus läßt sich mit $Z = \sqrt{\frac{L}{C}}$ ableiten:

$$a) \Re \cdot \Im/4 = 0 \text{ gesetzt} \quad (\text{mit } \omega = \omega_t) \quad (\text{mit } \omega = \omega_t)$$

$$\omega_t = \sqrt{\frac{1}{L \cdot C_1}} \rightarrow C_1 = \frac{1}{\omega_t^2 \cdot L} \quad (27)$$

$$b) \Re \cdot \Im/4 = 1 \text{ gesetzt} \quad (\text{mit } \omega = \omega_b)$$

$$L = \frac{Z}{\omega_b - \omega_t} \quad \text{und} \quad C = \frac{1}{Z \cdot (\omega_b + \omega_t)} \quad (28)$$

Damit liegen die Bemessungsformeln für den einfachen Bandpaß fest.

Beispiel: Gegeben seien die Frequenzen $f_b = 223$ MHz und $f_t = 202$ MHz, ferner die Impedanzen $Z = 240$ Ohm und $Z = 60$ Ohm.

Man berechne die Elemente L, C, C_1 und gebe die Schaltungen an. Aus Bild 9 sind die Lösungen ersichtlich.

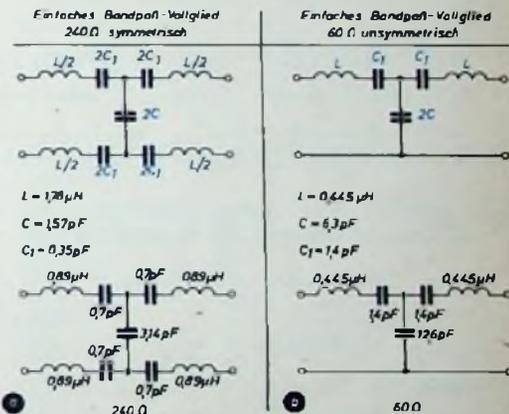


Bild 9. Errechnete Werte eines einfachen Bandpasses für eine Impedanz von 240 Ohm (a) und für eine Impedanz von 60 Ohm (b)

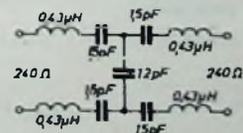


Bild 10. Gewählte Ausführung des einfachen Bandpaß-Vollgliedes

Für die Berechnung der Dämpfungskurven ergeben sich nach Umrechnung zwei Formeln.

$$\text{Für } \omega > \omega_t: \quad \cosh b/2 = \sqrt{\frac{\omega^2 - \omega_t^2}{\omega_b^2 - \omega_t^2}} \quad (29)$$

$$\text{Für } \omega < \omega_t: \quad \sinh b/2 = \sqrt{\frac{\omega_t^2 - \omega^2}{\omega_b^2 - \omega_t^2}} \quad (30)$$

Die praktische Ausführung eines solchen einfachen Bandpaß-Vollgliedes zeigt Bild 10.

Der einfache Bandpaß ist also dadurch gekennzeichnet, daß er im Bereich zwischen zwei definierten Frequenzen einen Durchlaßbereich und ober- sowie unterhalb der beiden definierten Frequenzen Sperrbereiche hat.

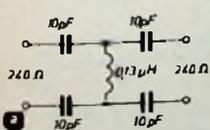
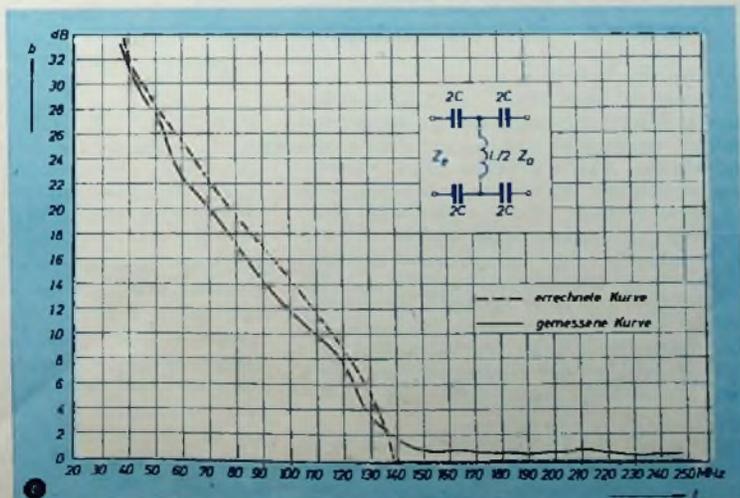


Bild 6. a) Gewählte Ausführung des Hochpaßfilters nach Bild 5, b) Gegenüberstellung der gemessenen und errechneten Filterwerte



2.1.3.2 Der „Voll“-Bandpaß

Wesentlich wirksamer als der einfache Bandpaß ist der sogenannte „Voll“-Bandpaß (im folgenden nur mit Bandpaß bezeichnet).

Ausgehend vom Tiefpaß-Halbglied, kann man ihn sich so entstanden denken, daß aus dem Längsweig mit L ein Reihenresonanzkreis und dem Querweig mit C ein Parallelresonanzkreis gemacht wurde. Die neue Kapazität sei mit C_1 , die Induktivität mit L_1 bezeichnet. Ein Bandpaß-Vollglied hat demnach eine Schaltung nach Bild 11.

Bild 11. Schaltung eines Bandpaß-Vollgliedes

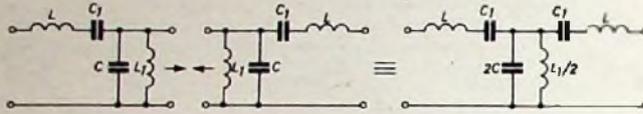


Bild 12. Errechnete Werte eines Bandpasses

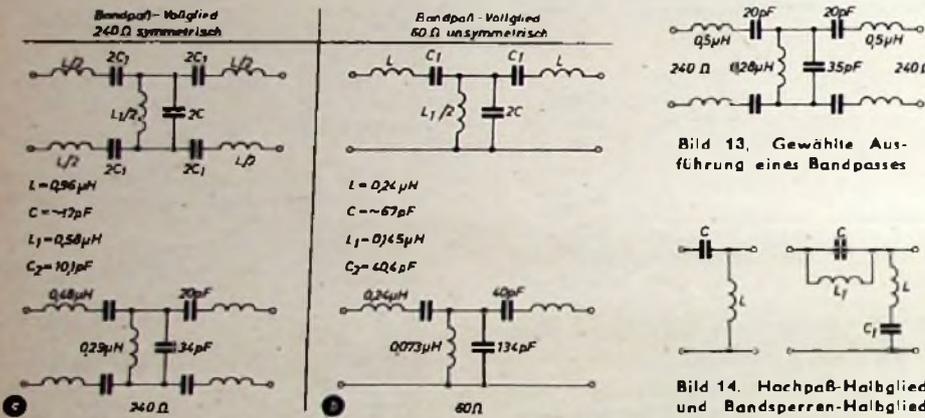


Bild 13. Gewählte Ausführung eines Bandpasses

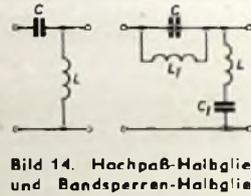


Bild 14. Hochpaß-Halbglied und Bandsperr-Halbglied

Ausgehend von dieser Grundschaltung (Halbglied) und mit der Einführung von

$$\Re = j \left(\omega L - \frac{1}{\omega C_1} \right) \quad \text{und} \quad \Im = j \omega C + \frac{1}{j \omega L_1} \quad (31)$$

ergibt sich

$$\Re \cdot \Im / 4 = - \frac{(\omega^2 L_1 C - 1) \cdot (\omega^2 L_1 C - 1)}{4 \cdot \left(\omega^2 \frac{L_1}{2} C_1 \right)} \quad (32)$$

Daraus läßt sich ableiten:

a) $\Re \cdot \Im / 4 = 0$ gesetzt (mit $\omega = \omega_m$)

$$C_1 = \frac{1}{\omega_m^2 \cdot L} \quad \text{und} \quad L_1 = \frac{1}{\omega_m^2 \cdot C} \quad (33)$$

b) $\Re \cdot \Im / 4 = 1$ gesetzt (mit $Z = \sqrt{\frac{L}{C}}$)

$$L = \frac{Z}{(\omega_h - \omega_t)} \quad \text{und} \quad C = \frac{1}{(\omega_h - \omega_t) \cdot Z} \quad (34)$$

Bildet man weiter das Produkt aus $\omega_h \cdot \omega_t$, dann findet man $\omega_m^2 = \omega_h \cdot \omega_t$. Die Durchlaßbreite ist

$$\omega_h - \omega_t = 2 \sqrt{C \cdot L} \quad (35)$$

Mit Gl. (34) ergeben sich weitere Kenngrößen.

$$L_1 = \frac{Z \cdot (\omega_h - \omega_t)}{\omega_m^2} \quad \text{und} \quad C_1 = \frac{(\omega_h - \omega_t)}{\omega_m^2 \cdot Z} \quad (36)$$

Damit liegen die Bemessungsformeln für die Bandpaßelemente fest.

Beispiel: Gegeben seien die obere Grenzfrequenz $f_h = 75$ MHz, die untere $f_t = 35$ MHz, ferner die Impedanzen $Z = 240$ Ohm und $Z = 60$ Ohm.

Welche Werte nehmen L, L_1, C, C_1 an, und wie sehen die Schaltungen des Bandpaß-Vollgliedes aus?

Mit $\omega_h = 470 \cdot 10^6 \text{ s}^{-1}$ und $\omega_t = 220 \cdot 10^6 \text{ s}^{-1}$ ergeben sich die Lösungen nach Bild 12.

Zur Errechnung des Dämpfungsverlaufes erhält man nach mathematischer Umrechnung die Beziehungen nach Gl. (37).

$$\cosh b/2 = + \frac{\omega^2 - \omega_m^2}{\omega \cdot (\omega_h - \omega_t)} \quad \omega > \omega_m$$

$$\cosh b/2 = \frac{\omega_m^2 - \omega^2}{\omega \cdot (\omega_h - \omega_t)} \quad \omega < \omega_m \quad (37)$$

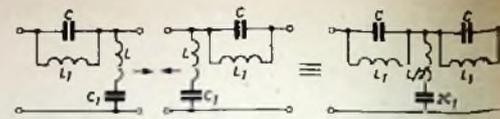


Bild 15. Bandsperr-Vollglied

macht man aus dem Längsweig mit C einen Parallelresonanzkreis und aus dem Querweig mit L einen Serienresonanzkreis. Die neue Induktivität sei mit L_1 , die neue Kapazität mit C_1 bezeichnet.

Ein Bandsperr-Vollglied entsteht dann nach Bild 15. Ausgehend von dieser Grundschaltung und mit Einführung der Kenngrößen

$$\Re = \frac{1}{j \left(\omega C - \frac{1}{\omega L_1} \right)} \quad \text{und} \quad \Im = \frac{1}{j \left(\omega L - \frac{1}{\omega C_1} \right)} \quad (38)$$

ergibt sich

$$\Re \cdot \Im / 4 = \frac{\omega^2 L_1 C_1}{4 \cdot (\omega^2 L C_1 - 1) \cdot (\omega^2 L_1 C - 1)} \quad (39)$$

Daraus läßt sich ableiten:

a) $\Re \cdot \Im / 4 = 0$ gesetzt (mit $\omega = \omega_m$)

$$C_1 = \frac{1}{\omega_m^2 \cdot L} \quad \text{und} \quad L_1 = \frac{1}{\omega_m^2 \cdot C} \quad (40)$$

b) $\Re \cdot \Im / 4 = 1$ gesetzt (mit $Z = \sqrt{\frac{L}{C}}$)

$$L = \frac{Z}{(\omega_h - \omega_t)} \quad \text{und} \quad C = \frac{1}{Z \cdot (\omega_h - \omega_t)} \quad (41)$$

Mit Gl. (41) ergeben sich weitere Kenngrößen.

$$C_1 = \frac{(\omega_h - \omega_t)}{\omega_m^2 \cdot Z} \quad \text{und} \quad L_1 = \frac{Z \cdot (\omega_h - \omega_t)}{\omega_m^2} \quad (42)$$

Damit liegen die Bemessungsformeln für die Bandsperr-Elemente fest.

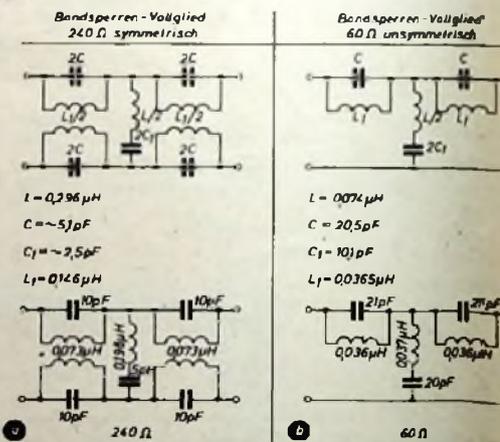


Bild 16. Errechnete Werte einer Bandsperr für 240 Ohm (a) und für 60 Ohm (b)

Beispiel: Gegeben seien die obere Grenzfrequenz mit $f_h = 260$ MHz und die untere mit $f_t = 130$ MHz, ferner die Impedanzen $Z = 240$ Ohm und $Z = 60$ Ohm. Welche Werte nehmen L, L_1, C, C_1 an, und wie sehen die Schaltungen des Bandsperr-Vollgliedes aus?

Mit $\omega_h = 1630 \cdot 10^6 \text{ s}^{-1}$, $\omega_t = 815 \cdot 10^6 \text{ s}^{-1}$ und $\omega_m^2 = 1,342 \cdot 10^{18} \text{ s}^{-2}$ folgen die Lösungen nach Bild 16. (Wird fortgesetzt)

Universal-Diktiergerät »Traveller«

Unter Berücksichtigung der unterschiedlichen betrieblichen Verhältnisse haben sich im Laufe der Zeit zwei Klassen von Diktiergeräten herausgebildet, die dem jeweiligen besonderen Verwendungszweck Rechnung tragen: die Geräte mit Langzeit- und die mit Kurzzeit-Träger.

Die Langzeit-Träger mit einer halbstündigen oder längeren Diktatzeit je Tonträger scheinen dort angebracht, wo überwiegend längere Schriftsätze und Ausarbeitungen diktiert werden oder wo die gesamte Tageskorrespondenz zunächst durchgehend abdiktiert wird, bevor man den Tonträger an das Schreibbüro weitergibt. Nachteile der Langzeit-Geräte sind die relative Unbeweglichkeit bei raschen Bearbeitungen vieler kürzerer Vorgänge und die Schwierigkeit des Auffindens bestimmter Diktate auf dem meist bandförmigen Tonträger, der erst hin- und hergespult werden muß, um gesuchte Stellen aufzufinden. Kurzzeit-Träger mit einer Aufsprechdauer von 6...10 min gestatten eine rasche Weitergabe diktiert Vorgänge an die Schreibkräfte. Eine Diktatzeit von 10 min entspricht etwa 3 engbeschriebenen DIN A 4-Seiten. Bei Diktaten, die angenähert diesen Umfang haben, wird der Idealfall des Kurzzeit-Gerätes — ein Tonträger je Vorgang — erreicht. Doch selbst wenn eine Vielzahl kürzerer Diktate auf demselben Tonträger untergebracht wird, ist das rasche Auffinden bestimmter Diktate für die Sekretärin erleichtert, da Kurzzeit-Tonträger vornehmlich als Platten oder Manschetten ausgebildet sind und somit durch Hin- und Hersetzen des Tonkopfes ohne langwieriges Umspulen die gesamte Oberfläche überall kurz abgehört werden kann.

Ein weiterer wesentlicher Vorteil solcher Kurzzeit-Tonträger liegt in der guten und bequemen Versandmöglichkeit. Ein einfacher Briefumschlag genügt für die Verpackung, eine Tatsache, die sich besonders auf Reisen angenehm bemerkbar macht. Ein derartiges Kurzzeit-Gerät, das von der Telefunken GmbH unter dem Namen »Traveller« auf den Markt gebracht wurde (Bild 1), soll nachstehend näher beschrieben werden. Neben der Eignung für den Bürogebrauch ist es als batteriebetriebenes Reisegerät auch dort jederzeit einsetzbar, wo keine andere elektrische Energiequelle zur Verfügung steht. Diese universelle Verwendungsmöglichkeit schließt erhebliche Vorteile und Annehmlichkeiten ein. Konstruktiven Erfordernissen, die sich für das Gerät aus der Verwendung auf Reisen in Verkehrsmitteln ergeben, mußte besonders Rechnung getragen werden. Auf geringes Gewicht (etwa 2,6 kg) wurde ebenso Wert gelegt wie auf kleine Geräteabmessungen (290×203×60 mm). Die konstruktive Gestaltung ermöglicht den Betrieb des Gerätes nicht nur in horizontaler Lage, sondern gestattet auch die Benutzung bei erheblichen Schräglagen, wie sie bei nichtstationärem Betrieb (z. B. im

Auto, Flugzeug o. ä.) auftreten. Ebenso beeinträchtigen die normalerweise dabei auftretenden Erschütterungen nicht die Funktionssicherheit. Außerdem mußte einfachste Bedienungsmöglichkeit durch voll-elektrische Steuerung gefordert werden und die Auswechslung des Tonträgers mühelos durchzuführen sein.

Magnettonplatte

Der magnetischen Schallaufzeichnung dient eine kreisförmige, filmartige Schichtplatte. Sie besteht aus einer magnetisch wirksamen Schicht und einer mit ihr verhafteten Kunststoff-Folie als Trägermaterial (Bild 2). Die Schichtplatte entspricht in Aufbau und Qualität den modernen Bändern für Tonbandgeräte.

Ausgehend von einem Außendurchmesser von 155 mm, der den Postversand der Magnettonplatte in einem DIN A 5-Briefumschlag gestattet, wurde der äußere Tonspurdurchmesser mit 150 mm, der innere mit 75 mm festgelegt. Durch thermoplastische Verformung des Folienmaterials ist innerhalb dieser maßgeblichen Begrenzung für die Führung des Diktierkopfes ein spiralförmig verlaufender Steg mit 93 Umläufen aus der Ebene herausgeprägt. Durch die gewählte Steigung und Profilform des Steges wird eine 0,3 mm breite Rille gebildet, in der der Kopf mit seinem Polschuh während des Betriebes gleitet. Die Struktur dieser magnetisch ausgenutzten Schicht wird beim Prägevorgang nur unwesentlich verändert und beansprucht. Die Ausbildung einer glatten Oberfläche wurde besonders beachtet, um der Abnutzung sowohl der Platte als auch des Kopfes weitestgehend entgegenzuwirken. Während der Kopf am Außendurchmesser durch einen Fangsteg zwangsläufig in die erste Rille geführt wird, gibt ihn der ohne Übergang endende Steg am Innendurchmesser frei. Ein zentrischer Steg begrenzt die weitere Auslenkung nach innen.

Legt man bei 94 Umläufen der Tonspurspirale für die Betriebszeit der Magnettonplatte 10 min zugrunde, dann ergibt sich am 75-mm-Durchmesser die Umfangsgeschwindigkeit bzw. kleinste Gleitgeschwindigkeit am Polschuh des Kopfes mit 3,69 cm/s. Sie liefert bei 5 kHz Tonfrequenz eine aufgesprochene Wellenlänge von 7,38 μ und bei der Hörkopf-Spaltbreite von 5 μ noch eine ausreichend gute Tonqualität.

Für die Zentrierung und Halterung der Platte im Gerät ist ein genormter Ausschnitt vorhanden. Durch die Aufprägung des Rillensteges wird die angestrebte Planheit der Platte günstig beeinflusst.

Stromversorgung

Die Stromversorgung des Gerätes übernimmt eine eingebaute Nickel-Cadmium-Batterie, bestehend aus 5 Zellen in Trokkenausführung. Sie hat eine Kapazität von 1,3 Ah bei 10stündiger Entladezeit und einer mittleren Entladespannung von 6 V. Im Bild 3 ist der Verlauf der Entladespannung als Funktion der Entladezeit bei 130 mA Entladestromstärke aufgetragen. Bei einer durchschnittlichen Stromstärke von etwa 100 mA ist das Gerät also über 10 Stunden betriebsfähig, bevor die Nachladung des Akkus über das Ladegerät aus



Bild 1. Reisediktiergerät »Traveller«

dem Netz notwendig wird. Auf Reisen im Auto kann das Diktiergerät durch direkten Anschluß an eine 6-V-Autobatterie beliebig lange betrieben werden. Der eingebaute Akku übt als Zwischenglied lediglich eine Pufferwirkung aus, wobei er sich je nach dem Spannungszustand beider Batterien zum Teil wiederauflädt. Ein vorgeschalteter ohmscher Widerstand sorgt dann für die Begrenzung des aufgenommenen Stromes.

Nach Absinken der Batteriespannung auf 5,5 V muß die Wiederaufladung der Batterie vorgenommen werden. Das erfolgt mit Hilfe des Ladegerätes über die in der Grundplatte angebrachte Ladeanschlußbuchse. Es darf nur an Wechselstromnetze mit Spannungen 110...140 V bzw. 145...240 V und 50 bis 60 Hz angeschlossen werden. Für die Umschaltung ist ein Schalter im Boden des Ladegerätes vorhanden, der von außen zu bedienen ist.

Die Ladezeit bei leerer Batterie liegt im Mittel bei 14 Stunden. Da dem Benutzer des Diktiergerätes jederzeit die Möglich-

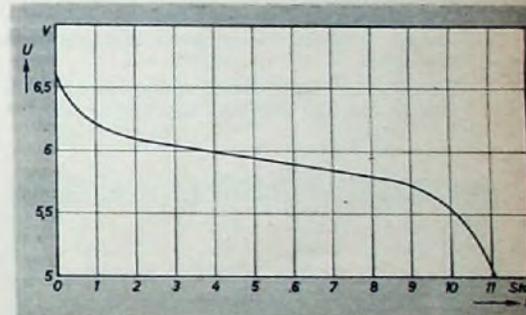


Bild 3. Entladespannungskurve bei 130 mA Stromentnahme für Nickel-Cadmium-Batterie 1,3 Ah

keit gegeben sein muß, sich über den Ladezustand der Batterie zu orientieren (beispielsweise vor Antritt einer Reise zu empfehlen), war der Einbau eines Kontrollinstrumentes erforderlich, das an der Vorderseite der Frontkappe angebracht ist. Die Batterie ist dann voll aufgeladen, wenn sich der Zeiger im oberen Bereich des weißen Skalenfeldes befindet.

Aufbau des Gerätes

Die Grundplatte bildet das tragende Element im Aufbau des Gerätes. Sie ist ein Aluminium-Spritzgußteil, der zur direkten Aufnahme aller Einbauteile dient und gleichzeitig den unteren Abschluß des Gerätes darstellt. Durchgehende Bohrungen sind an der abgesetzten Unterseite mit einem Bezugsstoff abgedeckt. Die Grundplatte hat die Form einer flachen Wanne mit einem angespritzten Zierrand, dessen polierte Oberfläche dem Aussehen des Gerätes zugute kommt. Der Vorderteil wird durch eine Kunststoff-Frontkappe gebildet, die mit der Grundplatte verschraubt ist. Die obere Abdeckung des Gerätes ist eine farbespritzte Aluminiumhaube, die ebenfalls durch Verschraubung mit der Grundplatte gehalten wird.

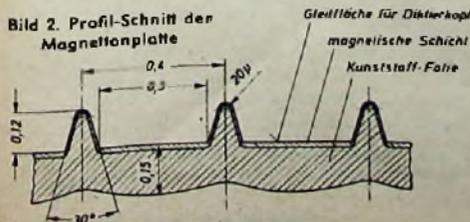


Bild 2. Profil-Schnitt der Magnettonplatte

Der Antrieb

Plattenteller

Zur Aufnahme der in waagerechter Ebene auftretenden Kräfte ist der Plattenteller auf einem Zapfen gelagert. In vertikaler Richtung ruht er mit einem Radkranz auf drei Polyamid-Rollen, die sich mit ihren Achsen im Guß der Grundplatte abstützen. Als Unterlage für die Magnettonplatte dient eine Schaumstoff-Auflage, in die sich das Folienmaterial im Polschuhbereich des Diktierkopfes, der einen Andruck von 40 g ausübt, geringfügig einzudrücken vermag. Hierdurch wird ein gewisses Anschmiegen der Platte an die Gleitfläche des Polshuhes erreicht und die satte Anlage der Berührungsflächen begünstigt. Die Reibeigenschaft des Schaumstoffes sorgt ebenfalls für eine gute Mitnahme der Magnettonplatte im Betrieb.

Motor

Der Antrieb des Plattentellers erfolgt über ein Zwischenrad durch einen 6-V-Kollektormotor. Der Motor (AEG) wurde speziell für das Diktiergerät entwickelt. Der Gesamt-Drehmomentbedarf für das Laufwerk des Gerätes ist an der Motorachse etwa 2 p cm bei 60 g Radiallast. Die Stromaufnahme des Motors konnte mit etwa 30 mA bei 6 V Betriebsspannung zugunsten der Batteriestrom-Ersparnis in kleinen Grenzen gehalten werden. Die mittels eingebauten Fliehkraftreglers gesteuerte Motordrehzahl n (Bild 4) ist bei einem Belastungsumfang von 0 bis 4 p cm (im Spannungsbereich 5,5 ... 8 V) 3000 U/min $\pm 2\%$, womit eine konstante Drehzahl des Plattentellers bei auftretenden Belastungsschwankungen und den veränderlichen Batteriespannungen sichergestellt ist.

Die Funken-Entstörung am 3teiligen Kollektor und am Kontakt des Fliehkraftreg-

angeordnet ist. Das 2stufige Zwischenrad besteht aus Gummi. Während es mit seinem Wulst 7 an der Motorachse 8 anliegt, kommt der zylindrische Absatz 9 mit dem Plattentellerrand zum Eingriff. Der Gummiteil ist fest auf ein Rohr 10 gezogen, das die Sinterlager und eine Scheibe 11 aufnimmt.

Den Andruck des Wulstes an die Motorachse bewirkt eine eingebaute Druckfeder 12, die sich über einen Polyamid-Zapfen 13 auf der Kuppe der Lagerachse und zum anderen innerhalb des Rohres an der Scheibe 11 abstützt.

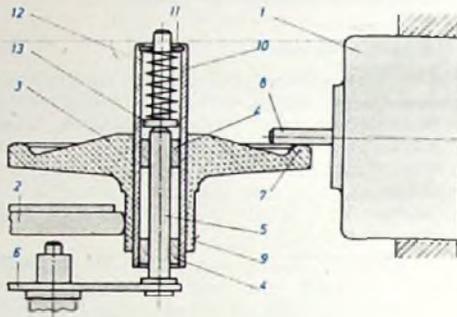


Bild 5 Anordnung des Zwischenrades für die Kraftübertragung auf den Plattenteller im Vorlaufbetrieb

Der zylindrische Absatz wird über den schwenkbaren Hebel mit einer Zugfeder an den Rand des Plattentellers gedrückt (Bild 6). Um durch Gleichlaufstörungen hervorgerufene Tonhöhenchwankungen in kleinen Grenzen zu halten, ergibt sich für den Absatz des Zwischenrades die Notwendigkeit des Überschleifens. Durch Verlegung der Wulstseite und des zentrischen Loches in eine Formhälfte kann bei der Herstellung des Gummiteils die eventuelle Exzentrizität in zulässigen Grenzen gehalten werden. Die Lauffläche des Wulstes erfordert daher keine nachträgliche Bearbeitung. Die Lagerreibungsverluste sind durch die Anwendung dieser Konstruktion besonders klein.

Rücklaufmagnet

Der Rücklaufmagnet hat die Aufgabe, die Drehrichtung des Plattentellers umzukehren. Dies wird durch Einkuppeln einer Rücklaufrolle in den im Bild 6 dargestellten Friktiontrieb vorgenommen. In axialer Verlängerung des Motors liegt bei A der Drehpunkt des schwenkbaren Hebels 6 nach Bild 5, der das Zwischenrad trägt. Ebenfalls dargestellt ist die erwähnte Zugfeder, die den Andruck des Zwischenrades an den Plattenteller bewirkt, der eine rechtsläufige Bewegung ausführt.

Die Rücklaufrolle ist drehbar auf einem Hebel gelagert, der sich um B schwenken läßt. Beim Anziehen eines Rücklauf-Magneten M bewegt sich die Gummirolle aus der Lage a nach links. Hierbei kommt sie in Stellung b mit dem Zwischenrad zum Eingriff, das sich vom Plattenteller abzuheben beginnt und von d nach e gelangt, wobei die Feder weiter gespannt wird. Die Rücklaufrolle hat inzwischen die Endlage c erreicht, in der sie sich an den Plattenteller anlegt und dessen Drehrichtung umkehrt.

Start-Stop-Relais

Der Anker eines Relais R (s. Bild 6) wird beim Schalten in Stop-Stellung mit dem Lagerhebel des Zwischenrades so zum Eingriff gebracht, daß sich dieses vom Rand des Plattentellers abhebt und etwa die Stellung e einnimmt. Unter dem Einfluß der vorhandenen Reibungskräfte, die

hauptsächlich zwischen Kopf und Magnettonplatte und an den Laufrollen auftreten bleibt der Plattenteller stehen. Mit Rücksicht auf das Bestreben um eine optimale Ausnutzung der Batteriekapazität wurde das Start-Stop-Relais mit einer Doppelwicklung und entsprechender Kontaktbestückung versehen, mit deren Hilfe ein Impulsbetrieb vorgenommen wird. Nach einem kurzen Stromstoß (550 mA) schaltet das Relais auf den Haltestromkreis (6 mA) um.

Beim Schalten in Startstellung kommt durch Abfallen des Relaisankers das Zwischenrad wieder mit dem Plattenteller in Eingriff.

Diktierkopf

Beim Betrieb des Diktiergerätes muß es während des Aufsprechvorganges möglich sein, eine Korrektur einzelner Wörter oder Sätze vorzunehmen. Dies ist nur zu erreichen, wenn die zu korrigierende Aufzeichnung vor Beginn der neuen Aufnahme gelöscht wird. Wegen der aus der kleinen Trägergeschwindigkeit bei der Aufzeichnung sich ergebenden geringen Wortlänge wird ein kombinierter Hör/Sprech-Löschkopf (Bild 7) verwendet, bei dem der Löschkopfspalt in unmittelbarer Nähe des Hör/Sprechkopfspaltes liegt. Dieser im Bild 7 schematisch dargestellte sogenannte Dreischenkel-Kopf besteht aus zwei Hälften, deren Blechpakete die Löschkopf- bzw. Hör/Sprechkopf-Wicklung aufnehmen und einem Mittelblech, mit dem der Löschkopfspalt und der Hör/Sprechkopfspalt durch Herausführen von Polblechen gebildet werden.

Die Vormagnetisierung des Tonträgers am Hör/Sprechkopfs-Spalt wird beim Aufsprechvorgang teilweise durch den magnetischen Fluß des Löschkopfes erzeugt, der in dem geringen Querschnitt des Mittelbleches einen großen magnetischen Widerstand findet und daher in einer dimensionierten Größe die Sprechkopfsseite durchsetzt. Die restliche Vormagnetisierung wird über 5 nF von der Oszillatorspule her eingespeist.

Die Breite des Kopf-Polshuhes sowie die Ausbildung der geschliffenen Flanken sind den Rillenspurverhältnissen der Magnettonplatte angepaßt.

Durch die Auswahl eines Polschuh-Materials hoher Permeabilität mit besonders großer Verschleißfestigkeit ist eine ausreichende Lebensdauer des Kopfes gewährleistet. Das Kopfsystem wird von einem Kunststoffgehäuse umschlossen und mit diesem mittels Kunstharz zum fertigen Kopf vergossen. Der Kopf ist auswechselbar und daher über äußere Kontakte elektrisch mit dem Verstärker und dem Oszillator verbunden.

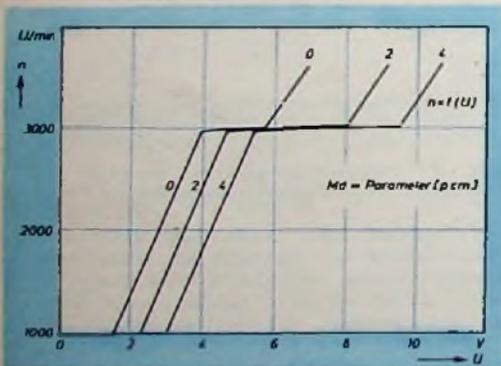


Bild 4. Drehzahlkonstanz des Motors innerhalb der Spannungsgrenzen 5,5 bis 8 V bei Belastungsumfang 0 bis 4 p cm durch eingebauten Fliehkraftregler

lers erfolgt durch eine Kondensator/Drosselanordnung, die auf einer Platte am Motor angebracht ist.

Die Abschirmung magnetischer Felder wird durch die gemeinsame Unterbringung in einem Hyperm-0-Gehäuse erreicht, in dem der Motor in einem Schaumgummipolster gelagert ist, um die Übertragung von Erschütterungen auf das Gehäuse des Gerätes zu vermeiden.

Zwischenrad

Nach Bild 5 findet die Kraftübertragung vom Motor 1 auf den Plattenteller 2 über ein Zwischenrad 3 statt, das auf 2 Sinterlagern 4 um eine senkrechte Achse 5 rotiert, die schwenkbar auf einem Hebel 6

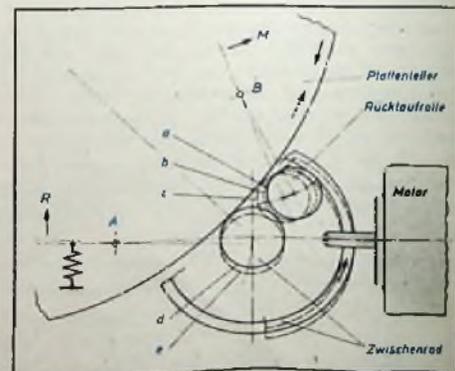


Bild 6. Anordnung des Friktiontriebes für die Drehrichtungsumkehr des Plattentellers im Rücklaufbetrieb

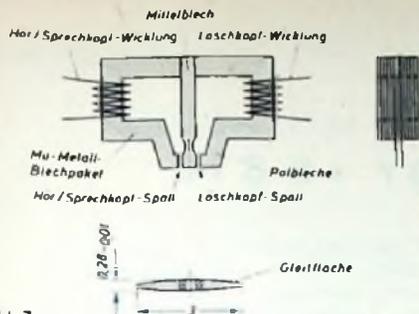


Bild 7. Schematische Darstellung des Dreischenkel-Kopfes

Tonarm

Der vom Tonarm geführte Diktierkopf ist zwecks Abschirmung gegen magnetische Felder in einem Mu-Metall-Gehäuse untergebracht. Er wird von einer Halterung in definierter Winkelstellung zur Tonarm-Längsachse so aufgenommen, daß sein Polschuh verklebungsfrei in der Rille der Magnettonplatte gleiten kann.

Während des Betriebes muß die Gleitfläche des Kopfes in ihrer gesamten Ausdehnung im Grund der Rille anliegen. Nach Bild 8 ist die Justierung in der Längsachse mit Hilfe einer Wippanordnung durch Verstellung des starren Tonarmes in seiner Höhenlage möglich, die auf einfache Weise mit einer Stellmutter an dessen feststehender Schwenkachse vorgenommen wird. Eine Blattfeder bringt hierbei den Tonarm an der Stellmutter zur Anlage. Die richtige Einstellung ist dann erreicht, wenn die Abtastung eines auf einer Magnettonplatte aufgetragenen beispielsweise 1000-Hz-Tones den maximalen Wiedergabepegel ergibt.

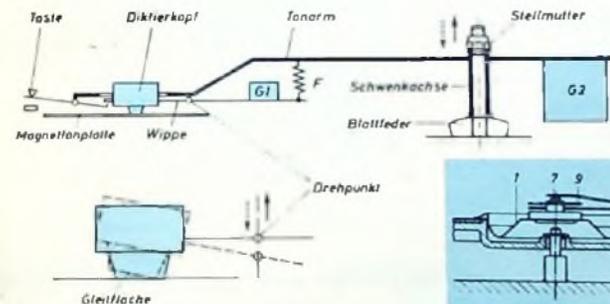
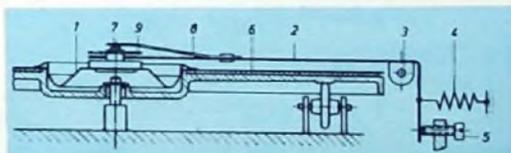


Bild 8. Schematische Darstellung des Tonarmsystems

Bild 9. Folienhalteranordnung für die Zentrierung und Halterung der Magnettonplatte des Gerätes



Die durch die Gegengewichte G_1 und G_2 vorgenommene statische Auswuchtung der Wippe sowie des ganzen Tonarmsystems verhindert, daß unter dem Einfluß von Beschleunigungskräften, wie sie zum Beispiel im Auto auftreten, Drehmomente gebildet werden, die die Funktion des Diktiergerätes ungünstig beeinflussen würden. Der Auflagedruck des Kopfes in der Rille wird durch eine Feder F erzeugt.

An der über den Kopf hinausgehenden Verlängerung des Tonarmes ist ein zweiarmiger Hebel drehbar angeordnet. Durch die Betätigung seiner Taste wird der Kopf von der Magnettonplatte abgehoben. Durch Schwenken des Tonarmes kann er in jeder gewünschten Rillenspur wieder abgesetzt werden.

Folienhalter

Dem Folienhalter fällt die Aufgabe zu, die ins Gerät eingeführte Magnettonplatte zur Mitte des Plattentellers zu zentrieren und sie während des Betriebes auf ihrer Unterlage festzuhalten. Das erfolgt nach Bild 9 mit einem Zentrierstück 1, das von einem Hebel 2 gehalten wird, der oberhalb der Plattenebene verläuft und um eine Achse 3 kippbar gelagert ist. Jenseits des Drehpunktes greift eine Zugfeder 4 an, die den Hebel gegen einen verstellbaren An-

schlag 5 zieht. In dieser Stellung erfolgt der Andruck der Magnettonplatte 6 gegen ihre Unterlage durch das Zentrierstück, das sich über die Kuppe eines Zapfens 7 an einer mit dem Hebel verbundenen Blattfeder 8 abstützt. Hierbei wird die direkte Verbindung des Hebels zum Zapfen des Zentriertellers und dessen Anlagescheibe 9 gelöst.

Außerhalb der äußeren Rille der Magnettonplatte hebt sich beim Schwenken des Tonarmes der Kopf durch Gleiten an einer schiefen Ebene zwangsläufig von seiner Auflage ab, während gleichzeitig eine kraftschlüssige Kupplung zum Folienhalter hergestellt wurde. Beim Schwenken des Tonarmes in seine äußere Endlage bewegt sich der Folienhalter mit dem Zentrierteller nach oben und gibt die Magnettonplatte frei.

Verstärker und Oszillator

Da größtmögliche Energieersparnis nur durch Anwendung von Transistoren zu erreichen ist, wurde das Gerät mit einem Transistor-Verstärker ausgerüstet. Er wurde als 4stufiger kombinierter Aufnahme/Wiedergabe-Verstärker aufgebaut und in gedruckter Schaltung ausgeführt. Die Eingangsempfindlichkeit und die Lautstärke am Ausgang sind durch getrennte Regler an der Frontkappe zu beeinflussen. Da die Übersteuerungsgefahr des Einganges nicht kritisch ist, konnte auf den Einbau eines Magischen Auges verzichtet werden. Die Aussteuerung ist mit Hilfe eines Schlepsschalters regelbar, mit dem sich vier verschiedene Empfindlichkeitsstufen wählen lassen. Die günstigste Einstellung ist abhängig von der Lautstärke, mit der der Text aufgesprochen wird, und

Für den Anschluß der einzelnen Bedienungsgeräte (wie Mikrofon, Telefonadapter, Kopfhörer, Stenotaste und Fußtaste) ist an der Längsseite des Diktiergerätes eine Steckerleiste vorhanden. Im normalen Aufnahmebetrieb wird das Gerät in Verbindung mit einem Mikrofon verwendet, von dem aus alle notwendigen Steuerungsvorgänge ausgelöst werden, die beim Ablauf eines Diktatvorganges notwendig sind. Das Mikrofon hat zu diesem Zweck an der Oberseite zwei Schaltknöpfe (Bild 1), die sich in der Längsachse verschieben lassen und mit dem Daumen betätigt werden. Mit dem unteren Knopf läßt sich das Gerät, unabhängig von dem Hauptschalter auf der Steckerleiste, auch von hier aus ein- und ausschalten. Der obere Knopf kann in vier verschiedene Schaltstellungen gebracht werden, wodurch das Gerät in den jeweils gewünschten Betriebszustand (Aufnahme, Halt, Abhörkontrolle über das Mikrofon und Rücklauf) geschaltet wird.

Die Aufnahme von Telefongesprächen kann mit Hilfe eines über die Steckerleiste angeschlossenen Telefonadapters vorgenommen werden, der mittels eines Saugnapfes außen an dem Gehäuse des Telefonapparates haftet und durch induktive Ankopplung die Aufnahme des zwischen beiden Teilnehmern geführten Gespräches ermöglicht. Hierbei wird der Umschalter an der Steckerleiste des Gerätes auf „Telefon“ und der obere Knopf am Mikrofon auf „Aufnahme“ geschaltet. Das Mikrofon wirkt jedoch in diesem Falle als Abhör-Lautsprecher, so daß eine Kontrolle der Lautstärke und deren Beeinflussung über den Empfindlichkeitsschalter an der Frontkappe durchgeführt werden kann.

Für das Abhören bei Wiedergabe bedient sich die Stenotypistin einer Abhörgebel „Miniset“ oder des Ohrbügels. Durch manuelle Bedienung einer Stenotaste oder durch Betätigung einer Fußtaste wird das Gerät wahlweise in die Betriebszustände Start, Stop oder Rücklauf geschaltet.

Die geeignete Stirnseite der Frontkappe ist mit einer verchromten Blende abgedeckt. Sie hat einseitig Ausschnitte, durch die das Spannungs-Anzeigegerät sowie der Schlepsschalter und das Potentiometer herausragen. Im Bereich des Teiles, den die Tonarmtaste bestreichen kann, ist eine Skala eingepreßt. Sie ist gleichmäßig unterteilt und trägt die Ziffern 0 bis 10. Da die Laufzeit einer Magnettonplatte 10 min beträgt, kann die Zeitdauer eines Diktates in Minuten angegeben werden. Die Ablesung erfolgt an einer Markierung auf dem Tastenknopf. Auf zwei vorhandene Stifte läßt sich außerdem ein entsprechend bedruckter Papierstreifen aufkleben, der die Kennzeichnung der aufgesprochenen Diktate sowohl bezüglich des Inhaltes als auch hinsichtlich des zeitlichen Umfanges durch Signieren gestattet. Dieser Streifen läßt sich sodann in einfacher Weise mit der dazugehörigen Magnettonplatte verbinden. Er erleichtert dem Schreibbüro das Auffinden eines bestimmten Textes und erlaubt gleichzeitig vor Beginn des Schreibens einen Überblick über die Länge des Diktates. Die Magnettonplatte wird beim Auswechseln an einem Ausschnitt in der Frontkappe ergriffen und aus dem Gerät gezogen. Die Schaumstoff-Auflage des Plattentellers ist im Bereich dieses Ausschnittes am Umfang mit einer dünnen Lackschicht überspritzt, um die im übrigen erwünschte, den Auswechslungsvorgang jedoch behindernde Haftreibung zwischen beiden Teilen auf die erforderliche Größe zu vermindern.

Bedienung des Diktiergerätes

Während die Auswechslung des Tonträgers von Hand vorgenommen wird, erfolgt die Steuerung aller Bedienungsvorgänge bei Aufnahme und Wiedergabe elektrisch.

Stereo-Zusatzverstärker »S 81«

Auf die große Bedeutung der Stereo-Zusatzverstärker für die Umstellung noch nicht stereovorbereiteter Empfänger und Musiktruhen wurde bereits wiederholt in der FUNK-TECHNIK hingewiesen. Im Heft 18/1958, S. 624-626, stellten wir den von Telefunken entwickelten Stereo-Verstärker »S 80« vor, der sich wegen seiner kleinen Abmessungen und vor allem wegen der niedrigen Bauhöhe von nur 6 cm leicht nachträglich einbauen läßt. Der »S 80« ist für den Anschluß eines Stereo-

dergabe der bereits im Empfänger vorhandene NF-Teil (mit im allgemeinen größerer Ausgangsleistung) sowie die eingebauten Lautsprecher (mit größerer Belastbarkeit) dienen. Als Stereo-Lautsprecher zur Übertragung des Bereiches ab etwa 200 ... 300 Hz genügen deshalb verhältnismäßig einfache und kleine Systeme. Die Schaltung (Bild 1) entspricht in großen Zügen der des »S 80«. Von der Tonabnehmer- oder Magnettonbuchse (Bu 1 bzw. Bu 2) gelangt die NF-Spannung über die

Gegenkopplungszweig und Masse und macht dadurch die Gegenkopplung frequenzabhängig.

Im Anodenkreis der Röhren R6 1a und R6 2a liegt parallel zum Gitterkreis der beiden Pentodensysteme zu ein Tiefpaß (Bild 2), bestehend aus den RC-Gliedern R 22, C 16, R 30, C 18 und R 27, C 19, R 34, C 18 (gemeinsam für beide Tiefpässe). Diese Tiefpässe dämpfen die mittleren und hohen Frequenzen so stark, daß sich praktisch eine Übergangsfrequenz von etwa 200 Hz ergibt (Bild 3), die in geringem Maße von der Stellung der Schleifer des Tandem-Potentiometers vor C 25 werden die Spannungen beider NF-Kanäle parallelgeschaltet und gelangen dann über Bu 3 an den TA-Eingang des bereits vorhandenen NF-Teiles. Die NF-Spannung wird normalerweise über den Spannungsteiler R 32, R 33 geteilt, da im Ruhezustand die Kontakte 4, 5 der Taste T geschlossen sind. Zur Tiefenregelung (Umschaltung) wird nach Drücken der Taste T der Spannungsteiler abgeschaltet, und es

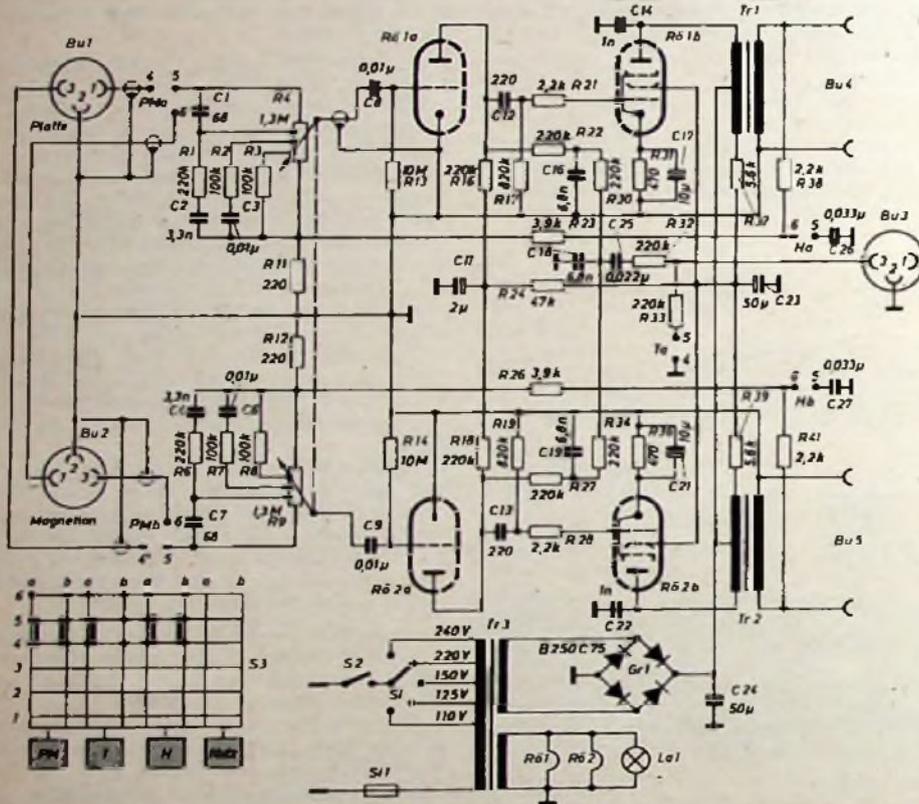


Bild 1. Schaltung des Stereo-Zusatzverstärkers »S 81« (Telefunken)

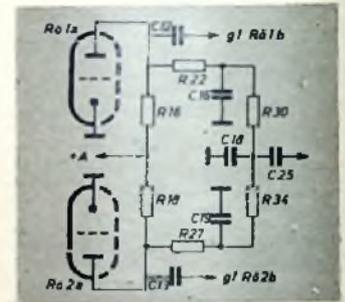


Bild 2. Tiefpässe aus AC-Gliedern zum Ausbleiben der tiefen Frequenzen beider Kanäle

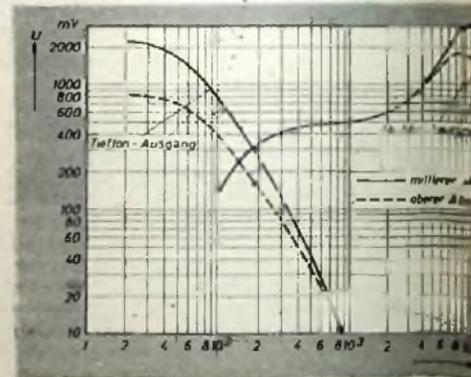


Bild 3. Frequenzgang des Tiefpaß-Ausgangs und des Hochpaß-Kanals

Tonabnehmers (+ Anschluß für Stereo-Magnetongerät) ausgelegt und für jeden Kanal mit einer ECL 82 bestückt, deren Pentodenteile über getrennte Ausgangsübertrager je einen Lautsprecher für die Wiedergabe des gesamten Frequenzbandes speisen.

Für höhere Ansprüche an die Wiedergabelautstärke ist oftmals eine größere Ausgangsleistung im tiefen Frequenzbereich erwünscht. Um auch solchen Anforderungen nachkommen zu können, stellt Telefunken jetzt als Variante des »S 80« den Stereo-Zusatzverstärker »S 81« vor, der in seiner Konzeption besonders zweckmäßig ist. Während der »S 80« ein Stereo-Verstärker ist, der auch als selbständige Anlage arbeiten kann, ist der »S 81« ein reiner Stereo-Zusatzverstärker, der mit einem Empfänger oder mit einer Musiktruhe bisheriger Bauart zusammenarbeiten muß. Im Gegensatz zum »S 80« werden die Pentodensysteme der beiden ECL 82 (Ausgangsleistung etwa 2 W) hier nur zur Verstärkung der mittleren und hohen Frequenzen benutzt, während zur Tiefenwie-

dergabe der bereits im Empfänger vorhandene NF-Teil (mit im allgemeinen größerer Ausgangsleistung) sowie die eingebauten Lautsprecher (mit größerer Belastbarkeit) dienen. Als Stereo-Lautsprecher zur Übertragung des Bereiches ab etwa 200 ... 300 Hz genügen deshalb verhältnismäßig einfache und kleine Systeme. Die Schaltung (Bild 1) entspricht in großen Zügen der des »S 80«. Von der Tonabnehmer- oder Magnettonbuchse (Bu 1 bzw. Bu 2) gelangt die NF-Spannung über die

Kontakte der Drucktaste PM zu dem Tandem-Potentiometer R 4/R 9, das mit RC-Gliedern zur gehörrihtigen Lautstärke-regelung beschaltet ist. Gleichzeitig gibt man dadurch den beiden Potentiometern mit linearer Widerstandskennlinie angenähert logarithmischen Widerstandsverlauf. Die Triodensysteme R6 1a und R6 2a arbeiten als NF-Vorverstärker. Während beim »S 80« die Gitter der Pentodensysteme aber über je 10 nF angekoppelt sind, werden hier nur Kapazitäten von je 220 pF (C 12, C 13) benutzt, so daß als Folge der dadurch stark frequenzabhängigen Spannungsteilung im wesentlichen nur Spannungen im mittleren und hohen Frequenzbereich das Pentodensystem aussteuern. Über Bu 4 und Bu 5 sind die beiden Stereo-Lautsprecher angeschaltet. Von der Sekundärseite der Ausgangsübertrager Tr 1 und Tr 2 führt eine lineare Spannungsgegenkopplung (R 38, R 23, R 11 bzw. R 41, R 26, R 12) auf den Fußpunkt der Lautstärkereger R 4/R 9. Zur Höhenanhebung schaltet man über Taste H die Kondensatoren C 26 und C 27 zwischen den

gelangt dann die volle NF-Spannung zum Kontakt 3 der Buchse Bu 3. Um die verbesserte Raumklangwirkung durch Abstrahlen der mittleren und hohen Frequenzen über die Außenlautsprecher (Allvox-Strahler »RS 1«) auch bei monauraler Wiedergabe (z. B. Rundfunk) ausnutzen zu können, ist es möglich, den Magnetton-Anschluß Bu 2 über das Spezialkabel »K 811« mit den Anschlußbuchsen für den Außenlautsprecher des Empfängers zu verbinden. Eine solche Wiedergabe kann je nach räumlichen Verhältnissen wesentliche Vorteile bieten.

NF-Teil mit Tonselktion »Newcomer III«

Technische Daten

Verstärkung: zweistufig
 NF-Ausgangsleistung: 3 W
 Tonselektionsfilter: umschaltbar
 Tonselektionsfrequenzen: 800 und 1000 Hz
 Lautsprecher: eingebaut
 Eingang: hochohmig, etwa 1 MOhm
 Anschluß für 2. Lautsprecher: 4 Ohm
 Bestückung: EC 92, EL 95

Auch im Amateurfunkbetrieb bietet der Lautsprecherempfang Vorteile. Für die bisher beschriebenen Empfänger der Newcomer-Serie¹⁾, die sich vorwiegend an den Nachwuchs wendet, wurde daher der NF-Teil »Newcomer III« entwickelt. Er besteht aus einem einstufigen NF-Vorverstärker, der für Telegrafieempfang ein umschaltbares Tonfilter enthält, aus der Endstufe mit Lautsprecher und dem Wechselstrom-Netzteil.

Schaltung

Der Verstärker ist zweistufig. Die Niederfrequenz, die der Einkreis (»Newcomer I«) oder der Zweikreis (»Newcomer II«) liefert, gelangt über den Schutzkondensator C 1 an das Gitter der ersten Verstärkerröhre. Die Gittervorspannung wird durch den Anlaufstrom

erzeugt. Der Ableitwiderstand ist mit 1 MOhm optimal bemessen. Im Anodenkreis der Triode EC 92 liegt das Tonfilter für die Selektion bei Telegrafieempfang. Es läßt sich für verschiedene Frequenzen umschalten. Dieses Filter besteht aus den Kondensatoren C 2 oder C 3, zu denen die Spule L 1 parallel liegt. Der Tonselektionskreis hat mit C 2 die Resonanzstelle bei 1000 Hz und mit C 3 bei 800 Hz. Da ein Schwingkreis in seinem Resonanzpunkt eine sehr hohe Impedanz aufweist, werden Zeichen mit einer Tonfrequenz, die der Resonanzfrequenz entspricht, angehoben und bedeutend besser verstärkt als solche, deren Frequenz weitab liegt und für die die Impedanz des Tonselektionskreises minimal ist. Bei Telefonieempfang ist das Filter abgeschaltet und nur der Arbeitswiderstand R 3 (20 kOhm) wirksam.

Über C 5 wird die verstärkte Niederfrequenz abgegriffen und zum Steuergitter der Endröhre EL 95 geleitet. Ein Lautstärkepotentiometer wurde nicht eingebaut, da die Lautstärke jeweils im Empfänger geregelt werden kann. Das Kathodenaggregat R 6, C 6 erzeugt die Gittervorspannung für die EL 95. Da R 6 als Regelwiderstand ausgebildet ist, kann der Anodenstrom genau auf den Sollwert (23 mA) eingestellt werden.

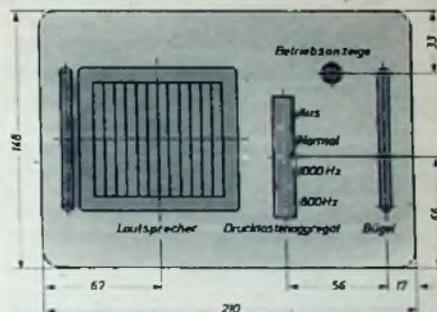
Im Netzteil wird der Anodenwechselstrom vom Selengleichrichter B 250 C 75 M gleichgerichtet und in der Siebkette C 7, C 8 und R 9 geglättet. R 8 dient für den Fall eines Kurzschlusses im Netzteil als Schutzwiderstand. Die Heizwicklung liegt einseitig auf Masse. Zur Betriebsanzeige dient ein Skalenlämpchen (7 V, 0,3 A) an der Frontseite.

Mechanischer Aufbau

Das Gerät wurde in ein handelsübliches Leistner-Metallgehäuse »Nr. 15a« eingebaut. An der Frontplatte ist links die Abdeckplatte für den Lautsprecherausschnitt erkennbar und rechts daneben — etwas nach unten versetzt — das Drucktastenaggregat, das außer den drei Tasten zur Tonumschaltung noch den Schalter S 1 (Netzschalter) enthält. Zwischen dem Drucktastensatz und dem rechten Haltebügel ist eine Stecklinse angeordnet, hinter der die Skalenlampe befestigt wird. Sämtliche Einzelteile sind auf einem 190 x 133 mm großen Chassis untergebracht. Der Flansch an der Rückseite ist 25 mm



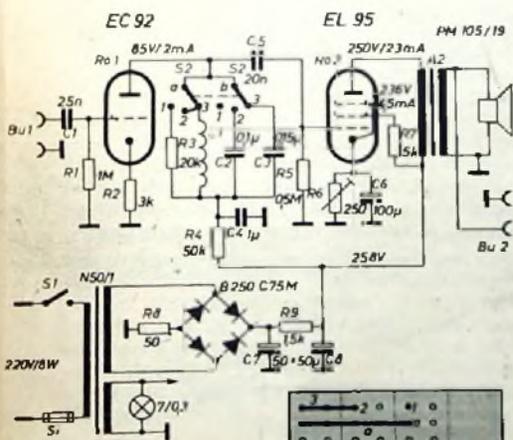
Außenansicht des »Newcomer III«



Maße und Einteilung der Frontplatte

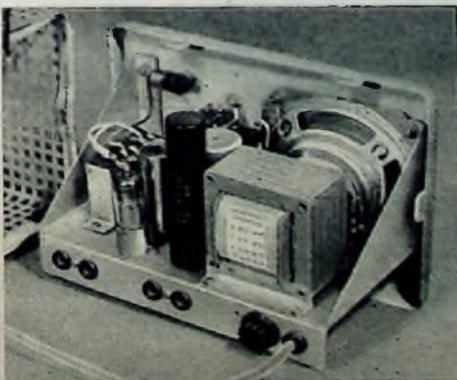
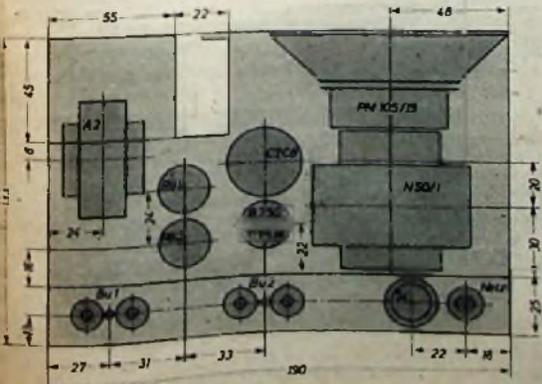
Liste der Spezialteile

- Netztransformator „N 50/1“ (Engel)
- Ausgangübertrager „A 2“ (Engel)
- Drucktastenaggregat „3 X L 17,5 N schw. 4u + 1 X L 17,5 N elfb. N 1 AUS EE“ (Schadow)
- Selengleichrichter B 250 C 75 M (AEG)
- Elektrolytkondensator 50 + 50 µF; 350/385 V (NSF)
- Lautsprecher „PM 105/18“ (Wigo)
- 2 Miniaturröhrensockel, 7polig, mit Abschirmhauben (Preh)
- Einstellregler 300 Ohm (Preh)
- Stecklinse, blau (Jautz)
- Sicherungshalter mit Sicherung 0,5 A (Wickmann)
- 2 Doppelbuchsen (Dr. Mozar)
- Topfkern „N 34/28 FC“ (Vogt)
- Roll-Elektrolytkondensator 100 µF; 12/15 V (Siemens)
- Metallgehäuse „Nr. 15a“ (Leistner)
- Rollkondensatoren (Wima)
- Skalenlämpchen 7 V, 0,3 A (Ostram)
- Hochlastwiderstand 1,5 kOhm/8 W (Dralowid)
- Widerstände (Dralowid)
- Röhren EC 92, EL 95 (Valvo)

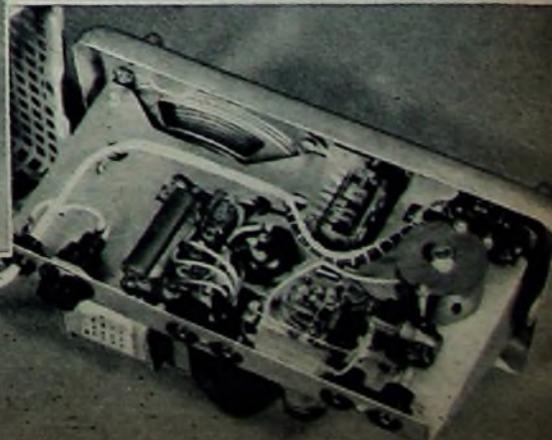


Schaltung des Niederfrequenzteiles mit Tonselktion

800 Hz 1000 Hz Normal Aus



Blick auf das Chassis (oben), Chassis-Maße und -Einteilung (links) sowie Blick in die Verdrahtung (rechts) des NF-Teiles





Eine große konstruktive Leistung

... kinderleichte Bedienung,

technisch ausgereift und robust,

vielseitig in der Anwendungsmöglichkeit,

preisgünstig!

Tonbandkoffer RK 10 (Type EL 3515)

Bandgeschwindigkeit: 9,5 cm/sec.

Philips Mikro-Tonkopf

Mischmöglichkeit

Mithörmöglichkeit



bis zu 4 Stunden Spieldauer



Tonbandkoffer RK 40 (Type EL 3522)

3 Bandgeschwindigkeiten:

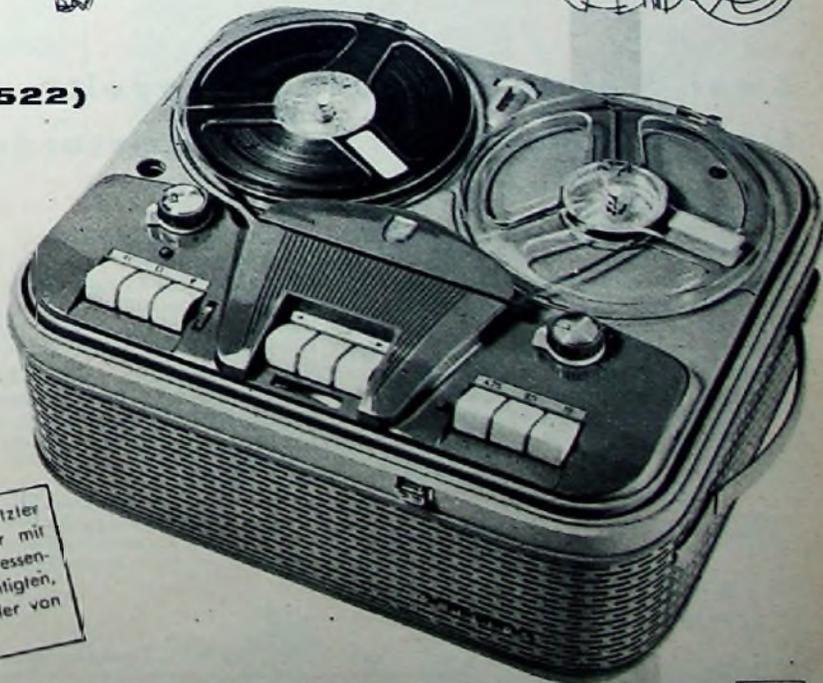
4,75 9,5 und 19 cm/sec.

Philips Mikro-Tonkopf

Tricktaste

Mischmöglichkeit

Mithörmöglichkeit



bis zu 8 Stunden Spieldauer

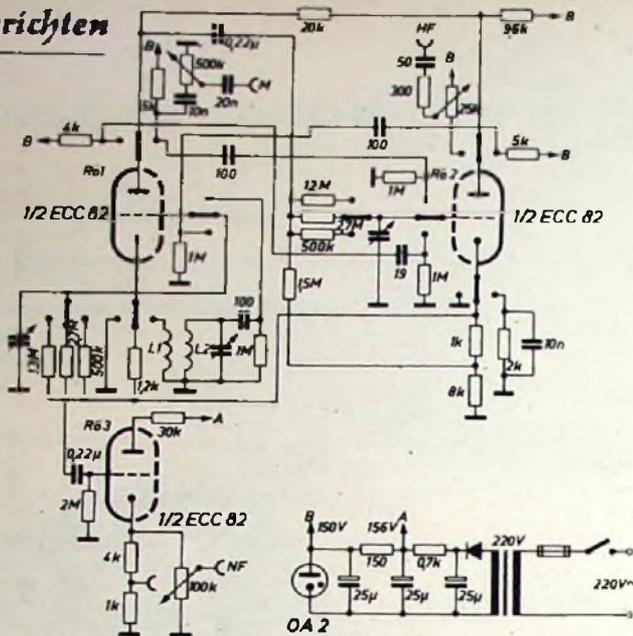
Wichtig! Die Aufnahme urheberrechtlich geschützter Werke der Musik und Literatur ist nur mit Einwilligung der Urheber bzw. deren Interessenvertretungen und der sonstigen Berechtigten, z. B. GEMA, GELU, Verleger, Hersteller von Schallplatten usw. gestattet.

...nimm doch **PHILIPS**



Mehrzweck-Meß-Oszillator

Der Schaltung liegt der Gedanke zugrunde, ein raumsparendes Gerät mit wenig Röhren zu bauen, das nicht nur einen RC-Generator für den NF-Bereich enthält, sondern auch einen Multivibrator mit fester Grundfrequenz, der für die verschiedenartigsten Prüfzwecke geeignet ist. Ferner soll das Gerät auch als HF-Generator dienen, der beispielsweise als Frequenzmesser für Amateurstationen ausgelegt werden kann. Im folgenden Fall hat der HF-Generator einen Grundbereich von etwa 1,3 ... 2,45 MHz bei einem verwendeten Dreifachdrehko von etwa 50 ... 400 pF. Das Gerät kommt mit $3 \times 1/2$ ECC 82 aus (das zweite, noch freie Triodensystem der einen Röhre wurde für einen Spezialzweck verwendet, der in diesem Zusammenhang nicht interessiert). Der Mehrzweck-Oszillator — der ferner mit einer OA 2 = 150C2 zur Spannungsstabilisierung bestückt ist — arbeitet in der ersten Schalterstellung als gewöhnlicher Multivibrator mit einer festen Grundfrequenz von etwa 5 kHz. Die Spannung kann mit dem 500-kOhm-Potentiometer geregelt werden und wird an der Buchse M abgenommen. In der zweiten Schalterstellung arbeitet R6 1 als RC-Generator in einer speziellen Schaltung, die von I. H. Owens in der Zeitschrift Electronics Bd. 27 (1954) Nr. 3,



Schaltung des Mehrzweck-Meß-Oszillators; L 1 = 70 Wdg., L 2 = 90 Wdg., beide 0,1 mm Cul., auf Spulenkörper Görlzer „T 2703 k“ mit Kern „T 2702“

S. 176, beschrieben wurde und im Prinzip aus einer Kombination eines Tiefpasses mit einem Hochpaß besteht. Die Amplitudenkonstanz ist gut; zu beachten ist lediglich, daß nicht eine der Anodenleitungen auf eine Gitterleitung einstreuen kann und daß die Anodenspannung gut gesiebt wird. R6 3 arbeitet als NF-Verstärker mit Spannungsabgabe an der Katode. In der dritten Schalterstellung schwingt R6 1 in Katodenrückkopplung. R6 2 ist als HF-Verstärker geschaltet und dient (die HF-Verstärkung ist ja nur gering) in der Hauptsache als Pufferstufe, um Einwirkungen des Verbrauchers, der an der Buchse HF angeschlossen wird, auf den Oszillator zu vermeiden. Das Gerät muß, um den Bestimmungen der Post über HF-Sender zu genügen, in ein allseitig geschlossenes Metallgehäuse gesetzt werden. Joe Viera

Die Antennenspule lag als Rückkopplungsspule in der Emitterleitung. Der Rückkopplungseinsatz ist abhängig von der Größe des Basis-Ableitwiderstandes R 1. Die Schaltung nach Bild 2 zeigte jedoch eine nicht genügende Rückwirkungsfreiheit auf die Abstimmung. Deshalb wurde unter Verwendung eines Ferritstabes von 95 mm Länge und 8 mm Durchmesser, der eine unterteilte Wicklung von 2×36 Windungen HF-Litze erhielt, eine Schaltung nach Bild 3 aufgebaut und erprobt, die keinerlei Rückkopplungswindungen benötigt. Der Rückkopplungseinsatz erwies sich trotzdem als ungewöhnlich weich und stabil. Der Empfänger rauscht auch beim Einstellen einer kritischen Rückkopplung überhaupt nicht. Kurze Antennen verbessern die Empfangsleistung, ohne daß der Richteffekt der Ferritantenne völlig aufgehoben wird. An einer Langdrahtantenne sind mit dem angegebenen Schwingkreis, der nur die Hälfte des MW-Bereiches erfaßt, unter Ausklammerung eines Teiles zu beiden Seiten des Bezirkssenders Langenberg gut 30 Stationen mittels Kopfhörers einwandfrei aufzunehmen. Die Wiedergabe ist ausgezeichnet und wesentlich störfreier als bei einem Röhrenaudion.

Die Rückkopplung wird in wechselseitiger Abhängigkeit durch C 4, R 1, R 5 und R 6 beeinflusst. Ein Vergrößern von R 9 oder ein Verkleinern von R 10 erhöht die Verstärkung, verursacht aber auch ein Rauschen. Eine RC-Kombination in der Emitterleitung der Endstufe bringt nur einen geringen Gewinn (als optimal wurden 50 ... 70 Ohm mit 50 µF parallel gefunden, aber schließlich nicht eingebaut). Ein Kleinpotentiometer von 10 kOhm an Stelle der Parallelschaltung von R 3, R 4

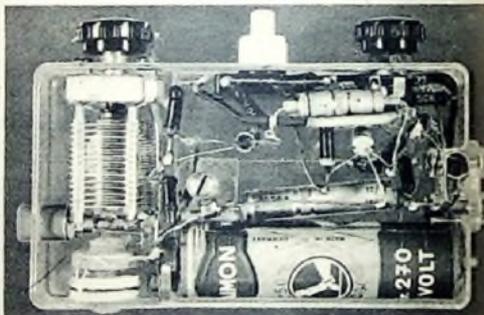


Bild 1. Transistoren-Einkreisempfänger nach Schaltung Bild 2

Zwei dreistufige rückgekoppelte Einkreisempfänger mit Transistoren

Ziel der Entwicklung war ein dreistufiger mit Transistoren bestückter MW-Empfänger, der an einer kurzen Antenne (oder ausgerüstet mit einer Ferritstabantenne) genügend leistungsfähig ist, ohne dabei spezielle Einzelteile, kritische Verdrosselungen oder kritische Spulenabgriffe zu benötigen. Es wurden zwei Geräte gebaut, die in je einer vorhandenen Kunststoffschachtel mit etwa den Abmessungen

$11 \times 6 \times 3$ cm zusammen mit der Batterie untergebracht wurden. Bei Verwendung entsprechend kleinerer Einzelteile könnten die Abmessungen sogar noch wesentlich geringer sein. Bild 1 zeigt eines der Geräte; das zweite ist ähnlich aufgebaut. Bei der Schaltung nach Bild 2 des ersten Gerätes wurde im Abstimmkreis eine Mittelwellenspule aus einem Batterie-Exportgerät der Firma Graetz verwendet.

ist zu empfehlen, ebenso die Verwendung eines größeren Abstimmkondensators mit etwa 500 pF.

Es scheint aussichtsreich, mit geeigneten Transistoren auf der Grundlage dieser Schaltung Versuche auch im Bereich der Kurzwellen, insbesondere im 80-m-Amateurband, durchzuführen. Weitere Möglichkeiten bieten sich vielleicht im Einbau eines leicht rückgekoppelten ZF-Audions und in der Verwendung dieser Schaltung im Oszillator von Überlagerungsempfängern. R. Reif DJ 2 NK

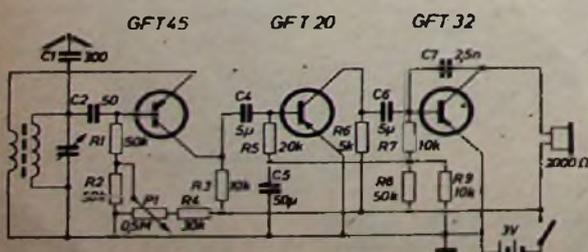
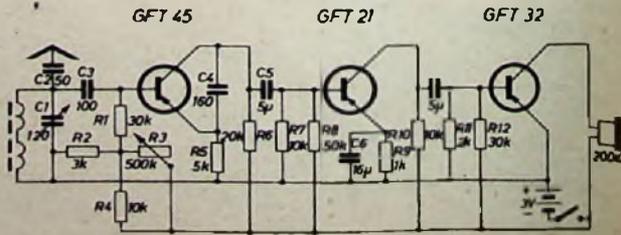


Bild 2. Transistoren-Einkreisempfänger für MW mit Rückkopplungsspule in der Emitterleitung

Bild 3. Transistoren-Einkreisempfänger für MW mit Ferritstab-Spule im Eingangskreis



Persönliches

M. Mende 60 Jahre

Am 30. 12. 1958 vollendete Martin Mende, Geschäftsführer und Gesellschafter der Norddeutsche Mende Rundfunk GmbH, sein 60. Lebensjahr. Martin Mende steht seit 35 Jahren in der Branche. 1930 wurde er bereits Vorstandsmitglied der Interessengemeinschaft für Rundfunkschulzrechte, deren Präsident er seit 1936 ununterbrochen ist. In der Wirtschaftsstelle der Deutschen Rundfunkindustrie (WDR) galt sein Rat stets viel. Bis in die letzten Kriegstage lag die Leitung des Dresdner Mende-Werkes in seinen Händen. Nach Kriegsende begann er mit Hermann Weber in Bremen einen Neuaufbau, der in unwahrscheinlich kurzer Zeit Früchte trug; die am 26. 8. 1947 gegründete Norddeutsche Mende Rundfunk GmbH brachte schon ein Jahr darauf unter der neuen Marke „Nordmende“ die ersten Geräte auf den Markt. Aus ursprünglich 18 Mitarbeitern sind in der Zwischenzeit 3500 Mitarbeiter geworden, die in den großen Bremer Fabriken der Firma — seinem Lebenswerk — beschäftigt sind.



G. Kemna 60 Jahre

Dipl.-Ing. Gustav Kemna, Geschäftsführer der Elektra Spezial GmbH, Hamburg, wurde am 31. Dezember 60 Jahre. Seine praktische Tätigkeit begann er im Siemens-Zentrallaboratorium in Berlin. 1931 ging Dipl.-Ing. Kemna zur Ufa und zeichnete bald für die gesamte Tantechnik verantwortlich. 1939 wurde er zum Geschäftsführer der Philips Electro Special GmbH in Berlin berufen. Nach dem Krieg kam er dann zur Treuhandverwaltung der Ufa in der britischen Zone und folgte 1954 einem neuen Angebot von Philips als Geschäftsführer der Elektra Spezial GmbH. Seit der Neugründung der Ufa vertritt Dipl.-Ing. Kemna auch die Technik im Aufsichtsrat dieser Gesellschaft. Darüber hinaus ist er Mitglied verschiedener technischer Ausschüsse des VDE.



sichtsrat dieser Gesellschaft. Darüber hinaus ist er Mitglied verschiedener technischer Ausschüsse des VDE.

R. Meyer-Bartholdt 25 Jahre bei Philips

Am 1. Januar 1959 konnte Rudolf Meyer-Bartholdt, Prokurist der Deutschen Philips GmbH, Hamburg, auf eine 25jährige Zugehörigkeit zum Hause Philips zurückblicken. Der jetzt 64jährige studierte zunächst einige Semester Jura und Nationalökonomie. Nach dem 1. Weltkrieg trat er als Industriekaufmann in eine Elektrofirma ein, die 1924 die Herstellung von Radiogeräten aufnahm. 1929 kam er als Prokurist zu Lorenz-Radio und übernahm dann am 1. 1. 1934 bei Philips die Leitung der Abteilung Rundfunk-Einzelteile. Nach dem letzten Krieg war er zunächst als Prokurist Leiter der Zweigniederlassung in Berlin und wurde 1949 nach Hamburg berufen. Dort leitete er die Abteilung Einzelteile und Meßgeräte und seit 1951 als Direktor die Rundfunkapparate-Abteilung. Seit 30 Jahren arbeitet der Jubilar mit am Aufbau und an der Entwicklung der Rundfunk-Industrie. Seine bedeutenden Fachkenntnisse und Erfahrungen auf diesem Gebiet trugen maßgeblich mit zum Aufstieg der Deutschen Philips GmbH bei.



O. Studemund 25 Jahre bei Valvo

Am 5. Januar 1959 feiert Otto Studemund — Leiter der technisch-kommerziellen Abteilung und Prokurist der Valvo GmbH — sein 25jähriges Dienstjubiläum. Ende Dezember 1933 trat O. Studemund bei der Radioröhrenfabrik GmbH ein. 1941 wurde er zum Oberingenieur ernannt und widmete sich anschließend an eine Tätigkeit in der Berliner Röhrenzentralstelle nach Kriegsende weiter seinen Aufgaben in der Radioröhrenfabrik. Unter seiner Leitung baute Valvo die drei bekannten Laboratorien — Entwicklungs-, Qualitäts- und Applikations-Laboratorium — tatkräftig aus.



Bald füllte ihn aber der technische Kundendienst, wobei er sich besonders für eine wirkungsvolle Zusammenarbeit mit den Geräteherstellern einsetzte, so aus, daß er Anfang 1949 endgültig von der Radioröhrenfabrik zur Hauptverwaltung übertrat. Die sich gestellte Aufgabe, dem Fortschritt der Technik zu dienen, findet auch Ausdruck in der Mitarbeit im Fachnormen-Ausschuß „Röhren“, dem er als Obmann angehört, in seiner Tätigkeit in der Fernseh-technischen Gesellschaft (FTG), deren Gründungs-Mitglied er ist, und darin, daß der Jubilar als deutscher Vertreter in der International Electrotechnical Commission (IEC) tätig ist.

TELEFUNKEN



STV 108/30 (OB 2)



STV 85/10 (OG 3)



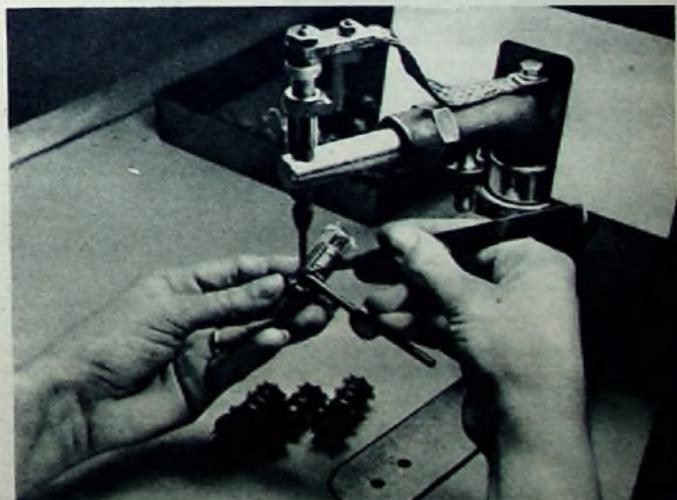
STV 150/30 (OA 2)

TELEFUNKEN-Glimmstabilisatoren

Glimmstabilisatoren werden heute nur noch für eine Glimmstrecke gebaut. Die Kleinheit der modernen Glimmröhre gestattet bei Erfordernis mehrerer in Reihe liegender Glimmstrecken die Kombination einer entsprechenden Zahl einzelner Röhren.

Technische Daten:		STV 85/10 (OG 3)	STV 108/30 (OB 2)	STV 150/30 (OA 2)	
Brennspannung (bei mittl. Brennstrom)	U_B	83 ... 87	106 ... 111	144 ... 164	V
Stromregelbereich	I_{Bm}	6	17,5	17,5	mA
	I_{Bmin}	1	5	5	mA
Max. Zündspannung	I_{Bmax}	10	30	30	mA
	U_{zmax}	125	127	180	V
Innenwiderstand (bei I_{Bm})	R_i	280	100	100	Ohm
Spannungsänderung (bei I_{Bmin} ... I_{Bmax})	U_B	4	3,5	6	V

Die genannten Stabilisatoren sind international austauschbar. Entwicklungsstellen der Industrie erhalten auf Anforderung die Röhrenmittelung »Diagramme für optimale Dimensionierung von Glimmstabilisatoren«.



Geschickte Hände und modernste Fertigungsverfahren garantieren hohe Qualität und Präzision der TELEFUNKEN-Erzeugnisse.



TELEFUNKEN

ROHRENVERTRIEB ULM

ALLEN FREUNDEN UNSERES HAUSES

EIN ERFOLGREICHES UND GLÜCKLICHES

NEUES JAHR 1959



LOEWE OPTA
 BERLIN (West) · KRONACH (Bay.) · DUSSELDORF

H. RICHTER

Grundlagen und Praxis der Strahlungsmeßtechnik



②

Bei den Indikatoren für radioaktive Strahlen handelt es sich im wesentlichen um Meßumformer, die aus einer radioaktiven elektrischen Größe ableiten. Die in den Abschnitten 2.1, 2.2 und 2.3 besprochenen Indikatoren werten die ionisierenden Eigenschaften der Strahlen aus. Die Einrichtungen nach Abschnitt 2.4 verwerten den Szintillationseffekt, während im Abschnitt 2.5 einige sonstige Indikatoren verschiedener Wirkungsweise besprochen werden sollen. Das Geiger-Müller-Zählrohr, in der Praxis wohl der wichtigste Indikator, wird im Mittelpunkt der Ausführungen stehen.

2. Strahlungsindikatoren

2.1 Die Ionisationskammer

Die Ionisationskammer ist eines der ältesten, aber auch heute noch verwendeten Nachweisgeräte für radioaktive Strahlen. Sie wertet die Tatsache aus, daß Gase unter dem Einfluß solcher Strahlen eine schwache Leitfähigkeit annehmen, so daß der durch die Kammer fließende Strom ein Maß für die Stärke der Ionisation und damit für die Aktivität des betreffenden Präparates ist. Bild 2.1a zeigt eine häufige Bauform. In einem metallischen Gefäß *e* ist eine Platte *d* isoliert angebracht. Die Halterung der

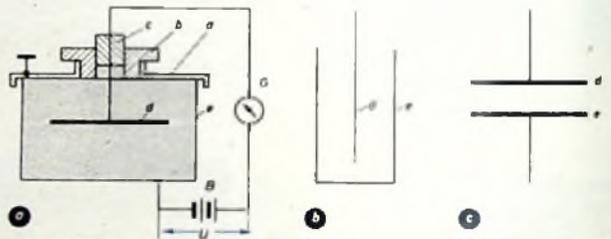


Bild 2.1. Schaltung und verschiedene Ausführungsformen von Ionisationskammern

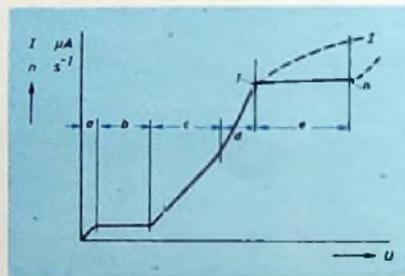


Bild 2.2. Abhängigkeit des Ionisationsstromes *I* und der Impulsrate *n* von der angelegten Spannung *U*

Platte führt zunächst durch ein sehr hochwertiges Isoliermaterial *c*, das seinerseits wieder in einer anderen Isolierverkleidung *b* sitzt. Diese Verkleidung ist von einem metallischen, geerdeten Schutzring *a* umgeben, der dafür sorgt, daß sich zwischen *d* und der Innenseite von *e* ein homogenes Feld ausbildet. Außerdem können so eventuell im Isolator entstehende Kriechströme unmittelbar zur Erde abfließen, so daß sie von dem zwischen *e* und *d* liegenden Galvanometer *G* nicht angezeigt werden. Der Strom wird durch eine Spannung hervorgerufen, die von der Batterie *B* geliefert wird. Treffen radioaktive Teilchen in das Innere der Kammer, dann spalten sie Elektronen von den neutralen Gasmolekülen ab. Es bilden sich dann freie Elektronen und freie Ionen. Die Elektronen fliegen zur Anode, die Ionen dagegen zur Katode.

Von entscheidendem Einfluß auf die Arbeitsweise der Ionisationskammer ist der Wert der angelegten Spannung. Die Spannungsbereiche *a* und *b* im Bild 2.2 kommen in Betracht. Dort ist die Abhängigkeit des Stromes *I* von der angelegten Spannung *U* dargestellt. Bei den sehr kleinen Spannungswerten im Bereich *a* ist die Wanderungsgeschwindigkeit der Ionen und der Elektronen noch so gering, daß viele davon auf ihrem Wege „rekombinieren“, also wieder neutrale Atome bilden. Erst wenn die Spannung so weit gestiegen ist, daß diese Rekombination praktisch nicht mehr auftritt, erhält man einen von der Spannung nahezu unabhängigen Strom (Bereich *b*), weil nunmehr alle

„Primärisationen“ gemessen werden, die bei konstanter Strahlung stets gleichbleiben. Das ist der eigentliche Arbeitsbereich der Ionisationskammer. Bezeichnet man mit n_0 die zur Anode gelangenden Elektronen und mit n die Anzahl der überhaupt bei der gegebenen Einstrahlung zustande kommenden Teilchenpaare, dann gilt für Bereich a

$$n_0 < n \quad (-) \quad (2.1)$$

Im Bereich b dagegen ist

$$n_0 = n \quad (-) \quad (2.2)$$

Das heißt, die auf die Elektroden treffende Teilchenzahl ist ebenso groß wie die durch die radioaktive Strahlung hervorgerufene Anzahl der Teilchenpaare selbst.

Der zustande kommende Strom im Bereich b, auch Sättigungsstrom genannt, liegt höchstens in der Größenordnung von etwa 10^{-11} A, ist also äußerst schwach. Er hängt in diesem Bereich sehr stark von der jeweiligen Teilchenenergie ab, denn diese bestimmt die Anzahl der ionisierten Atome und damit die Stärke des Stromes. Alphateilchen erzeugen beispielsweise wesentlich mehr Teilchenpaare als Betastrahlen. Infolgedessen ergibt sich im ersten Fall ein größerer Strom als im zweiten. Diese Tatsache kann zur Messung oder Unterscheidung der Teilchenenergie verwendet werden. Störend ist jedoch der äußerst kleine Absolutwert des Kammerstromes. Man muß entweder nach Bild 2.1 ein außerordentlich empfindliches Galvanometer (bzw. ein Elektrometer) verwenden oder eine Nachverstärkung vornehmen. Zu diesem Zweck erzeugt man nach Bild 2.3 durch den Strom am Außenwiderstand R einen Spannungsabfall, mit dem man nunmehr das Gitter einer Röhre R₀ steuert. Normale Verstärkerrohren sind hierfür nicht geeignet, weil der Gitterfehlerstrom bereits in die Größenordnung des Kammerstromes kommen würde. Deshalb verwendet man die sogenannten Elektrometerrohren, die mit sehr kleinen Anodenspannungen und extrem hochwertiger Isolation des Gitters arbeiten. Die Gitterströme liegen hier mehrere Zehnerpotenzen unter den Kammerströmen, so daß noch eine Verstärkung möglich ist. Die am Ausgang der Röhre auftretende Spannung kann dann mit normalen Röhren gegebenenfalls weiter verstärkt werden, oder man mißt den Anodenstrom mit einem empfindlichen, eventuell kompensierten Strommesser.

Da der Innenwiderstand der Kammer außerordentlich groß ist, ergeben sich in Verbindung mit den natürlichen Kapazitäten C (Bild 2.3) sehr große Zeitkonstanten, so daß Einzelimpulse, hervorgerufen von einzelnen radioaktiven Teilchen, integriert werden. Man benutzt daher meistens den mittleren Gleichstrom als Maß für die Aktivität. Es gibt aber auch Impuls-Ionisationskammern, bei denen man durch entsprechende Wahl des Kammergases kleinere Zeitkonstanten erreichen kann. Dann ist eine Auflösung in Einzelimpulse möglich. Die ungefähre Form des ansteigenden Teiles eines sich so ergebenden Impulses zeigt Bild 2.4. Der Bereich 1 gehört zur Laufzeit der Elektronen zur Anode; infolge der relativ großen Geschwindigkeit ist der Anstieg ziemlich steil. Ein weiterer, im Bereich 2 verlaufender, wesentlich flacher Anstieg gehört zur Wanderungszeit der Ionen.

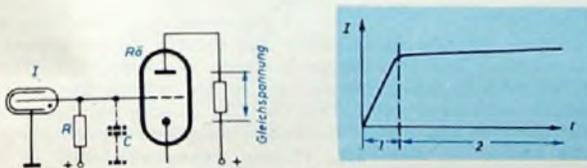


Bild 2.3 (links). Anschaltung einer Ionisationskammer an einen Verstärker. Bild 2.4 (rechts). Verlauf des Impulses in einer Ionisationskammer

Die Ionisationskammer kommt heute fast nur in Laboratorien für wissenschaftliche Untersuchungen in Betracht, da die kleinen Ausgangsgrößen einen hochwertigen Verstärker erfordern. Die Kammern werden in den verschiedensten Formen hergestellt; beispielsweise zeigt Bild 2.1 b eine Kammer mit drahtförmiger Anode. Hier liegt natürlich kein homogenes Feld mehr vor. Bild 2.1 c stellt eine als Plattenkondensator ausgebildete Ionisationskammer dar, die unter gewissen Umständen ein homogenes Feld liefert. Die Konstruktion hängt sehr von den jeweiligen meßtechnischen Anforderungen ab.

2.2 proportional-Zählrohre

Die nächste Stufe der auf die Ionisation ansprechenden Strahlungsindikatoren bilden die Proportional-Zählrohre. Ihr Aufbau entspricht im wesentlichen dem von Bild 2.1, wobei die Ausführungsform nach Bild 2.1 b bevorzugt angewendet wird. Die Anode besteht also meistens aus einem relativ dünnen Draht, der konzentrisch und gut isoliert in einem Metallzylinder,

Wellpappe

bietet alle nur denkbaren Vorteile für jeden Verwendungszweck: Beträchtliche Einsparungen an Frachtkosten - stabilen, verlässlichen Transportschutz - sauberes, elastisches Füllmaterial und eine den Kunden ansprechende äußere Form. Jede Wellpappfabrik ist Ihr Berater.

Guter Rat
Nummer

1

leicht



stabil



sicher



raumsparend



zeitsparend



maßgerecht



well-verpackt

ist jedes Gut leicht, stabil und sicher verpackt

Jede Wellpappfabrik macht Ihnen unverbindlich Vorschläge für bessere Verpackungen.

VERBAND DER WELLPAPPENINDUSTRIE



PIPP

Große Preissenkung Transistoren und Dioden

TRANSISTOREN

Transistor- Bezeichnung	Farbpunkt	Vergl.- Typen	Strom- verstärk.- Bereich	Kollekt.- Spitzen- spannung	Grenz- frequ.	Kollekt.	Preis DM
NF-Vorstufen- Transistor Grünpunkt	grün	~ OC 70	10-50	3 V		50 mW	2,95
NF-Vorstufen- Transistor Rotpunkt	dunkelrot	~ OC 71	> 50	3 V		50 mW	3,75
NF-Klein- leistungs- Transistor Braunpunkt	braun	~ OC 72	≥ 10	5 V		75 mW	4,50
NF-Leistungs- Transistor Gelbpunkt	gelb	~ OC 16	≥ 10	(5 mA)		4 W	6,95
NF-Leistungs- Transistor Schwarzpunkt	schwarz	~ OC 16	≥ 10	(10 mA)		8 W	7,95
NF-Transistor Grünpunkt	grün	~ OC 44	10-50	3 V	> 1 MHz	25 mW	4,95
NF-Transistor Rotpunkt	rot	~ OC 45	> 50	3 V	> 1 MHz	25 mW	5,95

DIODEN

Diode für alle Zwecke	~ OA 70	ca. 60 V	-75
Diode für alle Zwecke	~ OA 85	ca. 120 V	1,35
Diode (2x) Diskriminator	~ 2 x OA 72	hochohmig	3,20

Fordern Sie bitte kostenlos unsere Sonderlisten an:

1. RÖHRENSONDERLISTE
2. FACHLITERATURLISTE
3. TRANSISTORENLISTE MIT
SCHALTUNGEN

Neu:

Artl Geräte-Katalog 1959 nur 2,- DM

Artl Radio Elektronik
G. m. b. H.
Düsseldorf

Friedrichstr. 61a (Versandabl.)
Telefon 8 00 01
Postcheck Essen 3 73 36
Harzogstraße 7, Telefon 1 73 59



Artl Radio Elektronik
Walter Artl G. m. b. H.
Berlin-Neukölln

(Westsektor)
Karl-Marx-Str. 27 (Versandabl.)
Telefon 60 11 04
Postcheck: Berlin-West 1 97 37

Berlin-Charlottenburg
(Westsektor)
Kaiser-Friedrich-Straße 18
Telefon 34 66 04

der die Katode darstellt, untergebracht ist. Proportional-Zählrohre arbeiten nach Bild 2.2 im Bereich c, d. h., die Spannungen sind wesentlich höher als bei der Ionisationskammer. Die Folge ist ein starkes Ansteigen des Kammerstromes I , weil nunmehr unter dem Einfluß der höheren Spannungen die Geschwindigkeiten der Ladungsträger stark wachsen. Sie können dann ihrerseits zusätzlich weitere Atome des Gases ionisieren, was einer entsprechend erhöhten Leitfähigkeit der Entladungsstrecke gleichkommt. Trotzdem sind die sich ergebenden Ströme noch relativ klein; sie hängen jedoch stark von der Spannung ab, so daß diese sehr stabil sein muß, wenn man konstante Verhältnisse haben will.

Die Proportional-Zählrohre verdanken ihren Namen der Tatsache, daß im Spannungsbereich c zwischen der auftretenden Impulsamplitude und der Energie der ionisierenden Teilchen Proportionalität besteht. Deshalb werden die stark ionisierenden Alphastrahlen wesentlich größere Impulse als beispielsweise Betastrahlen zur Folge haben. Außerdem ist das Auflösungsvermögen von Proportional-Zählrohren besonders groß. Rohre dieser Art findet man daher in Laboratorien für kernphysikalische Untersuchungen, bei denen es beispielsweise auf die genaue Bestimmung der Teilchenenergie ankommt.

Die Erscheinung, daß von den durch radioaktive Einstrahlung freigemachten Ladungsträgern (Primärlonisation) weitere Atome ionisiert werden, ist einer durch das Füllgas verursachten „Verstärkung“ gleichwertig. Man spricht daher von der Gasverstärkung und kann entsprechend Gl. (2.1) und (2.2) schreiben

$$n_e = A \cdot n \quad (2.3)$$

Darin bedeutet A die Gasverstärkung. Sie läßt sich durch den Ausdruck

$$A = \frac{n}{1 - n\gamma} \quad (2.4)$$

definieren, wobei n die die Anode erreichende Elektronenanzahl darstellt. γ ist die Wahrscheinlichkeit, daß je Elektron ein weiteres durch Photoeffekt entsteht. Die neu zustande kommenden Ionen und Elektronen lösen nämlich zusätzlich Photoelektronen aus; das trägt ebenfalls zur Stromverstärkung mit bei. Die Natur des Füllgases bestimmt ebenso wie dessen Druck weitgehend die elektrischen Eigenschaften der Proportional-Zählrohre, was selbstverständlich auch für Ionisationskammern und die später zu besprechenden Geiger-Müller-Zählrohre gilt. Die Zusammenhänge sind recht verwickelt und können hier nur angedeutet werden.

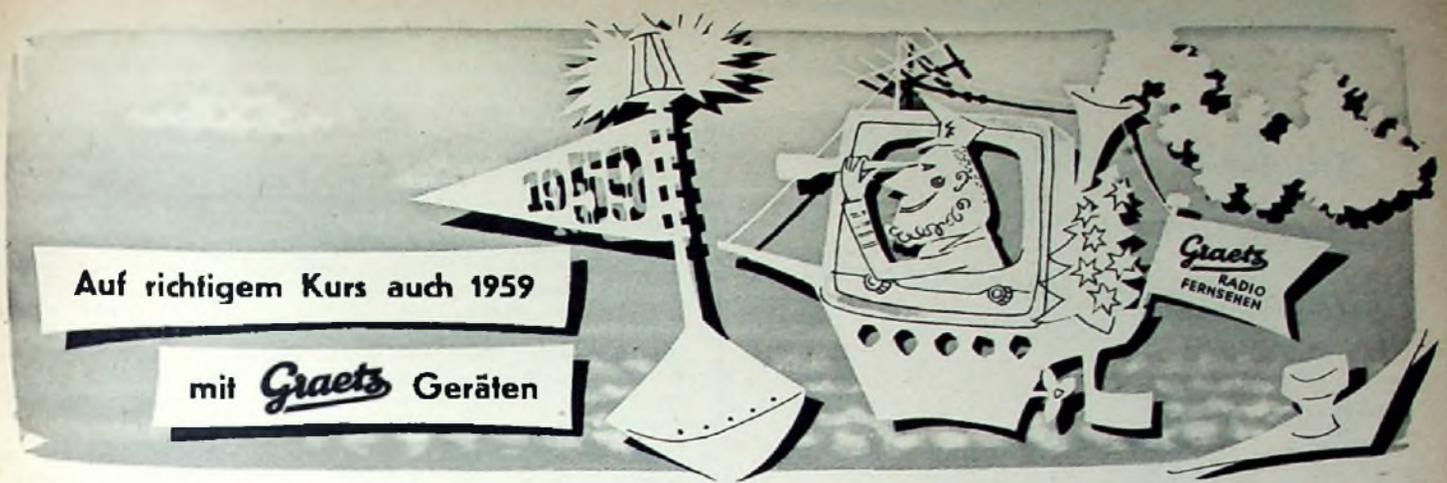
In der Praxis stört die außerordentlich starke Abhängigkeit des Zählrohrstromes von der Betriebsspannung. Außerdem sind die entstehenden Ströme bzw. Stromimpulse immer noch so klein, daß die Anforderungen an die Nachverstärkung sehr hoch sind. In Betriebsgeräten findet man daher diese Zählrohrart sehr selten.

2.3 Geiger-Müller-Zählrohre

Auch die Geiger-Müller-Zählrohre unterscheiden sich in ihrem prinzipiellen Aufbau nicht von der Ausführung nach Bild 2.1 b. Entscheidend ist die Spannung, mit der die Rohre betrieben werden. Steigert man nach Bild 2.2 die Spannung über den Bereich c hinaus, dann wird zunächst der relativ kleine Bereich d durchlaufen. Hier herrscht keine strenge Proportionalität zwischen Strom und Teilchenenergie; weiterhin ist die Spannungsabhängigkeit besonders groß. Der Bereich d scheidet daher für praktische Zwecke aus; er ist natürlich durch eine noch größere zusätzliche Ionisation neutraler Atome gekennzeichnet, so daß der Strom weiter ansteigt.

Der Bereich e im Bild 2.2 ist der „Geiger-Müller-Bereich“. Hier entstehen sogenannte Ionenlawinen, die jeweils durch einen primären Ionisationsvorgang ausgelöst werden, so daß eine schlauchartige Schicht von Ladungsträgern um den Anodendraht herum entsteht. Der Strom I bzw. die Impulsamplituden steigen mit wachsender Spannung weiter an, aber die Impulsamplitude ist nunmehr unabhängig von der Teilchenenergie, weil die Teilchen die Ionisation nur auslösen. Deshalb heißt der Geiger-Müller-Bereich auch Auslösebereich; den Beginn im Punkt 1 des Bildes 2.2 nennt man Einsatzspannung oder Geiger-Müller-Schwelle. Bei konstanter Einstrahlung in das Rohr ist die von diesem abgegebene Impulsanzahl n je Zeiteinheit weitgehend von der Spannung unabhängig (ausgezogene Kurve n im Bild 2.2), weil jedes Teilchen immer zu einer gleichartigen lawinenartigen Entladung führt.

Während der Anwesenheit des „Ionenschlauches“ sind weitere primäre Ionisationen unmöglich. Es kommt daher darauf an, daß sich der Schlauch zwar möglichst schnell nach dem Eintreten der Primärlonisation ausbildet, daß er aber auch so schnell wie möglich wieder verschwindet, damit das Rohr für neue Teilchen aufnahmefähig ist. Wieweit sich diese Forderungen erfüllen



Auf richtigem Kurs auch 1959

mit **Graetz** Geräten

lassen, ist eine Frage der Gasart, des Gasdruckes und teilweise auch des Elektrodenmaterials. Es gibt Zählrohre, bei denen für das Abreißen der Entladung zusätzliche schaltungstechnische Hilfsmittel erforderlich sind. Diese „nicht selbstlöschenden Zählrohre“ haben praktisch keine Bedeutung mehr, weil sie einen relativ großen elektronischen Aufwand verlangen. Durch eine besondere Gasfüllung gelang jedoch die Herstellung „selbstlöschender Zählrohre“, wobei besonders Alkoholdampf und geringe Zusätze von Halogenen eine Rolle spielen. Zählrohre dieser Art sind heute fast ausschließlich in Gebrauch.

Natürlich dauert es auch bei den selbstlöschenden Rohren eine gewisse Zeit, bis der ursprüngliche Zustand nach dem Ablauf der Entladung wiederhergestellt ist. Das Rohr kann also eine gewisse Zeit nach der Entladung ein neues Teilchen nicht registrieren. Man spricht von der „Totzeit“ des Zählrohres.

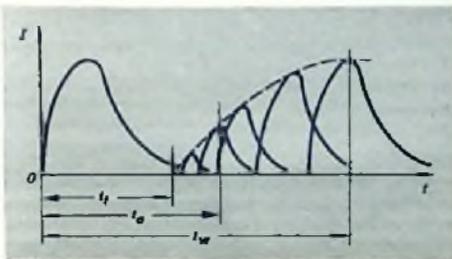


Bild 2.5. Zum Begriff Totzeit, Auflösungszeit und Wiederherstellungszeit

Bild 2.5 veranschaulicht die Verhältnisse. Im Zeitpunkt $t = 0$ sei das Rohr voll empfindlich und werde von einem radioaktiven Teilchen getroffen. Dann ergibt sich ein Stromimpuls, nach dessen Beginn das Rohr eine gewisse Zeitlang unempfindlich ist. Diese Zeit t_d heißt Totzeit. Nach deren Ablauf können sich wieder kleine Impulse bilden, die jedoch noch nicht ausreichen, um von der angeschlossenen Apparatur registriert zu werden. Diese Zeit t_a heißt Auflösungszeit. Die von t_d bis zu dem Zeitpunkt reichende Zeitspanne, in dem die entstehenden Impulse ihre normale Größe wieder erreicht haben, wird Wiederherstellungszeit t_w genannt. Die genannten Werte sind zur Charakterisierung eines Zählrohres von großer Wichtigkeit; die Totzeiten handels-

üblicher Typen liegen bei etwa 10^{-4} s. Daraus errechnet sich die höchstmögliche Impulsfrequenz zu etwa 10^4 Hz (wegen der statistischen Impulsverteilung etwas kleiner).

Den Bereich e der Kurve n nach Bild 2,2 nennt man wegen seines nahezu horizontalen Verlaufes das Zählrohrplateau. Der Bereichsumfang heißt Plateaubreite und erstreckt sich auf einige hundert Volt. Je geringer der Anstieg von n ist, um so kleiner ist die „Plateauneigung“; sie liegt bei guten Zählrohren bei rund $0,05\%/V$. Etwa 100 V oberhalb der Geiger-Müller-Schwelle wählt man gewöhnlich den Zählrohr-Arbeitspunkt. Die Betriebsspannungen liegen allgemein zwischen etwa 200 und 1500 V, wobei die niedrigeren Betriebsspannungen zu Zählrohren mit Halogenzusatz gehören. Diese Ausführungen haben besondere Bedeutung in kleinen transportablen Meßgeräten, da die Anforderungen an die Spannungsquellen nicht groß sind.

Zur Charakterisierung von Geiger-Müller-Zählrohren gibt es noch weitere Werte. So ist der „Nulleffekt“ die von dem Rohr ohne Anwesenheit radioaktiver Präparate abgegebene Impulszahl je Zeiteinheit, und zwar gewöhnlich je Minute.

Diese Impulse rühren von der kosmischen Höhenstrahlung und der Erd-Radioaktivität her. Die Höhe des Nulleffektes hängt u. a. von dem sogenannten empfindlichen Zählrohrvolumen ab. Je größer dieses ist, um so größer ist die Wahrscheinlichkeit des Eintreffens radioaktiver Teilchen in das Entladungsgefäß. Demnach ist der Nulleffekt von Zählrohren mit großem Volumen stets höher als der von kleinen Zählrohren. Er liegt zwischen etwa fünf und einigen hundert Impulsen je Minute, die auf Grund der statistischen Verteilung absolut regellos aufeinanderfolgen.

Wichtig ist weiterhin die Lebensdauer eines Zählrohres, die man gewöhnlich durch Angabe derjenigen Gesamt-Impulszahl charakterisiert, die das Zählrohr ohne merkliche Verschlechterung seiner Daten verarbeiten kann. Im allgemeinen liegt die Lebensdauer moderner Rohre bei mindestens 10^8 Impulsen, was einer sehr großen Gebrauchsdauer entspricht. Mitunter interessiert auch die Richtungsempfindlichkeit von Zählrohren. Aus gewissen physikalischen und technologischen Gründen ist es nämlich nicht gleichgültig, aus welcher Richtung die radioaktiven Teilchen das Zählrohr treffen. Eine möglichst große Richtungsunempfindlichkeit wird in der Praxis angestrebt.

Vor Verlust und Beschädigung geschützt, bilden die Hefte der FUNK-TECHNIK in den praktischen

Sammelmappen

mit Stabeinhängenvorrichtung für die Hefte des laufenden Jahrgangs oder in den

Einbanddecken

für jeweils einen kompletten Jahrgang

ein Nachschlagewerk von bleibendem Wert

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



FUNK-TECHNIK

stets griffbereit

Ausführung: Halbleinen mit Titelpprägung

Preis: Sammelmappe 4,80 DM zuzüglich Porto (Berlin: bis 2 Sammelmappen 40 Pf, bis 4 Sammelmappen 70 Pf; Bundesgebiet: bis 4 Sammelmappen 70 Pf). Einbanddecke 3,50 DM zuzüglich Porto (Berlin: bis 2 Einbanddecken 40 Pf, bis 5 Einbanddecken 70 Pf; Bundesgebiet: bis 5 Einbanddecken 70 Pf)

Lieferung bei Voreinsendung des Betrages auf das Postscheckkonto VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH, Berlin West 76 64

Die bedeutendste
Ausstellung der Welt
auf dem Gebiet der Elektronik

der

2^e SALON
INTERNATIONAL
DE LA
PIÈCE DÉTACHÉE
ÉLECTRONIQUE

2. Internationale Ausstellung
elektronischer Einzelteile

findet statt in

PARIS
PARC DES EXPOSITIONS
PORTE DE VERSAILLES

vom 20. — 24. Februar 1959

Auskünfte erteilt:

FÉDÉRATION NATIONALE DES INDUSTRIES
ÉLECTRONIQUES (S. D. S. A.)

23 RUE DE LUBECK, PARIS 16^e — Pas. 01 · 16

Sobald in einem Zählrohr Ionenlawinen entstehen, tritt der bei der Primärionisation zustande kommende Stromstoß gegenüber dem zur Ionenlawine gehörenden Impuls vollkommen in den Hintergrund. Diese Verhältnisse sind im Geiger-Müller-Bereich gegeben. Wie schon erwähnt, läßt daher dieser Zählrohrtyp keine Aussagen über die Energie der auslösenden Partikelchen zu; die Primärionisation, die von diesen hervorgerufen wird, geht sozusagen in der Ionenlawine unter. Das ist ein gewisser Nachteil dieser Röhre. Dagegen sind die Vorteile, vor allem die Unabhängigkeit von der Betriebsspannung, so groß, daß die Geiger-Müller-Zählrohre die weitaus größte Bedeutung unter allen auf Ionisationserscheinungen beruhenden Indikatoren erlangen konnten. Sehr wichtig ist auch der kräftige Entladestromstoß, der nur eine geringe Nachverstärkung erfordert. Ferner ist die von dem Rohr abgegebene Impulsfolgefrequenz, die man wegen der statistischen Verteilung auch Impulsrate nennt, bei konstanter Einstrahlung unabhängig von der Betriebsspannung. Das wurde bereits anläßlich der Besprechung des Zählrohrplateaus erwähnt.

Will man nur Gammastrahlen nachweisen, dann darf der als Kathode wirksame Metallzylinder relativ dickwandig sein, denn diese Strahlenart hat sehr großes Durchdringungsvermögen. Für den Nachweis von energiearmen Betastrahlen braucht man bereits „Zählrohrfenster“. Es handelt sich dabei um kleine, aus dünner Aluminium- oder Glimmerfolie bestehende Scheibchen, die luftdicht in das Zählrohr eingesetzt werden. Die Scheibchen müssen um so dünner sein, je geringer die Energie der Betastrahlen ist. Sollen auch Alphastrahlen nachgewiesen werden, so benötigt man außerordentlich dünne Fenster. Die Dicke wird durch die Massenbelegung (Flächengewicht) charakterisiert; extrem dünne Fenster haben Werte von 1 mg/cm², während Gamma-Zählrohre Werte von mehreren 100 mg/cm² aufweisen.

(Wird fortgesetzt)

Von Sendern und Frequenzen

Eurovision

Die kürzlich in München durchgeführte Generalversammlung der Union Européenne de Radiodiffusion (UER) hat sich unter anderem auch mit der Erweiterung der internationalen Zusammenarbeit der Rundfunkanstalten befaßt. Gegenwärtig nehmen zwölf Länder mit 16 Staaten an den Eurovisions-Sendungen teil. Man glaubt, daß in absehbarer Zeit auch Übertragungen von und nach osteuropäischen Ländern möglich sein werden. Entsprechende Richtstrahl-Verbindungen nach Moskau stünden beispielsweise bald zur Verfügung. Die UER regte bei der OIR (der Organisation der Rundfunkanstalten der osteuropäischen Staaten) an, die Tagesordnung einer gemeinsamen Konferenz über eine Zusammenarbeit von den Rundfunkanstalten der einzelnen Länder aufstellen zu lassen.

Deutschland

► Der Fernsehsender auf dem Ochsenkopf (Fichtelgebirge, 1023 m) des Bayerischen Rundfunks ist jetzt fertiggestellt und hat Versuchssendungen aufgenommen. Voraussichtlich am 1. 1. 1959 wird er in den normalen Betrieb gehen. Mit einer Strahlungsleistung von 100 kW für Bild und 20 kW für Ton arbeitet der Sender im Band I, Kanal 4 (Bild: 62,25 MHz; Ton: 67,75 MHz) mit vertikaler Polarisation. Die Antenne befindet sich auf einem 176 m hohen Betonturm (Durchmesser am Fuß 22 m und an der Spitze 2 m), der als das zur Zeit höchste Betonbauwerk Europas bezeichnet wird. Das Versorgungsgebiet des Senders wird ganz Oberfranken umfassen. Der bisher auf dem Ochsenkopf im Kanal 5 strahlende Umsetzer wird stillgelegt.

► Für die Fernseh-Versorgung von Cuxhaven ist vom Norddeutschen Rundfunk ein FS-Umsetzer in Betrieb genommen worden. Der von Wisi gelieferte Umsetzer empfängt den Kanal 9 vom Fernsehsender Hamburg und gibt im Kanal 6 eine Ausgangsleistung von 5 W ab. Durch die Antennenbündelung wird eine Strahlungsleistung von 50 W erreicht. Die Ausstrahlung erfolgt mit Vertikalpolarisation.

► In Landshut (Niederbayern) wurde ein Kleinumsetzer von Wisi für die Fernsehversorgung der Stadt Landshut in Betrieb genommen. Die Errichtung dieser Station ist auf die Initiative einiger dortiger Händler zurückzuführen, nachdem die bisherige Versorgung durch den Fernsehsender Wendelstein unzureichend war und eine Verbesserung von Seiten des Bayerischen Rundfunks vorerst nicht in Aussicht steht. Die Kosten für Errichtung und Betrieb der Anlage wurden von privater Seite aufgebracht. Der Umsetzer empfängt den Kanal 10 vom Sender Wendelstein und strahlt im Kanal 7 eine Antennenleistung von 3 W ab. Als Sendeantenne ist eine Wisi-Spezialantenne für Vertikalpolarisation mit 17 Elementen eingesetzt (zwei gewinkelte Direktorenreihen, Öffnungswinkel 120°).

► Während am 1. April 1957 erst jeder 22. Hörer im Gebiet des Süddeutschen Rundfunks ein Fernsehgerät in Betrieb genommen hatte, ist jetzt schon jeder 11. Hörer auch Fernsehzuschauer. In Nordbaden kommt auf jeden 10 Hörer ein Fernsehgerät, in Nordwürttemberg auf jeden 12 Hörer. Mannheim ist die fernsehfreudigste Stadt im Gebiet des Süddeutschen Rundfunks. Hier wird schon von jedem 6. Hörer ein Fernsehgerät betrieben.

► Im Bereich des Rheinisch-Westfälischen Elektrizitätswerkes, Betriebsverwaltung Andernach, wird das 110-kV-Umspannwerk Mayen neuerdings über Funk ferngesteuert. Die Funkanlage der Unterstation, Fernwirkgeräte sowie die erforderlichen Zusätze für die Mitbenutzung der Betriebsfunkanlage für den UKW-Sprechfunkdienst lieferte die Standard Elektrik Lorenz AG.

Gleichstromverstärker für Meßzwecke

Bei Gleichstromverstärkern kommt es in vielen Fällen nicht auf die Spannungsverstärkung an. Der Verstärker soll vielmehr auch in solchen Fällen eine Spannungsmessung ermöglichen, in denen die Spannung infolge eines sehr hohen Innenwiderstandes der Spannungsquelle beim Anlegen eines normalen Voltmeters stark absinken oder zusammenbrechen würde. Der Verstärker muß daher einen sehr hohen (möglichst einen unendlich großen) Eingangswiderstand haben, während der Ausgangswiderstand so klein zu sein hat, daß sich ein übliches Voltmeter anschließen läßt, auch wenn es auf den niedrigsten Meßbereich geschaltet ist. Es wird also lediglich eine Leistungsverstärkung benötigt.

Eine zweite, sehr schwer zu verwirklichende Forderung an den Meßverstärker geht dahin, daß er über einen möglichst großen Bereich linear verstärkt, also kleine Spannungsschwankungen mit gleich guter Genauigkeit wie große Spannungen wiedergibt. Die Bedeutung dieser Forderung erkennt man, wenn man kleine Schwankungen (beispielsweise in der Größenordnung von 0,1 V) messen will, die bei Gleichspannungen von 100 V oder 500 V auftreten. Ein üblicher Gleichstromverstärker hat aber keinen derart großen Meßbereich, es sei denn, man verwendet im Eingangskreis einen Spannungsteiler, durch den aber die Empfindlichkeit zu stark herabgesetzt werden würde, um die Schwankungen von 0,1 V noch ausreichend genau messen zu können. Außerdem würde eine derart starke Verschiebung des Arbeitspunktes der ersten Röhre den Eingangswiderstand durch Änderung der Gitterströme in unkontrollierbarer Weise beeinflussen.

Durch einen kleinen Trick kann man nun aber erreichen, daß der Gleichstromverstärker einen unendlich hohen Eingangswiderstand hat und außerdem Eingangsspannungen beliebiger Größe verarbeiten kann. Zu diesem Zweck ist es nur erforderlich, dem Verstärkereingang aus einer besonderen Gleichspannungsquelle zusätzlich eine Spannung zuzuführen, die der zu messenden Gleichspannung genau entgegengesetzt gleich ist. Die Höhe dieser zusätzlichen, entgegengesetzten Gleichspannung wird dann gemessen; ihr absoluter Wert ist gleich dem der zu messenden Spannung. Da man für die zusätzliche Spannungsquelle einen sehr kleinen Innenwiderstand wählen kann, ergibt sich leicht eine erhebliche Leistungsverstärkung; allerdings muß auf eine Spannungsverstärkung verzichtet werden.

Dieses an sich so einfache Prinzip ist ganz schematisch im Bild 1 dargestellt. U ist die zusätzliche Gleichspannungsquelle, der ein Potentiometer $R1$ parallelgeschaltet ist. Mit Hilfe des Potentiometers $R1$ läßt sich eine beliebige Spannung abgreifen und in den Eingangskreis der Röhre legen. $R1$ wird von Hand so eingestellt, daß die abgegriffene Spannung genau entgegengesetzt gleich der an den Eingangsklemmen liegenden Meßspannung U_e ist; Gitterspannung und -strom sowie Anodenspannung und -strom müssen also dann wieder die gleichen Werte wie ursprünglich (d. h. vor dem Anlegen der Meßspannung U_e) haben. Die Höhe der Meßspannung U_e (richtiger gesagt, der Gegenspannung) kann dann an dem Voltmeter M abgelesen werden.

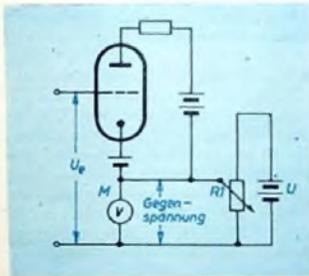
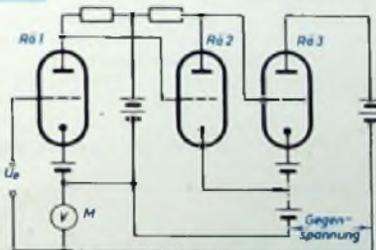


Bild 1. Der Arbeitspunkt der Röhre wird dadurch festgehalten, daß man ihrem Steuergitter durch Einstellen von $R1$ eine der Eingangsspannung entgegengesetzt gleiche Gegenspannung zuführt

Bild 2. Von den Röhren $Rö2$ und $Rö3$ wird automatisch eine Gegenspannung erzeugt, die den Arbeitspunkt und die Potentialdifferenz zwischen Anode und Kathode von $Rö2$ konstanthält

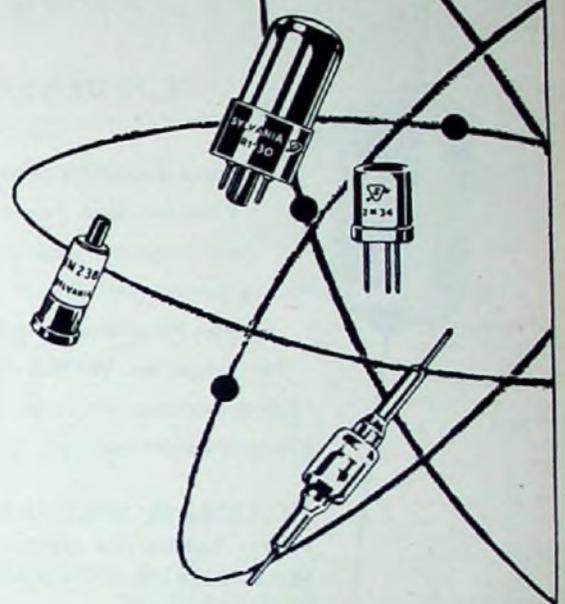


Diese Methode hat den Vorzug, daß der Arbeitspunkt der Röhre stets an derselben Stelle der Kennlinie bleibt, wie groß auch immer die Eingangsspannung U_e sein mag. Man ist daher in der Lage, diesen festen Arbeitspunkt durch eine entsprechende Vorspannung an eine Stelle der Kennlinie zu legen, an der sich der positive und der negative Gitterstrom gegenseitig aufheben, so daß der Eingangswiderstand der Röhre einen Maximalwert annimmt. Da die Eingangsspannung U_e beliebig groß sein darf, sind Spannungsteiler im Eingangskreis überflüssig. Auf diese Weise kann man außerordentlich hohe Eingangswiderstände verwirklichen.

Selbstverständlich ist die Schaltung nach Bild 1 für die Praxis völlig unbrauchbar, da die korrekte Nachführung der Gegenspannung mittels des Potentiometers $R1$ sehr umständlich und schwierig sein würde. Es müßte ja an Hand von Meßgeräten immer wieder der Punkt gesucht werden, an dem alle Parameter der Röhre wieder ihre ursprünglichen Werte annehmen. Die Gegenspannung muß daher automatisch und kontinuierlich erzeugt werden. Dies gelingt mit einer Schaltung nach Bild 2, allerdings mit der Einschränkung, daß die Gegenspannung um einen kleinen Betrag, der von der Verstärkung der Röhren $Rö2$ und $Rö3$ abhängt, kleiner als die Meßspannung U_e ist.

SYLVANIA

Elektronik



- KRISTALL-DIODEN
- TRANSISTOREN
- SPEZIALRÖHREN
- SUBMINIATURRÖHREN
- STROBOSKOPRÖHREN
- GLUHMODULATOREN
- ZÄHLRÖHREN
- MAGNETRONS
- KLYSTRONS
- GASENTLADUNGSRÖHREN
- MIKROWELLENRÖHREN
- FOTZELLENRÖHREN
- SENDE- U. EMPFÄNGERRÖHREN
- TR UND ATR-RÖHREN
- KATHODENSTRAHLRÖHREN



Vauke - HANNOVER

GESELLSCHAFT FÜR ELEKTRO-IM- UND -EXPORT M. B. H.
ABTEILUNG „ELEKTRONIK“

Leisewitzstraße 1 · Fernsprecher 22051/52

WIMA

Tropydur

KONDENSATOREN

sind dauerhaft unter tropischen Klimaten. Ihre Tropenbeständigkeit bedeutet erhöhte Sicherheit in gemäßigten Zonen. Sie sind ein ideales Bauelement für Radio- und Fernsehgeräte. **WIMA-Tropydur-Kondensatoren** sind der kommende Kleinkondensatortyp.

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

Dies ist darauf zurückzuführen, daß eine einer bestimmten Eingangsspannung U_e entsprechende Gegenspannung nur dann entstehen kann, wenn durch das Zusammenwirken von U_e und der Gegenspannung noch eine minimale Änderung des Anodenpotentials von $Rö 1$ übrigbleibt, die in den Röhren $Rö 2$ und $Rö 3$ verstärkt wird und dann nach der Verstärkung die Gegenspannung selbst bildet. Man sieht, daß die Änderung des Anodenpotentials von $Rö 1$ (und somit die Differenz zwischen U_e und der Gegenspannung) um so kleiner sein muß, je größer die Verstärkung V von $Rö 2$ und $Rö 3$ ist. Genau ausgedrückt ist die Gegenspannung gleich $U_e \cdot V/(V+1)$. Ist etwa $V = 2000$, dann wird die Gegenspannung gleich $0,9995 \cdot U_e$ sein, und das Potential des Gitters von $Rö 1$ ändert sich nur um $0,0005 V$ für je $1 V$ der Eingangsspannung U_e . Da die Verstärkung V leicht noch höher getrieben werden kann, läßt sich der Arbeitspunkt von $Rö 1$ nahezu vollkommen konstanthalten.

In dem Arbeitspunkt von $Rö 1$ sollen sich ihre positiven und negativen Gitterströme möglichst genau aufheben. Dazu muß das Gitter durch eine Vorspannung auf ein Potential gebracht werden, das gleich demjenigen Potential ist, das das Gitter von sich aus annimmt, wenn es nach außen hin völlig frei ist. Der Anodenstrom von $Rö 1$ darf sich deshalb bei richtig eingestelltem Arbeitspunkt nicht ändern, wenn man im Bild 2 die Eingangs-klemmen kurzschließt.

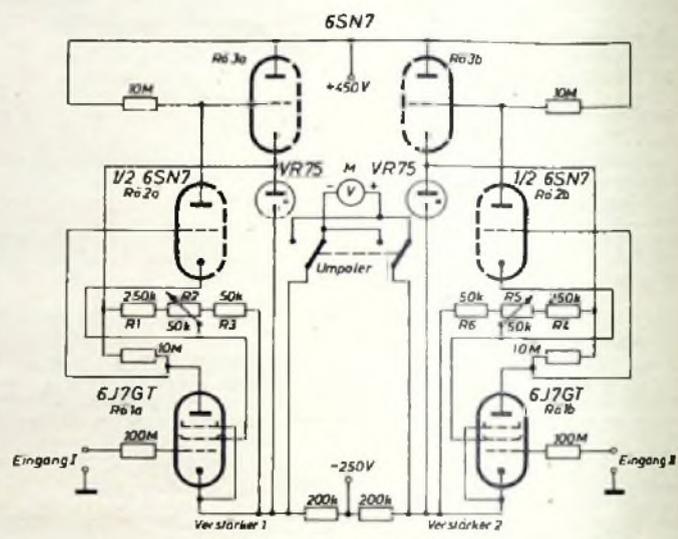


Bild 3. Differentialvoltmeter für zwei Eingangsspannungen zwischen $-150 V$ und $+300 V$. Es ist nur eine Bereichumschaltung für die zu messende Differenz der Spannungen an den Eingängen I und II an dem eigentlichen Meßgerät M (einem normalen Gleichstromvoltmeter) notwendig.

Eine Ausführungsform des Prinzips von Bild 2 zeigt die Schaltung nach Bild 3 für ein Differentialvoltmeter, das aus zwei identischen Schaltungen nach Art von Bild 2 besteht. Wenn man nur einen Eingang benutzt und den anderen Eingang erdet, dann kann man das Gerät wie ein normales Röhrenvoltmeter benutzen, dessen Meßbereich sich von $-150 V$... $+300 V$ erstreckt, und zwar ohne daß ein umschaltbarer Spannungsteiler benötigt wird. Unter Heranziehung beider Eingänge lassen sich kleine Differenzen zwischen zwei Spannungen messen, die zwischen $-150 V$ und $+300 V$ liegen können, ist beispielsweise die Spannung am Eingang I $+200 V$ und am Eingang II $+200,3 V$, dann kann das Voltmeter M auf den empfindlichsten Bereich von $0,3 V$ geschaltet werden und zeigt dann Vollausschlag.

Die Potentiometer R_2 und R_5 dienen zur Einstellung des Arbeitspunktes der beiden Röhren $Rö 1a$ und $Rö 1b$ und werden so justiert, daß der Anodenstrom der zugehörigen Röhre konstant bleibt, gleichgültig, ob das Steuergitter gleichstrommäßig frei oder geerdet ist. Das eine der beiden Potentiometer dient außerdem während des Betriebes zur Einregelung des Nullpunktes.

(Schurr, V. D.: D-c amplifier expands input voltage range. Electronics RA 31 (1958) Nr. 23, S. 87)

PEIKER

Dynamic

Mikrofon

Ein hochwertiges, formschönes und handliches Mikrofon für Ihr Tonbandgerät!
Ideal wegen seiner Vielseitigkeit.

Typ TM 34

Dynamisches Cardioid-Mikrofon in Hi-Fi-Qualität
für Sprache und Musik
Hervorragende Reproduktionsgenauigkeit
70-12000 Hz ± 3 db nach Sollkurve
Stark nierenförmige Charakteristik
Auslöschung ca. 12-25 db
Empfindlichkeit an 200 Ohm ca. $0,24 mV/\mu bar$, hochohmig ca. $4 mV/\mu bar$

H. PEIKER BAD HOMBURG V. D. H.

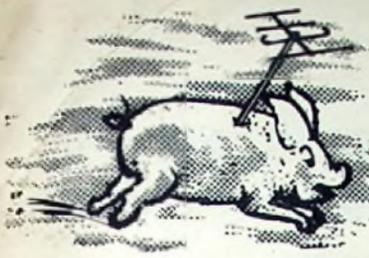
Ihre Berufserfolge

hängen von Ihren Leistungen ab. Je mehr Sie wissen, um so schneller können Sie von schlechtbezahlten in bessere Stellungen aufrücken. Viele frühere Schüler haben uns bestätigt, daß sie durch Teilnahme an unseren theoretischen und praktischen Fernkursen in

Radio - Fernsehen - Elektronik

mit Aufgabenkorrektur und Abschlußbestätigung (getrennte Kurse für Anfänger und Fortgeschrittene) bedeutende berufliche Verbesserungen erwirkt haben. Wollen Sie nicht auch dazugehören? Verlangen Sie den kostenlosen Prospekt! Gute Fachleute dieses Gebietes sind sehr gesucht!

FERNUNTERRICHT FÜR RADIOTECHNIK Abt. 3, Ing. Heinz Richter
Güntering - Post Hechendorf/Pilsensee/Obb.



Lübr

Glück und Erfolg 1959

wünscht allen Freunden unseres Hauses
BAD SALZDETFURTH/GÜNZBURG - Donau

FS - BANDKABEL

Transparent, Adern blank 50 m 7.20
 Transparent, Adern veräilbart 50 m 9.45
 Wetterfest, hellgrau, Adern veräilb. 50 m 10.80

Alle Europa- und USA-Röhren

HACKER
 WILHELM HACKER KG

BERLIN - NEUKÖLLN

Am S- und U-Bahnhof Neukölln

Silbersteinstraße 5-7 - Tel.: 62 12 12

Geschäftszeit: 8-17 Uhr, sonnabende 8-12 Uhr



Kontaktschwierigkeiten?

Alle Praktiker der Hochfrequenz, UKW-, Fernseh-, Fernmelde-, Radar- und Meßtechnik, Elektronik, Auto-Elektrik, Motorenbau, Kino- und Starkstrom-Technik kennen die Schwierigkeiten der mangelhaften Kontaktgabe infolge Oxyd- bzw. Sulfidbildung.

CRAMOLIN — garantiert unschädlich, da frei von Mineralsäuren, Alkalien und Schwefel, wirksam bis -35°C — hilft Ihnen und erhöht die Betriebssicherheit elektrischer Geräte.

CRAMOLIN-FL für Reparaturwerkstatt und Betrieb das ideale komb. Reinigungs- und Korrosionsschutz-Pflegemittel, beseitigt unzulässig hohe Übergangswiderstände, Wackelkontakte usw. und verhindert Oxidation an allen Kontaktmetallen

CRAMOLIN-SPEZIAL für fabrikanneue Geräte vorbeugend das Korrosionsschutz-Präparat, insbesondere für neu montierte Kontakte aus Silber, Kupfer, Wolfram, Chromnickelstahl, Gold-Leg. usw.

CRAMOLIN-PASTE zur Instandhaltung und Korrosionsschutz von Kontaktwalzen, z. B. an Elektrokarren, Kränen, Kontrollern und allen stromführenden Schaltern.

Alleinige Hersteller: Chemische Fabrik

L. SCHAFER & CO. (14a) Mühlacker (Württ.)



Eine Frage an strebsame Facharbeiter:

Gehalt | 1961 | 375,-
 Lohn | 1958 | 96,50

Wo wollen Sie 1961 stehen?

Durch Weiterbildung in Ihrer Freizeit erlernen Sie ohne Berufsunterbrechung innerhalb von zwei Jahren das theoretische Wissen, das Sie zu einer gehobenen Stellung als Werkmeister, Techniker, Betriebsleiter befähigt. Fassen Sie an der Schwelle des neuen Jahres den guten Vorsatz: Ich will weiterkommen! Das interessante Buch **DER WEG AUFWÄRTS** unterrichtet Sie über die von Industrie und Handwerk anerkannten Christiani-Fernlehrgänge Maschinenbau, Elektrotechnik, Bau-technik, Radiotechnik, Mathematik und Stabrechnen. Sie erhalten dieses Taschenbuch gratis. Schreiben Sie heute noch eine Karte an das Technische Lehrinstitut



Dr.-Ing. Christiani Konstanz Postfach 1857

Kaufgesuche

Rundfunk- u. Spezialröhren aller Art in großen und kleinen Posten werden laufend angekauft.
 Dr. Hans Bürklin - Spezialgroßhandel MÜNCHEN 15, SCHILLERSTR. 27, SS 03 40



Gelose „G 207 DR“ - Kurzwellenempfänger Originalbausatz (o. Rö.) — solange Vorrat — nur DM 590,—; betriebsfertig nur DM 749,—. RADIO-RIM, München 15, Bayerstraße 25

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

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

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

Labor-Instr., Kathographen, Charlottenburger Motoren, Berlin W 35

Verkäufe

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

Tonbandamateure!

Verlangen Sie neueste Preisliste über Standard- und Langspielband sowie über das neue SUPER-Langspielband mit 100% längerer Spieldauer.

Tonband-Versand Dr. G. Schröter, Karlsruhe-Durlach, Schinnrainstraße 16

Wachsende Transistor-Empfänger

RIM-TRABANT-SERIE

Gruppe Geradeausempfänger in 4 Aufbaustufen: Detektor mit Abstimmkreis und mit Transistorverstärker; Transistoraudion mit 1 Transistorverstärker und mit 2 Transistorverstärkerstufen
 Sammelbaummappe einschließlich Inlandsporto DM 1,70

Neu!

Gruppe Superhets in 2 Aufbaustufen: 4- und 5-Kreis (2 bzw. 3 ZF-Kreise) mit 2-stufigem NF-Verstärker, Eintakt-Endstufe.
 Baummappe einschließlich Inlandsporto DM 2,50

Transistor-Baukasten „ExBaKa“: Neuartiges Steckprinzip — Spielend leichter Aufbau — Leistungsfähiger Geradeausempfänger.
 Baummappe einschließlich Inlandsporto DM 2,—

VERLANGEN SIE PROSPEKT „TRABANT“!

RADIO-RIM

München 14, Bayerstraße 25

WZ-KLEINELYT
 Nieder- und Hochvolt
 Elektrolyt-Kondensatoren

- kleine Abmessungen
- Höchstmaß an Qualität
- gleichbleibende Güte

WILHELM ZEH KG
 FREIBURG I. BR.

Preiswerte Vielfachinstrumente

solide gearbeitet, formschön für — u. ~
 1000 Ω V nur DM 42,50
 2000 Ω V nur DM 52,—

M. HARTMUTH ING. Meßtechnik
 Hamburg 36

Rundfunk-Transformatoren
 für Empfänger, Verstärker, Meßgeräte und Kleinsender

Ing. Erich u. Fred Engel GmbH
 Elektrotechnische Fabrik
 Wiesbaden - Dolzheimer Str. 147

Magnetische Spannungs-Stabilisatoren

halten Netzspannungen automatisch und ohne bewegte Teile konstant
 Bis 40% Rabatte auf den Listenpreis

Hochkonstant-Netzgerät

elektronisch geregelt, mit 0,1% oder 0,01% Genauigkeit
 Bis 20% Rabatte auf Fabrik-Nettopreis

STEINLEIN-REGLER

Stromversorgung
 Rheinhausen (Baden)

Markt Nr. 7. 21



Röhren für Ela-Anlagen

Das VALVO Programm enthält eine Reihe speziell für Niederfrequenz-Anwendungen entwickelter Röhren, die allen Anforderungen hochqualifizierter Ela-Anlagen gerecht werden und mit denen sich Endstufen und Kraftverstärker in vollendeter Hi-Fi-Technik aufbauen lassen.

EF 86

Eine außerordentlich brummfreie, rauscharme und mikrofoniesichere Niederfrequenz-Pentode, welche speziell für hochempfindliche Eingangsstufen in Qualitätsanlagen entwickelt wurde.

EF 83

Eine Niederfrequenz-Regelpentode mit einem niedrigen Klirrfaktor im gesamten Regelbereich. Sie entspricht in ihren übrigen Eigenschaften etwa der EF 86.

ECC 82

Eine Doppeltriode mit großem Durchgriff für Phasenumkehrstufen und Impedanzwandler.

ECC 83

Eine Doppeltriode mit großer Mikrofoniesicherheit und hoher Verstärkung für Geräte, in denen eine vielseitige Verwendbarkeit der Röhren gefordert wird.

ECL 82

Eine Triode-Endpentode mit vollkommen voneinander getrennten Systemen für den Bau kleinerer Verstärkereinheiten. Im A-Betrieb kann die Endpentode 3,5 W Sprechleistung abgeben.

EL 95

Eine Endpentode in Miniaturtechnik mit 3 W Sprechleistung für kleinere Geräte und für besonders wirtschaftliche Gegentakt-Endstufen.

EL 84

Eine hochempfindliche Endpentode in Noval-Ausführung. – Zwei Röhren in Gegentaktschaltung können 17 W Sprechleistung abgeben, bei einem Eingangsspannungsbedarf von 20 V zwischen den beiden Steuergittern.

EL 86

Eine 12 W Endpentode, die speziell für transformatorlose Gegentakt-Endstufen entwickelt wurde.

EL 34

Eine steile 25 W Endpentode für Kraftverstärker. – Mit zwei Röhren in Ultralinear-Gegentaktschaltung kann man bis zu 40 W Ausgangsleistung erzeugen. Für Großanlagen kann man mit zwei Röhren EL 34 in Gegentakt-B-Schaltung 100 W NF-Leistung erhalten.

EZ 80

EZ 81

Zweigweggleichrichterröhren in Noval-Ausführung für eine Stromentnahme von 90 mA bzw. 150 mA bis zu Gleichspannungen von 350 V.

GZ 34

Eine Zweigweg-Gleichrichterröhre für größere Anlagen. Sie ist bis zu Gleichspannungen von 600 V bei 160 mA Stromentnahme zu verwenden; bei Gleichspannungen unter 450 V darf die GZ 34 mit 250 mA belastet werden.



111257/1176

VALVO

HAMBURG 1 · BURCHARDSTRASSE 19