

BERLIN

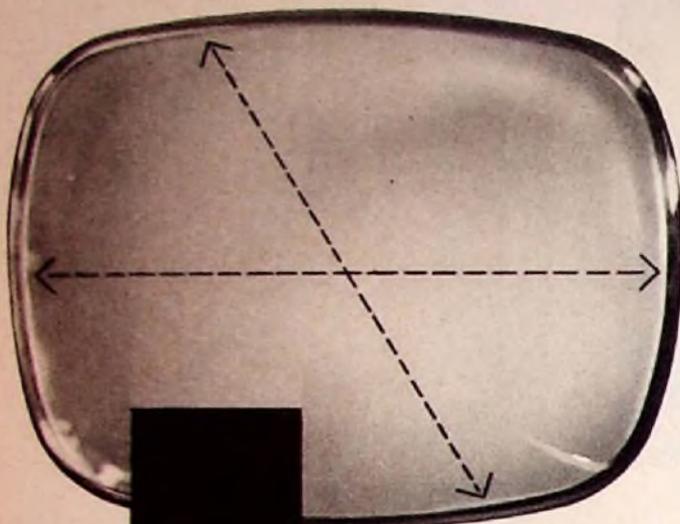
FUNK- TECHNIK

FERNSEHEN · ELEKTRONIK



24
1956

2. DEZEMBERHEFT



Lorenz-Bildröhre hat alle Tugenden

Ihre beste ist, daß sie über die ganze Schirmfläche hinweg scharf bis zum Rande zeichnet. Vom hellsten Weiß bis zum tiefsten Schwarz bietet sie alle Nuancen, und immer wirkt sie angenehm auf das Auge.



LORENZ C. Lorenz AG Stuttgart

AUS DEM INHALT

2. DEZEMBERHEFT 1956

Verleihung des Nobelpreises für Transistor-Entwicklung	703
Unterwasser-Fernsehen	704
Das neue Graetz-Fernsehwerk in Bochum	706
Radar im Dienst des Verkehrs	707
Einfluß des Abnahmepunktes der Gegenkopplungsspannung bei NF-Verstärkern	708
Erdung von Fenster- und DachInnen-Antennen	709
Besonderheiten der Puls-Phasen-Modulation und Ihre Anwendung in der Richtfunktechnik	710
Eine elektronische Orgel	713
Für den KW-Amateur	
Quarkontrollierter Konverter für das 2-m-Band	715
Magnetron	
Doppelmagnetongerät für Amateurzwecke	718
Wir wiederholen für den Anfänger	
So arbeitet mein Fernsehempfänger	720
FT-Kurznachrichten	723
Von Sendern und Frequenzen	723
Aus Zeitschriften und Büchern	
Ein neuartiger Demodulator für den Intercarrier-Ton	724
Aus neuen Werkzeitschriften	725

Beilagen

Bausteine der Elektronik

- Geber, Fühler, Wandler (14a)
- Geber für elektronische Anlagen (14b)

Schaltungstechnik

- Netzgleichrichtung mit Ladekondensator

Unser Titelbild: Verkehrsradar der Telefunken GmbH zur Messung der Verkehrsdichte und zur Verkehrsüberwachung (s. S. 707) Aufnahme: FT-Schwahn

Aufnahmen vom FT-Labor: Schwahn (3); Zeichnungen vom FT-Labor (Bartsch, Beumelburg, Karlus, Schmidtke, Ullrich) nach Angaben der Verfasser. Seiten 727 und 728 ohne redaktionellen Teil

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



Chefredakteur: WILHELM ROTH
Chefkorrespondent: WERNER W. DIEFENBACH

FUNK-TECHNIK

Fernsehen Elektronik

Verleihung des Nobelpreises für Transistor-Entwicklung

Die Schwedische Akademie der Wissenschaften verlieh den diesjährigen Nobelpreis für Physik an die amerikanischen Forscher William Shockley, John Bardeen und Walter H. Brattain in Anerkennung ihrer Verdienste um die Physik der Halbleiter und die Entdeckung des Transistor-Effektes.

Meldungen dieser Art gingen Anfang vorigen Monats durch die Weltpresse und gaben Kunde von der hohen Auszeichnung, die drei verdienstvollen Forschern für Arbeiten auf einem Gebiet zuteil geworden ist, das heute im Brennpunkt der Forschung und technischen Entwicklung steht. Den erfolgreichen Arbeiten der drei Nobelpreisträger und den an vielen Stellen in anderen Ländern durchgeführten Untersuchungen und Entwicklungsarbeiten verdanken wir ein neues Bauelement der elektronischen Technik, das berufen sein kann, in vielen Fällen die klassische Elektronenröhre zu ersetzen, daneben aber der Technik auch noch manches neue Gebiet erschließen wird, auf dem die Röhre heutiger Bauart aus elektrischen oder mechanischen Gründen nicht zu verwenden ist. Das bedeutet keineswegs, daß damit etwa ein Ende der Elektronenröhre abzusehen ist und man in fernerer Zukunft nur noch Transistoren verwenden wird. Man wird vielmehr stets Röhre und Transistor nebeneinander verwenden, denn beide haben gewisse Eigenschaften und Vorzüge, die entweder die Röhre oder der Transistor nicht hat. Die oft gehörte Frage „Röhre oder Transistor“ ist deshalb falsch; es sollte besser heißen „Röhre und Transistor“.

Die technische Entwicklung des Transistors geht letzten Endes auf den schon 1874 von Braun angegebenen Kristall-Detektor zurück. Die Entwicklung der Selen- und Kupferoxydulgleichrichter, deren Wirkung auf einer Sperrschicht zwischen zwei Metallen oder Metallverbindungen beruht, hat zu ihrem Teil auch die Arbeiten auf dem Gebiet des Transistors beeinflusst und vorangetrieben, denn der Gedanke, auch den Trockengleichrichter mit einer Steuerelektrode — ähnlich dem Steuergitter der Röhre — zu versehen, hat viel Verlockendes. Schon 1938 berichteten Hielsch und Pohl in einer Arbeit in der Zeitschrift für Physik über die „Steuerung von Elektronenströmen mit einem Dreielektrodenkristall und ein Muster einer Sperrschicht“. Der Einbau eines steuernden Gitters in die Sperrschicht scheint technisch nur sehr schwer realisierbar zu sein. Tatsächlich sind bis heute auch noch keine praktisch aussichtsreichen Versuche bekanntgeworden. Wie so oft, hat der Krieg die technische Entwicklung auch auf dem Gebiet der Halbleiter schnell weitergebracht. Zu Beginn des zweiten Weltkrieges unternahm man Versuche, die in Radargeräten benutzten Siliziumdioden durch Germaniumdioden zu ersetzen, von denen man sich in mancher Hinsicht bessere Ergebnisse versprach. Im Rahmen dieser Untersuchungen erhielt man sehr weitgehende Kenntnisse von den Eigenschaften dieses physikalisch und tech-

nisch interessanten Halbleiters. Es war bekannt, daß die Leitfähigkeit der Halbleiter durch Störstellen innerhalb des regelmäßigen Aufbaues des Kristallgitters bedingt ist. Man wußte auch schon, daß geringste Beimengungen von Fremdstoffen (ein Fremdatom auf eine Million Atome des Grundstoffes) genügen, um die Leitfähigkeit um Zehnerpotenzen zu erhöhen. Bei Untersuchungen am Germanium-Detektor gelang nun im Jahre 1948 Bardeen und Brattain in dem unter Leitung von Shockley stehenden Forschungslaboratorium der Bell Telephone Laboratories der entscheidende Fortschritt durch den Effekt der „Trägerinjektion“. Aus der weiteren Zusammenarbeit der drei Forscher entstand 1952 ebenfalls der Flächentransistor.

Im Verlauf weniger Jahre ist der Transistor von einem nur schwer herzustellenden und in seinen Eigenschaften nicht einfach reproduzierbaren Labormuster zu einem heute schon sehr zuverlässigen Bauelement der elektronischen Technik geworden, dem eine glanzvolle Zukunft offensteht. Mit der Verleihung des Nobelpreises an Shockley, Bardeen und Brattain wurden zugleich alle geehrt, die in Wissenschaft und Technik mit dazu beigetragen haben, dem Transistor in einem Zeitraum von nur wenigen Jahren seine heute schon so ausgezeichneten Eigenschaften zu geben.

William Shockley wurde 1910 in London geboren. Auf Grund seiner erfolgreichen Arbeiten erreichte ihn schon mit 26 Jahren die ehrenvolle Berufung zum Direktor der heutigen Abteilung Transistorphysik der Bell Telephone Laboratories. Von diesem Posten trat er erst im vergangenen Jahr zurück und leitet seitdem das Halbleiterlaboratorium der Beckman Instruments Inc., Fullerton. In diesem neuen Institut hat Dr. Shockley alle Möglichkeiten, auf breiter Basis auf dem Gebiet der Transistorphysik und -technik weiterzuarbeiten. Anlässlich der Übernahme des neuen Halbleiterlaboratoriums im Frühjahr 1956 erklärte er, es sei in den nächsten Jahren mit einem Anwachsen der Transistorproduktion auf das 100- bis 1000fache zu rechnen.

John Bardeen, 1908 in Madison (Wisconsin) geboren, war nach seiner Promotion in Physik und Mathematik im Jahre 1936 von 1938 bis 1941 Dozent für Physik an der Universität Minnesota. Von dort wurde er als Chephysiker an das Naval Ordnance Laboratory (Forschungsinstitut für Marineartillerie) in Washington berufen und ging vier Jahre später von dort aus zu den Bell Telephone Laboratories. Seit 1951 ist Dr. Bardeen Professor der Physik und Elektrotechnik an der Universität Illinois.

Der seit 1929 in der Physikalischen Forschungsabteilung der Bell Telephone Laboratories tätige Walter H. Brattain wurde 1902 in Amoy (China) geboren. Die Universität Oregon verlieh ihm in Anerkennung seiner wissenschaftlichen Leistungen die Würde eines Doktors ehrenhalber.

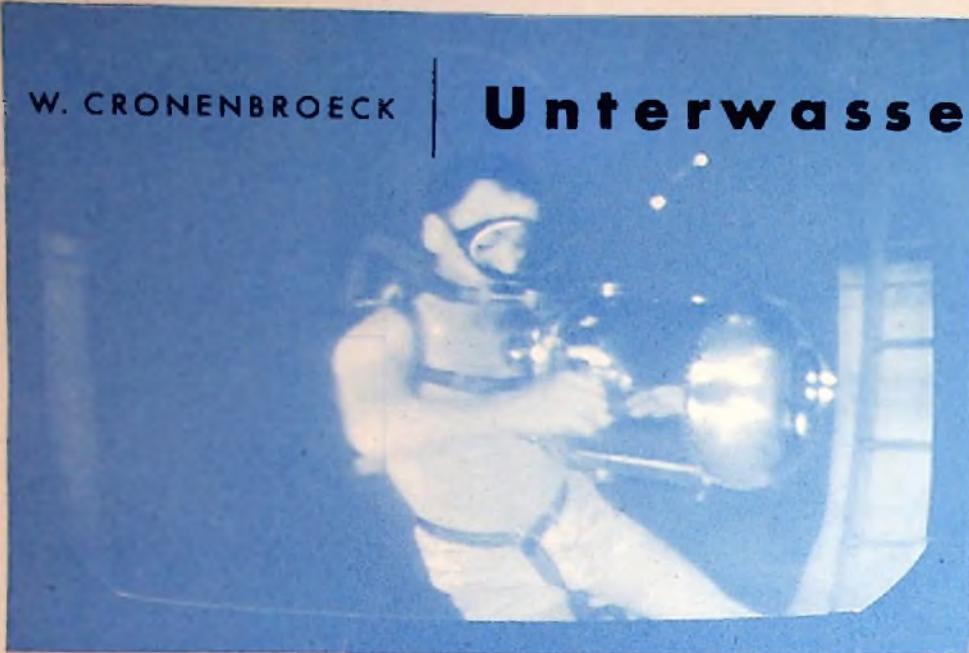
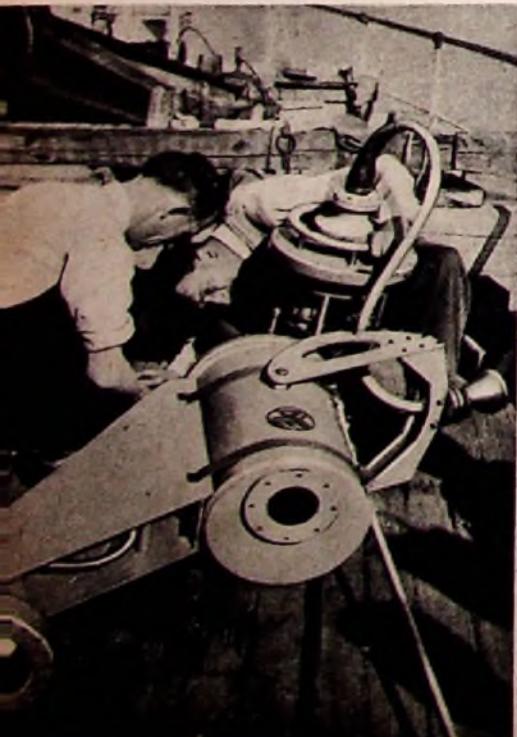


Abb. 1. Unterwasser-Schirmbild (Marconi-Anlage) eines Tauchers mit Unterwasser-Filmkamera

Nicht nur die an der Schifffahrt interessierten Kreise, sondern auch wissenschaftliche Forschungsinstitute, hydrographische Anstalten usw. haben den Nutzen des Unterwasser-Fernsehens erkannt. Nach jahrelangen Versuchen ist dieser Anwendungszweig des Fernsehens aus dem Stadium der Entwicklung heraus und läßt sich heute bereits vielseitig einsetzen.

Die hydrobiologische Anstalt in Schottland benutzt z. B. seit Jahren für ihre wissenschaftlichen Arbeiten eine Unterwasser-Fernseh-anlage, um die Lebensgewohnheiten der Fische in Tiefen bis zu 300 m zu studieren. Von Bergungsunternehmen ganz abgesehen, werden in England und Amerika solche Anlagen für Beobachtungen der Fischerei-Wissenschaft eingesetzt; man kontrolliert z. B. Krebs- und Fischbestände, das Arbeiten der Fanggeräte und die Besiedelung des Meeresbodens. In Deutschland ist eine Unterwasser-Fernseh-anlage u. a. bei der Wasser- und Schifffahrtsdirektion in Duisburg-Ruhrort stationiert, die hauptsächlich zur Überprüfung von Wasserbauwerken, z. B. Kalmauern, Brückenpfeilern, Spundwänden und Dalben, auf ihren jeweiligen Zustand dient. Das Anwendungsgebiet des Unterwasser-Fernsehens beschränkt sich aber keinesfalls nur auf diese Beispiele.



Seine praktische Bedeutung hat das Verfahren schon bei der Suche nach dem im englischen Kanal verschollenen britischen U-Boot „Affray“ erwiesen. Von den Wissenschaftlern der britischen Admiralität wurde s. Z. in großer Eile eine Fernseh-anlage entworfen, die ohne Erprobung sofort bei der Unterwassersuche eingesetzt werden mußte. Durch den Einsatz dieser Anlage ließen sich die Sucharbeiten erheblich beschleunigen, und nach kurzer Zeit wurde das verschollene U-Boot in etwa 80 m Tiefe gefunden. Bei der sofort einsetzenden Untersuchung des gesunkenen Bootes und auch später bei der Bergung machte man ausgiebig von der Unterwasser-Fernseh-anlage Gebrauch. Mit welcher Genauigkeit sie den Zustand des Bootes aufnahm, ergibt sich aus der Tatsache, daß an Hand von Bildschirmaufnahmen des Tiefenruders und Vergleichen an einem ähnlichen U-Boot im Trockendock die Stellung des Tiefenruders mit einer Abweichung von nur 2...3° genau feststellen war. Aussagen von Tauchern zeigten dagegen wesentlich größere Abweichungen.

Auch die Suche nach den Trümmern des über dem Mittelmeer bei der Insel Elba abgestürzten „Comet“-Düsenverkehrsflugzeuges mittels einer Unterwasser-Fernseh-anlage erregte die Aufmerksamkeit der Öffentlichkeit. Hier konnte man ebenfalls einen guten Erfolg verzeichnen: etwa 60% der Trümmer wurden in 120 m Tiefe festgestellt und mit Hilfe von Greifern und Netzen herausgeholt. So war es möglich, die Ursache des Absturzes festzustellen.

Bei allen zuerst verwendeten Unterwasser-Fernseh-anlagen handelte es sich um Einbauten normaler Fernseh-Reportagegeräte in ein druck- und wasserdichtes Gehäuse; dies war einfach und vor allem billig. Die gestellten Ansprüche ließen sich aber selbst bei noch so sorgfältigem Umbau nicht erfüllen. In England griffen die Firmen PYE und Marconi das Gebiet des Unterwasser-Fernsehens auf und entwickelten spezielle Anlagen. Später begann



Abb. 2. Der elektronische Teil der Fernseh-Aufnahmekamera wird in das Unterwasser-Druckgehäuse einer PYE-Unterwasser-Fernseh-Anlage eingebaut. Am unteren Ende des Führungslügels ist der angebaute Unterwasser-Scheinwerfer zu sehen. Das Verbindungskabel, das das elektronische Bildsignal von der Aufnahmekamera zum Beobachtungsgerät leitet, dient gleichzeitig als Halteseil für den gesamten Unterwasserteil der Anlage

auch eine deutsche Firma mit dem Bau solcher Geräte. Bei der in Deutschland hergestellten Apparatur wird eine industrielle Fernseh-anlage mit einer Aufnahmekamera, die nicht größer als eine Zigarrenkiste ist, verwendet.

Früher baute man für den Einsatz unter Wasser als Aufnahmeröhre das hochempfindliche Image-Orthikon ein. Diese hochwertige Röhre erwies sich aber als nicht erforderlich; zudem

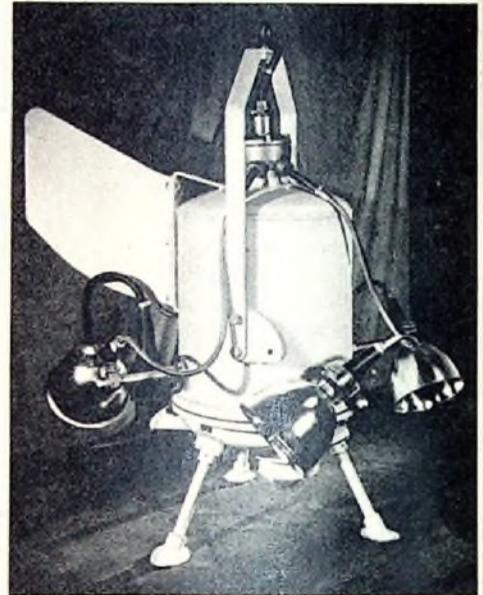


Abb. 3. Moderne Marconi-Unterwasser-Fernseh-anlage mit Teleskop-Objektiv und Infrarotstrahlenden, radial angebrachten Unterwasser-Scheinwerfern

Ist sie äußerst empfindlich gegen Stöße und Schläge. Letzteres läßt sich jedoch bei dem oft rauen Bordbetrieb während des Einsatzes auf hoher See nicht immer vermeiden.

Man ist daher von der Verwendung des Image-Orthikons abgegangen und benutzt neuerdings Bildfängerröhren mit Widerstandsfotorschicht (Vidikon, Statikon und Resistran). Diese Röhren sind in ihrer Schaltung erheblich einfacher, leichter zu bedienen und vor allem — das ist äußerst wichtig — gegen äußere Einwirkungen sehr robust.

Die Ansprechfähigkeit und die spektrale Empfindlichkeit des Resistrans zum Beispiel sind abhängig von der auf der Speicherplatte der Aufnahmeröhre aufgetragenen Halbleiterschicht (z. B. Selen oder Antimontrisulfid).

Da das Unterwasser-Fernsehen ein „Seh“-Vorgang ist, muß das zu beobachtende Objekt beleuchtet sein. Die Reflexionseigenschaften des Objektes gegenüber seiner Umgebung sowie die Durchsichtigkeit des Wassers spielen eine wichtige Rolle. Selbst am Tage, wenn die natürliche Beleuchtung für eine Unterwasserbeobachtung in nicht zu großer Tiefe ausreichen würde, verwendet man zusätzliche Lichtquellen. Hierbei ist die Lage der Lichtquelle zum Objektiv der Aufnahmekamera und zum zu beobachtenden Objekt von gleicher Bedeutung wie die Intensität. Die Beleuchtung soll so richtföhrig wie möglich sein und (um Rückstrahlungen zu vermeiden) nur einen minimalen Wasserweg zwischen Kamera und Objekt ausleuchten. Außerdem soll am Objekt durch Schattenwirkung eine maximale Kontrastbildung erreicht werden, damit das auf dem Schirm erscheinende Bild Tiefenwirkung erhält.

In Trübwasser kann der Einsatz von Unterwasser-Fernsehanlagen aber unter Umständen völlig sinnlos werden. Bei verschiedenen Ausführungen verwendet man deshalb neuerdings sogenannte „Klarsichtvorsätze“. Das sind Behälter, die vor dem Objektiv der Kamera befestigt werden und mit Luft oder, für größere Tiefen, mit Preßluft oder Klarwasser gefüllt sind. Soll z. B. das Objekt aus 1 m Entfernung

das Maximum der Durchlässigkeit im Wasser bei etwa 500...600 m μ berücksichtigt, wäre wohl unbedingt das Sonnenlicht als natürliche Beleuchtungsquelle zu bevorzugen. Da aber auch das Sonnenlicht infolge des hohen Wertes der Extinktion im Wasser nicht bis in größere Tiefen durchgreift, arbeitet man mit versenkten Glühlampenscheinwerfern, die auch in der Nähe der günstigsten Wellenlänge noch ausreichende Intensität haben. Das Maximum ihrer Strahlungsintensität liegt allerdings im Infrarotbereich. Da das Wasser für Infrarot aber nahezu undurchlässig ist, läßt sich das in Luft mitunter mit Vorteil angewandte Infrarot-Sehen leider nicht anwenden.

Abb 6 enthält die spektralen Empfindlichkeitskurven des menschlichen Auges, eines Resistrons mit Selen-Schicht und eines solchen mit Antimonsulfid-Schicht. Im Hinblick auf die Lichtintensitätskurve des Glühlampenlichts dürfte beim Unterwasser-Fernsehen das Antimonsulfid-Resistron (Physikalisch-Technische Werkstätten Professor Heimann) gut verwendbar sein.

Im Vergleich mit den Beobachtungsmöglichkeiten eines Tauchers ergeben sich beim Fernsehverfahren folgende Vorteile:

Unterwasser-Fernsehen ist zeitlich unbegrenzt einsetzbar; die Tauchzeit eines Tauchers ist dagegen begrenzt. Beim Einsatz eines Tauchers ist es notwendig, die Austauschzeiten gewissenhaft einzuhalten, um den Taucher vor gesundheitlichen Schäden zu schützen. Die Unterwasser-Fernsehanlage kann dagegen je nach Bedarf schnell oder langsam versenkt oder heraufgeholt werden. Sie läßt sich auch bei stärkeren Strömungen verwenden und von bequemen und sicheren Räumen an Bord eines Schiffes oder von Land aus verhältnismäßig leicht bedienen und beobachten.

Das Unterwasser-Fernsehen kann zur Zeit bis zu Tiefen von etwa 1000 m eingesetzt werden. Die maximale Tauchtiefe eines guten Tauchers ist jedoch nur 60 m, mit Spezialausrüstung 100 m.

Durch das Filmen oder Fotografieren des Bildschirmes können dauerhafte Bilddokumente zur Information nicht anwesender Personen oder für Archivzwecke geschaffen werden. Das Aufstellen mehrerer Bildwiedergabegeräte ermöglicht es, einem größeren Kreis von Beobachtern das Unterwasserbild zugänglich zu machen. Auch läßt sich das Bild auf drahtlosem Wege an andere Schiffe oder Befehlsstationen an Land weitergeben.

Das Unterwasser-Fernsehen ist nicht in der Lage, Taucher zu ersetzen; es trägt jedoch dazu bei, ihre Arbeit erheblich wirtschaftlicher zu gestalten. Besonders sind auch leichte Handaufnahme-Geräte, die der Flossentaucher freischwimmend tragen kann, ein bedeutsames Hilfsmittel der Technik und der Wissenschaft.

Das Unterwasser-Fernsehen ist nicht in der Lage, Taucher zu ersetzen; es trägt jedoch dazu bei, ihre Arbeit erheblich wirtschaftlicher zu gestalten.

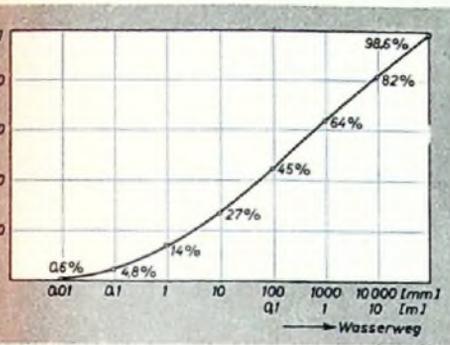


Abb 4. Die Extinktion als Funktion der Weglänge in reinem Wasser

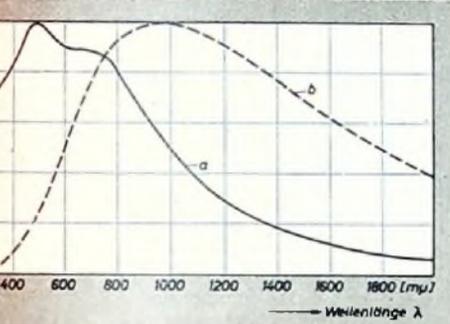


Abb 5. Spektrale Verteilung der Lichtintensität; a) für Sonnenlicht, b) für Glühlampenlicht

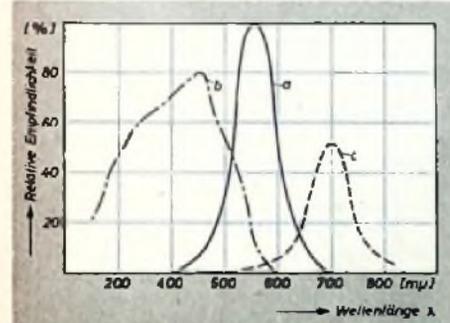


Abb 6. Spektrale Empfindlichkeit; a) des menschlichen Auges, b) eines Selen-Resistrons, c) eines Antimonsulfid-Resistrons

aufgenommen werden, dann läßt sich durch Einsetzen eines 80 cm langen Klarsichtvorsatzes der Trübwasserweg auf 20 cm verkürzen.

Selbst klares, ungetrübtes Wasser hat nur beschränkte Durchsichtigkeit; das ist durch Absorption und Streuung des Lichtes bedingt. In Abb 4 ist die Extinktion (also die Verminderung der Durchsichtigkeit) als Funktion der Weglänge in reinem Wasser aufgetragen. Selbst bei geringen Weglängen tritt danach eine erhebliche Verminderung der Sichtweite ein.

Versuche in verschiedenen klaren Alpenseen haben ferner gezeigt, daß die spektrale Lichtdurchlässigkeit des Wassers ein ausgesprochenes Maximum im blaugrünen Bereich (etwa um 500 m μ) zeigt. In Abb. 5 sind nun die spektralen Verteilungskurven des Sonnen- und des Glühlampenlichtes gegenübergestellt. Wenn man



Abb 7. Unterwasser-Fernsehanlage „Ingatlas 4“ (Ingenieurbüro Atlas, Kiel), eingebaut im Grundgestell zum Schleppen über dem Meeresgrund mit Unterwasser-Scheinwerfer und Klarsichtvorsatz

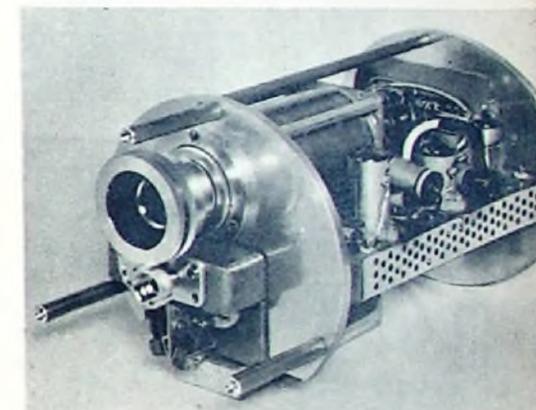


Abb 8. Elektronischer Teil der „Ingatlas 4“ mit Resistron-Aufnahmeröhre für den Einbau in eine neuzeitliche Unterwasser-Fernsehanlage nach Abb 7

Schrifttum

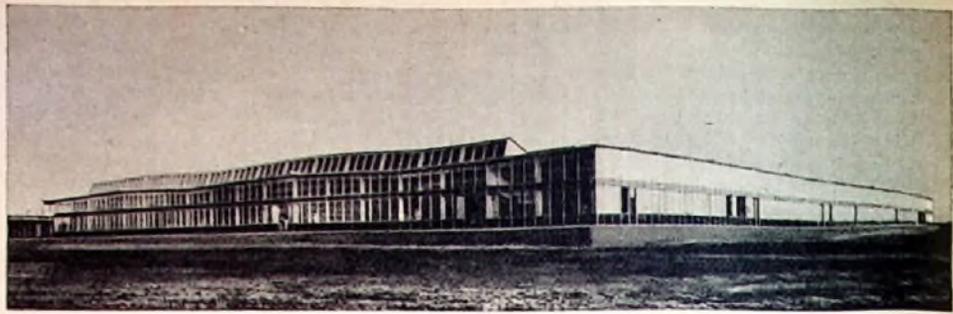
- [1] Bathurst, J. N.: Underwater Television. Transaction of the Inst. of Marine Engineers Nov. 1954 S. 285-305.
- [2] Hunger, H.: Unterwasser-Fernsehen. Schiff und Hafen Bd. 6 (1955) Nr. 6.
- [3] Industrie-Elektronik (1954) Nr. 9, S. 7-10.
- [4] Saubermann und Rutiner, Strahlungsverhältnisse der Binnengewässer, Leipzig 1941, Akademischer Verlag Becker und Erler.
- [5] Cronenbroeck, W.: Fernsehen unter Wasser. Orion (1956) Nr. 19, S. 763-766.
- [6] Industrie- und Unterwasser-Fernsehen. FUNK-TECHNIK Bd. 10 (1955) Nr. 12, S. 338.
- [7] Aufbau von industriellen Fernsehanlagen. ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU Bd. 10 (1956) Nr. 5, S. 129-132.



Abb 9 (oben). Unterwasser-Schirmbild einer Schiffsschraube. Abb 10 (rechts). Unterwasser-Schirmbild von Wasserpflanzen (Chora) [beide aufgenommen mit der Fernsehanlage „Ingatlas 4“]



Das neue GRAETZ-Fernsehwerk in Bochum



Mit der Einweihung des neuen Fernsehwerkes in Bochum hat die Geschichte des Hauses Graetz am 20. November 1956 einen neuen Höhepunkt erreicht. Nach Verlust aller Produktionsstätten begannen die Brüder Erich und Fritz Graetz im Jahre 1947 in Altena (Westf.) mit dem Wiederaufbau aus dem Nichts. Der Aufschwung des Fernsehens in Deutschland und die immer größer werdenden Exporte machten es notwendig, eine neue Fertigungsstätte für Fernsehempfänger zu schaffen. Die Enge der Altenaer Täler ließ eine Erweiterung der Fabriken nicht mehr zu. Bei der Suche nach einem neuen Standort fiel die Wahl auf Bochum, wo nicht nur günstige

Voraussetzungen für die Errichtung einer neuen Fabrik gegeben waren, sondern wo auch die notwendigen weiblichen Arbeitskräfte zur Verfügung standen. Am 20. November 1955 fanden die ersten Verhandlungen statt, und nur ein Jahr später konnte der im April 1956 begonnene Bau feierlich eingeweiht werden. Heute sind hier schon 1200 Arbeitnehmer beschäftigt, und täglich verlassen 600 Fernsehgeräte das Werk.

Das neue Werk ist eine große, in freitragender Konstruktion gebaute Halle mit 13 000 m² Grundfläche, der auch Bergschäden nichts anhaben können. Die Fabrik ist mit allen modernen technischen Einrichtungen ausgestattet

und hat beispielsweise eine automatische Lichtsteuerung, die in Abhängigkeit von der jeweiligen Außenhelligkeit jeden Arbeitsplatz in der Montage auf konstante Helligkeit regelt. In der Endmontage sind zwei getrennte Bänder für Fernsehempfänger und Rundfunk-Fernsehkombinationen in Betrieb. Verwaltungsräume und eine großzügige Reparaturwerkstätte in schallgedämmten Räumen schaffen auch für die außerhalb der Montage Tätigen angenehme Arbeitsbedingungen.

An Besonderheiten seien erwähnt, daß die aus dem Altenaer Werk kommenden Chassis zum Oberflächenschutz nicht mehr kadmiert sind, sondern einen galvanisch aufgetragenen Überzug aus Zinn (80 %) und Zink (20 %) erhalten. Dieser Überzug gibt noch besseren Korrosionsschutz als Kadmiurniederschlag. Beim Wickeln der Spulen hat man Wickleinrichtungen mit feststehender Vorratsspule, so daß die oft unkontrollierbaren Dehnungen des Wickeldrahtes von vornherein ausgeschaltet sind. Während des Wickelns zählt eine Automatik die aufgetragene Windungszahl und schneidet automatisch den Draht im richtigen Augenblick ab, so daß sich ein schnelles Abbremsen der Spule erübrigt. In der Tuner-Fertigung werden die Oszillatortiefenfrequenzen aller Kanäle nach Quarzsendern mit einem Oszillografen auf Schwebungsnul eingestellt. Für Exportgeräte stehen daneben Sender für die von der CCIR-Norm abweichenden Frequenzen zur Verfügung.

In der Endmontage arbeitet man mit Schiebändern, die für diese Art von Montage besondere Vorteile haben. Alle Vorbereitungsarbeiten und Montagen von Baugruppen erfolgen in unmittelbarer Nähe der Einbauplätze der Endmontage, so daß große Transportwege vermieden werden. Man hat Wert darauf gelegt, weitgehend mit genormten Teilen und Baugruppen zu arbeiten, die nur einer geringfügigen Abwandlung bedürfen, wenn beispielsweise Exportgeräte für Länder mit anderer Fernsehnorm zu montieren sind. Alle Arbeitsgänge bleiben dabei grundsätzlich erhalten, so daß für die in der Montage arbeitenden Frauen keine Umstellung notwendig ist. Von besonderer Wichtigkeit ist die Prüfung der Geräte, und hier hat man in dem neuen Fernsehwerk technische Einrichtungen geschaffen, die vielfach über das sonst übliche hinausgehen. Dadurch erreicht man bei kurzen Prüfzeiten gleichbleibend hohe Qualität. Die Prüfung des fertig montierten Chassis erfolgt in sechs Hauptgruppen, und es ist interessant zu sehen, wie das Gerät direkt nach dem ersten Einschalten mit komplettem Videosignal geprüft wird. Wenn man Gelegenheit hatte, dieser ersten Prüfung einmal einige Zeit zuzusehen, dann war man erstaunt darüber, wie gut und gleichmäßig die gerade montierten Geräte auf Anhieb auch schon elektrisch arbeiten: ein Zeichen für die sorgfältige Arbeit an allen Arbeitsplätzen. Wenn diese erste Prüfung gezeigt hat, daß das Gerät in allen wesentlichen Stufen arbeitet, erfolgt in einer zweiten Gruppe der ZF-Abgleich mit punktuellweisem Abgleich, bei dem die Prüferin der Reihe nach jeden Kreis der einzelnen Bandfilter abgleicht. Erst nach dem zweiten Abgleich der Bandfilter wird dann die gewobbelte

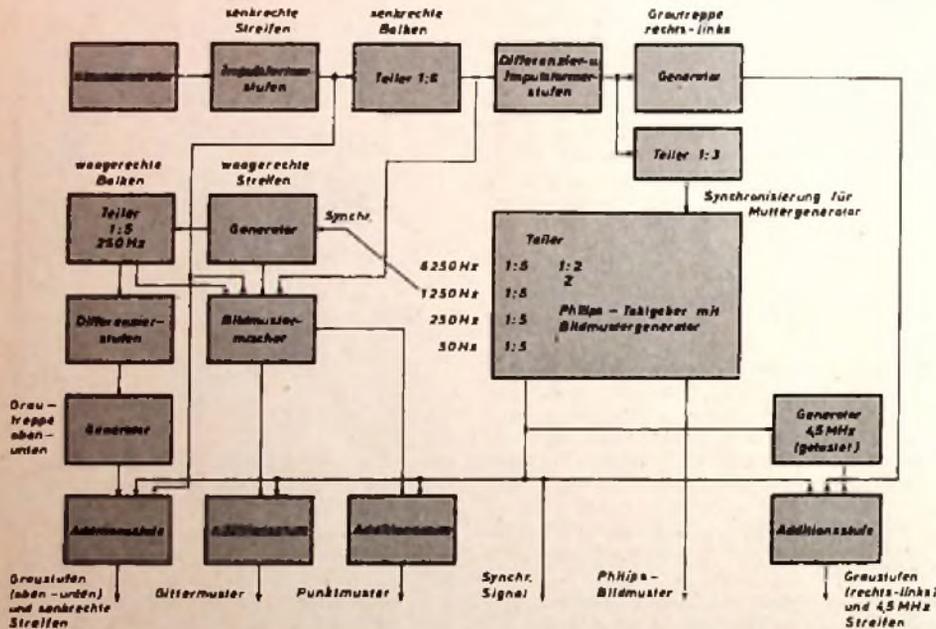


Abb. 1. Blockschaltbild für die Zusammenschaltung des Taktegebers und der Bildmustergeneratoren zur Versorgung der Montage- und Prüflplätze

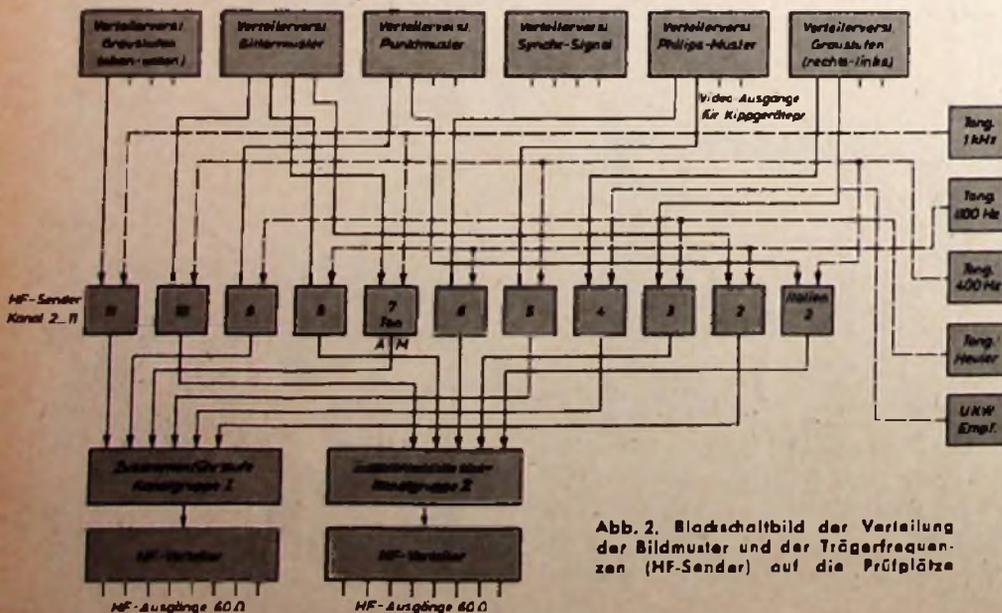


Abb. 2. Blockschaltbild der Verteilung der Bildmuster und der Trägerfrequenzen (HF-Sender) auf die Prüflplätze



Abb. 3. Teilbild des Prüffeldes für FS-Empfänger. Abb. 4 (rechts). Die Transporte in den weiträumigen Hallen werden mit Elektroziigen und Gabelstaplern durchgeführt

Frequenzkurve auf dem Oszillografen mit verschiebbaren Frequenzmarken auf Bandbreite, Lage der Tontreppe usw. geprüft. In einer dritten Gruppe erfolgt der Abgleich der Ton-ZF und in einer vierten die Einstellung der Bild- und Zeilenkippteile auf Frequenz, Linearität, Bildbreite und mit einer vertikalen Grauleiter als Testbild auf richtige Polung der Ablenkung. Die Arbeiter der fünften Prüfgruppe stellen alle von außen bedienbaren Regler auf die Mitte des Regelbereichs ein und überprüfen noch einmal alle Kanäle mit gewobelter HF-Spannung über den Antenneneingang. Abschließend machen alle Geräte eine Dauerbeanspruchung von mindestens vier Stunden durch. Dabei sind die Geräte jeweils 15 Minuten eingeschaltet, um nach fünf Minuten Pause automatisch wieder erneut eingeschaltet zu werden. Die Erfahrung hat gezeigt, daß während dieser vier Stunden die Frühausfälle von Röhren weitgehend zu erfassen sind, vor allem die Ausfälle der im Impulsbetrieb arbeitenden Röhren, deren Fehler bei statischen Belastungen und Prüfungen kaum zu erfassen sind.

Für die Versorgung aller Prüfplätze mit den notwendigen FS-Signalen steht ein Zentralsender zur Verfügung, der für jeden Kanal bestimmte Bildmuster und Tonmodulationen abgibt. Das Kernstück dieser umfangreichen Anlage ist der Taktgeber mit den Bildmuster-Generatoren (Abb. 1). Hier werden zusätzlich zu den Bildmustern eines Philips-Meßsenders, der gleichzeitig als Taktgeber dient, durch besondere Generatoren Impulse erzeugt, die in



mehreren Additionsstufen zu den jeweils gewünschten neuen Bildmustern zusammengesetzt werden. So stehen am Ausgang der Additionsstufen als Videogemisch zur Verfügung: Gittermuster, Punktmuster, Graustufen (oben-unten) und senkrechte Streifen, Graustufen (rechts-links) und 4,5-MHz-Streifen, Philips-Bildmuster und das Synchronsignal. Über Verteilerverstärker (Abb. 2) gelangen diese Muster auf je einen HF-Sender für jeden Kanal. Zusätzlich läßt sich jeder Sender mit verschiedenen Tonfrequenzen aus getrennten Tongeneratoren modulieren. In zwei Zusammenführstufen (Kanalgruppe I und II) kann man dann die Ausgänge der video- und tonmodulierten Sender zu Kanalgruppen zusam-

menfassen, von wo aus über HF-Verteiler und 60-Ohm-Kabel dann die einzelnen Prüfplätze versorgt werden. Die in den Gitter- und Punktmuster-Generatoren eigener Entwicklung erzeugten Bildmuster dienen vor allem zur Fokussierung und Einstellung der Geometrie. Zusätzlich können die in Bochum aufnehmbaren UKW- und Fernsehsendungen ebenfalls in die Zentralsender-Anlage eingespielt werden.

Nach Abschluß des Dauerlaufs erfolgt der Einbau der Chassis in die Gehäuse (die Gehäuse der Standgeräte und Truhen liefert das eigene Möbelwerk in Geroldsgrün/Oberfr.). Gehäuseantenne und Bildröhre sind bereits vorher eingebaut worden, und nach dem Einbau des Chassis wird dann in einer nochmaligen Schlußprüfung das Gerät zum erstenmal mit eigener Bildröhre in Betrieb genommen. *th*

Radar im Dienst des Verkehrs

Die von Jahr zu Jahr zunehmende Dichte des Straßenverkehrs stellt an die Lösung verkehrstechnischer Fragen immer höhere Anforderungen. Zuverlässige Unterlagen über Verkehrsdichte und Geschwindigkeit der Fahrzeuge sind wesentliche Voraussetzungen für alle Planungsarbeiten. Auch hierfür ist die Radartechnik berufen, ein wesentliches Hilfsmittel zu werden. Kürzlich führte Telefunken auf der Berliner Avus das erste Verkehrsradar rein deutscher Entwicklung vor, das über die erwähnten Aufgaben hinaus auch Geschwindigkeitsüberschreitungen anzeigt. Das in etwa 25 m Abstand schräg zur Fahrbahn aufzustellende Gerät hat den Meßbereich 20 - 150 km/h (Genauigkeit 3%).

Das Telefunken-Verkehrsradar (s. Titelbild dieses Heftes) arbeitet nach dem Doppler-Prinzip, d. h., der Frequenzunterschied zwischen der ausgesandten und vom bewegten Fahrzeug reflektierten HF-Schwingung ist das Maß für die Geschwindigkeit. Ein 25-mW-Klystronsender strahlt im 3-cm-Band über eine Richtantenne (horizontale Halbwertsbreite 9°) unmodulierte Schwingungen ab. Eine zweite Richtantenne nimmt die reflektierten Schwingungen auf, die in einer Mischstufe mit Si-Diode der Senderfrequenz überlagert werden. Die entstehende Doppler-Frequenz gelangt nach Verstärkung über ein Kabel in den Meß- und Anzeigeteil. Oberwählweise, durch Druckknöpfe auf der Vorderseite des Gerätes einschaltbare Hochpaßfilter, die nur entsprechende Frequenzen der Geschwindigkeiten von über 40, 60 oder 100 km/h durchlassen, gelangen dann nur Fahrzeuge oberhalb dieser Grenzwerte zur Anzeige.

Eine Auslöseschaltung prüft zunächst, ob die Amplitude während einer Prüfzeit von 0,1 s einen Mindestwert erreicht, und erst dann wird durch einen Lischgenerator die in der sogenannten Integrationschaltung gespeicherte Spannung der vorhergegangenen Geschwindigkeitsmessung gelöscht. Gleichzeitig damit wird ein Zählwerk betätigt, und der Meßzeitgenerator für die Steuerung der Meßzeit von 0,2 s angestoßen. Die Integrationschaltung gibt für die jeweils gemessene Geschwindigkeit eine Daueranzeige am eingebauten Instrument, so daß der Wert in Ruhe an dem in km/h gezeichneten Instrument abzulesen ist. Verläßt das Fahrzeug den Bereich der Strahlungskeule der Antenne, dann fällt in der Auslöseschaltung ein Relais ab und gibt die Anlage für die nächste Messung frei. Da der auf dem letzten Meßwert verharrende Zeiger für die nächste Anzeige nicht erst auf den Nullpunkt zurückgehen muß, kann nach einer Gesamtmeßzeit von nur 0,4 s bereits wieder eine neue Messung erfolgen. Das ist in Verbindung mit dem Meßprinzip entscheidend für die hohe Auflösung, also den Mindestabstand zwischen zwei getrennt zu messenden Fahrzeugen. Zur Registrierung kann zusätzlich ein Linienschreiber angeschlossen werden. Ebenso ist mit zwei Kopfhörern ein akustischer Vergleich zwischen der mit einem Vergleichsoszillator für eine bestimmte Geschwindigkeit einstellbaren Vergleichsfrequenz und der Doppler-Frequenz möglich, wobei für spätere Auswertungen selbstverständlich auch die Aufzeichnung auf Magnetband möglich ist.

Die Anlage ist für den Anschluß an 6 V - 12 V - oder 220 V ~ eingerichtet. Die Anodenspannung wird über einen Drehhacker erzeugt. Da in der Schaltung vielfach Transistoren an Stelle von Röhren eingesetzt sind, war es möglich, die Leistungsaufnahme auf nur etwa 55 W zu beschränken. *r*

EIN FROHES WEIHNACHTSFEST

UND EIN ERFOLGREICHES NEUES JAHR

wünscht die FUNK-TECHNIK allen ihren Lesern und Freunden

* * *

A MERRY CHRISTMAS AND A HAPPY NEW YEAR

to all our readers and friends

Einfluß des Abnahmepunktes der Gegenkopplungsspannung bei NF-Verstärkern

Aus dem Schaltbild des Niederfrequenzteils moderner Rundfunk- und Fernsehgeräte ist die Gegenkopplung nicht mehr wegzudenken, wobei meistens auch die Vorverstärkerröhre mit in die Gegenkopplung einbezogen wird. Bei den Geräten mit Ausgangsübertrager — und das ist nach der weitens größte Teil — fällt auf, daß die Entnahme der Gegenkopplungsspannung nicht einheitlich erfolgt. Es zeichnen sich dabei drei Grundmöglichkeiten ab, die alle praktisch angewandt werden, häufig allerdings kombiniert und nicht sofort erkennbar. Einmal erfolgt die Abnahme von der Primärseite des Übertragers, also von der Anode der (oder einer) Endröhre, zum zweiten von der Sekundärseite des Übertragers parallel zur Last und schließlich verschiedentlich auch aus einer zusätzlichen, unbelasteten Windung des Ausgangsübertragers.

Die Eigenarten dieser drei Möglichkeiten lassen sich nicht sofort übersehen, man muß vielmehr den Einfluß des Übertragers etwas genauer betrachten. Dazu ist in Abb. 1 das Ersatzschaltbild eines Eintakt-Ausgangsübertragers dargestellt. L ist die Induktivität des Übertragers, die sich durch eine Leerlaufmessung erfassen läßt, R_1 und R_2 ersetzen die Kupferverluste und sind bei niedrigen Frequenzen (bei denen noch keine Stromver-

DK 621.375.132

schätzung dieser Einflüsse eine Aufschlüsselung der Gegenkopplungswirkung in

1. Verringerung der nichtlinearen Verzerrungen sowohl des Verstärkers als auch des Übertragers.
2. Verringerung der linearen Verzerrungen, also Verbesserung des Frequenzganges.
3. Verringerung des Ausgangswiderstandes, also Vergrößerung der Lautsprecherdämpfung.

Die durch die Gegenkopplung bewirkte Erhöhung der Unempfindlichkeit der Schaltung gegen Änderungen der Bauelemente und Betriebsspannungen braucht in diesem Zusammenhang nicht betrachtet zu werden, da der Übertrager als zeitlich konstant angesehen werden kann, diese Eigenschaft also auch nicht beeinflußt. Dagegen ist es wichtig, den Einfluß des Übertragers auf die Stabilität gegenüber Selbsterregung zu untersuchen, also bei der Wahl des Abnahmepunktes für die Gegenkopplungsspannung auch die Größe der möglichen Phasendrehungen zu beachten. Die drei Abnahmepunkte für die Gegenkopplungsspannung sind im Ersatzschaltbild Abb. 1 mit A, B und C bezeichnet, wobei die Spannungsformation durch einen idealen Übertrager eigentlich das Ersatzschaltbild ergänzen müßte, denn im allgemeinen bestehen zwischen Primär- und Sekundärseite eines Ausgangsübertragers erhebliche Spannungsunterschiede. Wird jedoch, wie eingangs erwähnt, die Gegenkopplungsspannung bis zur Vorstufe geführt, dann ist auch die Sekundärspannung des Übertragers mehr als ausreichend. Der Spannungsbedarf soll daher die Wahl des Abnahmepunktes nicht beeinflussen.

Punkt A entspricht der Anode, C der Sekundärseite und B der Entnahme aus einer getrennten Windung. Genaugenommen müßte man bei B im Ersatzschaltbild auch den Widerstand und die Streuinduktivität der dritten Windung berücksichtigen; da diese aber viel schwächer belastet ist als die Sekundärwicklung, bleibt der Spannungsabfall an diesen Impedanzen ohne Bedeutung.

Bisher wurde über die Größenordnung der einzelnen Glieder des Ersatzschaltbildes noch nichts gesagt. Ihre genauere Betrachtung zeigt, daß bei üblicher Dimensionierung eines Ausgangsübertragers der Einfluß der einzelnen Elemente auf die Übertragereigenschaften je nach Frequenzbereich schwankt. Betrachtet man also das Verhalten des Übertragers je-

weils nur für einen Teil seiner Bandbreite, dann kommt man zu übersichtlicheren Ersatzschaltbildern. Im mittleren Frequenzbereich sind die Induktivität L nicht mehr und die Streuinduktivitäten und Kapazitäten noch nicht wirksam. Ebenso ist der Eigenklirrfaktor des Übertragers gegen den der Endröhre klein. Von dem Ersatzschaltbild bleiben in Abb. 2 also nur die beiden Längswiderstände übrig. Für die Forderung 1 ist es (immer ausreichende, im Gegenkopplungsweg durch einen frequenzunabhängigen Teiler abzuschwächende Spannung vorausgesetzt) gleichgültig, an welchem Punkt die Spannung entnommen wird. Forderung 2. entfällt, da keine Frequenzgangverzerrungen auftreten können. Dagegen beeinflußt die Lage des Abgriffpunktes den Ausgangswiderstand, da nur die innerhalb des Gegenkopplungsweges liegenden Impedanzen verkleinert erscheinen [2]. Es empfiehlt sich daher, die Abnahme der Spannung direkt an den Lautsprecherklemmen, in diesem Fall im Punkt C. Da das Netzwerk nur ohmsche Widerstände enthält, sind Phasendrehungen, die zu Instabilitäten führen, nicht zu befürchten.

Im Bereich der tiefen Frequenzen wird dieses Bild durch die Induktivität L und den Klirrgenerator zur Abb. 3a ergänzt. Abb. 3b zeigt das Zeigerdiagramm für die Teilung der Signalspannung U_S bei der Frequenz, bei der $\omega L = \dot{u}^2(R_2 + R_L)$ ist. Dabei ist der Deutlichkeit halber das Verhältnis R_1 zu $R_L \cdot \dot{u}^2$ ziemlich klein gewählt. Die Punkte A, B und C gelten für diese tiefen Frequenzen; zum Vergleich sind die Punkte A', B' und C' eingetragen, die der Teilung bei einer mittleren

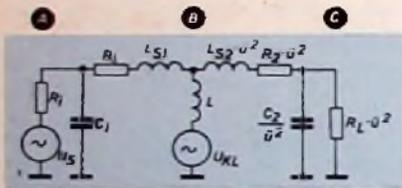


Abb. 1. Ersatzbild eines Leistungsübertragers ohne Berücksichtigung der Eisenverluste

drängung auftritt) gleich denwicklungswiderständen, L_{S1} und L_{S2} sind die Streuinduktivitäten. Die Eisenverluste lassen sich durch einen Widerstand parallel zu L darstellen; sie sind hier vernachlässigt, da bei üblicher Dimensionierung dieser Widerstand gegenüber dem Lastwiderstand ohne Einfluß ist. Die Wicklungskapazitäten der Primär- und Sekundärseite sind verteilt zwischen den einzelnen Windungen und Lagen wirksam, lassen sich aber für diese Betrachtung zu den Kapazitäten C_1 und C_2 zusammenfassen.

Der Oberwellen-Generator U_{KL} berücksichtigt die Nichtlinearität des Eisens [1] und liefert ohne Vormagnetisierung des Kerns durch den Anodengleichstrom (z. B. bei Gegentakstufen) vorwiegend ungeradzählige Harmonische, zu denen sich bei Eintaktstufen je nach Größe des Luftspaltes auch geradzählige addieren. Die Größe dieser Oberwellenspannung ist von der Induktion \mathfrak{B} im Eisen abhängig. Da diese bei konstanter Eingangsspannung U nach der Beziehung

$$U = 4,44 \cdot \mathfrak{B} \cdot I \cdot q_{Fe} \cdot w \cdot 10^{-8}$$

(q_{Fe} = Kernquerschnitt, w = Windungszahl) der Frequenz f umgekehrt proportional ist, wird die Generatorspannung U_{KL} bei tiefen Frequenzen am größten. Außerdem hat dieser Oberwellengenerator einen frequenzabhängigen Innenwiderstand in Gestalt der Induktivität L , die ebenfalls mit wachsender Frequenz die Oberwellenspannung am Lastwiderstand $R_L \dot{u}^2$ schwächt, so daß die vom Übertrager verursachten Verzerrungen nur bei tiefen Frequenzen berücksichtigt werden müssen.

Das Ersatzschaltbild eines solchen Übertragers stellt also schon ein recht umfangreiches Netzwerk dar, das die Wirksamkeit der Gegenkopplung in verschiedener Weise beeinflussen kann. Da nun die Gegenkopplung nicht nur einem Zweck dient, empfiehlt sich zur Ab-

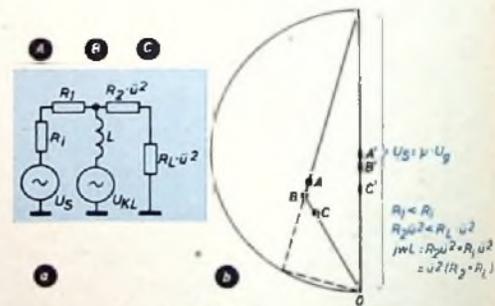


Abb. 3. Übertragerersatzbild für tiefe Frequenzen (a) und Spannungsdiagramm (b) dazu

Frequenz (Abb. 2) entsprechen. Es wurde ferner berücksichtigt, daß meistens $R_2 \cdot \dot{u}^2$ größer als R_1 ist, weil der Sekundärwicklung im allgemeinen weniger Wickelraum zugeteilt wird.

Zur Unterdrückung der Röhrenverzerrungen ist der Abgriff bei A am günstigsten, weil die dort entnommene Spannung die geringste Phasendrehung gegen die Steuerspannung U_0 der Endstufe aufweist. Dies ist wichtig, weil in der Beziehung für den Klirrfaktor

$$K' = \frac{K}{1 + \theta_a}$$

die Verstärkung im Gegenkopplungsweg θ_a durch die Phasendrehung komplex wird. Berücksichtigt man, daß die Gesamtphasendrehung von θ_a unter dem Einfluß der

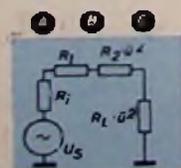


Abb. 2. Vereinfachung des Ersatzbildes Abb. 1 im mittleren Frequenzbereich des Übertragers

RC-Koppelglieder zwischen den Verstärkerstufen 90° überschreiten kann, dann sinkt der Betrag des Nenners schneller als jener der Verstärkung und kann kleinere Werte als 1 erreichen; das hat ein entsprechendes Anwachsen der Verzerrungen K' zur Folge. Diese Betrachtungen gelten für konstante Ausgangsspannung, also gleiche Röhrenaussteuerung und damit konstante Größe K der Verzerrungen. In Wirklichkeit wächst K mit sinkender Frequenz, weil die Endstufe dann auf einen komplexen Außenwiderstand arbeitet. Doch das ist unabhängig von der Gegenkopplung und sei daher nur am Rande erwähnt.

Für die Verringerung des durch die Nichtlinearität des Eisens verursachten Klirrfaktors ist der Abgriff bei A und B praktisch gleich gut geeignet, da wegen des großen Verhältnisses R_1/R_2 zwischen beiden Punkten kaum ein Spannungsunterschied besteht und beide Punkte den gleichen Phasengang aufweisen. Zur Linearisierung des Frequenzganges soll die Gegenkopplung die linearen Verzerrungen möglichst direkt am Ausgang erfassen, also am Punkt C. In diesem Frequenzgebiet ist aber Punkt B ebensogut brauchbar, da zwischen beiden nur eine Widerstandsteilung, also keine Frequenzgangbeeinflussung auftritt. Für den Ausgangswiderstand gilt das gleiche

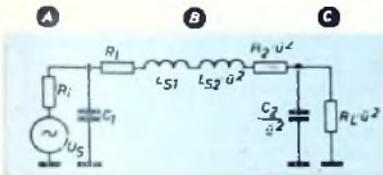


Abb. 4 Übertragerersatzbild für hohe Frequenzen

wie bei den mittleren Frequenzen, also ist der Abgriff bei C günstig für größte Lautsprecherdämpfung

Für das Gebiet der hohen Frequenzen zeigt Abb. 4 das Ersatzschaltbild; hier läßt sich leider kein einfaches Diagramm aufstellen. Zu beiden Längswiderständen addiert sich jeweils die Streuinduktivität, während die Querwiderstände durch die Wicklungskapazitäten überbrückt sind. Ein solches Netzwerk liefert recht erhebliche Phasendrehungen in der Gegend der Resonanz der LC-Glieder (die Lage dieser Resonanzstellen hängt stark von der Ausführung des Übertragers ab) und die Stabilität der Schaltung bei hohen Frequenzen wird hierdurch gefährdet [3].

Im Rahmen dieser Arbeit genügen qualitative Betrachtungen, wobei sich ganz ähnliche Verhältnisse wie bei tiefen Frequenzen ergeben. Zur Verzerrungssenkung muß auch hier die Gegenkopplungsspannung an einem Punkt möglichst kleiner Phasendrehung (Punkt A) abgegriffen werden, damit auch die hohen Frequenzen noch gegengekoppelt werden; denn wenn auch eine Störung durch die aus dem Hörbereich hinausfallenden Oberwellen nicht zu befürchten ist, können doch die höchsten Signalfrequenzen Interferenzen bilden, die in das Gebiet größerer Ohrempfindlichkeit fallen.

Zur Frequenzgangentzerrung ist dagegen die Spannung möglichst direkt am Lautsprecher abzugreifen (Punkt C), damit der Einfluß der Blindwiderstände des Übertragers von der Gegenkopplung mit erfaßt wird. Bei Verstärkern zur Schallwiedergabe interessiert dabei nur die Änderung der Amplituden. Der gleichzeitig vorhandene Phasengang ist vom Gehör nicht wahrnehmbar, wirkt aber bei der Gegenkopplung unterstützend auf die Entzerrung. Dies kann so weit gehen, daß durch die Phasendrehung aus der Gegenkopplung eine Mitkopplung wird und die Verstärkung der höch-

sten Frequenzen größer als die Bandmittenerverstärkung ohne Gegenkopplung [4] ist. Diese Erscheinung ist von dem Zusammenhang zwischen Phasen- und Amplitudengang [3] und der Stärke der Gegenkopplung abhängig. Im allgemeinen wird eine leichte Anhebung der hohen Frequenzen begrüßt, während eine zu hohe Verstärkungsspitze die Stabilität gefährdet und durch besondere Entzerrungsmaßnahmen [4,5] unterdrückt werden muß.

Bei hohen Frequenzen ist eine Dämpfung der Lautsprecher nicht mehr wichtig, daher kann der Ausgangswiderstand hier unbeachtet bleiben.

Man erkennt, daß diese Betrachtungen noch nicht zu einer eindeutigen Dimensionierungsvorschrift führen, weil sich an den Grenzen der Übertragerbandbreite widersprechende Forderungen für die Abnahme der Gegenkopplungsspannung ergeben. Daraus lassen sich zwei Grenzfälle ableiten. Man kann einmal einen hochwertigen Ausgangsübertrager verwenden, dessen Übertragungsbreite die des Tonfrequenzbereiches wesentlich übersteigt. Dann ist für das Nutzsignal nur der mittlere Bereich maßgebend, und man kann ohne Nachteil für die Verzerrungen die Gegenkopplungsspannung direkt am Lautsprecher (Punkt C) entnehmen. Unstabilitäten, die die Stärke der Gegenkopplung begrenzen, treten dann erst außerhalb der Nutzbandbreite auf, so daß man die Entzerrglieder zu ihrer Verringerung ohne Rücksicht auf das Nutzsignal dimensionieren kann.

Im anderen Grenzfall benutzt man einen ganz einfachen Ausgangsübertrager und zwei getrennte Gegenkopplungskanäle, einen von A zur Senkung des Klirrfaktors und einen zweiten von C zur Verbesserung des Frequenzganges und zur Vergrößerung der Lautsprecherdämpfung, wobei im mittleren Frequenzbereich auch hierdurch der Klirrfaktor gesenkt wird. Man erhält also immer noch eine in den Randgebieten ansteigende Klirrfaktorkurve, die nur durch die von A entnommene Gegenkopplung in ihrer Höhe verschoben wird. Die Stärke der Gegenkopplung von C wird durch die Unstabilität an den Bereichsgrenzen ziemlich schnell begrenzt. Es ist deshalb auch nur bedingt möglich, die mangelnde Qualität eines Übertragers durch eine stärkere Gegenkopplung wettzumachen. Grundsätzlich ist das Verhältnis der beiden Gegenkopplungen von A und C frei wählbar, je nachdem, welche Eigenschaften stärker betont werden sollen. Die Benutzung einer Gegenkopplung von einer getrennten Wicklung (B) entspricht in großen Zügen der Wirkung dieser beiden getrennten Gegenkopp-

lungen. Es hängt dann allerdings nur von den Übertragerdaten ab, in welchem Verhältnis die einzelnen Verstärkereigenschaften beeinflusst werden. Die normale Dimensionierung eines Verstärkers liegt zwischen den geschil- derten Grenzfällen. Anzustreben ist dabei also nach dem Vorhergesagten ein möglichst guter Ausgangsübertrager in Verbindung mit einer Gegenkopplung von der Sekundärseite (Punkt C) aus.

Die Abnahme am Punkt B erscheint dagegen in der Praxis häufig in abgewandelter Form, nämlich bei Verstärkern mit umschaltbarer Ausgangsimpedanz, bei denen die Gegenkopplungsspannung immer am gleichen Punkt entnommen wird (Abb. 5a und b). Beide möglichen Fälle sind für Frequenzgang und Lautsprecherdämpfung ungünstiger als die direkte Abnahme am Lautsprecher. Bei dem Fall nach

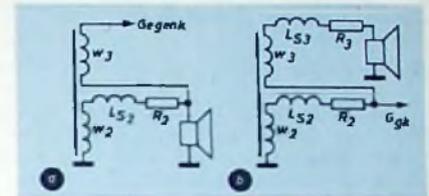


Abb. 5. Entnahme der Gegenkopplungsspannung bei umschaltbarer Ausgangsimpedanz. a = niedrige Lautsprecherimpedanz, Gegenkopplung von der Gesamtwicklung; b = hohe Lautsprecherimpedanz, Gegenkopplung von der Anzapfung

Abb. 5a kann man sich vorstellen, daß die an LS_2 und R_2 abfallende Spannung nicht von der Transformation w_2 auf $w_1 + w_2$ erfaßt wird, also zu klein in den Gegenkopplungskanal gelangt, während in Abb. 5b der Spannungsabfall an LS_2 und R_2 überhaupt nicht zur Gegenkopplung beiträgt.

Schrifttum

- [1] Domsch, G. H.: Der Übertrager in der Nachrichtentechnik. Leipzig 1953, Akademische Verlagsgesellschaft Geest und Portig KG
- [2] Möller, H. G.: Die physikalischen Grundlagen der Hochfrequenztechnik 3. Aufl. Berlin 1955, Springer Verlag
- [3] Langsdorff, W.: Stabilitätsprobleme bei Niederfrequenzverstärkern mit Übertragern im Gegenkopplungsweg. Frequenz Bd. 9 (1955) Nr. 11, S. 369-379 und Nr. 12, S. 422-428
- [4] Terman, Radio Engineers' Handbook, New York and London 1943, McGraw-Hill Book Company Inc., S. 400 u. f.
- [5] Bartels, H.: Grundlagen der Verstärkertechnik 4. Aufl. Leipzig 1953, Verlag S. Hirzel

Erdung von Fenster- und Dachrinnen-Antennen

Für die Erdung von Außenantennen gilt die VDE-Vorschrift 0855/1, 44, an deren Neufassung die zuständige VDE-Kommission zur Zeit arbeitet. Bei der starken Verwendung von Fenster- und Dachrinnen-Antennen taucht immer wieder die Frage auf, ob nach den geltenden Bestimmungen beide Antennenarten geerdet werden müssen. Nach uns kürzlich zugegangenen Informationen ist der Stand der Dinge etwa folgender:

Die Kommission ist der Ansicht, daß Außenantennen geerdet werden müssen, damit bei eventuellen Blitzeinschlägen der Blitzstrom vor Eintritt in das Gebäude abgeleitet werden kann. Von dieser Bestimmung ausgenommen werden voraussichtlich lediglich Antennen sein, deren höchster Punkt mindestens 3 m unterhalb der Haupttraufenhöhe und höchstens 1,80 m von der Hauswand entfernt ist. Damit fallen in der Regel sogenannte Fensterantennen nicht unter die vorgesehene Erdungsvorschrift. Dagegen müssen an der Dachrinne befestigte Antennen geerdet werden. Hier-

bei genügt als Erdung das Regenfallrohr, wenn für den Blitzstrom ein Querschnitt von mindestens 100 mm² zur Verfügung steht. Es muß selbstverständlich bei den Regenfallrohren besonders darauf geachtet werden, daß diese auch eine ausreichende elektrische Verbindung mit einem Erder haben, die z. B. nicht vorliegt, wenn das Regenfallrohr in einem Tonrohr endet, was häufig der Fall ist. Bei UKW- und Fernsehantennen kann häufig die Antenne leitfähig mit dem Erder verbunden werden. In den Fällen, in denen dies nicht möglich ist, darf die Erdungsleitung durch eine Schutzfunkenstrecke von höchstens 30 mm Überschlagesstrecke unterbrochen werden.

Grundsätzlich ist hierzu zu sagen, daß die derzeitigen Beschlüsse der VDE-Kommission noch nicht als endgültig angesehen werden können, da sich unter Umständen bei den weiteren Beratungen noch die Notwendigkeit einer Änderung ergibt, wenngleich nach dem derzeitigen Beratungsstand wahrscheinlich damit nicht zu rechnen ist.

Besonderheiten der Puls-Phasen-Modulation und ihre Anwendung in der Richtfunktechnik

Die neuzeitliche Hochfrequenztechnik bedient sich in steigendem Maße der elektrischen Impulse. Nicht nur in der Radar- und der Fernseh-technik, sondern auch im jüngsten Zweig der elektrischen Nachrichtentechnik, der drahtlosen Mehrkanal-Richtstrahlentelefonie, erlangt die Impulstechnik immer größere Bedeutung. Für die Übertragung von Ton und Sprache interessiert vor allem die Modulierbarkeit der Impulse, d. h. die Beeinflussung der hochfrequenten Schwingungspakete durch eine niederfrequente Modulationsspannung.

1. Die wichtigsten Impulsmodulationsarten (Abb. 1)

1.1 Impuls - Amplituden - Modulation (PAM)

Bei der PAM wird die Impulshöhe entsprechend dem Modulationssignal geändert; der zeitliche Abstand und die Dauer der einzelnen Impulse bleiben konstant.

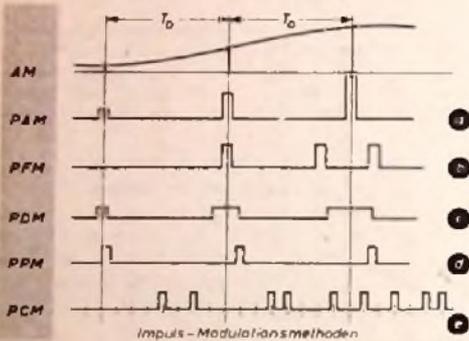


Abb. 1. Verschiedene Methoden zur Modulierung von Impulsfolgen. T_0 = zeitlicher Impulsabstand ($1/T_0$ = Impuls wiederholungs-frequenz)

1.2 Impuls - Frequenz - Modulation (PFM)

Hier ändert sich die Impuls wiederholungs-frequenz entsprechend dem Modulationssignal, während Dauer und Amplitude der einzelnen Impulse gleich bleiben.

1.3 Impuls - Dauer - Modulation (PDM)

Bei der PDM (auch mit Impuls-längen- oder Impulsbreite-Modulation bezeichnet) wird die Breite der Trägerimpulse durch das Modulationssignal beeinflusst, wobei die Impuls-amplitude in beiden Fällen ebenso wie auch der Abstand der Impulsmitten konstant bleibt.

1.4 Impuls - Phasen - Modulation (PPM)

Bei der PPM (auch Impuls-Lage-Modulation genannt) ändert sich die zeitliche Verschiebung von Impulsen konstanter Dauer und Amplituden, die in der Ausgangslage gleiche Zeitabstände aufweisen, entsprechend dem Modulationssignal.

1.5 Impuls - Code - Modulation (PCM)

Hier wird mit Impulsgruppen gearbeitet, deren Zusammensetzung dem jeweiligen Momentanwert des Modulationssignals nach einem vorgegebenen Code entspricht.

2. Die Eignung der verschiedenen Systeme für die Richtfunktechnik

Die Systeme nach 1.1 und 1.2 scheiden für die Impuls-Mehrkanal-Nachrichtentechnik aus folgenden Gründen aus:

a) die PAM unterliegt in hohem Maße unerwünschter Störbeeinflussung. Bei ihr kann

man die Amplitudenbegrenzung im Empfänger wie sie zur Störunterdrückung bei verschiedenen Modulationsarten nützlich ist, nicht anwenden, weil damit gleichzeitig auch der Modulationsinhalt unterdrückt würde.

b) Die PFM eignet sich vorwiegend zur Übertragung eines einzelnen Kanales. Die bei der Impuls-Mehrkanal-Technik normalerweise angewendete zeitliche Verschiebung der verschiedenen Kanäle kann hier nicht ohne weiteres realisiert werden.

c) Die PDM hat zwar die oben erwähnten Nachteile nicht, hat aber auf der Impuls- und Hochfrequenzseite eine variable, von den Modulationssignalen abhängige Leistungskomponente, die zur Verhinderung des Kanal-übersprechens und zur Erhaltung der hochfrequenten Betriebsstabilität besondere Maßnahmen erfordert.

d) Die PPM ist wegen ihrer Einfachheit und ihrer für die Höchstfrequenztechnik zweckmäßigen Eigenschaften die in der Richtfunktechnik vorwiegend angewendete Modulationsart. Auf diese Modulationsart wird deshalb nachstehend noch näher eingegangen.

e) Die PCM hat ähnliche gute Eigenschaften; man erreicht mit ihr auch Geräuschverbesserungsfaktoren, die die anderen Modulations-systeme noch übertreffen. Sie arbeitet aber mit einer stufenartigen Modulationskennlinie und benötigt relativ großen Schaltungsaufwand, so daß eine allgemeine Einführung dieses Verfahrens bisher nicht zustande kam.

3. Grundlagen der PPM-Richtfunktechnik

3.1 Das Zeit-Multiplex-System

Ein Mehrkanalsystem ist durch die Art der Kanalverschachtelung charakterisiert, die notwendig ist, um eine größere Anzahl von Kanälen einem einzigen Träger aufzuzumulieren bzw. von diesem abzulösen. Diese Kanalverschachtelung kann grundsätzlich auf zwei verschiedene Arten ausgeführt werden:

a) Frequenz-Multiplex-Systeme, bei denen die einzelnen Kanäle frequenzmäßig umgesetzt und nebeneinander gelegt werden;

b) Zeit-Multiplex-Systeme, bei denen die einzelnen Kanäle in Kanal-Impulsfolgen verwandelt werden, deren Impulse zeitlich so gegeneinander versetzt sind, daß in die Lücken zwischen zwei Impulsen eines Kanals je ein Impuls der anderen Kanäle eingeschleust werden kann.

In der Zeit-Multiplex-Technik ist die Puls-Phasen-Modulation eine bevorzugte Modulationsart, bei der die Gespräche oder die Musik auf sich periodisch wiederholende Impulse gleicher Breite und Amplitude übertragen werden. Einfache Abtastorgane (Abb. 2) in Form elektronischer Schalter — einer auf der Modulator-(Sender-)Seite und ein mit diesem synchron laufender auf der Demodulator-(Empfänger-)Seite — sorgen für die zeitlich richtige Übertragung und Auswertung der Kanalimpulse. Im Rahmen dieses Aufsatzes ist es nicht möglich, auf die verschiedenen PPM-Systeme näher einzugehen. Die folgenden Ausführungen beschränken sich deshalb auf ein sich in der Praxis bewährtes klassisches PPM-System.

3.2 Die Modulation der Kanalimpulse

Bei der Puls-Phasen-Modulation wird mit jedem z. B. vom Amt auf dem Kanalsammler ankommenden Gespräch (NF-Kanal) eine Impulsfolge moduliert. Eine kleine, dem jeweiligen Momentanwert der Sprechspannung pro-

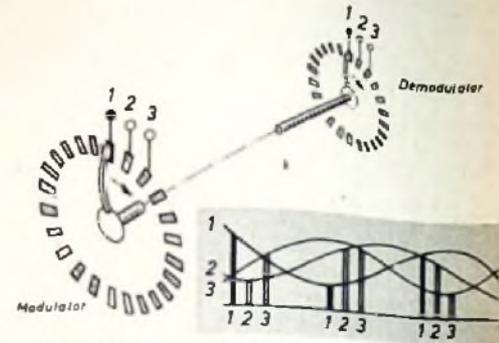


Abb. 2. Schematische Darstellung des Vorganges beim Zeit-Multiplex-System; ein Abtastorgan auf der Modulatorseite und ein mit diesem synchronlaufendes Verteilorgan auf der Demodulatorseite

portionale zeitliche Verschiebung der Kanalimpulse aus deren Mittellage trägt dabei die Modulation. Eine solche Phasenmodulation der Kanalimpulse kann gleichzeitig mit der Impulserzeugung erfolgen. Dazu wird eine Schaltung verwendet, die, durch eine äußere Steuerspannung angetrieben, absolut selbständig einen in bezug auf Amplitude und Zeitdauer genau definierten Impuls erzeugt. Dimensioniert man eine derartige Schaltung so, daß der Impuls gestartet wird, wenn die Steuerspannung von Minus nach Plus das Potential 0 V durchläuft, dann kann damit eine Impulsfolge mit konstantem Impulsabstand direkt von einer Sinusspannung abgeleitet werden. Addiert man zu einer solchen Sinusspannung eine verglichen mit dieser wesentlich kleinere Modulationsspannung und verwendet dann die Summenspannung zur Steuerung der erwähnten Schaltung, so entsteht eine Impulsfolge, deren Impulse proportional zur Modulationsspannung zeitlich

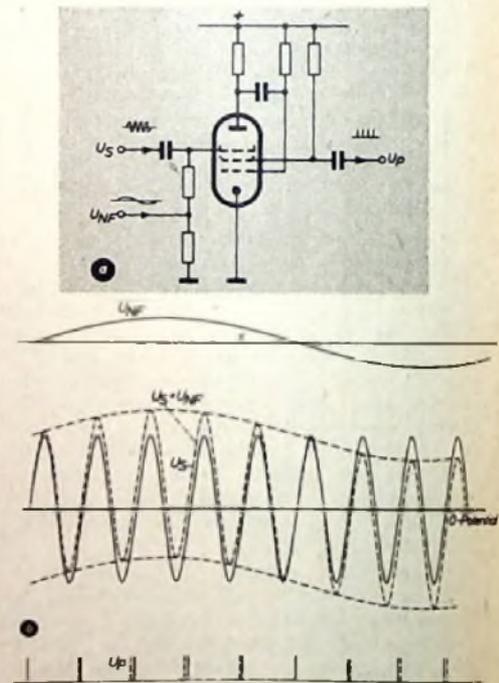


Abb. 3. Bildung einer phasenmodulierten Impulsfolge. U_{NF} = Modulationsspannung (NF-Sprechspannung, die in eine Puls-Phasen-Modulation umzuwandeln ist), U_S = Sinusspannung, deren Frequenz der gewünschten Impuls wiederholungs-frequenz entspricht, U_P = Kanalimpulse (— unmodulierte, - - - lagenmodulierte Kanalimpulse)

von ihrer Mittellage abweichen (Abb. 3). Die je Kanal notwendige Wiederholungsfrequenz der Impulse ist von der oberen Frequenzgrenze des betreffenden Kanales abhängig; z. B. ist für die Übertragung der Sprachfrequenzen bis 3400 Hz (entsprechend den Empfehlungen des CCIF) eine Impulszahl von mindestens 8000 je Sekunde notwendig. Wenn Mehrkanalanlagen gleichzeitig zur Übertragung von Musik- und Sprachkanälen verwendet werden, ist die Impulswiederholungszahl dem Frequenzbereich des Musikkanales anzupassen. In diesem Fall wird zweckmäßigerweise von einer 32-kHz-Sinusspannung ausgegangen, mit der man zunächst sechs Impulsgruppen erzeugt, die durch Phasenschieber zeitlich gegeneinander versetzt

die Impulse, die zum betreffenden Kanal gehören, passieren können, während alle übrigen weggelassen bleiben. Die Steuerspannung zur Bildung der Tore wird im hier beschriebenen Fall von zwei verschiedenen Sinusspannungen abgeleitet (Abb. 5). Dabei wird die Impulsreihe zuerst den Gruppenauswertern zugeführt, die entweder eine Kanal-Impulsfolge von 32 000 Imp/s für Musik oder vier Kanal-Impulsfolgen von 8000 Imp/s für Sprache ausscheiden und zudem die lagemodulierten Impulse in breitmodulierte Impulse verwandeln. Sofern es sich um eine Musikkanal-Impulsfolge handelt, müssen die breitmodulierten Impulse nur noch ein Tiefpaßfilter durchlaufen, dessen Bandbreite dem Musikkanal-Frequenzbereich entspricht, und

Phase mit dem modulatorseitigen Oszillator in Gleichlauf ist. Damit die Synchronisierimpulse sich demodulatorseitig von den Kanalimpulsen trennen und auswerten lassen, müssen sie sich von diesen durch ein besonderes Merkmal unterscheiden. Man gibt ihnen daher entweder eine größere Breite oder bildet sie als Doppelpuls aus. Sie selbst werden dabei nicht moduliert, sondern sie haben lediglich für die genaue Phasenlage der Torspannungen zu sorgen. Durch ein integrierendes Netzwerk werden diese Synchronisierimpulse dann aus der empfangenen Impulsreihe herausgelöst und zur Steuerung einer mit großer Zeitkonstante (etwa 0,5 s) arbeitenden Regelung des demodulatorseitigen 32-kHz-Oszillators verwendet.

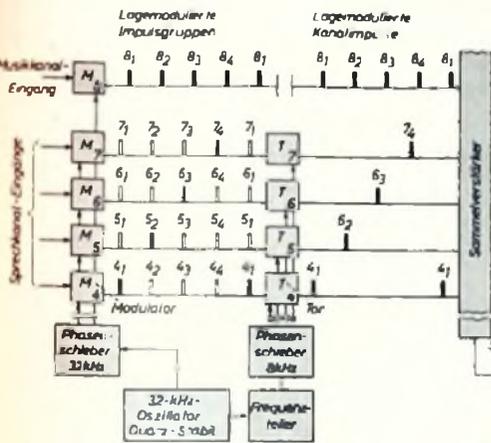


Abb. 4 Modulatorseitige Bildung von Impulsreihen

Eine 24-Kanal-Impulsreihe (1 ... 23 Sprachkanäle; der 24. ist ein Synchronisierimpuls S). A = unmodulierte Impulsreihe; B = teilweise modulierte Impulsreihe (einige Kanäle moduliert, in ihrer Lage verschoben); C = 3 konsekutive Kanäle, aus der Impulsreihe A vergrößert herausgezeichnet; D = 2 konsekutive Kanäle, entgegengesetzt moduliert, der dritte Kanal ist hier unmoduliert. Abb. 6

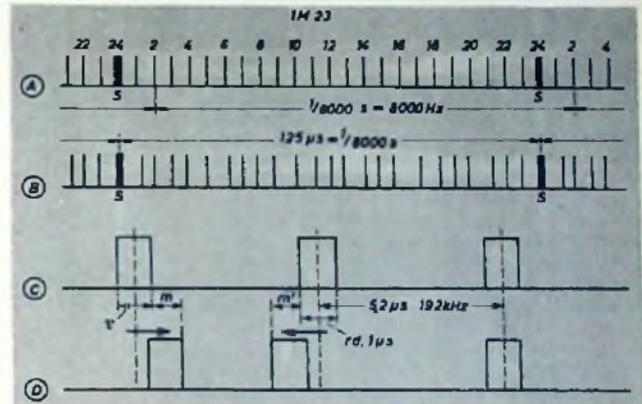
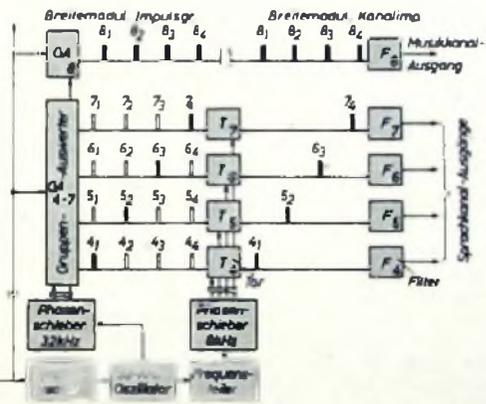


Abb. 5. Demodulatorseitige Ausblendung der Kanalimpulse

Lagemodulierte Impulsreihe ausblendbar auf 24 Sprachkanäle oder auf 5 Musik- + 4 Sprachkanäle



werden. Diese Impulsgruppen dienen dann entweder als Basis für eine Musikkanal-Impulsfolge oder als Basis von vier Sprachkanal-Impulsfolgen (Abb. 4). In diesem System wird jeder Kanal in getrennten Modulatoren einzeln moduliert und gibt 32 000 lagemodulierte Impulse je Sekunde ab. Eine jedem Gesprächskanal zugeordnete Sperrschwingung (sogenannte Töne), die über ein Phasenglied von einer in Frequenz und Phase gesteuerten 8-kHz-Spannung abgeleitet wird, läßt nur jeden vierten Impuls passieren. Dadurch erhält man am Kanalausgang die gewünschte Kanal-Impulszahl von 8000 Imp/s für Sprache oder, bei Weglassen der Sperrschwingung, eine solche von 32 000 Imp/s für Musik.

3.3 Die Demodulation der Kanalimpulse

Im Empfänger werden die über die Antenne empfangenen HF-Impulse in Gleichstrom-Impulse umgewandelt und dem demodulatorseitigen Multiplexteil zugeführt. Dieser hat nun die Aufgabe, die ihm zugeführte Impulsreihe in einzelne Kanal-Impulsfolgen zu zerlegen, aus denen dann das gewünschte NF-Signal zurückgewonnen wird. Grundsätzlich verwendet man zur Ausschließung der Kanal-Impulsfolgen einfache Torschaltungen, die so gesteuert werden, daß nur

schon erscheint am Ausgang des Filters das gewünschte Tontrennungssignal des betreffenden Kanales. Handelt es sich dagegen um eine Impulsgruppe für Sprachkanäle, so ist diese mit Hilfe entsprechender Torschaltungen zuerst in Sprachkanal-Impulsfolgen zu zerlegen, die dann einzeln die Tiefpaßfilter der Sprachkanäle zu durchlaufen haben.

3.4 Die Synchronisierimpulse und ihre Aufgabe

Wie schon in Abb. 2 zum Ausdruck gebracht wurde, bedarf es eines Gleichlaufes der elektronischen Schalter auf der Modulator- und der Demodulatorseite. Es handelt sich dabei um einen Schaltvorgang, bei dem jeder Nachrichtenkanal gleichsam mit einem Zeitschalter verbunden ist, der jeweils nur dann schließt, wenn der zum betreffenden Kanal gehörende Impuls passieren soll. Diese Elektronenschalter sind Torschaltungen, deren „Torspannungen“ durch den Synchronisierimpuls (auch Markier- oder Taktimpuls genannt) phasenstarr gekoppelt sind. Diese Torspannungen werden über Phasenschieber, sowohl auf der Modulator- als auch auf der Demodulatorseite, von je einem 32-kHz-Oszillator abgeleitet. Beim demodulatorseitigen Oszillator wird nun mit Hilfe der Synchronisierimpulse dafür gesorgt, daß er in bezug auf Frequenz und

3.5 Impulsabstand und Kanalzahl

Den normalen Sprachkanälen liegt eine Impulsfolge von 8000 Imp/s zugrunde (Abb. 6). Für eine Anlage mit 24 Kanälen ergibt sich daraus ein Impulsabstand von

$$\frac{1}{8000 \cdot 24} = 5,2 \cdot 10^{-6} = 5,2 \mu s$$

und dementsprechend bei vollausgebauter Anlage eine Impulsfrequenz von

$$\frac{1}{5,2 \cdot 10^{-6}} = 192 \cdot 10^3 = 192 \text{ kHz}$$

Der Impulsabstand von 5,2 µs teilt sich auf in einen Anteil für die Impulsbreite und in zwei sich in ihrer Dimensionierung gegenüberstehende Anteile, nämlich einen für den Modulationshub der Impulse und einen für den Sicherheitsabstand zwischen den modulierten Impulsen. Da es mit einem auf maximal ± 1,4 µs begrenzten Modulationshub ohne weiteres möglich ist, Kanäle, die in bezug auf Aussteuerreserve und Geräuschabstand den Empfehlungen des CCIF entsprechen, zu übertragen, bleibt bei einer Impulsbreite von maximal 1 µs noch ein Anteil für den Sicherheitsabstand von 1,4 µs. Damit kann der empfohlene Übersprechabstand zwischen den Kanälen mit genügender Reserve für die Alterung der Geräte eingehalten werden. Die Kanalzahl 24 hat außer dem zweckmäßigen Impulsabstand noch den Vorteil, daß sie sich durch 2, 3, 4, 6, 8 und 12 teilen läßt, was die Bildung von verschiedenen Kanalgruppen (z. B. für Breitbandübertragungen) ermöglicht.

4. Die Hochfrequenzseite der PPM-Richtfunktechnik

4.1 Sender und Empfänger
Die Richtfunktechnik arbeitet vorwiegend im Frequenzgebiet der dm- und cm-Wellen. Die besonderen Eigenschaften der Puls-Phasen-Modulation wirken sich in diesem Frequenzgebiet günstig aus. Bei dieser Übertragungsort reduzieren sich nämlich die sonst recht beachtlichen Modulationsprobleme der Senderseite auf das zeitlich präzise Ein- und Ausschalten (Tasten) des Senders durch die Im-

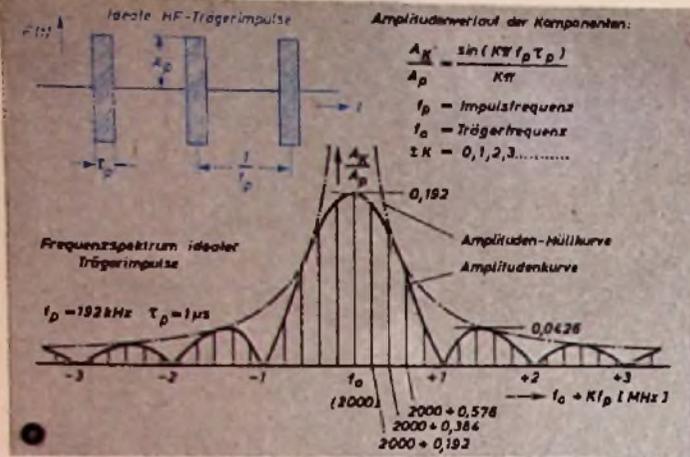


Abb. 7. Impulsspektrum theoretisch betrachtet. a = Frequenzspektrum idealer Trägerimpulse über einen Bereich von ± 3 MHz, b (rechts) = Amplitudenhüllkurve des gleichen Frequenzspektrums über einen weiten Bereich von ± 150 MHz betrachtet

pulse Außerdem kann ein derart gestauter Sender eine Impulsleistung abgeben, die um das Tastverhältnis (Verhältnis zwischen Impulsbreite zu Impulsbreite) größer ist als seine Dauerstrichleistung. Aber auch auf der Empfangsseite steht dieses Modulationsverfahren anderen Verfahren keinesfalls nach. Da das Modulationskriterium die Zeit ist, bleibt der im Demodulator der Empfangsseite ausgewertete NF-Ausgangspegel unabhängig von der hochfrequenten Feldstärke am Empfänger. Diese Eigenschaft des Modulationssystems erlaubt auch die Zwischenschaltung von Relaisstationen ohne Veränderung der Modulation. Es bleiben daher Klrriktor und Pegel der einzelnen Kanäle unabhängig von der Anzahl der zwischen die Endstationen geschalteten Relaisstationen

4.2 Das Frequenz-Spektrum

Will man Richtfunkanlagen, die mit Puls-Phasen-Modulation arbeiten, richtig einsetzen, dann muß man sich von vornherein über das dabei auftretende Impuls-Spektrum im klaren sein. Einen übersichtlichen Hinweis auf die zu erwartende Größe der Komponenten liefert die Fourier-Analyse rechteckiger Trägerimpulse. Das in Abb. 7 dargestellte Frequenz-Spektrum idealer Trägerimpulse läßt den Abfall der Amplituden der einzelnen Impulsfrequenzen des Spektrums erkennen. Für die Beurteilung der Pegelverhältnisse des Trägerspektrums genügt jedoch die Betrachtung der „Amplitudenhüllkurve“. Wie die Kurven zeigen, fällt diese zunächst rasch ab, in einem weiten Abstand von der Trägerfrequenz jedoch nur sehr langsam. Diese relativ hohen Pegel können in benachbarte Empfangskanäle fallen und müssen daher zur Sicherung eines störungsfreien Empfanges durch zusätzliche Siebmittel, zweckmäßigerweise Bandfilter, entsprechend beschnitten werden. Das bei den Trägerimpulsen eines selbsterregten Senders auftretende Spektrum ist jedoch in Wirklichkeit nicht genau symmetrisch (Abb. 8). Durch ein Senderbandfilter mit entsprechender Dämpfungscharakteristik ist es jedoch mög-

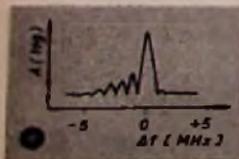


Abb. 8. Spektrum der Sendepulse. a = ohne Filter direkt am Ausgang eines Senders aufgenommen, b = die gestrichelte Linie entspricht der Amplitudenhüllkurve des Senderspektrums einschließlich aller Störungen im Temperaturbereich von -20°C bis 40°C , die ausgezogene Linie umfaßt das für die Einsatzplanung maßgebende Spektrum hinter dem Frequenzweichenbandfilter (einschließlich aller Störungen)

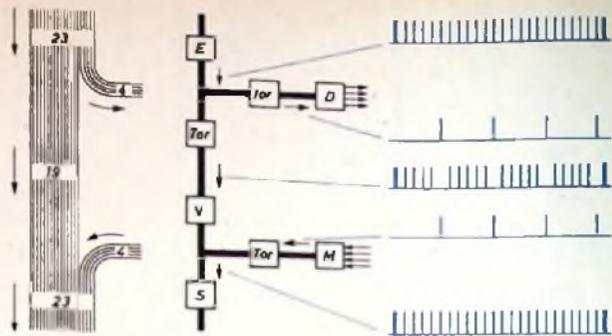
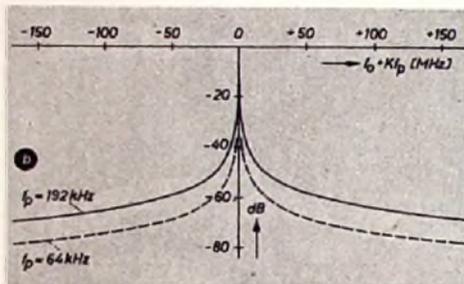


Abb. 9. Kanalabzweigung (Drop und Insert) bei Zeit-Multiplex. Von 23 Sprachkanälen einer Relaisstation werden hier 4 Kanäle abgezweigt (Drop) und 4 Kanäle eingeschleust (Insert). E = Empfänger, S = Sender, V = Impulsverstärker, D = empfängersseitiger Demodulator, M = senderseitiger Modulator, T = Torschaltung. Rechts (blau) das Kanalschema



lich, das Frequenz-Spektrum von PPM-Anlagen derart zu bescheiden, daß weder der mit der gleichen Antenne wie der Sender arbeitende Empfänger noch benachbarte Empfänger anderer Verbindungen gestört werden.

5. Weitere Besonderheiten der PPM-Richtfunktechnik

5.1 Ruf- und Wahlübertragung

Die Übertragung von Ruf- oder Wahlsignalen (Rufstrom bis etwa 60 Hz, Gleichstromimpulse oder solche niedriger Frequenz) über einen Nachrichtenkanal kann mit PPM-Anlagen vollkommen schlüsselfest erfolgen. Es wird hierfür ein anderes Modulationsverfahren als für die Gesprächssignale verwendet. Zu diesem Zweck werden die Impulse des betreffenden Kanals (die auch im nichtmodulierten Zustand stets vorhanden sind) im Takte der Wahl- und Rufsignale unterdrückt. Mit der beliebigen Übermittlung all dieser Signale ist der Anschluß an jedes automatische Netz ohne weiteres möglich.

5.2 Der Dienstkanal

Vielfach ist es erwünscht, zwischen zwei Relaisstationen oder zwischen beliebigen Relais- und Endstationen eine Sprachverbindung zu erhalten. Diese läßt sich mit einem Dienstkanal herstellen, den man auf jeder Station unabhängig von den anderen Kanälen einblenden kann. Er wird im Bedarfsfall aus dem Synchronisierimpuls abgeleitet und unmittelbar neben diesem als selbständiger, modulier-

barer Dienstkanalimpuls angesetzt. Auf gleiche Art wie bei den normalen Kanalimpulsen lassen sich mit ihm alle gewünschten Ruf- oder Wahlsignale übertragen.

5.3 Ersatzimpulsfolge

Wenn der Impuls der sendenden Endstation (von dessen Synchronisierimpuls der Dienstkanalimpuls abgeleitet wird) infolge irgendeines Defektes ausfällt, läßt sich der Dienstkanal mit Hilfe einer in einem besonderen Impulsgenerator erzeugten Ersatzimpulsfolge trotzdem weiter betreiben. Durch geeignete Kombination von Dienstkanal und Ersatzimpuls läßt sich ein vorzügliches, automatisch arbeitendes Fehlermeldesystem realisieren, das vor allem Betrieb und Wartung von unbemannten Stationen erleichtert.

5.4 Bildung von Musik- und Telegrafiekkanälen

Es wurde bereits erwähnt, daß mit PPM-Richtfunkgeräten durch Zusammenlegen von Kanal-Impulsfolgen Breitbandmusikkkanäle gebildet werden können. Außerdem ist es durch Unterteilung von Kanal-Impulsfolgen möglich, eine größere Anzahl Schmalband- oder Telegrafiekkanäle zu bilden, die sich vor allem durch ihre absolute Frequenztreue von den üblichen Schmalband-Mehrkanalsystemen unterscheiden.

5.5 Kanalabzweigungen

Ein besonderer Vorteil des PPM-Systems besteht darin, daß man mit einfachen Mitteln Abzweigstellen einrichten kann, an denen beliebige Kanäle aus einem Kanalbündel herausgenommen oder auch eingeschleust werden können. Abb. 9 zeigt den Vorgang der Abzweigung (Drop) einer gewissen Anzahl Kanäle mit einem durchlaufenden Kanalstrang auf einer Relais-Station. Umgekehrt lassen sich daselbst auch einzelne Kanäle in ein Relaisgestell einführen (Insert). Bei Bedarf kann man diese Abzweigungen (Drop und Insert) ohne Schwierigkeiten verändern.

6. Schlußbetrachtung

So erweisen sich die in der Richtfunktechnik angewendeten PPM-Anlagen als wichtiges Glied in der gesamten Nachrichtentechnik. Gelingt es doch mit ihnen, nicht nur bestehende Kabelverbindungen zu ergänzen und zu ersetzen, sondern auch neue Verbindungen überall dort zu erschließen, wo sich diese mit metallischen Leitern, sei es wegen zu hoher Kosten oder unüberbrückbarer Geländeschwierigkeiten, überhaupt nicht erstellen lassen würden. Auch in Katastrophenfällen, bei Großveranstaltungen, im militärischen Einsatz usw. erweisen sich speziell die ortsveränderlichen Anlagen als besonders geeignet, nicht zuletzt wegen der raschen Einsatzmöglichkeit, der geringen Verletzbarkeit und der hohen Betriebssicherheit.

EINE ELEKTRONISCHE ORGEL

Das Interesse am Selbstbau elektronischer Orgeln ist auch in Deutschland sehr groß. Mit freundlicher Genehmigung des Verlages der englischen Zeitschrift *Electronic Engineering*, London, beginnen wir in diesem Heft mit der Veröffentlichung einer Baubeschreibung für eine Orgel (mit zwei Manualen und einem Pedal). Diese Orgel hat sich in der Praxis gut bewährt und gibt dem ausübenden Musiker die Möglichkeit, damit sowohl klassische als auch moderne Werke der Orgelliteratur wiederzugeben. Der Bau einer so vielseitigen Orgel setzt gewisse Vorkenntnisse voraus. Der Anfänger sollte deshalb zumindest einige praktische Erfahrungen gesammelt haben.

Für das mehrstimmige Spiel elektronischer Musikinstrumente sind im allgemeinen nur über eine Klaviatur gesteuerte Tongeneratoren verwendbar. Die nachstehende Baubeschreibung gibt Hinweise für den Aufbau einer elektronischen Orgel, deren Klangfarben sich durch Zusatzgeneratoren noch erweitern lassen. An einen Generator für elektronische Musikinstrumente sind im allgemeinen folgende Anforderungen zu stellen:

1. Die Klangfarben sollen naturgetreue Abbilder bekannter Musikklänge sein. Daneben können noch andersartige Klangfarben vorhanden sein, wenn sie dem ästhetischen Empfinden genügen.
2. Ein Mischen der verschiedenen Klangfarben soll möglich sein, ohne daß dadurch eine Änderung oder Verschlechterung der einzelnen Klangfarben auftritt.
3. Die Ein- und Ausschwingvorgänge sollen denen bekannter Instrumente möglichst ähnlich sein.
4. Jede Klangfarbe soll in der Wiedergabe einen Lautstärkebereich haben, der möglichst dem des Originalinstrumentes entspricht.
5. Die Schaltvorrichtungen zur Steuerung der Generatorsysteme sollen einfach, billig und zuverlässig sein.
6. Das Gerät soll in seinem Aufbau nicht kritisch sein und möglichst ohne innere Abschirmungen auskommen.
7. Ein Vibratogenerator soll sowohl Frequenz- als auch Amplituden-Vibrato ermöglichen, aber dabei keine die Klangfarbe verändernden Schwingungen erzeugen.
8. Die Lautstärke eines jeden Tones sollte möglichst individuell regelbar sein, da je nach Raumakustik und verwendeten Lautsprechern ein Angleich notwendig sein kann.

1. Wirkungsweise der Orgel

Die Wirkungsweise der elektronischen Orgel läßt sich an Hand des Blockschaltbildes Abb. 1 erkennen. Zur Tonerzeugung finden Röhrgeneratoren Verwendung. Eine sorgfältige Prüfung der Kompositionen für Tasteninstrumente hat ergeben, daß es nur für die Wiedergabe sehr weniger Werke notwendig ist, für jeden Ton einen getrennten Generator vorzu-

sehen. Der Aufbau läßt sich sehr vereinfachen, wenn man jeden Generator für die Erzeugung von zwei verschiedenen Tönen benutzt. Dadurch verringern sich (wenn man darauf verzichtet, einige wenige Werke von Rheinberger, Brahms oder Bach spielen zu können) die Kosten für die Generatoren auf etwa die Hälfte, die klanglichen Möglichkeiten des Instruments werden jedoch nicht beeinträchtigt. Viele Berufsmusiker haben auf dieser Orgel gespielt, ohne diesen kleinen Schaltungskniff zu bemerken.

Die Ausgänge der Tongeneratoren des Manuals I und des Vibratogenerators führen zum Register (Manual I), in dem die Klangfarben (Trompete, Oboe, Schalmee, Violon, Vox humana und Clairon), die man mit den Registerschaltern einstellen kann, erzeugt werden. Daran schließt sich ein Vorverstärker an, der die Tonfrequenzen auf den für die Aussteuerung des Hauptverstärkers notwendigen Wert verstärkt.

Um zu einem Ton auch den eine Oktave höheren hinzuzufügen zu können, ist eine Oktavkoppel vorhanden, die über einen zusätzlichen Kontaktsatz an den Tasten den betreffenden Generator einschaltet.

Der Anschlagdruck bleibt dabei unverändert, so daß — im Gegensatz zu den alten, mechanisch betätigten Orgeln — das Spielen mit eingeschalteter Koppel nicht schwerer ist. Eine ähnliche Einrichtung ist die Pedal-Manual-Koppel, die es gestattet, die Generatoren des Manuals I vom Pedal aus zu steuern und dadurch gleichzeitig den Pedalton und den eine Oktave höheren zu erzeugen.

Alle mit ausgehaltenen Tönen arbeitenden Klaviaturinstrumente haben einen orgelartigen Charakter, und deshalb ist ein geeigneter Baß notwendig. Durch den Einbau eines getrennten Generators für die 16-Fuß-Töne (d. h. Töne, die eine Oktave tiefer klingen als die entsprechenden des Manuals) gewinnt man den Vorteil, daß ein unabhängiger Baß zur Verfügung steht. Da es jedoch nur selten notwendig ist, zwei Pedaltöne gleichzeitig erklingen zu lassen, genügt ein monophoner Generator, der beim Betätigen der Pedaltasten auf den entsprechenden Ton abgestimmt wird. Der Pedalgenerator hat zwei durch die Pedal-Registerschalter einstellbare Lautstärkegrade, deren Klangfarben jedoch nicht gleich sind; der leisere hat einen größeren Obertongehalt als der lautere.

Das Manual II ist, ebenso wie das Pedal, nur für einstimmiges Spiel eingerichtet. Am Ausgang des Generators liegt ein Frequenzteiler, mit dem man den Grundtönen die Suboktavtöne hinzufügen kann. Das darauf folgende Register (Manual II) erzeugt die Klangfarben Horn, Kinura (ähnlich Oboe), Klarinette, Flöte und Violon.

Die Stromversorgung der einzelnen Stufen erfolgt durch drei Netzgeräte. Dadurch wird verhindert, daß Tastimpulse aus einem Generatorkreis in einen anderen gelangen können und dort Störungen hervorrufen.

Für die beiden Manuale und das Pedal sind folgende Tonbereiche vorhanden:

- Manual I: 5 Oktaven (61 Töne, 8 Fuß); $C_1 \dots c^4$ (65,4 ... 2093 Hz)
 Manual II: 5 Oktaven (61 Töne, 8 Fuß oder 4 Fuß); $C_1 \dots c^4$ (65,4 ... 2093 Hz) oder $c \dots c^5$ (130,8 ... 4186 Hz)
 Pedal: $2\frac{1}{2}$ Oktaven (30 Töne, 16 Fuß); $C_9 \dots f$ (32,7 ... 174,6 Hz).

2. Schaltung und Aufbau der Stufen

2.1 Generatoren für das Manual I und Vibratogenerator

Die Oszillatoren arbeiten in Hartley-Schaltung, die einfach, stabil und anpassungsfähig ist und eine große Leistung abgibt. Diese Schaltung läßt sich auch leicht abstimmen und im Gitter- oder Anodenkreis tasten. In der beschriebenen Ausführung wird der Anodenkreis getastet, weil für die Einführung einer Vibratospannung eine unabhängige negative Gitterspannung zur Verfügung stehen muß. Die einheitliche Schaltung aller Generatoren zeigt Abb. 2. Viele Bauelemente haben dabei für den Tonumfang von 5 Oktaven (65,4 ... 2093 Hz) gleiche Werte.

Um verschiedene Klangfarben erzeugen zu können, ist es notwendig, demselben Generator zwei unabhängige Spannungen verschie-

1) Douglas, A.: The Design of Electronic Music Generators. *Electronic Engng.* Bd. 27 (1955) Nr. 330, S. 350—356 und Nr. 331, S. 410—414.

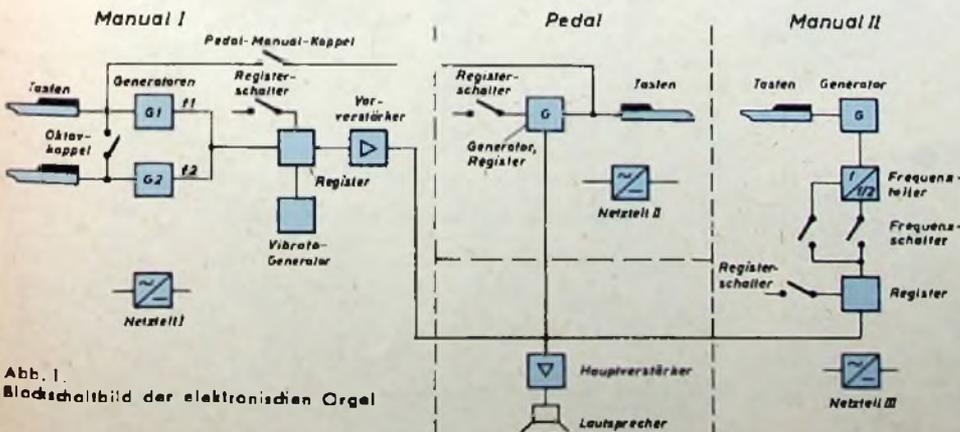


Abb. 1. Blockschaltbild der elektronischen Orgel

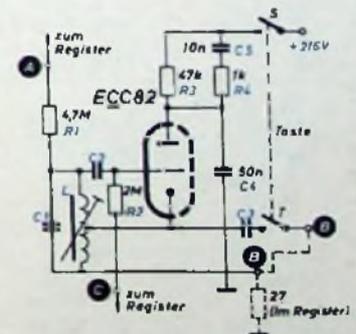


Abb. 2. Tongenerator (Manual I)

der Kurvenformen zu entnehmen. Diese Forderung läßt sich mit der gezeigten Schaltung leicht erreichen. Der Ausgang A ergibt über Widerstand R1 eine fast sinusförmige Spannung, während am Ausgang B eine verhältnismäßig gute Sägezahnspannung zu entnehmen ist. Hier nicht benötigte Rechteckschwingungen lassen sich im Anodenkreis abnehmen. Der Gitterableitwiderstand R2 liegt normalerweise an Masse; er kann jedoch auch mit einer periodisch schwankenden Gleichspannung zur Erzeugung des Vibratos verbunden

Tab. I. Daten der Schwingkreiselemente für die Generatoren des Manuals I

Ton Bezeichnung	Nr.	Spule Nr.	L_{max} [H]	C 1 [μF]	C 2 [μF]	C 3 [μF]
C ₁	1	L 1	60			0,168
Cia ₁	2					0,06
D ₁	3			0,1	0,005	
Dia ₁	4	L 2	60			0,06
E ₁	5			0,1	0,005	
F ₁	6	L 3	60			0,052
Fia ₁	7			0,1	0,005	
G ₁	8	L 4	60			0,02
Gia ₁	9			0,05	0,005	
A ₁	10	L 5	60			0,018
Aia ₁	11			0,06	0,005	
H ₁	12	L 6	60			0,017
c	13			0,05	0,005	
cia	14	L 7	45			0,018
d	15			0,027	0,005	
dia	16	L 8	45			0,01
e	17			0,027	0,005	
f	18	L 9	45			0,008
fa	19			0,02	0,005	
g	20	L 10	45			0,008
ga	21			0,02	0,005	
a	22	L 11	45			0,01
aia	23			0,02	0,005	
h	24	L 12	45			0,015
ca	25			0,02	0,005	
cia ¹	26	L 13	45			0,01
d ¹	27			0,02	0,005	
dia ¹	28	L 14	45			0,01
e ¹	29			0,02	0,005	
f ¹	30	L 15	20			0,02
fa ¹	31			0,03	0,002	
g ¹	32	L 16	20			0,01
ga ¹	33			0,02	0,002	
a ¹	34	L 17	20			0,01
aia ¹	35			0,02	0,002	
b ¹	36	L 18	20			0,007
c ¹	37			0,02	0,002	
cia ¹	38	L 19	20			0,007
d ¹	39			0,02	0,002	
dia ¹	40	L 20	20			0,008
e ¹	41			0,015	0,002	
f ¹	42	L 21	8			0,007
fa ¹	43			0,015	0,002	
g ¹	44	L 22	8			0,005
ga ¹	45			0,01	0,002	
a ¹	46	L 23	8			0,0047
aia ¹	47			0,009	0,002	
h ¹	48	L 24	4			0,0047
ca ¹	49			0,007	0,0005	
cia ¹	50	L 25	4			0,004
d ¹	51			0,007	0,0005	
dia ¹	52	L 26	4			0,002
e ¹	53			0,004	0,0006	
f ¹	54	L 27	4			0,0038
fa ¹	55			0,005	0,0005	
g ¹	56	L 28	2			0,0018
ga ¹	57			0,004	0,0002	
a ¹	58	L 29	2			0,0018
aia ¹	59			0,004	0,00015	
b ¹	60	L 30	2			0,001
ca ¹	61			0,0038	0,00015	

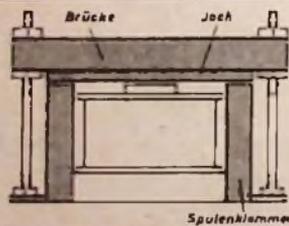


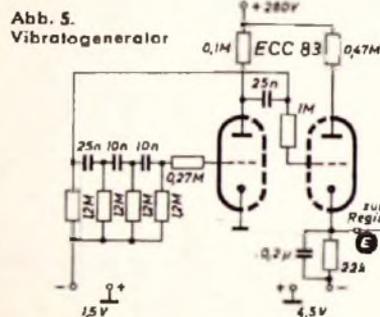
Abb. 3. Befestigung der Spulen

werden. Der rechte Teil des im Anodenkreis liegenden RC-Netzwerkes sichert den Schwingungseinsatz auch dann, wenn das Gitter beim Einschalten zufällig auf dem höchsten negativen Wert der Vibratospaltung liegt. Das Anodennetzwerk als Ganzes steuert die Ein- und Ausschwingvorgänge. Für streng rhythmisches Spiel läßt sich die Zeitkonstante vermindern, ohne daß Klickse hörbar werden. Für die meisten Arten von Musik sind aber die angegebenen Werte optimal, wie das Urteil von über 100 Musikern ergeben hat, die die verschiedenen Ein- und Ausschwingzellen kritisch überprüften.

Der Schwingkreis wird durch den Kondensator C 1 grob und durch den Luftspalt der Spule L fein abgestimmt. Um den zweiten Ton zu erzeugen, schaltet man über einen zusätzlichen Kontakt T einen Kondensator C 3 zwischen Katode und Masse. Die drei tiefsten Töne werden in demselben Generator erzeugt. Da sie niemals gleichzeitig angeschlagen werden, ist diese Vereinfachung möglich.

Tab. I enthält die wichtigsten Daten der Schwingkreiselemente für einen Grundtonbereich von fünf Oktaven. Tab. II Einzelheiten für den Aufbau der Spulen, und Abb. 3, Tab. III sowie Abb. 4 zeigen Konstruktion und Abmessungen der Spulen. Bemerkenswert ist, daß der Einfachheit halber nur wenige verschiedene Spulenkern- und Windungszahlen vorhanden sind. Bei verschiedenen Frequenzen wird deshalb die Leistung der Generatoren unterschiedlich sein, aber durch Verändern von R 1 läßt sich stets ein Abgleich durchführen.

Der Vibratogenerator (Abb. 5) ist ein Phasenschiebegerator, der eine Frequenz von etwa 7,5 Hz erzeugt. Die an dem 22-kOhm-Wider-



stand des zweiten Rohrsystems abfallende, periodisch sich ändernde Spannung dient als Gittervorspannung für die Röhren der Generatoren und bewirkt das schnelle An- und Abschwelen des Tones. Die Gittervorspannungen von -1,5 V und -4,5 V liefern handelsübliche Trockenelemente, die, da sie nicht belastet werden, eine Lebensdauer von mehr als drei Jahren haben.

Der Generatorteil für das Manual I besteht aus einem Badchassis mit den Spulen L 1 bis L 14 und einem Höhenchassis mit den Spulen

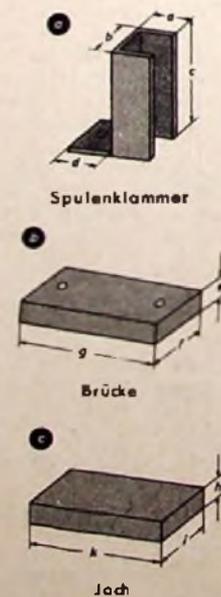


Abb. 4. Befestigungs- und Abstimmteile der verwendeten Spulen

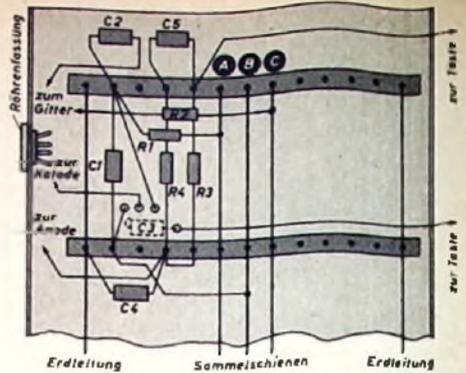


Abb. 6. Ausschnitt aus der Verdrahtung der Generatoren des Manuals I

L 15 ... L 30 und dem Vibratogenerator (Chassisgröße etwa 700x250x75 mm). Die Anordnung der Bauteile ist keineswegs kritisch; Abschirmungen sind nicht erforderlich. Um eine übersichtliche Verdrahtung zu erhalten, ist es zweckmäßig, drei Sammelschienenleitungen über die ganze Länge des Chassis zu führen und auf diese Sammelschienen die Ausgänge A, B und C jedes Generators zu legen (Abb. 6). Die Gitterkondensatoren C 2 und das eine Ende der Gitterableitwiderstände R 2 werden direkt an die Sockelanschlüsse gelötet. Alle anderen Teile kann man auf Lötösenleisten²⁾ montieren. Dabei ist zu beachten, daß die Zuleitung von jedem Gitterkondensator C 2 über R 1 an die linke Sammelschiene führt. Das untere Ende aller Gitterableitwiderstände liegt an der rechten und das untere (innere) Ende jeder Spule an der mittleren Sammelschiene. Biegsame Leitungen verbinden diese Sammelschienen mit einem vierpoligen Stecker an der Außenseite des Chassis, dessen vierter Anschluß an Masse liegt. Die den Röhrenfassungen gegenüberliegende Seitenwand weist eine Reihe von Löchern auf, durch die die Tastenleitungen führen. Das Chassis für die Generatoren der höheren Frequenzen hat eine zusätzliche Fassung für die Röhre des Vibratogenerators. Da die Spulen am oberen Ende dieses Chassis ziemlich klein sind, ist genügend Platz zum Unterbringen aller Bauelemente des Vibratogenerators vorhanden. (Wird fortgesetzt)

²⁾ z. B. von Fa. W. Zimmermann, Bingerbrück/Rh.

Tab. II. Spulendaten

Spule Nr.	L_{max} [H]	Windungszahl	Draht- ϕ [mm]	Kern	Dicke des Blechpaketes [mm]	Eisen
L 1 ... L 6	60	2 x 3350	0,13	EI 60	20	Dyn. Blech IV x 0,36
L 7 ... L 14	45	2 x 2900	0,13	EI 60	20	"
L 15 ... L 20	20	2 x 2150	0,13	EI 48	16	"
L 21 ... L 23	8	2 x 1350	0,13	EI 38	12,5	"
L 24 ... L 27	4	2 x 1100	0,13	EI 38	12,5	"
L 28 ... L 30	2	2 x 800	0,13	EI 38	12,5	"
L 31		9000	0,2	gemeinsamer Kern	20	"
L 32		1800	0,2			
L 33		1500	0,2	100 x 15 mm		"
L 34	25 x 10 ⁻³	170	0,5	EI 38	12,5	"
L 35	2,2	1800	0,13	EI 38	12,5	"
L 36	11	9180	0,13	EI 48	16	"
U 1		je Wicklg. 5000	0,06	EI 38	12,5	Mu-Metall

Tab. III. Maße der Spulenklammern, Brücken und Joche

Kern	a [mm]	b [mm]	c [mm]	d [mm]	e [mm]	f [mm]	g [mm]	h [mm]	i [mm]	k [mm]
EI 60	8	20	38	15	6	20	90	3	20	60
EI 48	6	16	30	15	6	16	78	3	16	48
EI 38	5	12,5	24	15	6	12,5	68	3	12,5	38
Werkstoff	Alu-Blech, 1,6 mm stark				Hartholz			weiches Eisen		

Quarkontrollierter Konverter für das 2-m-Band Rauschzahl $F = 1,8$

Hohe Frequenzstabilität und größtmögliches Signal/Rausch-Verhältnis sind Eigenschaften, die ein Empfänger haben muß, wenn schwierige Empfangssituationen gemeistert werden sollen. Die großen Reichweitenerfolge ergeben sich meistens unter besonders gelagerten Ausbreitungsbedingungen; in vielen Fällen werden die Weitverbindungen im A1-Verkehr (Telegrafie) abgewickelt. Die Technik des 2-m-Amateurbandes ist nicht ohne weiteres mit der des 3-m-Rundfunk- und des 1,5-m-Fernsehbandes vergleichbar. Mit Empfängern, deren 1. Oszillator einstufig selbsterregt arbeitet oder die selbstschwingende Mischstufen enthalten, kann man keinen ernsthaften 2-m-Verkehr betreiben. Über den Zeitraum einer 2-m-Verbindung läßt sich mit quarkontrolliertem Oszillator ein Frequenzgang erzielen, der mindestens um den Faktor 50 besser ist als bei selbstschwingendem Oszillator.

Um kleinstmögliches Eigenrauschen zu erhalten, wird der Amateur zu den besten ihm erreichbaren Röhren greifen, auch dann, wenn diese schwerer zu beschaffen und teurer als Rundfunkröhren sind. Die Annäherung an den Idealfall, nämlich $F = 1$, ist für die 2-m-Technik durchaus noch sinnvoll, da auf Grund von Empfangsbeobachtungen angenommen werden darf, daß die scheinbaren Rauschwiderstände der von den Amateuren verwendeten stark bündelnden Richtantennen nicht mehr als auf „Zimmertemperatur“, d. h. mit $1 kT_0$, rauschen. Der Rauschzuwachs durch die Empfängerereingangsstufen soll daher nicht viel größer sein. Nur mit wenigen Röhrentypen lassen sich diese Bedingungen erfüllen. Die Doppeltrioden E 88 CC, PCC 84, 6 BQ 7 werden in Kaskodeschaltungen verwendet; die Einfachtrioden EC 80, 6 AJ 4, 6 AM 4, 6 AN 4 und 6 J 4 haben einen Systemaufbau, der auf Gitterbasisbetrieb abgestimmt ist. Unter den genannten Typen hat die 6 AN 4 (Sylvania) besonders rauschgünstige Daten. Sie ist eine amerikanische, speziell für das Dezimeterfernsehen entwickelte Miniaturröhre, die über den Importhandel erhältlich ist.

Die oben angegebene Rauschzahl $F = 1,8$ wurde mit Hilfe eines Meßaufbaues ermittelt, dessen Schaltung in Abb. 2 wiedergegeben ist. F ist eine dimensionslose Zahl, für die mehrere gleichwertige Definitionen existieren. Vielfach wird sie auch in kT_0 -Einheiten ausgedrückt, wobei die Voraussetzung gemacht wird, daß die Empfangsantenne mit $1 kT_0$ ($T_0 =$ Zimmertemperatur nach absoluter Temperaturskala) rauscht. Auf theoretische Einzelheiten kann hier nicht weiter eingegangen werden. Bei der durch Messung ermittelten Rauschzahl lag die Formel

$$F = 20 I_D R \quad [I \text{ in A, } R \text{ in Ohm}]$$

zugrunde I_D ist der in Sättigung befindliche Anodengleichstrom der Rauschdiode (K 81 A, Valvo). Der Rauschteil von I_D erzeugt an dem 60-Ohm-Widerstand (Abb. 2), der den

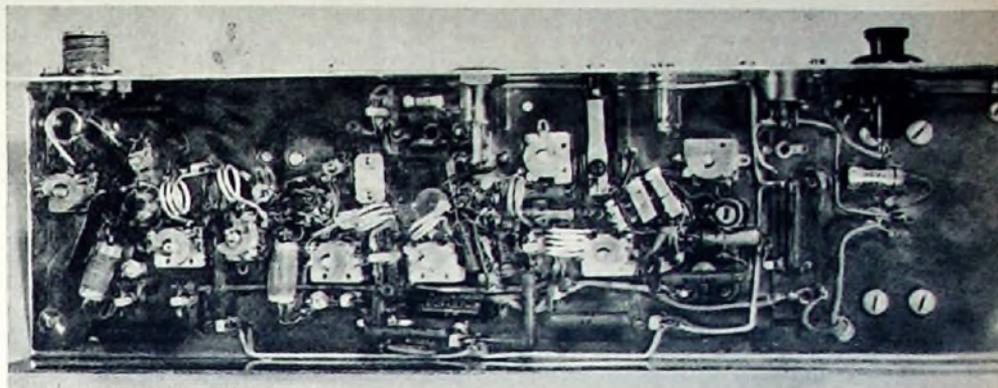


Abb. 1. Blick in die Verdrahtung. Linker Teil: HF-Stufen; Mitte: Mischstufe und Ausgangs-Bandfilter; rechter Teil: Oszillator

Antennenwiderstand ersetzt und dem R in der Formel entspricht, eine Rauschspannung, die in einfacher Beziehung zu I_D steht. Fließt kein Diodenstrom, dann wird dem Empfänger nur das vom Widerstand stammende Rauschen zugeführt, das dem Antennenrauschen entspricht und zusammen mit dem Eigenrauschen des Empfängers an dessen Ausgang einen bestimmten Rauschpegel hervorruft. Stellt man den Diodenstrom I_D so ein, daß durch den

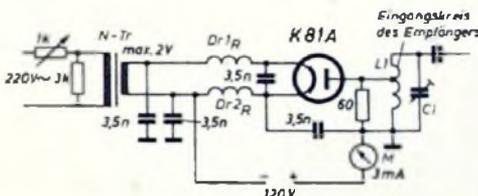


Abb. 2. Eingangsseitige Anordnung zur Messung der Rauschzahl F . Die Fassung für die Rauschdiode wurde unmittelbar an den Eingangskreis, die Entkopplungskondensatoren unmittelbar an die nullführenden Punkte in der Nähe der Eingangsstufe gelötet. Daten der Drosseln Dr_1 und Dr_2 entsprechen denen von Dr_1 und Dr_2

Rauschzuwachs am Ausgang des (linear verstärkenden) Empfängers die Verdopplung des Rauschens (als Leistungsbeziehung) gemessen wird, so kann mit Hilfe der oben angeführten Formel die Gesamtrauschzahl des Empfängers ohne Rücksicht auf Verstärkung und Bandbreite festgestellt werden. Um Meßfehler, die besonders durch Demodulation entstehen können, zu vermeiden, wird vielfach empfohlen, den Rauschzuwachs durch eine Spannungsmessung ($\sqrt{2}$ -fache Spannungserhöhung) am Ausgang des ZF-Teils oder durch eine Dämpfungsmessung (3-dB-Änderung) mit Hilfe eines geeichten Dämpfungsgliedes, das an einer günstigen Stelle vor der Demodulatorstufe eingefügt wird, zu bestimmen.

Tab. I.		Herstell.-Meßdaten	
Daten der 6 AN 4	U_b	6,3 V	
	I_b	225 mA	
	U_a	200 V	
	I_a	13 mA	
	R_k	100 Ohm	
Sockelanecdüsse	S	10 mA/V	
	μ	70	
	Kapazitäten		
	C_{gh}	2,2 pF	
	C_{af}	1,7 pF	
	C_{ak}	0,17 pF	

Die Vorstufen

Der Antenneneingang des Konverters ist asymmetrisch und für den Anschluß eines 60-Ohm-Koaxialkabels ausgelegt. Der Anschluß der meistens symmetrischen Antennenanlagen erfolgt über Symmetrierglieder, die zweckmäßigerweise am antennenseitigen Ende des Verbindungskabels eingefügt werden. Die erste Empfängerstufe ist mit der Miniaturröhre 6 AN 4 bestückt; Sockelbild, „Propaganda“-Daten und im Mustergerät benutzte Betriebsdaten s. Tab. I und II.

Der Antenneneingang ist auf rauschgünstigste Ankopplung eingestellt, die bei reiner Gitterbasisverstärkung und der Arbeitsfrequenz von 145 MHz nicht mit der Leistungsanpassung zusammenfällt. Außerdem erhält der Eingangskreis eine kleine Verstimmung. Die dadurch bedingte Feblanpassung — der durch die GB-Stufe bestimmte Eingangskreiswiderstand ist an den übersetzten Antennenwiderstand unterangepaßt und enthält durch die Verstimmung eine Blindkomponente — bleibt unkritisch (Verlust < 1 dB), solange die Gesamtdämpfung des Verbindungskabels unter 6 dB liegt. Der Katodenwiderstand der ersten Stufe ist höher als üblich und darf, ohne daß eine zusätzliche Dämpfung zu befürchten wäre, dem Eingangskreis HF-mäßig parallel liegen. Der überhöhte Anteil der Katodenspannung wird durch das positive Anheben des Gitterpotentials wieder aufgehoben. In dieser Schaltung arbeitet die Röhre stabil und ist nicht so empfindlich gegen Übersteuerung (Abb. 4). Obwohl das Rauschen der folgenden Stufe nur noch mit dem g_{12} -Teil ($g_{12} =$ Gewinn bzw. Leistungsverstärkung der ersten Stufe) am Gesamtrauschen mitwirkt, sind auch die zweite und dritte HF-Stufe mit rauscharmen Röhrensystemen ausgestattet, um den Rauschzuwachs so klein wie möglich zu halten. Die zweite Stufe wird über ein Bandfilter mit kritischer Kopplung von der ersten Stufe angesteuert. Die PCC 84 arbeitet in Kaskodeschal-

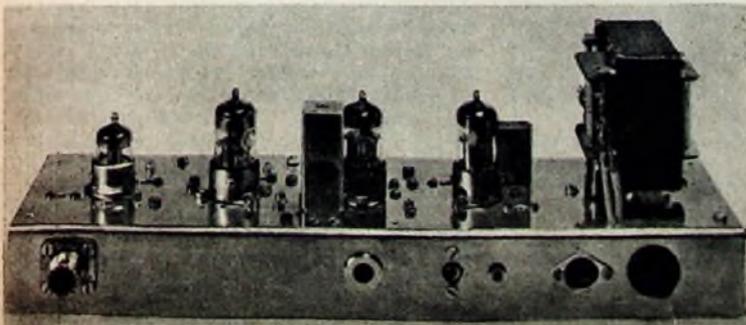


Abb. 3. Aufbau von der Buchsenplatte gesehen. Bedeutung der Buchsen von links nach rechts: Antennenbuchse (Bu 1), ZF-Ausgangsbuchse (Bu 2), Schaltbuchse (Bu 3) mit Nullbuchse für Kontrollmeßwerk, „Dioden“-Buchse für Anodenstromzuführung; ganz rechts befindet sich die Sicherung

zung. Das erste System verstärkt in einer echten, nicht neutralisierten Katodenbasis-schaltung und liegt mit dem zweiten System ohne Zwischenkreis galvanisch in Serie. Die beiden Katodendurchführungen werden im Gegensatz zur industriellen Schaltungstechnik an den Fasungsanschlüssen unmittelbar verbunden; dadurch nimmt zwar der Eingangswiderstand aber auch das Rauschen ab. Die vereinfachte Art der Kaskodeschaltung ohne Zwischenkreis ist bei amerikanischen UKW-Geräten sehr beliebt, da hier die Neutralisationsorgen wegfallen. Der Verstärkungsverlust ist etwa 60% gegenüber einer Kaskodeschaltung mit π -Filter-Zwischenkopplung. Die dadurch bedingte Rauschzunahme fällt, da die KB-Stufe als 2. Stufe arbeitet, praktisch nicht ins Gewicht.

Da das 2-m-Amateurband nur 2 MHz (144...146 MHz) breit ist, kann im Gegensatz zu den UKW-Schaltungen in Rundfunk- und Fernsehempfängern auf die Durchstimmung der Vorkreise verzichtet werden. Die beiden Bandfilter gewährleisten ausreichende Bandbreite bei guter Weitabselektion und damit hoher Spiegelfrequenzsicherheit.

Um den Abgleich ohne umständliche Methoden vornehmen zu können, sind alle Kreise mit Trimmern, die nur kleine Endkapazitäten aufweisen, ausgestattet. Die im Mustergerät verwendeten Trimmer sind Luftabgleichkondensatoren von Philips, die sich durch hohe Stabilität und kleinste Eigeninduktivitäten auszeichnen.

Die Triodenmischstufe ist an die PCC 84-Doppelstufe bandfiltergekoppelt ($kQ \approx 1$). Am Gitter der Mischröhre (ECC 85 I) wird die quartzkontrollierte Oszillatorfrequenz injiziert (additive Mischung). Die am Ausgang gebildete

Zwischenfrequenz wird über ein breitbandiges Filter geleitet. Das zweikreisige Bandfilter (L 10, L 11) ist überkritisch gekoppelt ($kQ \approx 2,8$) und überstreicht den Bereich 10 bis 12 MHz. Der mit einer Koaxialbuchse (Au 2) ausgestattete Ausgang ist für den niederohmigen Anschluß des „Antennen“-Einganges eines als variablen ZF-Verstärker fungierenden Empfängers ausgelegt. Um die Einstreuung von Störsignalen im ZF-Bereich zu vermeiden, müssen alle Stellen und Verbindungsleitungen, die ZF führen, sehr gut abgeschirmt sein.

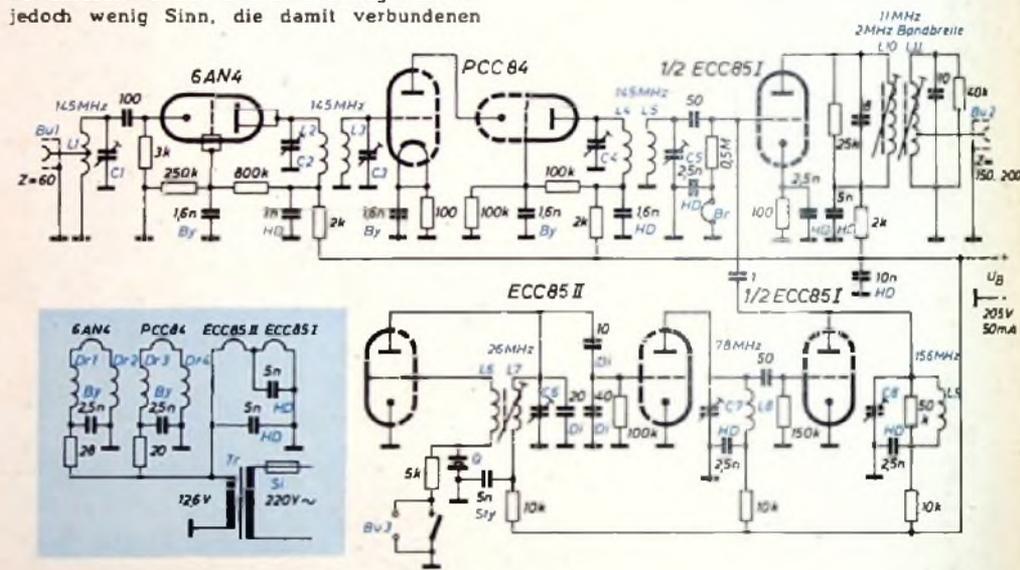
Oszillatorteil

Die am Mischgitter benötigte Oszillatorfrequenz hat den Festwert 156 MHz, der durch achtehnfache Frequenzvervielfachung der Quarznennfrequenz (8.6667 MHz) gewonnen wird. Für die schwingende Oszillatorstufe wird ein System der ECC 85 II verwendet. Diese Stufe wird durch die dritte Harmonische der Quarzgrundfrequenz synchronisiert und schwingt auf $3 \times 8.6667 \approx 26.00$ MHz. Es ist dabei zu berücksichtigen, daß bei der verwendeten Oberwellenschaltung die Serienresonanz der dritten Quarzharmonischen frequenzbestimmend ist, die nicht ganz harmonisch sowohl zur Parallelresonanz wie zur Serienresonanz der Grundwelle liegt. Es hat jedoch wenig Sinn, die damit verbundenen

Abweichungen bei der Bestellung eines Quarzes zu berücksichtigen, da die üblicherweise verwendeten billigeren Amateurquarze mit einer Genauigkeit von $\pm 2 \cdot 10^{-4}$ der Nennfrequenz geliefert werden, die um den Faktor 10 von den Abweichungen überboten werden kann. In den Triodenstufen, die der Quarzstufe folgen, wird die Frequenz verdreifacht und verdoppelt, so daß man auf den Endwert von 156 MHz kommt. Da die Vervielfachung auf der Grundzahl 3 aufgebaut ist, erklärt sich auch der „krumme“ Wert der Quarznennfrequenz. Der dadurch erreichte runde Endwert erlaubt eine einfache Rückrechnung der Zwischenfrequenz in die Empfangsfrequenzwerte. Zu beachten ist, daß der Zwischenfrequenzbereich innerhalb eines Bereiches des nachgeschalteten Empfängers liegen soll, denn beim Absuchen des 2-m-Bandes wäre ein fortwährendes Umschalten der Bereiche lästig. Der Verfasser verwendet als Empfänger einen „BC 348“.

Abgleich des Konverters

Steht ein UKW-Meßsender nicht zur Verfügung, dann kann auch ein 2-m-Sender herangezogen werden, wenn dieser auf eine Arbeitsfrequenz zwischen 144,9 und 145,1 MHz



Tab. II. Stromplan ($U_b = 205$ V)

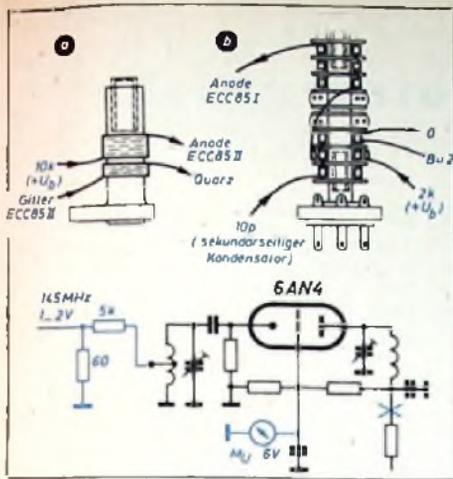
Stufe	Röhre	I_a [mA]	I_g [μ A]
1. HF-Stufe (GB)	6 AN 4	12,5	—
2. HF-Stufe (KB)	PCC 84	13,3	—
3. HF-Stufe (GB)		7,2	6
Mischstufe		3,4	86
Verdoppler	ECC 85 I	4,6	66
Verdreifacher	ECC 85 II	9,0	2800
Quarz-Oszillator		~50,0	—
Gesamtstrom			

Tab. III. Spulendaten

Spule	Windungszahl	Draht- ϕ [mm]	Draht-art	Windungs- ϕ innen [mm]	Spulenlänge [mm]	Wickelart	Zuleitungslänge		Bemerkungen
							am heißen Ende [mm]	am kalten Ende [mm]	
L 1	2 1/2	1,5	Cu. vers.	10	6,8	freitrag	16	20	Antennenanpassung bei 1 1/4 Wdg. vom kalten Ende gezählt
L 2	2 1/2	1,5	Cu. vers.	10	6,8	freitrag	16	16	
L 3	1 1/2	1,5	Cu. vers.	10	3,7	freitrag	17	18	
L 4	2 1/2	1,5	Cu. vers.	10	6,0	freitrag	28	10	
L 5	1 1/2	1,5	Cu. vers.	10	3,8	freitrag	16	20	
L 6	4	0,3	Cu. LS	8,5	2,0	a. Stiefelkörper	—	—	Eisenkern „Ferro-cort FC — FU II“ (Vogt), L 6 neben L 7 (s. Abb. 5a)
L 7	7	0,35	Cu. LS	8,5	8,5	„B 7/34“ (Vogt)	—	—	
L 8	4 1/2	1,0	Cu. vers.	10	9,0	freitrag	18	18	Mittlere Induktivität für beide Spulen: 16 μ H Anpassung für Ausgang bei 6 Windg. vom kalten Ende (s. Abb. 8b)
L 9	1 1/2	1,5	Cu. vers.	10	3,8	freitrag	16	16	
L 10	3 x 17 + 4 1/2	0,2	Cu. LS	—	—	a. Kammerkörper	—	—	Beide Drosseln werden gemeinsam auf einen Körper gewickelt (Drähte parallel)
L 11	3 x 18	0,2	Cu. LS	—	—	„BFA 388“ (Görler)	—	—	
Dr 1	2 x 16	0,3	Cu. LS	8,5	14	a. Keramikkörper (Draloxid)	—	—	wie bei Dr 1, Dr 2
Dr 2									
Dr 3	2 x 16	0,3	Cu. LS	8,5	14	a. Keramikkörper	—	—	wie bei Dr 1, Dr 2
Dr 4									

Abb. 4. Schaltbild des Konverters. HD = Keramik-Röhrenkondensatoren mit hoher Dielektrizitätskonstante ($\epsilon > 2000$), By = Bypass-Kondensatoren, Sty = Styrolkondensator, Di = Kondensatoren mit TK um Null (z. B. „Dialcod“), Draloxid

eingestellt werden kann. Um genügend kleine Spannungswerte zu erhalten, muß man die Senderausgangsspannung entsprechend teilen. Einzelheiten sind der Abb. 7 zu entnehmen. Für den Grobgleich der Bandfilter und der Einstellung ihrer Kopplungsgrade empfiehlt sich die Anfertigung einer provisorischen Voltmeteranordnung mit Germaniumdiode in der in Abb. 7 gezeigten Weise. Für den Abgleich des Bandfilters (L 4, C 4 und L 5, C 5) zwischen PCC 84 und Mischröhre legt man das Meßsenderkabel, Impedanzrichtig abgeschlossen, an den Eingang der PCC 84; die provisorische Diodenmeßanordnung löte man an den heißen Enden so kurz wie möglich an die Anschlüsse des Anodenkreises wie es in Abb. 7 dargestellt ist. Bei Abgleich des Anodenkreises ist der induktiv gekoppelte Sekundärkreis durch eine kurze Drahtbrücke kurzzuschließen. Die richtige Einstellung wird durch Auftreten des Spannungsmaximums angezeigt. Nach Aufheben des sekundärsseitigen Kurzschlusses wird der Sekundärkreis so lange variiert, bis das Diodenvoltmeter ein Minimum anzeigt. Der Kopplungsgrad 1 (kritische Kopplung) ist dann gegeben, wenn der Minimumwert die Hälfte



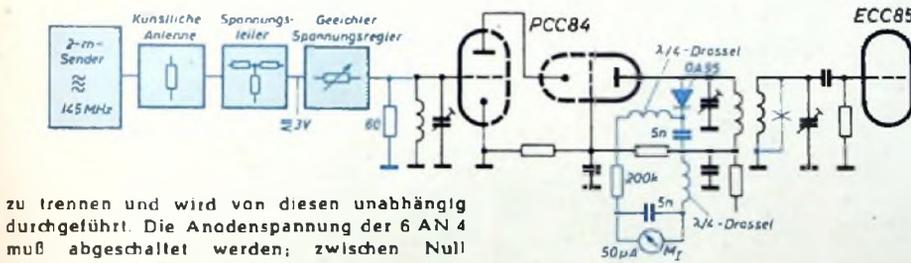
Lista der Spezialteile

Symbol	Gegenstand	Typ	Fabrikat
C 2, C 4	2 Luftabgleichkondensatoren; regelbare Kapazität = 4 pF	„82070/4 E“	Philips
C 1, C 5, C 7, C 8	4 Luftabgleichkondensatoren; regelbare Kapazität = 10 pF	„82070/10 E“	Philips
C 3, C 6	2 Luftabgleichkondensatoren; regelbare Kapazität = 16 pF	„82070/16 E“	Philips
L 10/L 11	1 Bandfilteraufbau, unbewickelt	„BFA 386“	Görler
	1 Abgleichschlüssel hierzu	„O 2847/4“	Görler
L 6/L 7	1 Stiefelkörper	„B 7/34“	Vogl
	1 Gewindekern f. Stiefelkörp.	„Gw 7/12 FC—FU 11“	Vogl
Q	1 Schwingquarz; Halterg. „FF1“ Nennfrequenz: 8,8687 MHz		Steg & Reuter Vertrieb: Herm Reuter
	1 Einbaufassung f. Schwingquarz		Herm Reuter
By	3 Bypass-Kondensatoren 1,8nF (weitere Kondensatoren siehe Unterschrift zu Abb. 1)		Siemens
	3 Noval-Röhrenfassungen, keramisch	„4983/B“	Preh
	3 Abschirmkragen f. ob. Fassgn.	„4842/6“	Preh
	1 Miniatur-Röhrenfassung, keramisch	„304 a“	Drainwid
Bu 1	1 Antennenbuchse (Chassisb.)	„CD 071“	Hoherlein
	1 Gerade-Stecker für Bu 1	„GD 071“	Hoherlein
Bu 2	1 Gerätebuchse	„HB 3“	Herm. Reuter
	1 Kabelstecker für Bu 2	„HS 3“	Herm. Reuter
Bu 3	1 Schaltbuchse	„TPW“	AEQ
	1 Diodensteckdose, 3pol. (für Anodenstromversorg.)	„5784“	Preh
	1 Dioden-Stecker	„5991“	Preh
	1 Netz-Heiztransformator 220 V, 12,6 V, min. 1 Amp.		
	1 Röhre 6 AN 4		Sylvania
	1 Röhre PCC 84		Valvo
	2 Röhren ECC 85		Valvo
	Für Meßanordnungen wird u. a. benötigt:		
	1 Germaniumdiode OA 95		Valvo
	1 Rauschdiode K 81 A		Valvo
	1 HF Spannungsteiler Typ „65“ 60 Ohm	„5621“	Preh

Abb. 5. Wickelordnung der Oszillatorspule (a) und des 2F-Ausgangsbandfilters (b)

des Maximumwertes ist. Um jedoch Eichfehler des Voltmeters auszuschließen, empfiehlt es sich, die Einstellung des Kopplungsgrades mit Hilfe des geeichten Spannungsreglers (6 dB Änderung bei gleichen Voltmeterausschlägen) gemäß der in Abb. 7 gezeigten Anordnung vorzunehmen. Beim Abgleich des ersten Bandfilters zwischen 6 AN 4 und PCC 84 geht man entsprechend vor. Die Meßsenderanordnung wird dann direkt an den Antennenanschluss gelegt. Da die eingelötete Diodenvoltmeteranordnung eine kleine Verstärkung durch die Eigenkapazität der Germaniumdiode bewirkt, muß nach Herausnahme der Diodenanordnung eine geringe Korrektur vorgenommen werden. Zu diesem Zweck schalte man in den Gitterstromweg der Mischröhre an Stelle der mit *R_r* bezeichneten Brücke (Abb. 4) ein Drehspulmeßwerk mit 50 μ A Endausschlag oder weniger ein und drehe nach Anlegen einer entsprechend niedrigeren Meßsenderspannung die Trimmer nur so weit geringfügig nach, bis sich Maximumausschläge zeigen. Der endgültige Abgleich des Eingangskreises ist von den vorstehend behandelten Abgleichmaßnahmen

Abb. 6. Meßaufbau für den Abgleich des Eingangskreises, der aus Rauschgründen eine Verstärkung erhalten muß



zu trennen und wird von diesen unabhängig durchgeführt. Die Anodenspannung der 6 AN 4 muß abgeschaltet werden; zwischen Null (Chassis) und Gitteranschluss ist ein empfindliches Drehspulvoltmeter (z. B. Gossen-Hochohm-UVA mit 33 333,3 Ohm/V) — Bereich 6 V — anzuschließen. Die Meßsenderspannung wird in der in Abb. 6 bezeichneten Weise an den Eingangskreis geführt, der nun so abzustimmen ist, daß am Voltmeter ein deutlicher Maximumausschlag festzustellen ist. Dieser Abgleich ist endgültig. Nach dem Anschalten der Anodenspannung addiert sich zum Eingangskreis die dynamische Gitterkapazität, die die aus Rauschgründen verlangte Verstärkung bewirkt. Beim Abgleich des Oszillators kommt es darauf an, einen günstigen Rückkopplungsgrad zu finden, um eine einwandfreie Synchronisation durch die dritte Quarzharmonische zu erreichen. Da Quarze je nach Herkunft und Alter verschieden stark anschwingen, ist es zweckmäßig, die Oszillatorspule so auszuführen, daß ohne umständliche Maßnahmen der Koppelgrad in einem gewissen Bereich verändert werden kann. Beim Mustergerät erfolgt die Oszillatoreinstellung derart, daß der Eisenkern der Oszillatorspule (L 6, L 7; Abb. 5a) nur so weit in diese eingedreht wird — wobei durch Nachdrehen des Trimmers C 6

stets auf Resonanz zu stellen ist —, daß der Oszillator nur innerhalb eines kleinen Variationsbereiches des Trimmers schwingt. Beim Schwingen tritt Gitterstrom auf, der durch ein in den Gitterstromweg geschaltetes Milliampereometer kontrolliert wird. Um auch beim fertigen Gerät Gitterstromkontrollen durchführen zu können, empfiehlt es sich, eine Schaltbuchse (Bu 3) einzubauen, über die jederzeit ein Meßwerk angeschlossen werden kann. Der Abgleich der folgenden Stufen ist ohne Schwierigkeiten durchführbar und wird durch ein in Gitterstromweg der Mischröhre liegendes Mikroampereometer (50 μ A oder weniger) kontrolliert. Um eine eindeutige Frequenzeinstellung zu erhalten, sollte beim Abgleich der Vervielfacherstufen ein Absorptionsfrequenzmesser verwendet werden. Im endgültigen Zustand soll an der Mischröhre ein Gitterstrom von etwa 5 μ A fließen, wodurch eine hohe Mischverstärkung gewährleistet ist. Für den Abgleich des Zwischenfrequenzbandfilters ist die nachstehend beschriebene Methode anzuwenden. Man lege das Meßsenderkabel unmittelbar an die Gitterseite der Mischröhre und stelle die mittlere Frequenz von

11 MHz ein. Auch hierfür lohnt sich die Anfertigung eines provisorischen Voltmeters mit Germaniumdiode, das direkt an den Anodenkreis des Bandfilters gelötet wird. Der Abgleichvorgang ist der gleiche wie bei den UKW-Bandfiltern. Zuerst wird der Anodenkreis bei kurzgeschlossenem Sekundärkreis auf Maximum abgeglichen. Nach Aufheben des Kurzschlusses ist der Sekundärkreis so abzustimmen, daß sich am Anodenkreis ein ausgeprägtes Minimum zeigt, dessen Wert wegen der starken Kopplung unter die Hälfte des Maximumwertes absinkt. Nur diese Minimumanzeige ist ein Kriterium für die richtige Resonanzlage des Sekundärkreises und die Höckerbildung der Gesamtkurve des Bandfilters.

Aufbau und Stromversorgung

Der Konverter ist auf einem länglichen, u-förmig gebogenen Chassis aufgebaut und verdrahtet (Abb. 1 und 3). Im endgültigen Zustand erhält der Konverter eine durchlöchernte Haube und eine Unterwand. Auf der einen Chassisseite befinden sich die Buchsen sowie ein Sicherungselement für den Heiztransformator. Da beim Betrieb alle Kreise des Konverters fest eingestellt bleiben, wurde keine besondere Frontplatte vorgesehen. Eine eigene Anodenstromversorgung erhielt das Mustergerät nicht, da die Anodenspannung der Sendeanlage entnommen werden kann. Da die PCC 84 eine von 6,3 V abweichende Heizspannung hat (U_b rd. 7,2 V) wurde ein Heiztransformator mit einer 12,6-V-Wicklung (Mindeststrom 1 A) verwendet. Die Röhren 6 AN 4 und PCC 84 haben deshalb Heizfadenvorwiderstände. Da diese den Einstrom begrenzen, tragen sie zur Schonung der Röhren bei.

Doppelmagnettongerät für Amateurzwecke

Fortsetzung aus FUNK-TECHNIK Bd. 11 (1956) Nr. 23, S. 690

Baugruppe 03: Bandführung

Zu dieser Baugruppe gehören außer dem Tonmotor die beiden Umlenkrollen und die fest eingebauten Höhenführungen. Ihre Montage auf dem Chassis geht aus Abb. 1 hervor. Einzelteile und Montage der Umlenkrollen zeigt Abb. 8. Der zwischen Rolle und eingepreßter Bronzebuchse eingelegte Federring rastet beim Aufdrücken der Rolle auf den Zapfen in dessen Auskehlung ein und verhindert daher ein unbeabsichtigtes Lösen der Rolle beim Transport des Geräts; er darf beim Einpressen der Buchse nicht fest eingeklemmt werden. Rolle und Ausleger müssen auf dem Zapfen

leicht, aber völlig spielfrei laufen. Gegebenenfalls kann auch eine handelsübliche Umlenkrolle verwendet werden. Diese muß jedoch einen gelederten Ausleger haben oder zumindest die Möglichkeit zum Anbringen desselben bieten. Der gelederte Ausleger dient außer zum Ausgleich von Bandzugunregelmäßigkeiten zur automatischen Abschaltung, indem er beim Reißen des Bandes gegen die isoliert im Chassis angebrachte Kontaktschraube schnell und durch einen Kurzschluß im Relaisstromkreis des Steuerpults die Betriebsrelais der betreffenden Maschine zum Abfallen bringt.

Baugruppe 04: Aufwicklung
Vor- und Rückwicklung werden mechanisch völlig gleichartig ausgeführt, wobei auch die gleichen Motoren verwendet werden. Ein Unterschied besteht nur in der Schaltung. Die Baugruppe ist also insgesamt viermal anzufertigen.

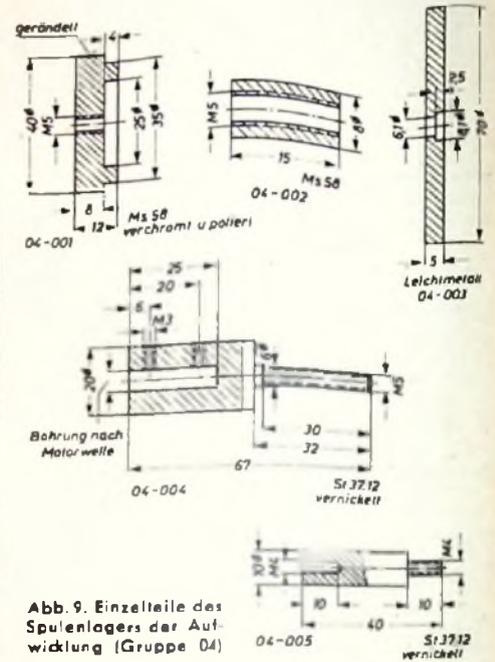
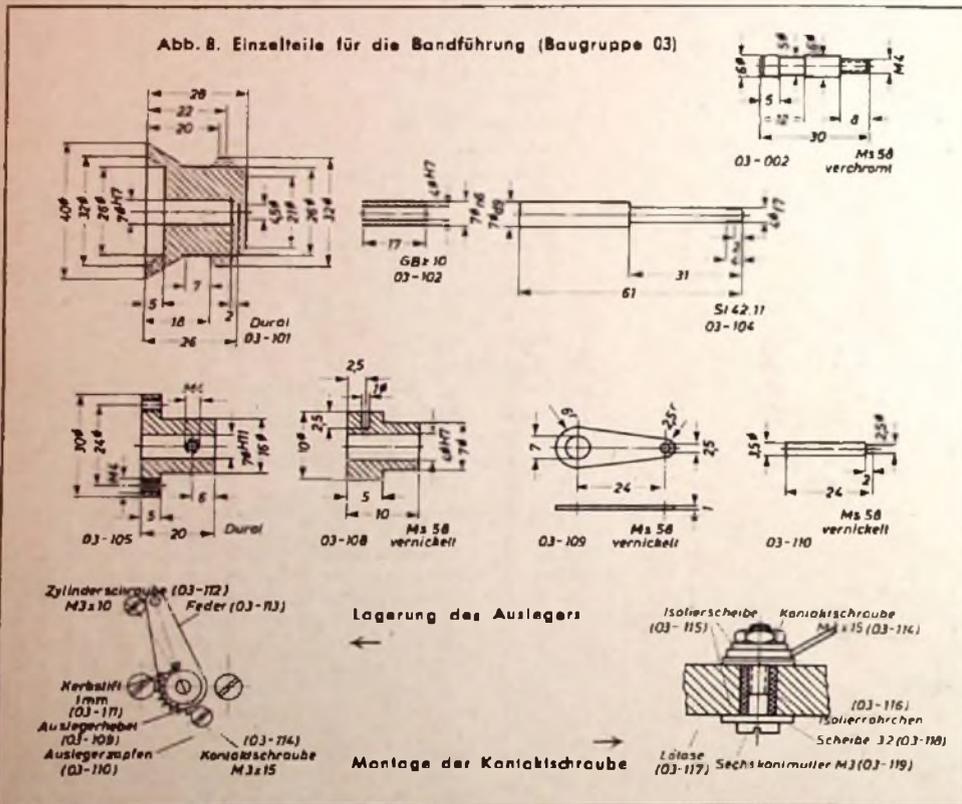


Abb. 9. Einzelteile des Spulenlagers der Aufwicklung (Gruppe 04)

fertigen. Im Mustergerät wurden zweipolpaarige Kurzschlußläufermotoren mit Synchronisiernten eingebaut, wie sie von der Industrie als Antriebsmotoren für einmotorige Magnettongeräte benutzt werden, da diese gerade erhältlich waren. Ebenso gut können aber auch gewöhnliche Kurzschlußläufer oder auch Wirbelstrom-(Eisenrohr-)Läufer verwendet werden. Letztere haben sogar den Vorteil einer gleichmäßigeren Bremsung, da das Pulsieren des Bremsmoments beim Vorbeilauf der Nuten an den Polen wegfällt. Für die Herstellung der Einzelteile der Baugruppe enthält Abb. 9 alle nötigen Angaben. 04-004

Stückliste zur Baugruppe 03

Teil	Anzahl	Bezeichnung	Bemerkung
03-001	1	Tonmotor	
03-002	2	Höhenführung	nach Zeichnung Abb. 8
03-003	4	Scheibe	
03-004	2	Sechskantmutter M 4	
03-101	2	Umlenkrolle	
03-102	2	Lagerbuchse	
03-103	2	Federring	
03-104	2	Zapfen	
03-105	2	Zapfenlager	
03-106	2	Zylinderschraube M 4 x 10	nach Zeichnungen Abb. 8
03-107	4	Senkschraube M 4 x 10	
03-108	2	Analagerlager	
03-109	2	Analagerhebel	
03-110	2	Analagerzapfen	
03-111	2	Kerbstift 1 mm	
03-112	2	Zylinderschraube M 3 x 10	
03-113	2	Feder	
03-114	2	Kontaktschraube M 3 x 15	
03-116	4	Isolierscheibe	
03-118	2	Isolierröhrchen	
03-117	2	Lötöse	
03-119	2	Scheibe 3,2	
03-119	2	Sechskantmutter M 3	

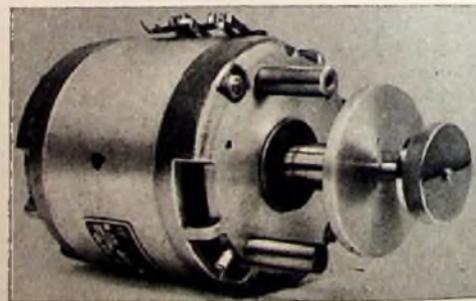


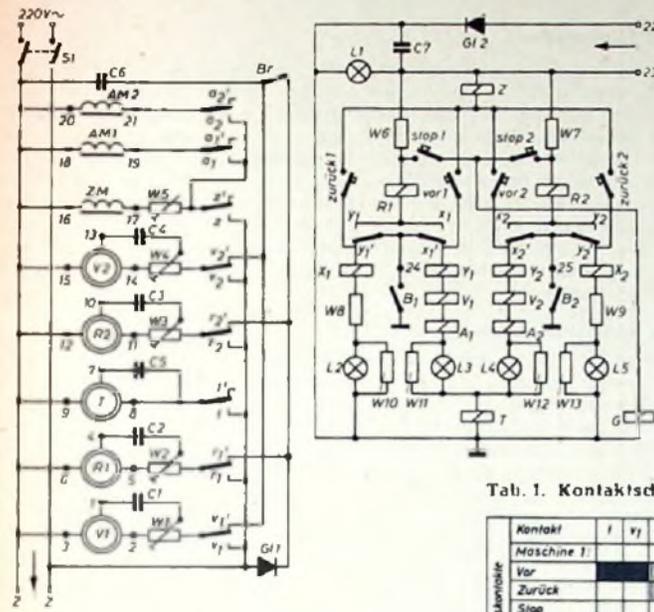
Abb. 10. Einbautartig montierte Aufwicklung (zum Einbau wird das Spulenlager von der Motorwelle abgezogen, nach Befestigung des Motors durch die Bohrung im Chassis wieder auf diese aufgeschoben und mittels der Schrauben 04-008 befestigt)

Stückliste zur Baugruppe 04

Teil	Anzahl	Bezeichnung	Bemerkung
04-001	4	Spannmutter	
04-002	4	Buchse	nach Zeichnungen Abb. 9
04-003	4	Lagerzeller	
04-004	4	Lagerzapfen	
04-006	12	Distanzbolzen	
04-006	4	Aufwicklungsmotor	1600 U/min vernickelt
04-007	12	Senkschraube M 4 x 10	
04-008	8	Zylinderschraube M 3 x 10	

soll auf der Motorwelle möglichst stramm aufsitzen, damit die Aufwicklung nach Anziehen der Schrauben 04-008 schlagfrei läuft. Die Gewinde von 04-001 und 04-004 sollen leicht ineinanderlaufen. Dann läßt sich nach Auflegen der Spule die Spannmutter 04-001 mit einem Schwung anziehen. Diese etwas

Abb. 11 (unten). Schaltung des Steuerpultes zum Doppelmagnetan- gerät (Baugruppe 05)



ungewöhnliche Art der Einspannung wurde gewählt, um bei der hohen Rückspulgeschwindigkeit, die sonst beim Spulenbetrieb nicht üblich ist, eine hinreichend sichere Verbindung zwischen Spule und Aufwicklung zu schaffen.

2. Das Steuerpult (Baugruppe 05)

Schaltung

Nachdem alle mechanischen Baugruppen fertiggestellt und im Hauptchassis montiert sind, wird das Steuerpult aufgebaut, um nach dessen Fertigstellung die einwandfreie mechanische Funktion beider Laufwerke überprüfen zu können, ehe man mit dem elektrischen Teil beginnt. Die Schaltung des Steuerpultes ist in Abb. 11 dargestellt; das Prinzip wurde bereits eingehend erläutert¹⁾. Die hier verwendete Schaltung weist jedoch gegenüber der Prinzipschaltung einige Abweichungen auf, die vor allem durch die Einbeziehung einer automatischen Abschaltung bei Bandriß bzw. abgelaufener Spule bedingt sind. Sie wird durch

1) PUNK-TECHNIK Bd 11 (1958) Nr. 15, S. 443 und Nr. 16, S. 475

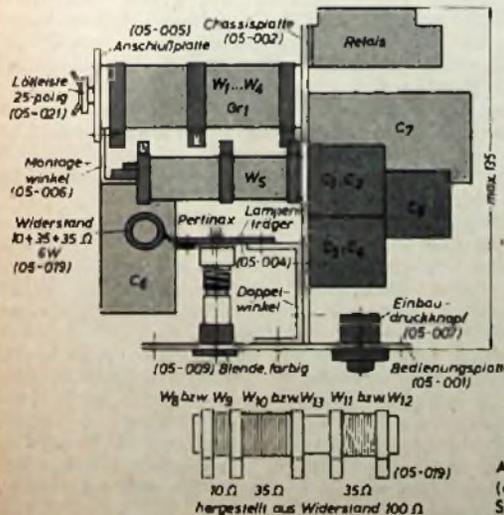


Abb. 12. Maß- und Bohrplan der Bedienungsplatte (oben) und (links) Anordnung der Einzelteile am Steuerpult und Ausführung des Widerstandes 05-019

Stückliste zur Baugruppe 05

Teil	Anzahl	Bezeichnung	Kurzzeichen	Bemerkung
05-001	1	Bedienungsplatte		
06-002	1	Chassisplatte		
05-003	3	Doppelwinkel		
05-004	1	Lampenträger		
05-005	1	Anschlußplatte		
05-006	1	Montagewinkel		für C 6
06-007	7	Einbaudruckknopf		
05-008	1	Kippshalter 2polig		
05-009	5	Blende, farbig		für L1...L5
05-010	1	Bezeichnungsschild		
05-011	4	Kondensator 1 µF, 250 V	C 1...C 4	Bosch MP
05-012	1	Kondensator 1 µF, 700 V	C 5	
05-013	1	Elko 50 µF, 350 V	C 6	
05-014	1	Elko 1500 µF, 15 V	C 7	NSF
05-016	1	Gleichrichter 250 V, 0,2 A	GI 1	bzw. 2 × 0,1 A
05-016	1	Gleichrichter 12 V, 0,8 A	GI 2	
05-017	4	Drahtwiderstand 1 kOhm, 40 W	W 1...W 4	mit Abgriff
05-018	1	Widerstand 100 Ohm, 10 W	W 5	mit Abgriff
05-019	2	Widerstand 10 + 35 + 35 Ohm, 6 W	W 8, 10, 11	n. Abb. 12
05-020	1	Widerstand 2 × 6 Ohm, 2 × 2 W	W 9, 12, 13	
05-021	1	Lötleiste 25polig	W 6, 7	
05-022	5	Skalenlampen 6,3 V, 0,3 A	L 1...L 5	
05-023	5	Zwergfassungen		

Montage- und Befestigungsmaterial. Draht- und Isolierschlauch

Tab. 1. Kontaktschema des Steuerpultes

Kontakt	Betriebskontakte							
	1	v1	r1	v2	r2	v1'	r1'	v2'
Maschine 1								
Vor								
Zurück								
Stop								
Maschine 2								
Vor								
Zurück								
Stop								

offen geschlossen
 für die Dauer des Tastendrucks geschlossen
 nach dem Loslassen der Taste geschlossen

Kontakt	Steuerkontakte							
	x1	y1	x2	y2	x1'	y1'	x2'	y2'
Maschine 1								
Vor								
Zurück								
Stop								
Maschine 2								
Vor								
Zurück								
Stop								

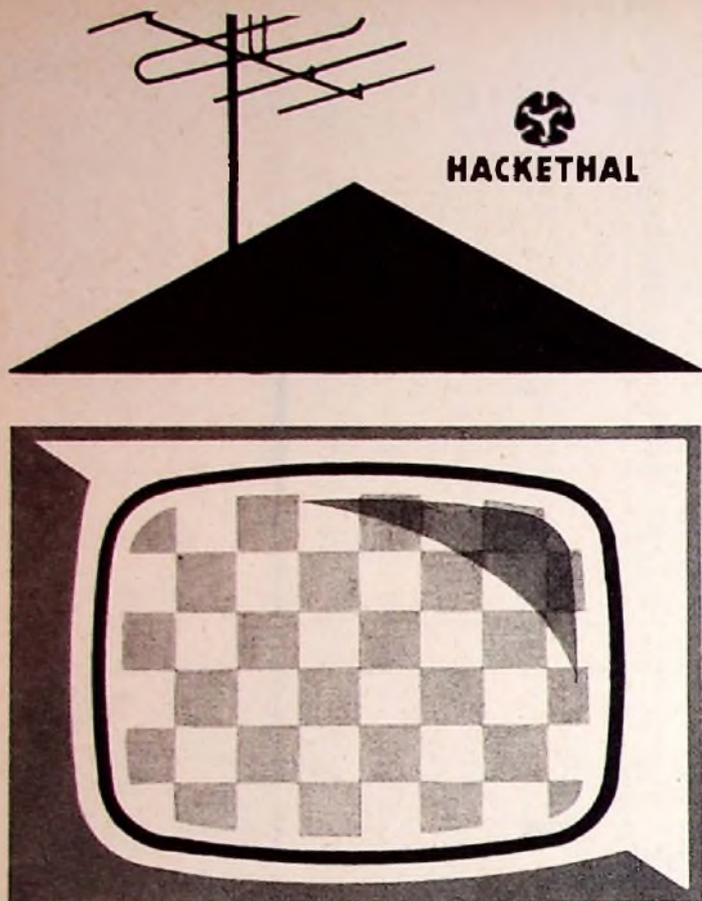
die beiden Bandrißkontakte B 1 und B 2 bewirkt, die von den Auslegerhebeln betätigt werden (s. auch Baugruppe 02). Zu diesem Zweck ist der Sammelpunkt der vier Steuerstromkreise mit dem Chassis verbunden. Außerdem wurde eine etwas andere Schaltung der Selbsthaltekontakte verwendet. Wie aus der Schaltung ersichtlich ist, schließt der Bandrißkontakt den jeweils eingeschalteten Steuerstromkreis der betreffenden Maschine teilweise kurz. Dieser Kurzschluß erfolgt so, daß

die Steuerstromkreise der anderen Maschine nicht beeinflußt werden. Dagegen fällt das jeweils angezogene Selbsthalterelais der zugehörigen Maschine sofort ab, bei Vorlauf außerdem die Relais A und V. Durch den Abfall von X und Y wird der Kurzschluß sofort wieder aufgehoben und der gesamte Steuerstromkreis getrennt, so daß die Maschine nunmehr neu gestartet werden kann. Dies ist jedoch erst möglich, nachdem das Band ordnungsgemäß eingelegt und straff gespannt und dadurch B geöffnet ist. Ein Start bei geschlossenem B-Kontakt, gleich ob vorwärts oder rückwärts, ist nicht möglich; das ist im Betrieb zu beachten.

Weiterhin wurde eine Bremsbremse Br eingebaut, durch die das Band während des Rücklaufs zum leichteren Auffinden bestimmter Stellen sowie gegen Ende des Rückspulvorgangs gebremst werden kann. Zugleich wurde auf diese Weise der zweite Gleichrichter eingespart. An den Ruhekontakten der V-Motorenrelais liegt, wie in der Prinzipschaltung, über GI 1 eine pulsierende Gleichspannung, die eine geringe Bremsung der Motoren im Ruhezustand bewirkt. An den Ruhekontakten der R-Motorenrelais liegt nur ein Ladekondensator C 6 von 50 µF. Werden nun über Br die Ruhekontakte beider Relaispaare miteinander verbunden, so erhalten die V-Motoren, die beim Rücklauf ausgeschaltet sind, Bremsstrom. Außerdem wird der Bremsstrom der R-Motoren durch die Zuschaltung von C 6 erheblich erhöht, so daß bei einer Ausschaltung dieser Motoren (Bandriß oder Ende des Bandes) auch die Rückwickelspulen durch Drücken der Bremsbremse schnell zum Stillstand gebracht werden können. Das Anhalten des Bandes während des Rücklaufs erfolgt ebenfalls durch die Bremsbremse. Erst nach dem völligen Stillstand wird der Rückwickelmotor durch einen Druck auf die Stoptaste ausgeschaltet. Meistens erfolgt diese Abschaltung durch das plötzliche Nachgeben des Bandes beim Loslassen der Bremsbremse sowieso automatisch über den Bandrißkontakt.

Die Ausklinkmagnete werden mit Wechselstrom gespeist. Dadurch ergeben sich keine Nachteile gegenüber einem Gleichstrombetrieb. Zur Erhöhung der Betriebssicherheit wurden parallel zu den Kontrollampen Widerstände gelegt, die so bemessen sind, daß auch beim Durchbrennen einer Lampe der Haltestrom für die Relais aufrechterhalten wird. Die Relais sollen einen Widerstand von 2 Ohm bei 0,5 A Anzugstrom und 0,3 A Haltestrom haben.

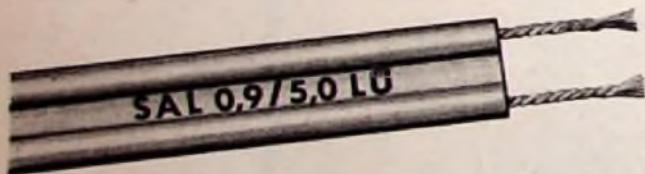
(Wird fortgesetzt)



HACKETHAL

gute Antennenleitung

gute Antennenleistung



Unsere silberfarbige symmetrische Antennenleitung ist ultraviolettbeständig und wetterfest. Sie kann innen und außen verlegt werden.

Über unser Programm in verlustarmen symmetrisch oder koaxial aufgebauten Leitungen, mit und ohne Abschirmung, fordern Sie bitte weiteres Informationsmaterial an.

78 D 66

HACKETHAL-DRAHT- UND KABEL-WERKE
AKTIENGESELLSCHAFT HANNOVER · FERNRUF: 66521

H. LENNARTZ

So arbeitet mein Fernsehempfänger

②

Der Tonempfang

Zur Fernsehübertragung gehört auch der Begleitton. Bei der CCIR-Norm wird der Ton über einen eigenen Träger ausgestrahlt, dessen Frequenz 5,5 MHz oberhalb des Bildträgers liegt. Dieser Abstand wird sehr genau eingehalten. Der Tonträger ist mit einem maximalen Hub von ± 50 kHz frequenzmoduliert. Man möchte annehmen, daß der Tonempfang keine besonderen Schwierigkeiten bereitet. Es ergeben sich ja im wesentlichen die gleichen Probleme, wie sie auch beim UKW-Rundfunk auftreten. Während es sich dort jedoch nur um einen schmalen Bereich zwischen 90 und 100 MHz handelt, müssen beim Fernsehempfang viele Kanäle bis zu Frequenzen von über 200 MHz berücksichtigt werden.

Das Parallelton-Prinzip

Abb. 24 ist das Blockschema eines Fernsehempfängers nach dem Parallelton-Prinzip. Ein Teil der Zwischenfrequenzspannung wird nach der ersten oder zweiten ZF-Röhre abgezweigt und in einem eigenen ZF-Teil weiterverstärkt. Nach Einschaltung entsprechender Begrenzerstufen erfolgt die Gleichrichtung in einem Phasendiskriminator. Die NF wird in der üblichen Weise verstärkt. Diese Anordnung hat jedoch verschiedene Nachteile.

Abb. 25 zeigt die Durchlaßkurve des Bild-ZF-Verstärkers und links daneben gestrichelt diejenige des Ton-ZF-Verstärkers. Bei der ersten Überlagerung im HF-Teil des Fernsehempfängers wird nun aus dem Bild- und dem Tonträger jeweils eine Zwischenfrequenz gebildet, deren

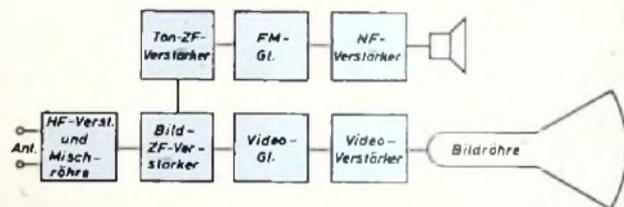


Abb. 24. Blockschaltbild eines Fernsehempfängers nach dem Parallelton-Verfahren

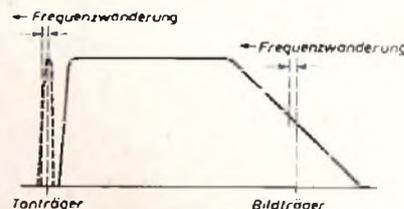


Abb. 25. ZF-Durchlaßkurve eines Parallelton-Fernsehempfängers

Abstand zwar immer genau 5,5 MHz ist, deren Frequenz jedoch von der Oszillatorfrequenz der Mischstufe abhängt. Angenommen, es wird ein Sender im Kanal 10 (Bild = 210,25 MHz, Ton = 215,75 MHz) empfangen. Durch die Frequenzumwandlung entsteht eine Bild-ZF von 25 MHz und eine Ton-ZF von 19,5 MHz. Der Oszillator schwingt dann auf 235,25 MHz. Das ist eine sehr hohe Frequenz, und es kann leicht vorkommen, daß eine gewisse Frequenzwanderung dieses Oszillators eintritt. Der Ton-ZF-Verstärker hat aber eine relativ geringe Bandbreite. Eine Verschiebung um nur 120 kHz (das ist eine Abweichung von nur 0,005 %) würde bedeuten, daß der Tonträger auf einer Flanke des ZF-Verstärkers läge und der Phasendiskriminator würde unsymmetrisch angesteuert. Beides würde eine geringere Empfindlichkeit und, was noch wesentlich unangenehmer wäre, Verzerrungen hervorrufen. Es bleibt also nichts anderes übrig, als den Oszillator immer wieder nachzustellen, um einen einwandfreien Tonempfang zu erhalten. Die angenommene Verschiebung des Oszillators um etwa 120 kHz macht sich auf die Bildqualität nur wenig bemerkbar. Sie wird vom Beschauer meistens gar nicht wahrgenommen.

Früher führte man häufig noch einen weiteren Nachteil des Parallelton-Verfahrens an, der besonders in Gebieten schwacher Feldstärke auftritt. Bei derartigen Empfangsbedingungen ist das Bild stark verrauscht („Schneegestöber“). Man kann die Bildqualität in solchen Fällen etwas verbessern, indem man den Bildträger nicht, wie vorgeschrieben, auf die schräge Flanke (Nyquist-Flanke) der Durchlaßkurve legt, sondern ihn bis an den Anfang des waagerechten Teils binaufrückt. Es wird dann zwar nicht mehr das ganze Bildsignal durchgelassen, jedoch geht das Rauschen zurück, so daß sich der Eindruck eines schärferen Bildes ergibt. Da die Verschiebung in der Größenordnung von 1 MHz liegt, käme bei einem Empfänger im Paralleltonbetrieb der Tonträger völlig außerhalb des Frequenzbereichs des Ton-ZF-Verstärkers zu liegen. Ein solches Verfahren ist also bei Parallelton-Empfängern nicht anwendbar.

Das Differenzträger-Prinzip

Die Nachteile des Parallelton-Verfahrens werden durch das Differenzträger-Prinzip beseitigt. Wie der Name schon sagt, wird dabei die Differenz der beiden Träger (Bild- und Tonträger) ausgenutzt. Es findet eine weitere Überlagerung statt, wobei der Tonträger auf eine neue ZF von 5,5 MHz transponiert wird. Der Fernsehempfänger wird dadurch im Tonteil zu einem Doppelsuper. Würde man aber in der üblichen Weise einen zweiten Oszillator einbauen, dann wären die Nachteile des Parallelton-Verfahrens nicht beseitigt, im Gegenteil käme noch die Frequenzwanderung des zweiten Oszillators als weiterer Nachteil hinzu. Sämtliche Frequenzwanderungen können nun aber dadurch eliminiert werden, daß man als zweite zur Überlagerung benötigte Frequenz den Bildträger benutzt und diesen mit dem Tonträger mischt; diese Mischung erfolgt automatisch im Bildgleichrichter. Da der Abstand zwischen Bild und Tonträger nur vom Sender bestimmt wird und sehr konstant auf 5,5 MHz gehalten wird, haben nun Frequenzwanderungen des Oszillators im HF-Teil keinerlei Einfluß mehr auf die Ton-ZF von 5,5 MHz. Wandert nämlich der Oszillator

Abb. 26. Blockschaltbild eines Fernsehempfängers nach dem Differenzträger-Prinzip

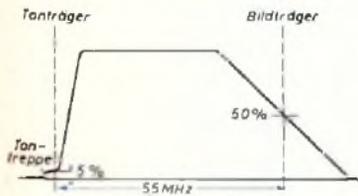
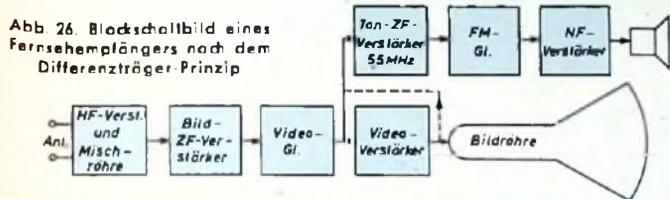


Abb. 27. ZF-Durchlaßkurve eines Gerätes nach dem Differenzträger-Verfahren

Abb. 28. Das Signal am Bildgleichrichter; a = Video-Signal allein, b = Ton-ZF 5,5 MHz, c = mit der Ton-ZF (siehe b) überlagertes Video-Signal

weg, dann ändert sich bei der gebildeten Zwischenfrequenz sowohl die Lage des Tonträgers als auch diejenige des Bildträgers. Ihr Abstand bleibt jedoch immer gleich, so daß nach der Mischung im Bildgleichrichter stets eine ZF von 5,5 MHz entsteht. Man kann nun auch den Oszillator im HF-Teil innerhalb der durch die Durchlaßkurve des ZF-Verstärkers bestimmten Grenzen verschieben, ohne daß sich die Qualität der Tonübertragung ändert.

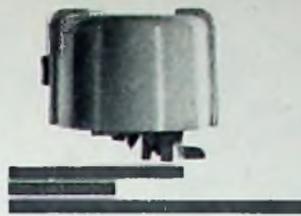
Früher wurde gelegentlich als Vorteil des Differenzträger-Prinzips angegeben, daß man ZF-Verstärkerstufen sparen könnte. Das ist aber nicht der Fall, denn der Tonträger muß beim Durchlaufen des ZF-Verstärkers so weit geschwächt werden, daß seine Amplitude am Video-Gleichrichter nur noch etwa 5% der Maximalamplitude ist.

Abb. 26 zeigt das Blockschaltbild eines Fernsehempfängers nach dem Differenzträger-Prinzip. Der Unterschied gegenüber Abb. 24 besteht darin, daß im Video-Gleichrichter auch die Ton-ZF von 5,5 MHz gebildet wird. Es sind nun genau wie beim Parallelton-Verfahren noch weitere Verstärker- und Begrenzerstufen im Ton-ZF-Teil nötig, da der Tonträger ja sehr stark geschwächt werden mußte. In dieser Hinsicht ist der Aufwand also nicht gering.

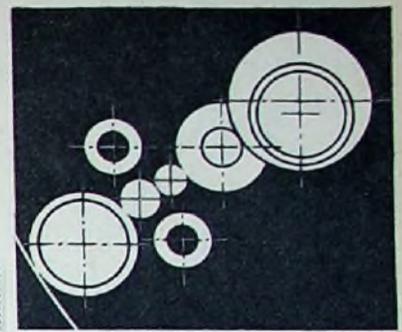
Abb. 27 zeigt die Durchlaßkurve des ZF-Verstärkers eines Empfängers nach dem Differenzträger-Prinzip. Für Bildträger und Bild-ZF ergibt sich kein Unterschied zu Abb. 25. Der Tonträger muß jedoch auf etwa 5% der Maximalamplitude geschwächt werden. Wir haben daher links im Bild die sogenannte „Tontreppe“. Die richtige Form der Durchlaßkurve wird durch Saugkreise (Traps) hergestellt, die an die Spulen der ZF-Kreise angekoppelt werden. Hierauf wird im einzelnen bei der Besprechung des ZF-Verstärkers noch eingegangen.

Das Wesentliche des Differenzträger-Verfahrens ist die Mischung von Bild- und Tonträger im Video-Gleichrichter. Abweichend von den Schaltungen in Rundfunkempfängern ist jedoch die Tatsache, daß die zur Mischung benötigte Oszillatortfrequenz nicht im Empfänger erzeugt, sondern ebenfalls drahtlos empfangen wird. Auch benutzt man im Rundfunkbereich zur Mischung meistens Röhren, während die Bildung der Ton-ZF in einer Diode erfolgt; grundsätzlich wäre dies jedoch beim Rundfunkempfang ebenfalls möglich.

Abb. 28 soll den Vorgang der Mischung von Bild- und Tonträger im Video-Gleichrichter noch einmal verdeutlichen. Abb. 28a zeigt das Video-Signal allein. Durch Überlagerung der Ton-ZF mit der Bild-ZF entsteht hinter dem Video-Gleichrichter eine Schwingung von 5,5 MHz, die in Abb. 28b dargestellt ist. Diese Schwebung ist gewissermaßen als „Welligkeit“ dem Video-Signal überlagert (Abb. 28c).



Roll-Pickup ☆



Synchronlauf ☆☆

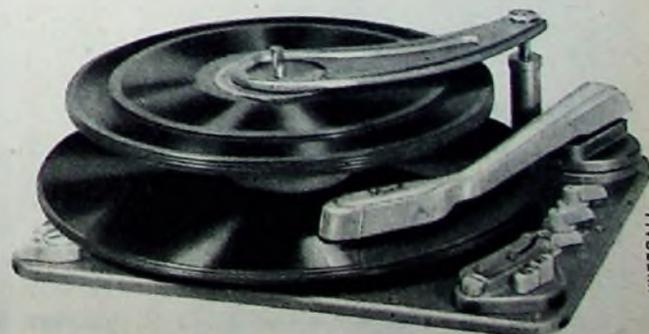
Der DUAL 1003 überzeugt durch Qualität und technischen Fortschritt. Er ist der einzige deutsche Plattenwechsler mit Synchronlauf und Roll-Pickup! Den Fachmann beeindruckt die reife Konstruktion, den Laien der unvergleichliche Bedienungskomfort. Darum gilt: DUAL 1003 — der Plattenwechsler von morgen!

☆ Der Roll-Pickup ermöglicht durch seinen verblüffenden Abtastvorgang, hintereinander Platten unterschiedlicher Größe abzuspielen. Diese Automatik macht den DUAL 1003 zum einzigen Plattenwechsler, der auch als vollautomatischer Einfachspieler für alle Plattengrößen zu verwenden ist.

☆☆ Der Synchronlauf des DUAL 1003 garantiert unabhängig von den verschiedenen Drehzahlen der Platten eine konstante Wechsel- und Pausenzeit: sie beträgt bei 33 1/3, 45 und 78 U/min. jeweils genau 8,0 Sekunden. Das ist ein Vorzug, den nur DUAL zu bieten hat.

Dual
1003

Informationen, die Ihnen alles sagen, vermittelt Ihnen auf Wunsch gern: DUAL, Gebr. Steidinger, St. Georgen, Schwarzw.



Entscheidende Vorteile des DUAL 1003

Viel Glück 1957



DEN FREUNDEN UNSERES HAUSES ALLES GUTE

Trennung von Ton- und Bildsignal

Die in Abb 28c dargestellte Welligkeit des Video-Signals muß unbedingt beseitigt werden, d. h., das Video-Signal muß vom Tonsignal befreit und geglättet werden. Wenn das nicht erfolgt, dann ist die Ton-ZF im Bild als Moire-Störung sichtbar. Die Beseitigung der Ton-ZF kann auf verschiedene Weise vorgenommen werden und läßt sich mit der Auskoppelung der Ton-ZF kombinieren. Eine derartige Anordnung zeigt Abb 29. Die auf den Bildgleichrichter folgende Video-Endröhre muß das Video-Signal so weit verstärken, daß eine ausreichende Steuerspannung an der Hellsteuerelektrode der Bildröhre (in Abb 29 die Katode) zur Verfügung steht. Der Videoverstärker wird breitbandig ausgeführt, d. h., er muß das gesamte Video-Signal, das noch Frequenzen von 5 MHz enthält, verstärken. Infolgedessen erfährt auch

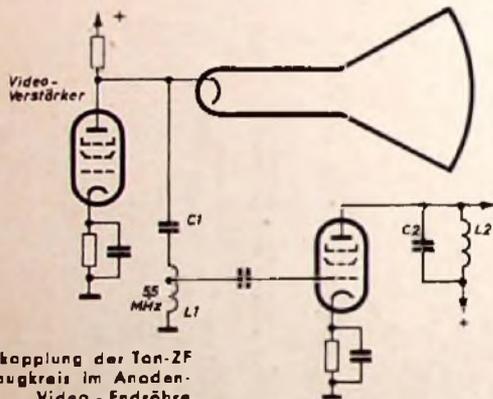


Abb. 29. Auskoppelung der Ton-ZF an einem Saugkreis im Anodenkreis der Video-Endröhre

die Ton-ZF noch eine beträchtliche Verstärkung. Nun soll aber einerseits die Ton-ZF an der Katode der Bildröhre nicht in Erscheinung treten, andererseits soll sie aber ausgekoppelt und mit genügender Amplitude dem Ton-ZF-Verstärker zugeführt werden. Schaltet man zwischen Katode der Bildröhre und Masse einen auf die Ton-ZF von 5,5 MHz abgestimmten Saugkreis, so stellt dieser für 5,5 MHz einen sehr kleinen Widerstand dar, so daß diese Frequenz an der Katode der Bildröhre praktisch nicht mehr in Erscheinung tritt. Zwischen Kondensator und Spule ist jedoch die überhöhte Resonanzspannung vorhanden, die dem Ton-ZF-Verstärker zugeführt wird.

Die in Abb 29 dargestellte Anordnung hat allerdings den Nachteil, daß die Amplitude der Ton-ZF von der Kontrastregelung abhängig ist. Die Verstärkung durch die Video-Endröhre hat daher nur bedingten Wert. Erfolgt die Kontrastregelung durch Änderung der Verstärkung der Video-Endröhre, dann ist es zweckmäßiger, die Ton-ZF bereits hinter dem Gleichrichter, d. h. am Gitter der Video-Endröhre, auszukoppeln. Eine solche Anordnung zeigt Abb 30. Über einen kleinen Kondensator gelangt die Ton-ZF an einen Parallelresonanzkreis, der mit dem Gitter der ersten Stufe des Ton-ZF Verstärkers verbunden ist. Zur Beseitigung der Ton-ZF aus dem Video-Signal gibt es verschiedene Möglichkeiten. So kann man z. B. einen Sperrkreis für 5,5 MHz in die Katodenleitung der Video-Endröhre legen. Das ergibt eine starke Gegenkopplung für diese Frequenz. Auch kann man einen Sperrkreis vor der Katode der Bildröhre anordnen. Die geschilderten Maßnahmen sind jedoch meistens nicht erforderlich, wenn man den Frequenzgang des Video-Verstärkers so bemißt, daß oberhalb 5 MHz ein steiler Abfall eintritt. Dann wird die Frequenz von 5,5 MHz so weit geschwächt, daß sie an der Bildröhre nicht mehr stört. (Wird fortgesetzt)

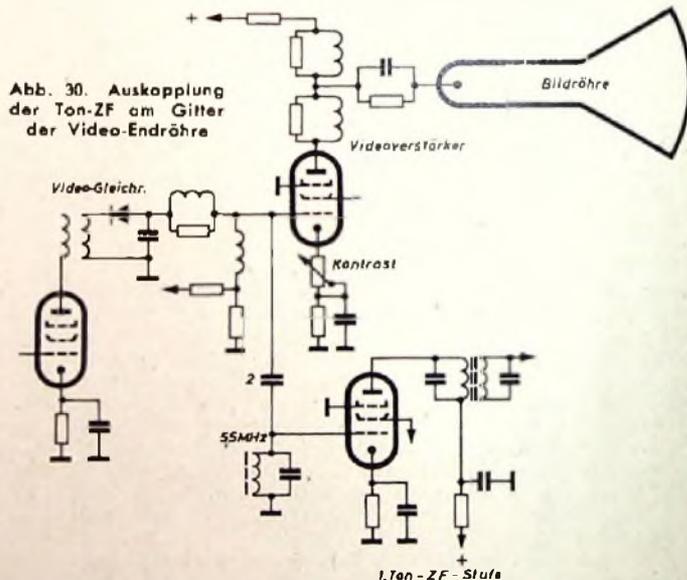


Abb. 30. Auskoppelung der Ton-ZF am Gitter der Video-Endröhre

POSAUNE P280 P290

Vollband-Fernseh-Antennen

Auf jeden Kanal scharf einstellbar

WILLH. SIHN JR. K.G.
LIEFERN KAS. PEORNEIM

KONTAKTSCHWIERIGKEITEN?



Alle Praktiker der Hochfrequenztechnik
UKW-Technik
Fernseh-technik
Fernmeldetechnik
Meßtechnik
 kennen die Schwierigkeiten der mangelhaften Kontaktgabe an Vielfachschaltern.
CRAMOLIN hilft Ihnen.

Cramolin beseitigt unzulässige Übergangswiderstände und Wackelkontakte. Cramolin verhindert Oxydation, erhöht die Betriebssicherheit Ihrer Geräte. **CRAMOLIN** ist garantiert unschädlich, weil es frei von Säuren, Alkalien und Schwefel ist, wirksam bis -35°C. **CRAMOLIN** wird zu folgenden Preisen und Packungen geliefert: 1000-ccm-Flasche zu DM 24,-, 500-ccm-Flasche zu DM 13,-, 250-ccm-Flasche zu DM 7,50, 100-ccm-Flasche zu DM 3,50, je einschl. Glasflasche, sofort lieferbar, ab Werk Mühlacker. Rechnungsbeträge unter DM 20,- werden nachgenommen. (3% Skonto).

R. SCHÄFER & CO. 2 • CHEMISCHE FABRIK
 (14a) MÜHLACKER • POSTFACH 44



Alexander Siewert †

Im Alter von 84 Jahren verstarb Mitte November Oberingenieur Alexander Siewert. Der zweitälteste Funkpionier Deutschlands war seinerzeit als Prokurist der *Telefunken GmbH* maßgeblich an der Planung und dem Aufbau der ersten europäischen Großfunkstelle Nauen beteiligt. Bei den vielen Besuchen prominenter Gäste in Nauen spielte er „Protokoll-Chef“ der *Telefunken-Gesellschaft*. Als Leiter der technischen Abteilung unterstand ihm auch die Ausbildung der *Telefunken-Montageingenieure*.

Erich Vehlow †

In der Nacht zum 4. Dezember wurde Herr Erich Vehlow durch plötzlichen Tod aus seiner langjährigen Tätigkeit im Dienste der *Valvo-Röhre* abberufen. 1930 trat Erich Vehlow in seiner Heimatstadt Berlin bei *Philips* ein. Nach dem Kriege war er erst Leiter des Berliner Filialbüros und wurde dann in die Hauptverwaltung nach Hamburg berufen. Das unerwartete Hinscheiden dieses stets freundlichen und hilfsbereiten Mannes ist ein schwerer Verlust für seine Firma und alle seine Freunde.

Otto Siewek 30 Jahre in der Radiobranche

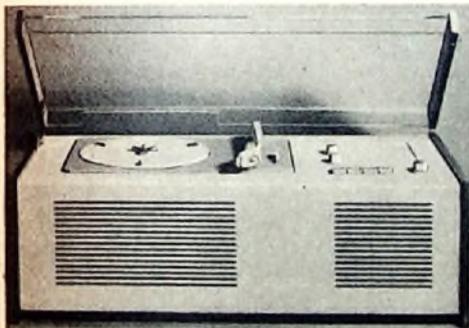
Der kaufmännische Direktor der *Grundig Radio-Werke*, Otto Siewek, kann in diesen Tagen auf eine dreißigjährige Zugehörigkeit zur Radiobranche zurückblicken. Im November 1926 begann er seine Tätigkeit im damals noch jungen Einzelhandel für Rundfunkgeräte. Bis 1945 war er in etlichen bekannten Geschäften dieses Fachzweiges tätig. So konnte Direktor Siewek vom Beginn des Rundfunks an alle jene Erfahrungen sammeln, die notwendig sind, um in seiner jetzigen Position die Marktbedürfnisse erkennen und die Wünsche des Handels erfüllen zu können. Im Jahre 1937 verlegte er sein Domizil vom Niederrhein nach Nürnberg. Erst 1945 traf er mit Max Grundig zusammen.



Institut für Rundfunktechnik

Das neue, von den deutschen Rundfunkanstalten gemeinsam gegründete *Institut für Rundfunktechnik* faßt das bisherige *Rundfunktechnische Institut (RTI)* in Nürnberg und die Abteilung *Zentraltechnik* des früheren *NWDR*, Hamburg, zusammen. Zum kommissarischen Technischen Direktor wurde Herr Ing. Becker, *Südwestfunk*, bestimmt, während Vorsitzender der Gesellschaft Herr Dr. Stadelmayer, *Intendant des Bayerischen Rundfunks*, ist. Man beabsichtigt, die *Zentraltechnik* in Hamburg zu belassen, das *RTI* aber von Nürnberg nach München zu verlegen. Zur Finanzierung des Entwicklungsbetriebes wird jährlich ein Etat von 2,8 Millionen DM zur Verfügung stehen.

Neuartiger Phonosuper „SK 4“



Das 58x29x23 cm große Gehäuse dieses neuen Gerätes hat keine Rückwand in der bisher üblichen Form und kann deshalb auch frei im Raum aufgestellt werden. Für den Deckel wurde Plexiglas verwendet. Technische Daten: MW und UKW, 6 Röhren, 5/9 Kreise, 4 W Sprechleistung, 1 Lautsprecher, eingebaute Netzanenne, Anschlüsse für Dipol und Außenlautsprecher, Plattenspieler (Braun „PC 3“), 115/150/220 V...

Z 70 U, eine Subminiatur-Relaisröhre

Neue Kaltkathoden-Röhre der *Valvo GmbH* in Subminiaturtechnik mit 4 Elektroden; eignet sich besonders für empfindliche Relais- und Zählhaltungen mit Zählgeschwindigkeiten bis zu 5000 Imp/s. Zwischen Hilfselektrode und Anode wird eine ständige Entladung gezündet; dadurch ist die Zündung der Hauptstrecke erleichtert und vom Lichtfall sowie von kosmischer Strahlung weitgehend unabhängig. Hohe Sperrspannung ermöglicht einen Betrieb mit max. 310 V Anodenspannung.

Von Sendern und Frequenzen

LW: NDR, Versuchsprogramm 151 kHz, jetzt täglich 16 ... 23 Uhr.
MW: Süddt. Rdfk., neuer Sender Schwäbisch Hall 1484 kHz, 0,2 kW.
UKW: Bayer. Rdfk., Wendelstein 93,6 MHz (MW-Programm).
Westdt. Rdfk., geänderte Frequenzen (MHz) ab 22. Dezember 1956:

MW-Programm	1. UKW-Programm	2. UKW-Programm
Köln I	Monschau	Nordhelle III
Aachen I	Aachen II	Teutob. Wald III
Nordhelle I	Langenberg II	Münster III
Teutob. Wald I	Teutob. Wald II	Langenberg III
	Münster II	
	Nordhelle II	

Fernsehen: Hess. Rdfk., neuer Sender Marburg, Kanal 11 (217,25 MHz Bild): 30 W.

Allen Lesern der Funk-Technik ein frohes Weihnachtsfest und ein glückhaftes Jahr 1957

Sollen Hörer und Schnur unlösbar verbunden sein?

Wie sollte der neue magnetische Kleinhörer HM 33 aussehen? — Wir fragten viele, die täglich an Diktiergeräten mit Hörern arbeiten müssen. Lesen Sie bitte, was

Ihre Kunden sagten:

- Löst man einen Hörer, der mit seiner Schnur fest verbunden ist, aus einem Clip, wird fast immer an der Zuleitung gezogen, die dadurch auf Zug und Knick beansprucht wird.
- Durch diese — nicht vorgesehene — Beanspruchung bricht die Schnur leicht.
- Eine beschädigte Schnur bedeutet Ausfall des ganzen Hörers.

Deshalb wünschen Ihre Kunden:

- für Diktiergeräte Kleinhörer ohne festmontierte Zuleitung.
- Der Stecker der Schnur muss so gross sein, dass er beim Lösen bequem angefaßt werden kann.
- Er soll sich leicht in den Hörer einführen lassen, aber trotzdem festsitzen und einwandfrei Kontakt geben.

Gerade diese sich scheinbar widersprechenden Forderungen wurden beim HM 33 gut gelöst. Ausserdem besitzt er einen griffigeren Stecker.

Wenn Ihre Kunden nun einen guten Hörer für den kommerziellen Einsatz suchen, dann können Sie ihnen

den neuen Kleinhörer HM 33

mit ruhigem Gewissen empfehlen. Dieser robuste magnetische Kleinhörer wurde nach den Wünschen Ihrer Kunden gestaltet. Dass er ausserdem sehr preiswert ist, macht ihn noch schätzenswerter.

LABORATORIUM WENNEBOSTEL
DR.-ING. SENNHEISER - BISSENDORF/HANN.



GASDICHTE STAHLAKKUMULATOREN

für Rundfunk-Koffergeräte,
Hörhilfen und
Meßgeräte aller Art.
Niedrige Betriebskosten,
günstige Voraussetzungen für gleichmäßig
gute Betriebseigenschaften
und lange Lebensdauer Ihrer Geräte,
besonders der Röhren



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

DAS PRINZIP

das selbstreinigenden Sicherheits Kontaktes
und die ausgereiften Erfahrungen im Bau von trennbaren
Kabelverbindungen sind es die unsere Konstruktionen auf allen
Gebieten der Elektrik so betriebssicher machen

AUSFÜHRUNGSBEISPIEL
T 11211 - T 1144 V

KONTAKTEINRICHTUNGEN
FÜR ELEKTRONISCHE APPARATE
UND MASCHINEN

INTERNATIONAL EINGETRAGENES MARKENZEICHEN
IN UND AUSLÄNDISCHEN PATENTEN

FUCHSEL-KONTAKT HEILBRONN/NECKAR

TEL. 07141-30001, 30002, 30003

Ein neuartiger Demodulator für den Intercarrier-Ton

In einem nach dem Intercarrier-Verfahren arbeitenden Fernsehempfänger muß der Tonteil mit besonderer Sorgfalt und verhältnismäßig großem Aufwand gebaut werden. Das ist darauf zurückzuführen, daß der im Videoteil abgetrennte Differenzträger (Intercarrier), der mit der Tondarleitung frequenzmoduliert ist, noch in erheblichem Maße mit einer unerwünschten und störenden Amplitudenmodulation behaftet ist, die vor der Demodulation möglichst vollständig beseitigt werden muß. Die Begrenzerwirkung einer einzigen ZF-Stufe reicht dazu meistens nicht aus, so daß man im allgemeinen mehrere ZF-Stufen vor dem Ratiodetektor anordnen wird.

Der Tonteil eines Intercarrier-Empfängers läßt sich aber durch einen neuartigen Detektor oder Demodulator wesentlich vereinfachen, der von dem Verfasser der referierten Arbeit für die amerikanische Firma Motorola entwickelt wurde und auch für gewöhnliche FM-Tonempfänger brauchbar ist. Abb. 1a zeigt die Grundsaltung des Demodulators. Mit S ist der Intercarrier bezeichnet, der von dem Ausgang einer niederohmigen Quelle, beispielsweise eines übersteuerten Kathodenverstärkers, kommt und dort bereits eine gewisse Einebnung der Amplitudenmodulation erfahren hat. Das Intercarrier-Signal S steuert die Katode der Demodulatorröhre, einer normalen Triode, und liegt gleichzeitig an der Primärwindung eines Transformators T, dessen Sekundärseite mittels eines Kondensators auf die mittlere Intercarrier-Frequenz abgestimmt ist. Sekundärseitig muß daher eine Spannung U auftreten, deren Frequenz in jedem Augenblick der Intercarrier-Frequenz entspricht, die aber in der Phase um 90° gegen den Intercarrier verschoben ist, solange der Intercarrier nicht moduliert ist. In diesem Zustand, also für den Frequenzhub $\Delta f = 0$, fällt die Amplitudenspitze von U genau mit dem Nulldurchgang von S zusammen. Außerdem hat U eine gegen S große Amplitude, die durch ein entsprechendes Wirkungsverhältnis des Transformators T erreicht wird.

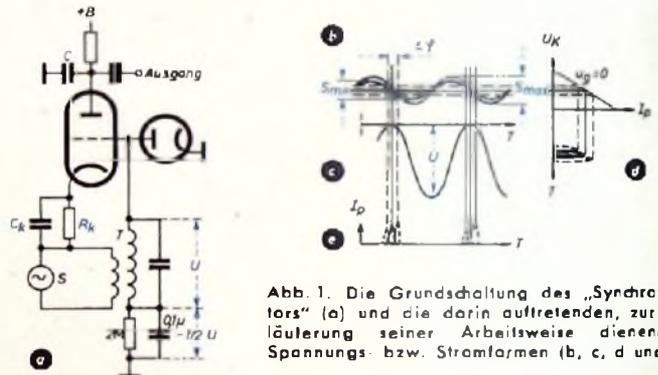


Abb. 1. Die Grundsaltung des „Synchrorektors“ (a) und die darin auftretenden, zur Erläuterung seiner Arbeitsweise dienenden Spannungs- bzw. Stromformen (b, c, d und e)

Diese Verhältnisse sind in Abb. 1b und Abb. 1c dargestellt. Abb. 1b zeigt den Intercarrier S mit zwei verschiedenen Amplituden, um die unerwünschte Amplitudenmodulation anzudeuten. Die Spannung U ist in Abb. 1c mit ihrer zeitlichen und amplitudenmäßigen Beziehung zum Intercarrier S in Abb. 1b wiedergegeben. Die Sekundärseite des Transformators T liegt nun an dem Steuergitter der Demodulatorröhre, dem Steuergitter wird also die Spannung U aufgedrückt. Durch den Widerstand und den Kondensator in der Erdverbindung der Sekundärseite von T sowie durch die Diode ist dafür gesorgt,

daß das Steuergitter eine mittlere Gleichvorspannung $-\frac{1}{2}|U|$ erhält und von der Wechselspannung U zwischen den Werten 0 und $-|U|$ angesteuert wird. Auf diese Weise wird erreicht, daß ein Anodenstrom i_D nur während einer kurzen Zeit impulsartig fließt, während der die Steuergitterspannung nahe dem Werte Null ist, also gerade während des Nulldurchganges von S. Diese Anodenstromimpulse sind in ihrer zeitlichen Zuordnung zu S und U in Abb. 1e ausgezogen dargestellt.

Ist nun aber der Intercarrier S mit einem endlichen Frequenzhub Δf moduliert, so wird dem Sekundärkreis von T eine Frequenz aufgedrückt, auf die er nicht abgestimmt ist. Das hat bekanntlich eine Δf proportionale Phasenverschiebung φ zur Folge, so daß der Phasenwinkel zwischen U und S größer oder kleiner als 90° wird, je nachdem, ob die momentane Intercarrier-Frequenz größer oder kleiner als die mittlere Intercarrier-Frequenz f_c ist. Die Abweichung φ der Phasenverschiebung zwischen φ und S von 90° ist gegeben durch

$$\varphi = \frac{\pi}{2} \cdot \Delta f \cdot \frac{1}{f_c} \cdot Q$$

Wichtig für unsere Postabonnenten!

Falls Sie ein Heft unserer Zeitschrift einmal nicht erhalten sollten, wenden Sie sich bitte sofort an die Zeitungsstelle Ihres Zustellpostamtes. Sie wird nicht nur für Nachlieferung des ausgebliebenen Exemplares, sondern auch dafür sorgen, daß Ihnen jede Ausgabe künftig pünktlich und in einwandfreiem Zustand zugestellt wird. Unterrichten Sie bitte auch uns über eventuelle Mängel in der Zustellung, damit wir auch von hier aus das Nötige veranlassen können.

FUNK-TECHNIK
Vertriebsabteilung

LORENZ

Man wird immer wiederkehren zu den bewährten Lorenz-Röhren.

RÖHREN

Schaub-Lorenz-Post: Kurzlich kam Nr. 2 in einem Umfang von 48 Seiten zum Versand. Großformatige Vierfarbentbilder, zahlreiche Fotos und zweifarbige Illustrationen zeichnen das Heft aus. Aus dem Inhalt seien auszugsweise die Beiträge genannt: „Die Rundfunktechnik im Zeitalter der Automation“, „Wir Rundfunkleute im Wandel des Zeitgeschmacks“, „Neuerungen ziehen am besten“, „Musiktruhen — elegant verkauft“, „Unsere neuen Rundfunkgeräte und Musiktruhen“ sowie „Rund um den Weltspiegel 643“. Die genannten Aufsätze geben Unterlagen für das Verkaufsgespräch und behandeln zum Teil auch weitgehend die Technik der Empfänger. Mit dem weiteren Beitrag „Fernseh-Service leicht gemacht“ gibt Schaub-Lorenz dem Service-Techniker wertvolle Hinweise, während der Aufsatz „Kostet die GEMA immer Geld?“ die rechtliche Lage und die Höhe der zu zahlenden Tantiemen bei elektroakustischen Darbietungen und Fernsehvorführungen vor einem größeren Personenkreis behandelt.

Der „Telefunken-Tipp“: Nr. 1 (Oktober 1956) ist eine 32seitige vierfarbige Ausgabe. Sie stellt zwei Themen in den Vordergrund und zwar „Vom Funktum zum Hohen Popser, 5 Jahre deutsches Fernsehen“ und „Der Rundfunkgeräte-Markt“. Diese beiden sehr guten statistischen Arbeiten zeigen eindringlich an Schaubildern die Produktions- und Preisentwicklung in den letzten Jahren. Umrahmt sind die Hauptbeiträge durch eingestreute gefällige Zeichnungen und mehrfarbige Milieufotos mit Geräten aus dem Telefunken-Programm.

Der Transistor. Von J. Dosse. München 1955, Verlag R. Oldenbourg 109 S., m. 48 Abb. Preis in Halbt. geb. 11,80 DM.

Diese leicht verständliche Einführung in die Transistor-Technik wendet sich in erster Linie an Ingenieure, die im Zuge der immer weitergehenden Anwendung von Transistoren einen Überblick über Aufbau, Wirkungsweise und einige schaltungstechnische Anwendungen dieses neuen Verstärkerelements

gewinnen wollen. Da der Verfasser von stark vereinfachten physikalischen Voraussetzungen ausgeht, ist es auch dem Nichtspezialisten möglich, einen guten Einblick in den Mechanismus der Vorgänge im Transistor zu gewinnen, zumal die teilweise mehrfarbigen Skizzen und Abbildungen der Übersichtlichkeit der Darstellung zugute kommen. Ein Buch, das als Einführung bestens zu empfehlen ist. (Die Auflage ist jedoch bereits vergriffen; eine erweiterte 2. Auflage ist für Mitte 1957 in Leinen zum Preis von etwa 20 DM angekündigt.)

Ergänzung

Berechnung von Topfkreisen, Beilage zu FUNK-TECHNIK Bd. 11 (1956) Nr. 23. Einige Leserfragen sind der Anlaß zu der nachfolgenden Ergänzung (einzufragen hinter Abb. 6); dadurch ist das Einsetzen des Faktors $R_a/R_s = 3,6$ in der Berechnung begründet.

Vernachlässigt man in (22) $L = 0,5 I$, so ergibt sich die optimale Güte bei $r_a/r_s = 3,6$, was einem $r_a/I = 0,7$ in (25) entspricht. Da in der Praxis die äußere Bedämpfung durch den Röhren-Eingangs- bzw. Ausgangswiderstand oder durch eine angeschlossene Diode meist viel größer ist, kann man den durch die obige Vernachlässigung entstehenden Fehler in diesen Fällen in Kauf nehmen. Die Rechnung wird dadurch sehr vereinfacht. Soll jedoch der Topfkreis als Sperr- oder Saugkreis höchstmöglicher Resonanzschärfe Verwendung finden, so ist es angezeigt, mit (25) für r_a/r_s zu arbeiten. Setzt man weiter (25) in (7a) ein, so wird

$$I = \frac{L}{2 (\sqrt{2,11 + 0,66 r_a/I} - 0,33)} \quad (26)$$

und nach I aufgelöst

$$I = \sqrt{\frac{L^2}{8} + \frac{(0,66 r_a - 0,33 L)^2}{16}} - \frac{0,66 r_a - 0,33 L}{4} \quad (27)$$

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

ALLES VOLLKOMMENE IST EINFACH



Verstärker-Phonokoffer

Prinzess 198,00 DM

(auch ohne Verstärker lieferbar 108,50 DM)

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

RATIONELLER
WEICHLÖTEN · HARTLÖTEN · GLÜHEN

MIT
HIMMEL
HOCHFREQUENZ
ANLAGEN FÜR
INDUKTIVE
ERWÄRMUNG



HIMMELWERK AG TUBINGEN/WÜRTT.

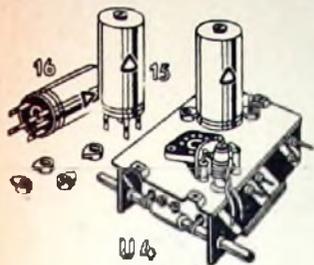


RUNDFUNK - SPULENSÄTZE

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

GUSTAV NEUMANN · CREUZBURG/WERRA

THÜRINGEN · DEUTSCHE DEMOKRATISCHE REPUBLIK



UKW - Superspulenatz SSp 222 mit Doppeltriade und Induktivitätsabstimmung

METALLGEHÄUSE



FÜR INDUSTRIE UND BASTLER
PAUL LEISTNER HAMBURG
HAMBURG-ALTONA-CLAUSSTR. 4-6

30-Watt-Lautsprecher
zu verkaufen.
Angebote erbeten unter F.J. 8203.

Kaufgesuche

Chiffreanzeigen. Adressierung wie folgt:
Chiffre... FUNK-TECHNIK, Berlin-Borsigwalde, Eichbarndamm 141-167.

HANS HERMANN FROMM sucht ständig alle Empfangs- u. Miniaturröhren, Webröhren, Stabilisatoren, Osz.-Röhren usw. zu günstigen Bedingungen. Berlin-Wilmersdorf, Fehrbelliner Platz 3, 87 33 95

Rundfunk- und Spezialröhren aller Art in großen und kleinen Posten werden laufend angekauft. Dr. Heas Borklin, München 15, Schillerstr. 18, Tel.: 5 03 40

Radioröhren, Spezialröhren zu kaufen gesucht. Neumüller & Co. GmbH, München 2, Lenbachplatz 9

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

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

Verkäufe

Tonbandgerät zur Aufnahme von Sprache und Musik. Bausatz ab 40,50 DM. Prospekt freil. F. auf der Lake & Co., Mülheim/Ruhr

Radioröhren - Einzelteile

Auf diesem Wege sagen wir allen unseren Geschäftsfreunden ein FROHES WEIHNACHTSFEST und zum JAHRESWECHSEL die besten Wünsche für persönliches und geschäftliches Wohlergehen



HANS HERMANN FROMM
RADIO- UND ELEKTRO-GROSSHANDEL
Unsere neue Anschrift:
BERLIN-WILMERSDORF, Fehrbelliner Platz 3
Telefon: 87 33 95/87 33 96

Einzelteile - Radioröhren

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

Radio- und Fernseh-Fernkursen

mit Aufgabenkorrektur und Abschlußbestätigung (geleitete 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 FOR RADIOTECHNIK Ing. Heinz Richter
Güntering 3 · Post Hechendorf/Piensee/Obb.

Schwingquarze von 700 KHz bis 50 MHz noch besser und preiswerter!

Aus besten Rohstoffen gefertigt, in versuch Halterungen und Genauigkeiten, für alle Bedarfslfälle

M. WARTMUTH INGENIEUR Meßtechnik
Hamburg 13

ACHTUNG BASTLER! Ihre billige Einkaufsquelle. Ltd. Sonderangebote. (Sort. ausgeg. größte Teile: 100 Wid. — 3 —, 100 Kond. — 6 —) Neue Teile: Quetscher 500 pF Klein — 75, Phil. Lufttrimmer — 50, Flug-, Schiffs- und Eisenbahnmodellkataloge (-90, -80, u. -40 in Briefmarken). Bitte Bastlerpreise anfordern.

ACHTUNG HANDLER! Es erscheinen wieder Ltd. meine bek. Röhren- u. Einzelteilangebot.

RADIO-HELK/COBURG, Otr.

D.B.P.

DM
29.70



GERUPHON
3-D-RESONATOR

der Lautsprecher
mit vollendetem

RAUMKLANG

eingeführte Vertreter gesucht

GERUD, Langenau/Württ.

Achstraße 8



Radio-Bespannstone
neueste Muster

Ch. Rohlf - Oberwinter bei Bonn
Telefon: Rolandseck 289

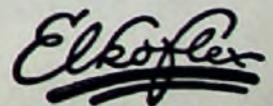


NACHRICHTENGERÄTE
AUS ARMEE-
SURPLUS-
BESTÄNDEN

FEMEG

AUGUSTENSTR. 16
MÜNCHEN 2

FUNK-
FERNSPRECH-
FERNSCHREIB-
FLUGZEUG-FÖRDGERÄTE



Isolierschlauchfabrik
Gewebe- und gewebelose
Isolierschläuche

1 d. Elektro-, Radio- u. Motorenindustrie
Berlin NW 87, Huttenstraße 41/44

PRESSLER



PHOTOZELLEN
GLIMMLAMPEN

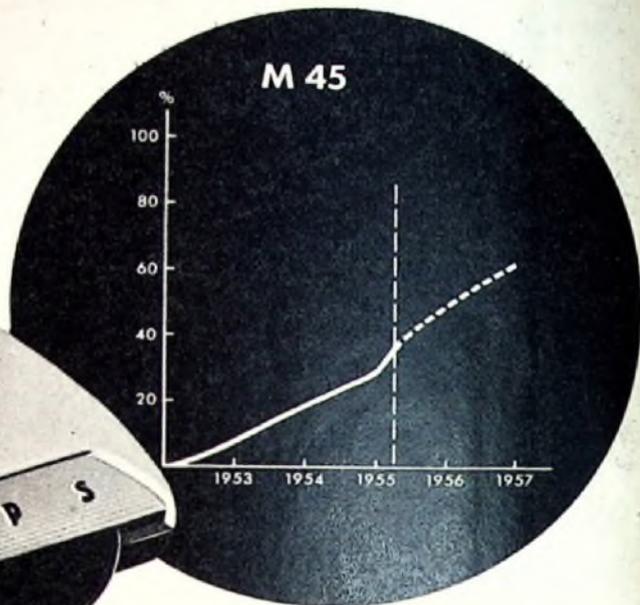
STABILISATOREN

BLITZROHREN

VAKUUMTECHNIK
ERLANGEN

ZM 31

Die Zukunft gehört der **M 45** Platte . . .



**Ein
Plattenspieler
der sich
selbst
bedient**



Immer mehr Musikfreunde bevorzugen die moderne M 45-Platte. Über 30 % beträgt bereits jetzt der Anteil dieser Plattenart am gesamten Schallplattenumsatz. Die bekannten Vorteile werden ihr auch in Zukunft einen weiter zunehmenden Marktanteil sichern.

Ein spezifisches Abspielgerät für M 45-Platten zu schaffen, war die Aufgabenstellung für die PHILIPS Konstrukteure. Der neue Phono-Automat „Mignon“ ist die Lösung, in der sich technische Vollkommenheit und Bedienungskomfort vereinen.

Durch das Einstecken einer Schallplatte setzt sich die „Mignon“-Automatik in Betrieb und nimmt dem Benutzer alle übrigen Bedienungsgriffe ab.

Mit „Mignon“ entstand ein vollautomatisches Abspielgerät, das für seinen Besitzer denkt. Die vollkommene Funktion wird durch die Eleganz der Form wirkungsvoll unterstrichen. Das Zusammenwirken von Technik und Ästhetik wird PHILIPS „Mignon“ den Erfolg sichern. Auf Wunsch senden wir Ihnen gern die Mignon Sonderausgabe des PHILIPS Kunden. **DM 74.-**

PHILIPS

Mignon