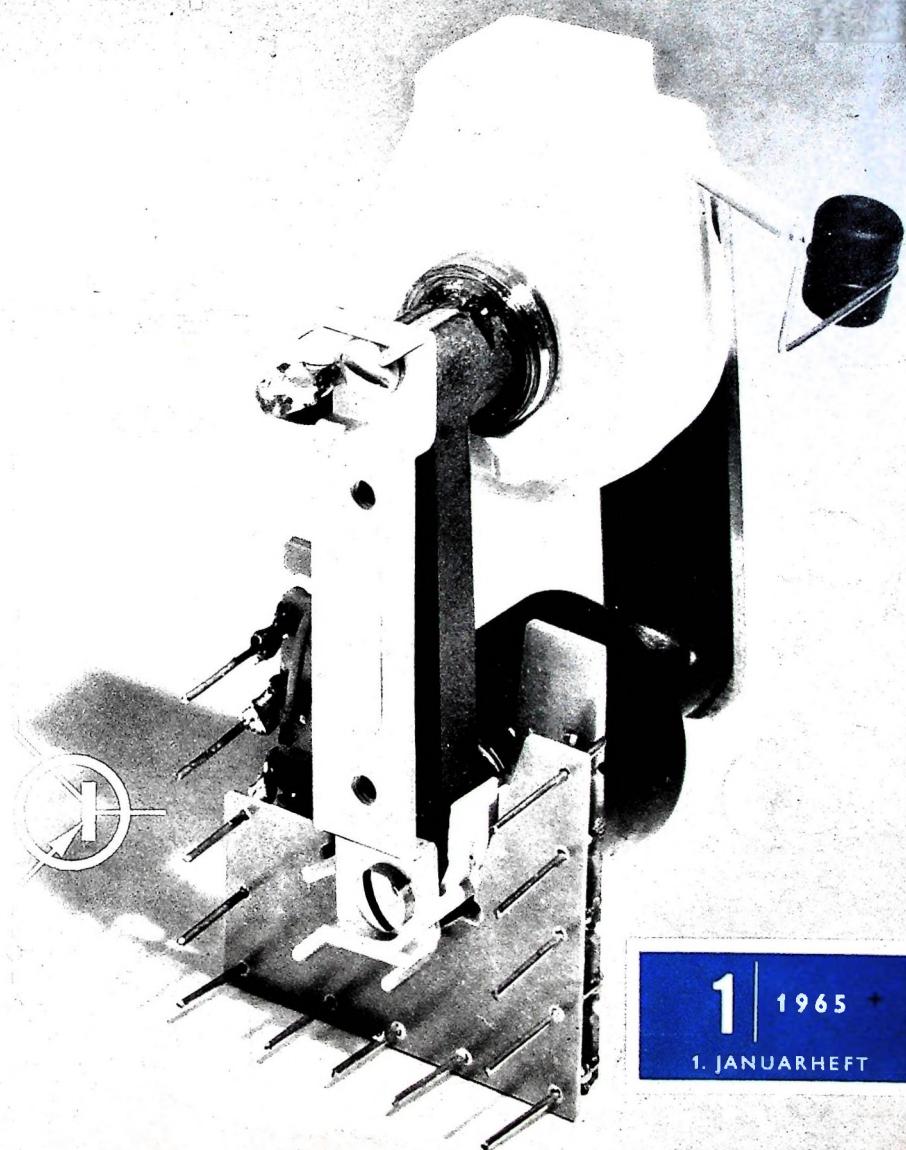


BERLIN

FUNK- TECHNIK

A 3109 D



1 | 1965

1. JANUARHEFT



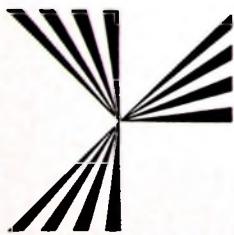
nach wie vor: TOURING der meistgekaufte Universal - Super

Warum? Der TOURING kennt keine Kompromisse. Er ist und bleibt unumstritten ein Empfänger der Spitzensklasse. Der Name TOURING bürgt für technische Perfektion.

Mit einer großzügigen, imposanten Werbung in Funk, Fernsehen, Tageszeitungen, Illustrierten und in der Motorsportpresse werden Millionen Verbraucher über den TOURING von SCHAUB-LORENZ wirkungsvoll informiert, 1965 noch viel intensiver als im vergange-

nen Jahr. Und nun endlich: Der TOURING hat als einziger Universalsuper einen festen Preis. Damit können Sie arbeiten. Ein mutiger und entschlossener Schritt aus dem Preisdilemma.

Darum wird der TOURING für Sie wieder zum außergewöhnlichen Umsatzträger. Man kennt ihn und fragt nach ihm. Disponieren Sie bald den neuen TOURING T 60 Automatik, damit auch Sie am vorteilhaften TOURING-Verkauf teilhaben.



SCHAUB - LORENZ

Für technischen Fortschritt, für Leistung und Erfahrung bürgt der SEL-Strohleinstern. Funk-Navigationsanlagen für den Luftverkehr tragen ihn ebenso, wie man ihn auf Fernsehsendern und in Fernsprechämtern der Bundespost findet. Überall dort, wo höchste Präzision verlangt wird, wo höchste technische Anforderungen gestellt werden, steht dieser Stern. Auch der TOURING trägt ihn.

FT meldet... FT meldet... FT meldet... FT meldet... FT

Kolloquium Trägheitsnavigation

Die Deutsche Gesellschaft für Ortung und Navigation e.V. veranstaltet am 15. Januar 1965, 9.00-17.30 Uhr, im Haus der Wissenschaften in Düsseldorf, Palmenstraße 16, ein Einführungskolloquium über Trägheitsnavigation. Das Programm soll vor allem der Unterrichtung von Anwendern über dieses neue Navigationsverfahren dienen und sieht u. a. Vorträge über Grundlagen der Trägheitsnavigation sowie über die Technik und Anwendungen dieses Navigationsverfahrens vor. Teilnehmeranmeldungen sind zu richten an: Deutsche Gesellschaft für Ortung und Navigation e. V., 4 Düsseldorf, Postfach 2622.

Rechenzentrum in Berlin

Die AC-Service Gesellschaft für automatische Datenverarbeitung mbH, Frankfurt, eine Tochtergesellschaft der Automation Center International AG in Wettingen bei Zürich, die Daten im Lohnverfahren bearbeitet und besonders den Klein- und Mittelbetrieben die Anwendung der elektronischen Datenverarbeitung ermöglichen will, plant, in Berlin ein unabhängiges Rechenzentrum zu eröffnen. Es ist vorgesehen, im Frühjahr 1965 zunächst ein Kontaktbüro zu errichten, das aber bereits Aufträge annehmen wird, die in einem westdeutschen Rechenzentrum der AC-Service bearbeitet werden. Anfang 1966 soll das Berliner Kontaktbüro dann zum Rechenzentrum mit einem General Electric-Computer der Serie „400“ ausgebaut werden.

AEG-Telefunken: 11 % Umsatzzuwachs

Es wird erwartet, daß der Gesamtumsatz von AEG-Telefunken und den maßgeblichen inländischen Betreibergesellschaften - nach Abzug der gegenseitigen Lieferungen - in dem auf das Kalenderjahr umgestellten Geschäftsjahr 1964 etwa 3,7 Mrd. DM (1962/63: 3,387 Mrd. DM) erreichen wird. Das entspricht einer Zuwachsrate des konsolidierten Umsatzes von rund 11% (Vorjahr 9%) gegenüber 1962/63, dem letzten vollen Geschäftsjahr vor der Umstellung. Die Anzahl der Mitarbeiter hat sich seit Anfang 1964 um 2% auf 127 000 erhöht.

Mehr als 3000 Mitarbeiter bei R. Bosch Elektronik

Bei der Robert Bosch Elektronik GmbH, Berlin-Wil-

mersdorf, waren am 1. November 1964 zum ersten Male mehr als 3000 Mitarbeiter beschäftigt. Damit ist dieses Werk - gemessen an der Belegschaftsstärke - die zweitgrößte Bosch-Tochtergesellschaft.

Zunehmendes Exportgeschäft bei Nordmende

Um 17% ist das Exportgeschäft der Norddeutschen Mende Rundfunk KG in den ersten neun Monaten dieses Jahres gegenüber dem gleichen Zeitraum 1963 angestiegen. So erhöhte sich zum Beispiel der Export in die USA um 45%, nach Holland um 55%, nach Dänemark um 35%, und in die Schweiz um etwa 10%. Auch Österreich und Frankreich kristallisieren sich als neue Hauptmärkte heraus.

Lehrtafel „Der Transistor“

Für den Unterricht in Schulen und Lehrlingswerkstätten hat Telefunken eine Lehrtafel (60 cm x 84 cm) mit dem Schnittbild eines Transistors in Glasausführung herstellen lassen, die auch eine Erläuterung des Leitungsmechanismus im Kristall und die Analogie zur Röhre in bildhafter Darstellung enthält. Die Tafel wird auf Anforderung kostenlos abgegeben (Telefunken AG, Fachbereich Röhren/Halbleiter, Technischer Kundendienst, 79 Ulm/Donaus, Söflinger Straße 100).

„Transonette 70“ jetzt auch im Inland erhältlich

Die „Transonette 70“ von Grundig, ein mit sechs Transistoren bestückter Export-Batterieempfänger für MW und KW, ist jetzt auch auf dem Inlandsmarkt erhältlich.

6. Philips-Tonbandwett- bewerb für Amateure

Nur noch wenige Wochen verbleiben den Tonbandamateuren, um beim 6. Philips-Tonbandwettbewerb dabei zu sein. Ein sendeschluß ist der 31. Januar 1965. Die genauen Teilnahmebedingungen sind aus einem Merkblatt zu entnehmen, das beim Fachhandel erhältlich ist oder von den Philips-Filialen angefordert werden kann.

Lautsprecher für den Hi-Fi- und Stereo-Freund

Die 2seitige Broschüre „Isophon-Lautsprecher richtig eingebaut“ unterrichtet den Hi-Fi- und Stereo-Freund über die bei der Auswahl von Lautsprechern, deren Zusammenschaltung sowie beim Einbau zu beachtenden Gesichtspunkte. Sie bringt außerdem zahlreiche dimen-

sionierte Hinweise für die Zusammenschaltung sowie für die Abmessungen von Lautsprechergehäusen. Zusätzlich erscheint ein 8seitiger Prospekt, der das Angebot 1965 des Handelsprogramms (Chassis, Übertrager und Drosseln, Gehäuselautsprecher, Spezial-Kombinationen) mit technischen Daten enthält.

Neues Verbindungsleitungskabel für Bausteinprogramm

Zum Anschluß der zum Selbstbau geeigneten Stereo-Lautsprecherkombinationen „LS 20“, „LS 21“, „LS 31“ und „LS 40“ an alle Stereo-Rundfunkempfänger, Steueraufgeräte, Musikschränke und das Rundfunkempfangsteil „HF 35“ von Grundig ist jetzt ein neues Kupplungskabel „284“ lieferbar. Es hat laut-sprecherseitig eine Oktal-Kupplung. Geräteseitig sind zwei Kabelstränge mit Lautsprecher-Normalkern vorhanden, die mit „links“ und „rechts“ gekennzeichnet sind.

Die 200. Funkamateurrin in der Bundesrepublik

Am 5. Dezember 1964 konnten die deutschen Amateurfunkrinnen ein besonderes Jubiläum feiern. An diesem Tage begrüßten sie die 200. „Kollegin“, die gerade nach bestandener Prüfung von der Bundespost Ihre Lizenzurkunde und ihr Rufzeichen DL 8 YY erhalten hatte.

Telefunken AG erwarb Elektluft-Majorität

Telefunken hat die Kapitalmehrheit der Elektronische und Luftfahrtgeräte GmbH (Elektluft) in Bonn, bisher eine Tochtergesellschaft der General Electric Company, USA, erworben. Die Elektluft wird weiterhin elektronische Anlagen warten und die dafür erforderlichen Ersatzteile liefern.

Die General Electric hält einen Anteil am Kapital der Elektluft. Für Spezial-Service, der amerikanisches Personal erfordert, wird die General Electric Service Co. der Elektluft auch künftig amerikanische Spezialisten zur Verfügung stellen.

Selbstwahl im Telexverkehr nach den USA

Am 1. Dezember 1964 wurde die Selbstwahl der Telexverbindungen von der Bundesrepublik Deutschland nach den USA eingeführt. In den USA können sämtliche Teilnehmer der Telexnetze der International Telephone & Telegraph Corp. (ITT), der Radio Corporation of America Communications Inc. (RCA), der Western Union International Inc. (WUI) und der Western Union Telegraph Co. (WUD) nach Wahl der Landeskennzahl 23 und der darauf folgenden Rufnummer erreicht werden. Zu den Telexteilnehmern der American Telephone and Telegraph Company (ATT) werden die Verbindungen wie bisher über die Handvermittlung in Frankfurt a. M. abgewickelt.

RUNDFUNK
FERNSEHEN
PHONO
MAGNETON
HI-FI-TECHNIK
AMATEURFUNK
MESSTECHNIK
ELEKTRONIK



A U S D E M I N H A L T

1. JANUARHEFT 1965

FT meldet	3
Fernsehen und Rundfunk im neuen Jahr ..	5
gelesen - gehört - gesehen	6
Neue Röhren und Ablenkmittel für Fernsehempfänger	7
Neue Bauelemente für tragbare Fernsehempfänger	8
Video-Endstufe mit videoseliger Kontrastregelung mit der neuen Röhre PCL 200 11,	
Empfangsanlage für Bildsendungen von Wettersatelliten	12
Der Doppler-Effekt in Funkortung und Navigation	13
Die Antennenstrahlung	15
Transistorisierte Baugruppen für Stereo-Rundfunkempfänger Tuner-Baugruppe »312-2404«	16
Ein Spannungswandler mit Tunneldioden für kleine Gleichspannungen	18
»Nicolette de Luxe« — Ein Taschenempfänger in Mikrotechnik	19
Persönliches	20
Speisegerät zur Nachbildung alternder Batterien	21
Für den KW-Amateur Frequenzstabilier VFO für das 2-m-Band 23	
FT-Bastel-Ecke Transistor-Pendelaudion für 30 MHz....	26
Service an Stereo-Decodern	27
Aus Zeitschriften und Büchern Drei elektronische Kleinthermostate ...	29

Unser Titelbild: Der neue Zellentransistor „AT 2042“, der durch einen Leistungs-Schalttransistor angesteuert wird (s. S. 8-10)

Werkfoto: Valvo



Die Silhouette des Stuttgarter Fernsehturms — mit stilisierter Darstellung einer frequenzmodulierten Schwingung gekuppelt — ist das Signum der Deutschen Funkausstellung 1965

Diese große Leistungsschau der deutschen Funkindustrie findet vom 27. August bis 5. September 1965 auf dem Stuttgarter Killesberg statt.

Aufnahmen: Verfasser, Werkaufnahmen, Zeichnungen vom FT-Atelier nach Angaben der Verfasser. Seiten 2, 4, 25, 31, 33-36 ohne redaktionellen Teil

Nicht für jeden, aber für die Vielen, die Prestige kaufen:



atrium - mit 65-cm-Panorama-Großbild

Sie kennen diese Kunden. Sie kaufen eben nicht nur technische Funktion, sie wollen auch bei Gütern der Serienfertigung ihren individuellen Geschmack zum Ausdruck bringen. Und weshalb auch nicht? Sie haben es doch in der Hand, dieses Höchstmaß an Exklusivität zu bieten. Verkaufen Sie Ihren Kunden ein Gerät, das ihnen die Gewiheit gibt, etwas anderes erstanden zu haben als die anderen. Anders als die anderen - so ist ATRIUM. Mit dem neuen 65-cm-Panorama-Großbild bietet dieser Empfänger nahezu 20 Prozent mehr Bildfläche. Kommt hinzu, daß auch das Gehäuse anders ist; es wurde den großzügigen Dimensionen der Bildröhre harmonisch angepaßt, und zwar so, daß auch der Lautsprecher an der Vorderseite plaziert werden konnte. Nur die Bedienungselemente (mit der bewährten Kombination von VHF-Speichertuner + UHF-Vierfachtastensatz) sowie das technische Innenleben sind nicht anders - sie sind zuverlässig wie bei allen LOEWE OPTA-Geräten. Ein aussichtsreiches Geschäft also. Denn Kunden, die Prestige kaufen, gibt es viele.

LOEWE OPTA

BERLIN/WEST · KRONACH/BAYERN · DÜSSELDORF

Chefredakteur: WILHELM ROTH

Chefkorrespondent: WERNER W. DIEFENBACH

RUNDFUNK
FERNSEHEN
PHONO
MAGNETTON
HI-FI-TECHNIK
AMATEURFUNK
MESSTECHNIK
ELEKTRONIK

FUNK-TECHNIK

H. RINDFLEISCH

Technischer Direktor des
Norddeutschen Rundfunks

Fernsehen und Rundfunk im neuen Jahr

Das deutsche Fernsehen wird mit der Inbetriebnahme von Sendernetzen für das dritte Fernsehprogramm im Jahre 1965 einen bemerkenswerten Abschnitt erreichen. Bereits 1964 sind der Bayerische und der Hessische Rundfunk vorangegangen; der Norddeutsche Rundfunk, der SFB und Radio Bremen beginnen gemeinsam Anfang Januar 1965, und die übrigen Rundfunkanstalten folgen. Damit werden dann aber auch die Möglichkeiten für eine volle flächenhafte Versorgung des Bundesgebiets erschöpft sein, wenn man von Lösungen wie einer Abstrahlung vom Flugzeug oder gar von Satelliten aus absieht. (Der für künftige Entwicklungen vorsorglich reservierte Zentimeter-Wellenbereich von 11,7...12,7 GHz dürfte wohl nur für lokale Versorgung in Frage kommen.) Für den Wellenbereich IV/V arbeiten Experten der Rundfunkanstalten und der Bundespost zur Zeit gemeinsam einen Frequenzplan aus, der in Ergänzung des Stockholmer Frequenzplanes von 1961 für alle drei Programme eine Reihe von größeren Füllsendern und viele Hunderte von Umsetzern vor sieht.

Aber auch wenn alle Füllsender und Umsetzer errichtet sind, wird die Fernsehversorgung noch hier und da Lücken aufweisen, nicht nur in abgelegenen Gebirgstälern, sondern zunehmend auch in den großen Städten. In denen die immer zahlreicher entstehenden Hochhäuser heute schon in manchen Stadtteilen einen reflexionsfreien Fernsehempfang unmöglich machen. Einige amerikanische Großstädte sind ein warnendes Beispiel dafür, was wir in Europa zu erwarten haben. Abhilfe läßt sich nur durch die Errichtung von Gemeinschafts-Antennenanlagen erreichen, die über Kabelnetze die Empfangsgeräte in weitem Umkreis versorgen. Es ist zu hoffen, daß das Jahr 1965 dieser Entwicklung, die in den USA, in England, Holland und der Schweiz bereits lebhaft in Gang ist, auch in der Bundesrepublik Deutschland einen kräftigen Auftrieb geben wird. In dem Ausbau derartiger Kabelnetze liegt grundsätzlich auch die Möglichkeit der Verbreitung zusätzlicher lokaler Fernsehprogramme, die bereits von verschiedenen Seiten gefordert wird.

Beim Farbfernsehen steht noch eine wichtige Entscheidung bevor: die Wahl der Norm. Überall in Europa hat man die Absicht, eine einheitliche Norm festzulegen, und zwar möglichst bald. Bereits vor einigen Jahren konnte man sich auf den entscheidenden Grundwert des Bild-Farbräger-Abstands von 4,43 MHz einigen. Auf dieser Basis läßt sich Farbfernsehen sowohl in den Wellenbereichen I und III dort einführen, wo — wie bei uns — die Sender nach der Gerbernorm in einem 7-MHz-Raster arbeiten, als auch in den Wellenbereichen IV und V, die einheitlich für ganz Europa nach einem 8-MHz-Raster aufgeteilt sind. Jetzt geht es nur noch um die Modulation des Farbrägers. In der Bundesrepublik sind Rundfunk, Bundespost und Industrie nach gründlichen gemeinsamen Untersuchungen im November 1964 zu der Überzeugung gelangt, daß das PAL-Verfahren technisch vorteilhafter ist als das „klassische“ amerikanische NTSC-Verfahren und das in Frankreich entwickelte SECAM-Verfahren. Wie die Diskussion auf der CCIR-Tagung in Wien im März/April 1965 verlaufen wird, ist noch nicht vorauszusehen, zumal wahrscheinlich leider politische Erwägungen mitspielen werden. Immerhin kann man noch hoffen, daß sich eine einheitliche Empfehlung erreichen läßt.

Die Entscheidung über die Norm ist jedoch nur eine der Voraussetzungen für die Einführung des Farbfernsehens. Für den Termin der Einführung sind in erster Linie die wirtschaftliche Situation der deutschen Empfänger-Industrie und die Produktionsvorbereitungen bei den Rundfunkanstalten bestimmd. Die Rundfunkanstalten haben im Dezember 1964 die Frage des Beginns der regelmäßigen Ausstrahlung von Farbsendungen mit der Industrie und der Bundespost abgestimmt. Dabei wurde als Termin für den Beginn regelmäßiger Farbfernsehsendungen in der Bundesrepublik die Funkausstellung 1967 genannt. Die Rundfunkanstalten haben vor allem auf der Produktionsseite noch umfangreiche und sorgfältige Vorbereitungen zu treffen, um gleich zu Beginn des regelmäßigen Betriebes Farbfernsehprogramme in guter Qualität und ausreichender Quantität bereitzustellen zu können.

Neben den im Vordergrund stehenden Problemen des Fernsehens darf man nicht übersehen, daß auch der Hörfunk vor allem infolge der weiten Verbreitung der kleinen Transistorgeräte in der letzten Zeit wieder an Bedeutung gewonnen hat. Einige Mittelwellensender der Bundesrepublik sollen in ihrer Leistung erheblich verstärkt werden, um damit vor allem auch die Fernempfangsmöglichkeiten in Europa zu verbessern. Die Ultrakurzwellen-Sendernetze sind in der Bundesrepublik bereits 1964 so weit ausgebaut worden, daß jetzt fast von jedem Standort drei, gelegentlich sogar vier Programme gesendet werden. Einen zusätzlichen Anstoß hierzu gab die Notwendigkeit, Sonderprogramme für die ausländischen Gastarbeiter auszustrahlen. Mit dem Ausbau dieser Sender werden damit dann allerdings im UKW-Bereich die Möglichkeiten für die Errichtung von Sendern voll ausgeschöpft sein.

Mit regelmäßigen Stereo-Sendungen werden im Laufe des Jahres 1965 nach den bereits sendenden Anstalten SFB, NDR, WDR und SR wohl auch alle übrigen Rundfunkanstalten beginnen. Neben von der Schallplatten-Industrie gelieferten Bändern (Industriebändern) stehen mehr und mehr auch eigene Bandproduktionen der Rundfunkstudios zur Verfügung. Umfang und Tempo des Ausbaus der Sendernetze und der Erweiterung der Sendezeiten werden letzten Endes von dem Interesse abhängen, das das Publikum diesen Sendungen entgegenbringt.

Beim Blick auf 1965 darf man zwei Ausstellungen dieses Jahres nicht vergessen: die Deutsche Funkausstellung in Stuttgart und die Internationale Verkehrsausstellung (IVA) in München. Die in diesen Zeilen angedeuteten Entwicklungslinien treten auch im Bild dieser Ausstellungen sichtbar hervor. Die Internationalen Verbindungen des Rundfunks werden auf der IVA übrigens besonders auch auf dem Stand der UER (Union Européenne de Radiodiffusion) demonstriert. Die UER, der sowohl ARD als auch ZDF als Mitglieder angehören, wird dabei unter anderem den Weg der Übertragung der Olympischen Spiele aus Tokio anschaulich darstellen. Ferner wird der Besucher der Ausstellung eine Vorstellung von dem Ausmaß der weltweiten Verbindungen erhalten, die dem Hör- und Fernseh- und Rundfunk in naher Zukunft zur Verfügung stehen. Wichtig für die Bundesrepublik ist hier die im letzten Jahr von der Bundespost errichtete Satelliten-Bodenstation in Raisting, die schon im Frühjahr 1965 über den geplanten Synchron-Satelliten „Early Bird“ regelmäßig Verbindung mit den USA aufnehmen wird.



Deutsches Rundfunkmuseum in Berlin

Am 30. November 1964 wurde in der Akademie der Künste zu Berlin der Verein „Deutsches Rundfunkmuseum“ gegründet. Er soll satzungsgemäß die Sammlung und Darstellung aller Tatbestände betreiben, die für die geschichtliche Entwicklung des Rundfunks in Deutschland wichtig waren. Dazu gehören sowohl technische Einrichtungen und Geräte auf der Sender- und Empfängerseite als auch Übersichten über die Programmarbeit des Rundfunks. Darüber hinaus sollen Kontakte mit ähnlichen Institutionen in anderen Ländern gepflegt werden. Als erster Vorsitzender wurde Senatsdirektor a. D. Dr. Hans Hirschfeld gewählt, als sein Vertreter Bruno Voigt. Direktor des Museums ist Oberregierungsrat Dr. Herbert Antoine (Senatsverwaltung Wissenschaft und Kunst).

Das Museum entsteht zu Füßen des Berliner Funkturms in dem ehemaligen Sendergebäude des SFB, der auch die notwendigen Umbaukosten übernimmt. Als erste Starthilfe stellt der Berliner Senat 150 000 DM aus dem Etat 1965 zur Verfügung. Die Fertigstellung soll möglichst bis zum Oktober 1965 erfolgen. Für die Führungen durch das Museum stehen dem Besucher dann kleine Tonbandgeräte mit Kopfhörer zur Verfügung, und die Datenverarbeitungsanlage im „Haus des Rundfunks“ beantwortet nach Wahl einer entsprechenden Kennziffer schriftlich Fragen zur Geschichte des Rundfunks. Auch Bastlergeräte, die geeignet sind, die technische Entwicklung des Rundfunks bis zum Jahre 1939 zu dokumentieren, sollen dort einen Platz finden. Die FUNK-TECHNIK ist gern bereit, entsprechende Geräteangebote ihrer Leser an die zuständigen Stellen weiterzuleiten.

Testsendezzeiten der Fernsehsender für das zweite und dritte Fernsehprogramm

Für die Fernsehsender des zweiten und dritten Programms sind von der Deutschen Bundespost einheitliche Testsendezzeiten festgelegt worden. Ab 1. Januar 1965 gelten hierfür: montags, dienstags, donnerstags, freitags und sonnabends von 10 Uhr bis Programmbeginn (in der Zeit von 12 bis 14 Uhr ist jedoch damit zu rechnen, daß zur Ausführung technischer Arbeiten einzelne Sender abgeschaltet werden); mittwochs von 14 Uhr bis Programmbeginn; sonn- und feiertags zwei Stunden vor Programmbeginn.

Die Fernsehsender für das zweite Programm strahlen das elektronische Testbild mit kreisförmigem Innenfeld und einem 800-Hz-Melton aus. Die Sender für das dritte Programm sind mit dem elektronischen Testbild mit rechteckigem Innenfeld und einem 800-Hz-Melton moduliert. Bei allen Fernsehsendern wird jeweils zur vollen Stunde für 5 Minuten ein örtliches Kennungsdiagramm eingeblendet.

Bei Sendern, die noch nicht für ein drittes Fernsehprogramm eingesetzt sind, werden die Testsendungen (nur an Wochentagen) um 18 Uhr beendet.

Aenderung bei den Fernseh-Testsendungen des Bayerischen Rundfunks

Am 1. Januar 1965 tritt im Ablauf der Vormittags-Testsendungen des Bayerischen Rundfunks eine Neuerung ein. Bei allen Fernsehsendern (außer Ochsenkopf und Kreuzberg) wird wochentags von 10.05 bis 11.00 Uhr das RMA-Testbild ausgestrahlt. Auf Wunsch des Fachhandels dient dieses Testbild als Ergänzung zu dem bisher fast ausschließlich abgestrahlten elektronischen Testbild. Bis 10.30 Uhr bleibt dabei der Tonkanal unmoduliert. Der Tonsender ist jedoch mit seiner normalen Leistung eingeschaltet. Während dieser Zeit haben die Werkstätten die Möglichkeit, die Fernsehgeräte auf bestimmte Eigenschaften, insbesondere Intercarrierbrumm, zu überprüfen.

Weil die Sender Kreuzberg und Ochsenkopf zwischen 10.00 und 11.00 Uhr ein Vormittagsprogramm ausstrahlen, wird bei diesen Stationen das RMA-Testbild dienstags, donnerstags und sonnabends von 9.20 bis etwa 9.50 Uhr gesendet.

Drittes Fernsehprogramm des SFB und „Berlin-Musik“

Vom 4. Januar 1965 an strahlt der SFB täglich auf Kanal 39 in der Zeit von 19.00 bis etwa 21.30 Uhr ein drittes Fernsehprogramm aus. Von 19.00 bis 20.00 Uhr wird an jedem Werktag ein Kursus-Programm mit informierenden und bildenden Sendungen ausgestrahlt, dann folgen die Tagesschau und im Anschluß daran das Abendprogramm.

Neu im Hörfunk ist das Nur-Musik-Programm „Berlin-Musik“, das montags bis freitags pausenlos von 16 bis 23 Uhr über UKW (92,4 MHz, K 18) ausgestrahlt wird. Es bringt ausschließlich leichte Musik mit eingestreuten 5-Minuten-Nachrichten.

Stereo-Rundfunksendungen

Da in den Programmzeitschriften seit einiger Zeit auf Stereo-Sendungen besonders hingewiesen wird, sehen wir in Zukunft von einer laufenden Veröffentlichung der Einzelsendungen ab und gehen nur auf grundsätzliche Änderungen ein.

HR

Der Hessische Rundfunk beginnt Ende März 1965 mit regelmäßigen Stereo-Versuchssendungen. Über die Senderkette des zweiten Programms – ausgenommen die Sender Würzberg und Biedenkopf – werden etwa 80 Prozent der Bevölkerung des Sendegebietes diese Versuchssendungen empfangen können.

NDR

Der Norddeutsche Rundfunk strahlt über die UKW-Sender Hamburg (K 2) und Hannover (K 30) ab 20. Dezember 1964 bis Ende Mai 1965 täglich – auch an Sonntagen – von 18 bis 19 Uhr Stereo-Musik aus. Etwa Mitte des Jahres 1965 sollen die stereophonen Sendungen in das zweite Programm des NDR übernommen und außerdem zusätzlich über die Sender Kiel und Harz West ausgestrahlt werden. Es ist geplant, diese Sendungen zu einem späteren Zeitpunkt über das gesamte Sendegebiet des zweiten Programms zu verbreiten. Stereo-Testsendungen werden nach wie vor über die Sender Hamburg und Hannover montags bis sonnabends in der Zeit von 13.30 bis 15.00 Uhr ausgestrahlt.

SR

Vom 3. Januar 1965 an wird der UKW-Sender II Göttelborner Höhe, Kanal 14, 91,3 MHz, mit einer Strahlungsleistung von 100 kW die stereophonen Sendungen des Saarländischen Rundfunks ausstrahlen. Gleichzeitig ändert der Saarländische Rundfunk seine Stereo-Programmdarlebungen. Statt bisher einer Stereo-Programmsendung am späten Sonntagabend wird es mit Beginn des Jahres 1965 zwei Stereo-Konzertsendungen geben, und zwar am Sonntag in der Zeit von 21.30 bis 22.30 Uhr und am Dienstag in der Zeit von 16.00 bis gegen 17.00 Uhr. Je Woche wird nur noch eine Stereo-Sendung für den Fachhandel (Testsendung) ausgestrahlt, und zwar sonnabends in der Zeit von 11.00 bis 12.00 Uhr. Außerdem bringt der Saarländische Rundfunk in seinem Stereo-Programm von Zeit zu Zeit freitags 20.00 Uhr oder sonntags 11.00 Uhr Originalübertragungen und Wiederholungen seiner öffentlichen Konzertveranstaltungen im Funkhaus Halberg.

Mit der Erhöhung der Sendeleistung auf 100 kW wird nicht nur für das Saarland und die angrenzenden Gebiete ein guter Empfang gewährleistet; in steigendem Maße melden sich Hörer aus dem Rhein-Neckar- und Rhein-Main-Gebiet, die mit ihren UKW-Geräten einen guten Empfang bestätigen.

SWF

Der Südwestfunk beabsichtigt, ab Februar 1965 an drei Tagen der Woche in begrenztem Umfang mit der Ausstrahlung stereophoner Programme über sein UKW-I-Netz zu beginnen. Von diesen stereophonen Sendungen werden zunächst etwa 65 Prozent der Bevölkerung des SWF-Sendegebietes erreicht.

Fachtagung „Elektronik“ zur Hannover-Messe 1965

Während der Hannover-Messe 1965 wird das „Institut für elektrische Anlagen und Steuerungstechnik“ an der Technischen Hochschule Hannover – Institutsleiter: Professor Dr. Dr. Harry Weissmann – in Zusammenarbeit mit der Deutschen Messe- und Ausstellungs-AG eine Fachtagung „Elektronik“ durchführen. Die für den 28. und 29. April vorgesehene Tagung steht unter dem Generalthema:

„Elektrische und elektronische Voraussetzungen der industriellen Elektronik für die Automation“

Zu jedem der acht Hauptreferate, für die in- und ausländische Wissenschaftler gewonnen werden können, sind Korrelate von Verfaltern aus Kreisen der Aussteller der Hannover-Messe und der Wissenschaft sowie von Beauftragten interessierter Industrieverbände vorgesehen.

Die Veranstalter beabsichtigen, die Fachtagung „Elektronik“ auch in den kommenden Jahren durchzuführen. So stehen die Hauptreferate für 1966 unter dem Obertitel: „Modell- und Simuliertechnik als Hilfsmittel für die Anwendung der Elektronik“, während 1967 über den neuesten Stand der Laser- und Maserotechnik referiert werden wird.

Neue Röhren und Ablenkmittel für Fernsehempfänger

DK 621.397.62

Zum Beginn des neuen Jahres stellten SEL, Telefunken und Valvo einige neue Röhren für Fernsehempfänger vor. Es handelt sich dabei um zwei neue Bildröhren mit 28-cm-Diagonale (A 28-12 W und A 28-13 W), um eine Bildröhre mit 65-cm-Diagonale (A 65-11 W), um zwei neue Hochspannungs-Gleichrichterröhren (DY 51 und DY 900) sowie um eine Video-Endstufenröhre (PCL 200). Gleichzeitig machten die Hersteller der Bildröhren mit neuen Ablenkmitteln bekannt.

Diese neuen Röhren und Bauelemente bringen voraussichtlich keine grundsätzliche Änderung der zur Zeit im Fernsehempfängerbau herrschenden Tendenz. Im Vordergrund steht offensichtlich das Bestreben, den Geräteherstellern auch schutzscheibenlose Bildröhren nicht zu kleinen Bildformats für den Bau von tragbaren Fernsehempfängern zur Verfügung zu stellen und damit das Zweitempfängergeschäft zu beleben.

Mit dem Erscheinen einer ersten deutschen Bildröhre mit 65 cm Diagonale folgt man dem amerikanischen Bildröhrenangebot. Wegen ihres gegenüber der 59-cm-Bildröhre um mindestens 100 DM höheren Preises (beim Endverbraucher) wird dieses Bildröhrenformat wohl Fernsehempfängern höherer Preisklassen für die Verwendung in besonders großen Wohnräumen vorbehalten bleiben.

Bildröhren

A 28-13 W: Diese neue schutzscheibenlose 11"-Bildröhre (Schirmdiagonale 28 cm) steht jetzt bei Telefunken und Valvo für transportable Fernsehgeräte mit Röhren- oder Transistorbestückung zur Verfügung. Um eine besonders geringe Ablenkleistung zu erreichen, wurden ein Ablenkinkel von 90° und ein Halsdurchmesser von 20 mm gewählt. Mit außerdem nur 0,75 W Heizleistung ist diese Röhre auch für batteriebetriebene Geräte geeignet. Der Bildschirm ist weitgehend rechteckig und nur schwach gekrümmmt. Die Transparenz des Glases ist etwa 65 %. Die Gesamtlänge der Bildröhre ist 245 ± 5 mm. Nähere Angaben über technische Daten und die Verwendung der Röhre enthält der Aufsatz „Neue Bauelemente für tragbare Fernsehempfänger“ auf den Seiten 8-10 dieses Heftes.

A 28-12 W: Standard Elektrik Lorenz legte die neue 11"-Bildröhre (Schirmdiagonale 28 cm) für netzgespeiste tragbare Fernsehempfänger aus. Für die Heizung (6,3 V, 0,3 A) sowohl in Parallel- als auch in Serienspeisung sind etwa 1,8 W erforderlich. Die Anodenbetriebsspannung ist 12 kV. Der von den größeren Bildröhren her übliche Ablenkinkel von 110° wurde beibehalten, ebenso der Halsdurchmesser von 28,6 mm. Für die Lichtdurchlässigkeit des Bildschirmglasses werden vom Hersteller 61 % angegeben. Auch mit dieser Röhre ergibt sich also eine selbst bei Tageslicht zufriedenstellende Bildwiedergabe. Die A 28-12 W sitzt – wie bei schutzscheibenlosen Bildröhren üblich – in einem Metallmantel. Die Gesamtlänge der Bildröhre ist 229,5 ± 6,4 mm.

A 65-11 W: Für schutzscheibenlose Fernsehempfänger der höheren Preisklassen wurde von der SEL die neue Bildröhre A 65-11 W entwickelt. Es ist die bisher einzige deutsche 65-cm-Bildröhre. Die nutzbare Bildfläche ist etwa 2085 cm² (gegenüber etwa 1810 cm² bei der A 59-12 W). Der aus Filterglas bestehender Bildschirm hat 40 % Lichtdurchlässigkeit; hierdurch wird der Kontrast gesteigert, und Lichtreflexionen von außen werden stark absorbiert. Mit 6,3 V Heizspannung und 0,3 A Heizstrom ist die neue Röhre für Parallel- oder Serienheizung ausgelegt. Die Steuerspannung mit 40 ... 77 V bei 400 V Schirmgitterspannung liegt in der gleichen Größe wie bei der A 59-12 W. Mit 18 kV Anodenbetriebsspannung wird auch bei dieser großen Schirmfläche ein helles, kontrastreiches und scharfes Bild erreicht. Die neue Bildröhre ist mit der üblichen Metallummantelung versehen. Die Gesamtlänge dieser Bildröhre ist 383 ± 8 mm.

Hochspannungs-Gleichrichterröhren

DY 51: Nähere Daten dieser besonders kleinen Gleichrichterröhre von Valvo (Heizleistung 0,77 W bei 1,4 V und 0,55 A) sind ebenfalls im Aufsatz auf den Seiten 8-10 genannt.

DY 900: Die für die Bestückung von kleinen und mittleren Fernsehempfängern von Telefunken entwickelte Hochspannungsgleichrichterröhre DY 900 hat gegenüber der Vorläuferröhre DY 86 einen kleineren Glaskolben und einen Pico-7-Miniatursockel. Bei 1,4 V Heizspannung und 0,15 A Heizstrom benötigt sie mit 0,21 W nur etwa ein Viertel der Heizleistung der DY 86. Sie kann daher außer für röhrenbestückte Geräte auch für transistorisierte Empfänger verwendet werden. Die aus den Zeilenrücklaufimpulsen gleichgerichtete Hochspannung ist 16 kV.

Video-Endstufenröhre

Auf die Vorteile der neuen Triode-Pentode PCL 200 für Video-Endstufen und getastete Regelung ist ausführlich im Aufsatz „Video-Endstufen mit videoseitiger Kontrastregelung mit der neuen Röhre PCL 200“ auf den Seiten 11-12 eingegangen. Die Röhre entstand als Nachfolgetyp der PCL 84. Sie hat ein wesentlich verbessertes Pentodensystem mit Spanngitter und vergrößelter Kathodenoberfläche. Auch die Anode wurde vergrößert, so daß eine Verlustleistung von 6 W erreicht wird. Diese Verbesserung vereinfacht die Auslegung einer breitbandigen Schaltung des Video-Endverstärkers mit kleinem Außenwiderstand. Das Triodensystem, meistens als Taströhre für die Erzeugung der Regelspannung benutzt, ähnelt dem der PCL 84.

Ablenkmittel

Die Valvo-Ablenkmittel für die Bildröhre A 28-13 W sind ebenfalls auf den Seiten 8 bis 10 beschrieben.

Für Fernsehgeräte mit den gebräuchlichen Bildröhren von 28,6 mm Halsdurchmesser und 110° (bzw. 114°) Ablenkinkel brachte SEL ein neues Ablenksystem und einen dazu passenden Horizontal-Ausgangstransformator heraus.

Bei dem Ablenksystem „AS 110-7“ (Bild 1) konnten durch einen sorgfältig ausgeführten Spulenauflauf Geometrieverzerrungen bei der Bildwiedergabe klein gehalten werden. Eventuell noch notwendige Korrekturen lassen sich mit „Gummimagneten“



Bild 1. Ablenksystem „AS 110-7“ (SEL)

ausführen; diese können nach Bedarf auf die am Ablenksystem befindlichen Dorne gesteckt werden und gestatten durch Drehen oder Verschieben die Einstellung auf optimale Bildgeometrie. Der eingebaute NTC-Widerstand kompensiert die infolge Erwärmung entstehende Widerstandsänderung in der Vertikalspule und unterbindet eine Änderung der Bildhöhe. Der neue Horizontal-Ausgangstransformator „AT 1118-8“ (Bild 2) von SEL ist für

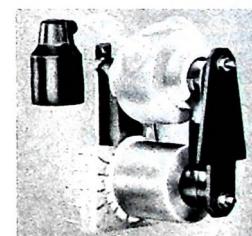


Bild 2. Horizontal-Ausgangstransformator „AT 1118-8“ (SEL)

den direkten Einbau in gedruckte Leiterplatten vorgesehen. Seine versilberten Kontaktstifte lassen aber auch eine steckbare Anordnung zu. Die Hochspannungs-Spule ist mit einem flammwidrigen Gießharz imprägniert und umhüllt. Die bisher zusätzlich angebrachten Wicklungen für Synchronisation, getastete Regelung und Dunkelsteuerung des Zeilenrücklaufs entfallen bei der neuen Ausführung. Die erforderliche Impulsspannung wird dem Transformator jetzt an den Anschlüssen für das Ablenksystem entnommen. Der so vereinfachte Aufbau ergibt einen verringerten Wickeldurchmesser und bessere Kopplungsverhältnisse mit geringen Paritalschwingungen. Die Hochspannungs-Gleichrichterröhre DY 86 ist wieder getrennt angeordnet; man hat dadurch die Möglichkeit, die Zeilen-Endstufe entsprechend den gegebenen räumlichen Verhältnissen im Fernsehgerät aufzubauen.

Neue Bauelemente für tragbare Fernsehempfänger

1. Einleitung

In diesem Beitrag¹⁾ werden Bestückungsbeispiele für tragbare Fernsehempfänger mit einer 28-cm-Bildröhre gegeben. Für diese Gerätekategorie hat Valvo außer der Bildröhre A 28-13 W eine Reihe neuer Bauelemente entwickelt.

Fernsehempfänger mit kleiner Bildröhre eignen sich, weil sie handlich sind und leicht transportiert werden können, besonders gut als Zweitgerät. Das Volumen eines solchen Empfängers wird nicht mehr überwiegend von der Bildröhre bestimmt, sondern auch vom Chassis als Träger der zum Betrieb der Bildröhre benötigten Schaltung. Daraus ergibt sich, daß eine weitere Verkleinerung des Bildschirmes eine Verschlechterung des optimalen Verhältnisses Bildröhre zu Schaltmitteln zur Folge hat. Außerdem entspricht ein zu kleines Bildformat in der Mehrzahl der Fälle nicht den Wünschen der Fernsehteilnehmer.

Bei den Fernsehempfängern mit kleiner Bildröhre lassen sich zwei Hauptgruppen unterscheiden, nämlich solche, die ausschließlich am Lichtnetz betrieben werden sollen, und Geräte, die aus Batterien und gegebenenfalls auch aus dem Lichtnetz zu speisen sind. Beide Gruppen führen aus technischen und aus wirtschaftlichen Gründen zu speziellen Schaltungskonzeptionen.

Für das nur für Netzbetrieb ausgelegte Gerät hat die aufgenommene Leistung bezüglich der Betriebskosten keine Bedeutung. Sie ist jedoch wegen der Wärmeentwicklung zu beachten. Empfänger für Batteriebetrieb sind nur mit Halbleiterbauelementen bestückt, weil dadurch eine nur geringe Beanspruchung der Batterie und neben niedrigen Betriebskosten auch ausreichende Betriebszeiten gewährleistet sind. Die Leistungsaufnahme dieser Empfänger wird vor allem durch die Ablenkenschaltungen für die Bildröhre bestimmt.

2. Bildröhre A 28-13 W

Mit der Bildröhre A 28-13 W hat Valvo eine speziell für tragbare Geräte geeignete Bildröhre geringer Ablenkleistung entwickelt (Bild 1). Ausgehend von der

¹⁾ Verfasser: E. Ginsberg, W. Juhans und H. H. Lammers (Valvo GmbH)

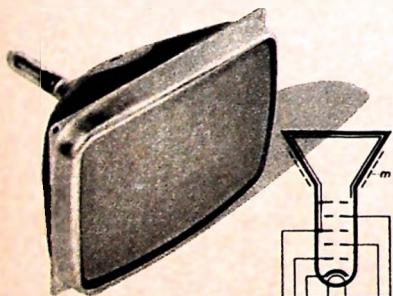


Bild 1. Die A 28-13 W hat einen sehr flachen Schirm; der Anodenanschluß befindet sich auf einer der Längsseiten des Konus

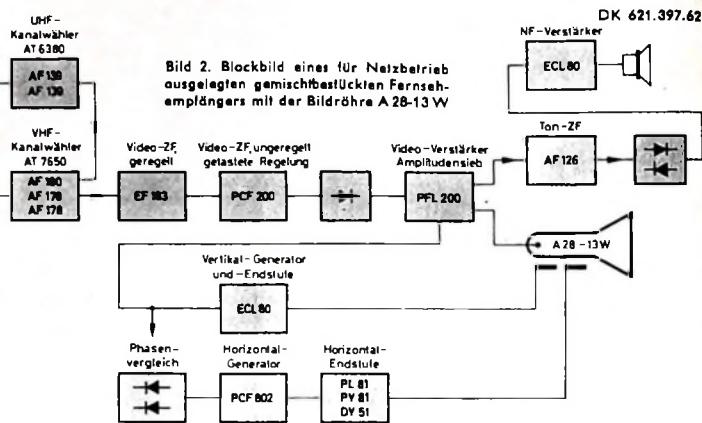


Bild 2. Blockbild eines für Netzbetrieb ausgelegten gemischtbestückten Fernsehempfängers mit der Bildröhre A 28-13 W

DK 621.397.62

häufig verwendeten 59-cm-Bildröhre A 59-11 W, lassen sich verschiedene Überlegungen anstellen, um zu einem Bildröhrenformat mit stark verringertem Ablenkleistungsbedarf zu kommen. Eine verkleinerte Schirmfläche ergibt bei gleicher Bildschirmleistung (Produkt aus Hochspannung und Strahlstrom) eine dem Flächenverhältnis umgekehrt proportionale Erhöhung der Leuchtdichte. Weil die Leuchtdichte aber nicht größer zu sein braucht als bei der 59-cm-Röhre, läßt sich die erforderliche Bildschirmleistung der kleineren Bildröhre entsprechend herabsetzen. Dies erfolgt zweckmäßigerverweise durch Herabsetzen der Hochspannung. Wird eine spezifische Schirmleistung von $3 \cdot 10^{-3}$ W/cm² zugrunde gelegt, ergibt sich bei Annahme eines mittleren Strahlstromes von etwa 100 μ A eine Hochspannung von 11 kV.

Wegen der verringerten Hochspannung erhält man einen dem Verhältnis 11 kV/18 kV entsprechend verminderter Ablenkleistungsbedarf, der sich beim Übergang auf 90° Ablenkinkel noch weiter verringert. Bei der verhältnismäßig kurzen Bildschirmdiagonale von 28 cm bedeutet der Übergang auf diesen Ablenkinkel eine nur unbedeutende Vergrößerung des Volumens im Vergleich zu einer entsprechenden 110°-Bildröhre. Hinzu kommt, daß eine Ablenkspule für 90° geringere Abmessungen hat als eine solche für 110°.

Die Hochspannung von 11 kV ermöglicht es, das Strahlerzeugungssystem – auch bei einem Halsdurchmesser von nur 20 mm – genügend spannungsfest auszuführen. Außerdem vermindert der dünne Röhren-

hals (bei 110°-Bildröhren wären es 28,6 mm Durchmesser) die erforderliche Ablenkleistung um weitere 30 %.

Die rechteckige Fernsehbildröhre A 28-13 W mit elektrostatischer Fokussierung und metallhinterlegtem Grauglasschirm hat eine tiefgezogene Metallrahmenverstärkung mit Halterung zur einfachen Montage im Gehäuse. Sie kann ohne Schutzscheibe verwendet werden.

Die erforderliche Steuerspannung von etwa 45 V zur Durchsteuerung des maximalen Strahlstromes kann von Halbleiter- und selbstverständlich auch von Röhren-Video-Endstufen ohne Schwierigkeiten aufgebracht werden. Die Röhre hat einen hohen Spitzenstrahlstrom, der in Verbindung mit einem guten Leuchtfaktor-Wirkungsgrad eine entsprechend große Schirmleuchtdichte gewährleistet, wodurch ein kontrastreiches Bild auch am Tage bei heller Umfeldbeleuchtung (Fernsehen im Freien) möglich wird. Durch die Verwendung einer Einzellinse im Strahlerzeugungssystem werden gute Punktschärfe und eine hohe Unabhängigkeit der Bildqualität von Schwankungen der Betriebsspannung erreicht. Dies wirkt sich vor allem bei Batteriebetrieb ohne besondere Schaltungen zur Stabilisierung der Versorgungsspannungen günstig aus, und es läßt sich mit der neuen kleinen Bildröhre eine hohe Auflösung erreichen.

Die ausgeprägte Rechteckform des Schirmes ermöglicht eine gute Ausnutzung des Bildformats. Von Vorteil ist auch die geringe Bildschirkrückbildung, denn sie macht einen großen Betrachtungswinkel möglich, so daß trotz kleinen Betrachtungsabstands mehrere Personen gleichzeitig das Bild betrachten können.

Der Heizfaden der Bildröhre A 28-13 W ist für Parallelbetrieb an einer Spannung von 11 V ausgelegt. Dieser Wert ist bei Batteriebetrieb günstiger als 6,3 V, erfordert aber noch keinen zu dünnen Heizfaden. Die Speisung kann unmittelbar aus einer Batterie oder zum Beispiel aus einer Hilfswicklung des Horizontal-Ablenktransformatoren erfolgen.

Ob ein tragbares Fernsehgerät mit Halbleiter-Bauelementen, mit Röhren oder gemischt zu bestücken ist, wird hauptsächlich von wirtschaftlichen Überlegungen

Tab. I. Daten der A 28-13 W

Fernsehbildröhre, 28 cm Diagonale, 90°-Ablenkung, 20 mm Halsdurchmesser

Heizung:
11 V ± 15 %; 88 mA (indirekt, Wechsel- oder Gleichstrom)

Betriebsdaten:
(Katodensteuerung, Spannungen auf g1 bezogen)

$U_{g3} + 5$	11 kV
U_{g4}	0 ... 350 V
U_{g2}	200 ... 350 V
U_k	45 V

bestimmt. Wenn sich der für das gesamte Gerät einschließlich Fertigungstechnik erforderliche Kostenaufwand bei der vollständigen Bestückung mit Halbleiter-Bauelementen größer erweist als für die geschickte Lösung eines gemischtestückten Empfängers, wird man das für Netzbetrieb vorgesehene Gerät in Hybridausführung bauen, zumal sich ein tragbares Gerät mit 28-cm-Bildröhre im Gestehungspreis deutlich von den großformatigen Heimempfängern abheben muß.

3. Auslegung eines Netzemppfängers

Im Bild 2 ist ein Beispiel für den Bestückungsplan eines Netzemppfängers gezeigt. Im Eingang werden die mit Transistoren bestückten Kanalwähler *Valvo „AT 6380“* für UHF und die besonders raumsparende Ausführung *Valvo „AT 7650“* für VHF verwendet. ZF- und Videoverstärker sind mit bekannten Spanngitterröhren aufgebaut; zur Verstärkung der Intercarrier-Frequenz im Tonteil ist ein Transistor eingesetzt. Eine Störaustastschaltung ist nicht vorgesehen. Bei Kontrastregelung im Anodenkreis des L-Systems der PFL 200 ist der dem Amplituden-

sind die Röhren PL 81 und PY 81 zusammen mit dem Ausgangstransformator „AT 2043“ geeignet. Aus der Gesamtenschaltung (Bild 3) geht hervor, daß die Endstufe mit einem VDR stabilisiert wird. Sie arbeitet bis zu einem Absinken der Betriebsspannung von 240 V auf 180 V.

Der Zeilentransformator „AT 2043“ ist so ausgelegt, daß er sich infolge der Betriebsverluste nur unwesentlich erwärmt. Mit Rücksicht auf das Seitenverhältnis der Bildröhre ist die Rücklaufzeit mit 17,5 % besonders kurz. Hilfswirkungen für Spitzenspannungen von 32 V (entsprechend einer effektiven Spannung von 11 V) und 22 V können zur Heizung der Bildröhre und (nach Gleichrichtung) zur Speisung von Transistoren herangezogen werden.

Bild 2. Bestückungsplan eines Netzemppfängers

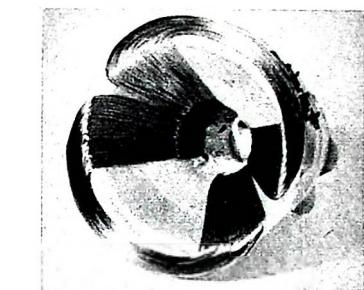


Bild 4. Ablenkeinheit „AT 1021“

Die Ablenkeinheit „AT 1021“ (Bild 4) wurde mit weit auf den Bildröhrenkonus voreigfenden Sattelpulen und verhältnismäßig langen Toroid-Vertikalspulen ausgerüstet. Die sich aus diesem Entwurf ergebende hohe Ablenkempfindlichkeit ist nicht nur für die später beschriebene Halbleiter-Endstufe wichtig, sondern hat auch bei eng aufgebauten Geräten für Netzbetrieb wegen der geringeren Wärmeentwicklung große Vorteile.

3.2. Die neue Hochspannungs-Gleichrichterröhre DY 51

Als Hochspannungs-Gleichrichter steht die neue Röhre DY 51 zur Verfügung. Sie hat den Vorteil besonders kleiner Abmessungen. Wenn man sie aus Gründen der mechanischen Halterung und erleichterten Auswechselbarkeit nicht einfach unmittelbar in die Schaltung einlöten will, so ist die im Bild 5 gezeigte Konstruktion einer Fassung zu empfehlen. Die zwei Anschluß-

sieb zugeführte Pegel hinreichend konstant und hoch genug, um mit einer einstufigen Pentoden-Abtrennschaltung auszukommen. Der dazu herangezogene F-Teil der PFL 200 führt zu einer kostensparenden und räumlich zweckmäßigen Lösung.

3.1. Die Ablenkstufen

Die besonders für Schaltungen mit Halbleiter-Bauelementen und für niedrige Batteriebelastung entwickelte Bildröhre ist auch für Ablenkenschaltungen mit Empfängerröhren günstig. Zwar könnte man die Typen PCL 85 und PL 500 verwenden, sie wären aber elektrisch und in ihren Abmessungen überdimensioniert. Aus diesem Grunde wurden die Empfängerröhren ECL 80, PL 81 und PY 81, die für die bis 1955 noch verwendeten 70°-Bildröhren eingesetzt waren, wieder in das Erstbestückungsprogramm aufgenommen. Die Röhre ECL 80 wird als Generator und Endstufe für die Vertikalablenkung verwendet. Sie genügt außerdem den geringeren Ansprüchen an die Sprechleistung im Niedrfrequenzverstärker und gibt (je nach der Betriebsspannung) bis zu etwa 1,5 W Sprechleistung ab. Für die Zellen-Endstufe

Tab. II. Daten der DY 51

Hochspannungs-Gleichrichterröhre zur Gleichrichtung von Rücklaufimpulsen	
Heizung:	1,4 V; 0,55 A (indirekt)
Kapazität:	C_{ak} 0,8 pF
Betriebsdaten:	$I_a = 150 \mu A$; $U_a = 11 \text{ kV}$
Grenzdaten:	U_{a3} max. 15 kV $U_{a3} (I_a = 0)$ max. 12 kV I_a max. 350 μA I_{a3} max. 40 mA C_{ju} max. 2 nF
Anschrift:	max. 15 kV 0,55 A 11 kV 150 μA 350 μA 40 mA 2 nF Anschlußschema (links) und Maße (rechts)

nungsanschluß am Transformator verbunden, sondern durch Einführen des Anodendrahtes in einen Pfropfen aus elektrisch leitendem Plastikmaterial (s. a. Bild 9), der am Zeilentransformator angebracht ist.

Die wichtigsten Daten der Hochspannungs-Gleichrichterröhre DY 51 sind in Tab. II zusammengefaßt.

3.3. Auslegung des Heizkreises

Die Summe der Heizspannungen der acht Empfängerröhren – ohne Bild- und Hochspannungs-Gleichrichterröhre, die aus dem Zellentransformator gespeist werden – beträgt 91,4 V, so daß bei 220 V Netzspannung 38 W in einem Vorwiderstand umgesetzt werden müßten. Diese Leistung würde eine zusätzliche Erwärmung des Gerätes bedeuten und den Betrieb mit Halbleiter-Bauelementen unnötig erschweren. Ein Netzentraltransformator ist wegen seines Gewichtes und vor allem wegen seines Streufeldes so lange unerwünscht, wie zweckmäßige Lösungen möglich sind. Eine Halbwellenheizung scheidet aus, weil der „Spannungsabfall“ an der Diode mit 64 V zu klein ist. Es empfiehlt sich daher die Verwendung eines kapazitiven Vorwiderstandes. Die Kapazität des notwendigen Kondensators errechnet sich zu 4,8 μF . Auf diese Weise wird die Gesamtleistung des Heizkreises von 66 W auf 27 W reduziert.

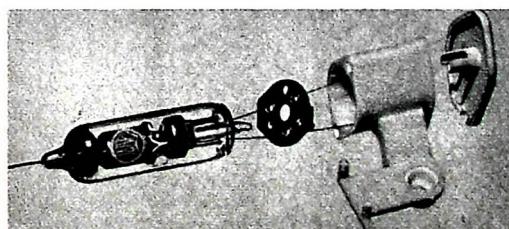


Bild 5. Hochspannungs-Gleichrichterröhre DY 51 vor dem Einbau in eine besondere Fassung

drähte am Fuß der Röhre werden durch die Nietlösen des Hartpapierplättchens gesteckt und verlötet. Nachdem die Heizschleife und das zum Hochspannungsanschluß der Bildröhre führende Kabel angeschlossen sind, wird das Ganze in die Hülse gesteckt, die dann von unten durch einen Weichplastikdeckel verschlossen wird. Die Anode der DY 51 wird in neuartiger und einfacher Weise nicht mehr über Kappe und Clip mit dem Hochspan-

4. Mit Halbleiter-Bauelementen bestücktes Gerät für Batterie- und Netzbetrieb

Für diesen Gerätetyp gilt als oberster Grundsatz die Einsparung von Batterieleistung beziehungsweise eine möglichst lange Betriebsdauer bei vorgegebener Batteriekapazität. Dabei muß selbstverständlich ein vernünftiges Verhältnis zwischen der erreichbaren Anzahl der Betriebsstunden und den Empfangseigen-

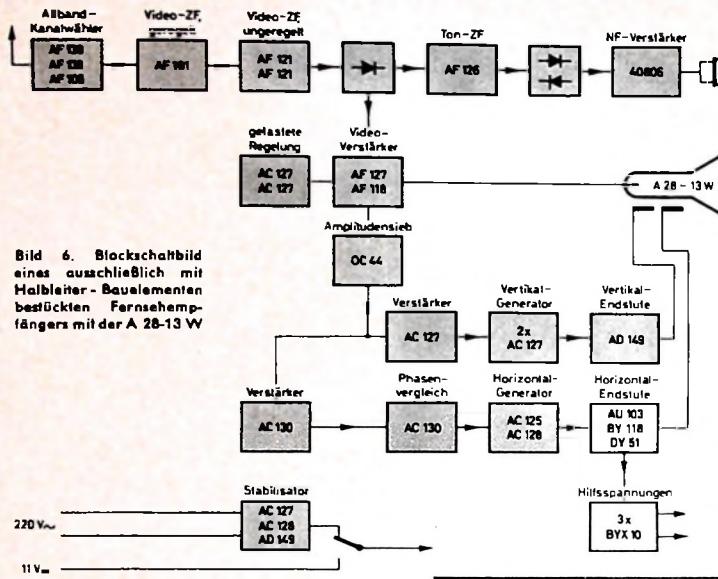


Bild 6. Blockschaltbild eines auschließlich mit Halbleiter-Bauelementen bestückten Fernsehempfängers mit der A 28-13 W

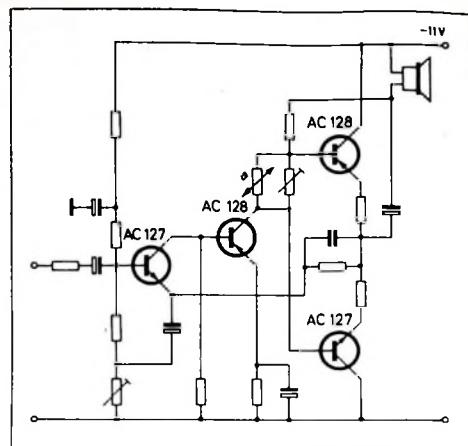


Bild 7. NF-Teil mit Transistorsatz „40809“

schaften des Empfängers bestehenbleiben. Geht man davon aus, daß der Batteriebetrieb nur gelegentlich erforderlich ist, das Gerät also im allgemeinen vom Netz gespeist wird, kann dies den genannten Kompromiß in dem Sinne beeinflussen, daß die Empfangsleistung zu Lasten des Stromverbrauches Vorrang hat. Bild 6 zeigt das Blockschaltbild für ein Gerät, mit dem eine brauchbare Kombination von Empfangsleistung und Betriebszeit erreicht wird.

Der Allband-Kanalwähler ist mit den Transistoren AF 139 und AF 106 bestückt, der Zwischenfrequenzteil mit den Transistoren AF 181 (aufwärts geregelte erste Stufe) sowie 2 x AF 121.

Der Videoverstärker mit den Transistoren AF 127 und AF 118 ermöglicht mit einem BA-Signal von 45 V (Spitze-Spitze-Spannung) eine genügende Aussteuerung der Bildröhre. Er benötigt eine Versorgungsspannung von 70 V, die aus einer Hilfswicklung des Horizontal-Ausgangstransformators gewonnen wird.

Im Niederfrequenzteil wird der Transistor-Satz Valvo „40 809“ verwendet. Die Schaltung mit diesem Satz (Bild 7) besteht aus zwei Vorstufen und einer komplementären Endstufe. Auf diese Weise vermeidet man zwei NF-Uberträger. Die mit diesem Niederfrequenzteil erreichbare Ausgangsleistung ist etwa 1,2 W.

Zur Vertikalablenkung eignet sich der Leistungstransistor AD 149, und zwar wegen seiner hohen Stromverstärkung und seiner hohen Spannungsfestigkeit. Nach Bild 8 läßt sich eine dreistufige, galvanisch gekoppelte selbstschwingende Schaltung aufbauen, wobei während des Rücklaufs ein gesteuerter Betrieb der Endstufe vorliegt, so daß man keine besondere Diode als Spannungsschutz benötigt.

Die Horizontalablenkung erfolgt mit dem Zeilentransformator „AT 2042“ (Bild 9), zu dessen Ansteuerung ein Leistungs-Schalttransistor AU 103 in Verbindung mit einer Diode BY 103 zur Stromrückgewinnung verwendet wird. Auf dem Zeilentransformator sind Wicklungen für die verschiedenen Hilfsspannungen angebracht. Die Schaltung dieser Stufe ist im Bild 10 dargestellt. Zur Gleichrichtung der Spannun-

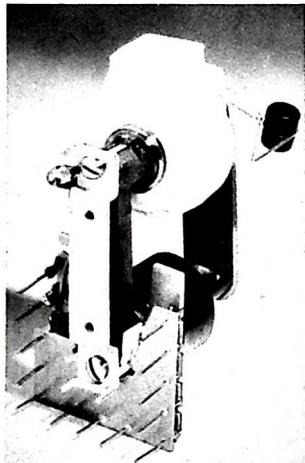


Bild 9 (oben). Horizontal-Ablenktransformator „AT 2042“

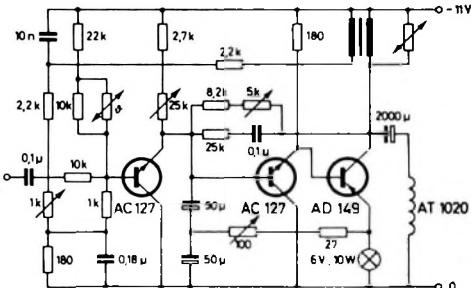


Bild 8. Steuergenerator und Endstufe für die Vertikalablenkung

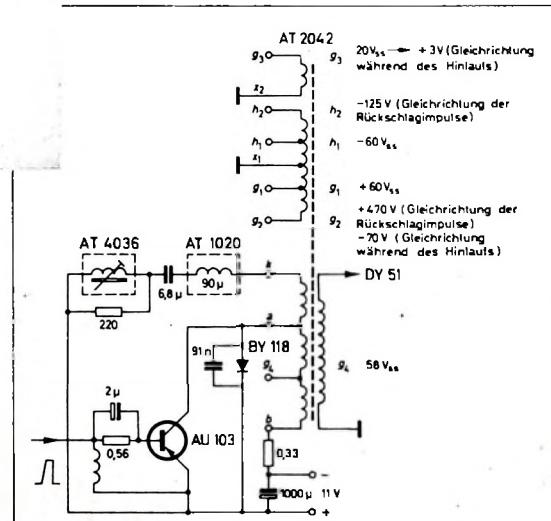


Bild 10. Endstufe für die Horizontalablenkung mit Horizontal-Ablenktransformator „AT 2042“ und Halbleiter-Bauelementen

gen für den Videoteil und für die Schirmgitter- und Fokusspannung der Bildröhre werden Siliziumdioden BYX 10 mit 1600 V Spannungsfestigkeit eingesetzt.

Die Ablenkseinheit „AT 1020“ unterscheidet sich von dem für Röhrengeräte geeigneten Typ „AT 1021“ durch geringere Induktivität der Zeilenspulen ($90 \mu\text{H}$ gegenüber $1,7 \text{ mH}$). Die beiden Hälften der Vertikalwicklungen sind getrennt herausgeführt,

so daß sie entsprechend der Vertikalablenkschaltung in Reihe oder parallel geschaltet werden können.

Die Stromversorgung des Gerätes ist mit Rücksicht auf die Batterien für 11 V ausgelegt. Diese Spannung wird bei Netzbetrieb mit einem Transformator und nachfolgender Zweiweggleichrichtung (zwei Siliziumdioden BYY 20) sowie elektronischer Stabilisierung gewonnen.

Video-Endstufe mit videoseitiger Kontrastregelung mit der neuen Röhre PCL 200

Für die Kontrastregelung in Fernsehempfängern gibt es zwei Methoden:

1. die direkte Regelung des zur Steuerung der Bildröhre verwendeten Videosignals, zum Beispiel im Ausgangskreis der Video-Endstufe bei heute fast ausschließlich verwendeten einstufigen Videoverstärkern;
2. die indirekte Regelung des Videosignals auf dem Umweg über die Veränderung des zwischenfrequenten Trägersignals.

Die erste Methode hat gegenüber der zweiten den Vorteil, daß die Video-Endstufe ein konstantes Ausgangssignal maximaler Höhe liefert, so daß die Größe aller vom ZF- oder Videoverstärker abgeleiteten Spannungen von der Kontrastreglerstellung unabhängig ist, beispielsweise die Steuerspannung für die Impulsabtrennung oder die Ton-ZF-Spannung. Wegen der räumlichen Trennung des Kontrastreglers von der Video-Endstufe ergibt sich hierbei jedoch eine zusätzliche kapazitive Belastung des Ausgangskreises, so daß mit Rücksicht auf die bestehende Bandbreiteneforderung von $B = 5 \text{ MHz}$ für die zu verwendende Röhre ein niedrigerer Arbeitswiderstand sowie ein höherer Stromhub im Vergleich zur bisher verwendeten PCL 84 zu fordern sind. Die neu entwickelte PCL 200 erfüllt diese Bedingungen. Sie liefert bei einer mittleren Steilheit von etwa 18 mA/V einen Stromhub von etwa 41 mA und bei einem Arbeitswiderstand von $2,2 \text{ kOhm}$ sowie einer kapazitiven Belastung von 60 pF eine Ausgangsspannung von 90 V_{ss} bei einer 3-dB -Bandbreite von $4,8 \text{ MHz}$ in einer optimal entzerrten Video-Endstufe, die im folgenden beschrieben wird.

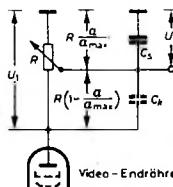


Bild 1. Prinzip des frequenzunabhängigen Spannungsteilers

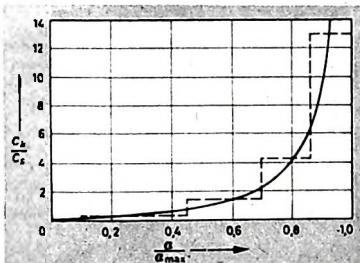


Bild 2. Erforderliche Kompensationskapazität C_k (bezogen auf Schalt-, Streu- und Röhrenkapazität C_s) als Funktion des normierten Drehwinkels für den Teiler nach Bild 1; gestrichelt gezeichnet: durch Stufen angedeutete Kurvenform

Im Bild 1 ist zunächst ein zur videofrequenten Kontrastregelung geeigneter Spannungsteiler im Prinzip dargestellt. Die Spannungsteilung für U_2/U_1 wird frequenzunabhängig, wenn die Zeitkonstanten der

Teilerglieder gleich sind

$$R \cdot \frac{\alpha}{\alpha_{\max}} \cdot C_s = R \left(1 - \frac{\alpha}{\alpha_{\max}}\right) C_k. \quad (1)$$

Hierin bedeuten

- α jeweiliger Drehwinkel des Reglers bei linearer Widerstandskennlinie,
- α_{\max} maximaler Drehwinkel des Reglers,
- C_s Schalt-, Streu- und Röhrenkapazitäten,
- C_k erforderliche Kompensationskapazität.

Aus Bild 2, der grafischen Darstellung von $C_k/C_s = f(\alpha/\alpha_{\max})$, ist nun ersichtlich, daß erst bei größeren Drehwinkeln des Reglers ein merklich größerer Wert für C_k erforderlich ist. Die Kompensation kann daher ohne großen Frequenzgangfehler in Stufen (im Bild 2 gestrichelt gezeichnet) erfolgen, wobei die Anzahl der Stufen den Annäherungsgrad an die ideale Kompensationskennlinie bestimmt. Bei der praktischen Ausführung des Reglers ist mit dem einstellbaren ohmschen Spannungsteiler ein Schalter mit vier Schaltstellungen mechanisch gekuppelt, der die erforderlichen Kompensationskondensatoren hinzuschaltet.

Soll U_2 nicht bis 0 V geregelt werden, dann muß man zur Restkontrastbegrenzung einen Widerstand R_1 verwenden (Bild 3a) oder die im Bild 3a dargestellte Kontrastregelschaltung in die im Bild 3b gezeigte Brückenschaltung mit Hilfe von R_2 und R_3 umwandeln.

Der Brückenpunkt B erhält das Potential, das dem Schwarzwert an der Anode entspricht, so daß am Kontrastregler R das Videosignal liegt. Der mögliche Kontrastregelbereich für die Schaltung nach Bild 3b ergibt sich dann zunächst aus

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{R \cdot \frac{\alpha}{\alpha_{\max}} + \frac{R_2 \cdot R_3}{R_2 + R_3}}{R + \frac{R_2 \cdot R_3}{R_2 + R_3}} \quad (2)$$

zu

$$\frac{U_{\max}}{U_{\min}} = 1 + \frac{R}{\frac{R_2 \cdot R_3}{R_2 + R_3}}. \quad (3)$$

Das Verhältnis R_2/R_3 liegt bei vorgegebener Betriebsspannung und Aussteuerung der Video-Endstufe fest und hat etwa den Wert 0,25. Die absolute Größe der Teilerwiderstände kann im allgemeinen nicht beliebig klein gewählt werden, da sonst

DK 621.397.42

das Empfängernetzgerät zusätzlich stark belastet würde. In der Wahl des Kontrastreglers R ist man frei; der Widerstandswert sollte in Hinblick auf günstigste Entzerrungsmöglichkeit gewählt werden. In der Praxis ist $U_{\max}/U_{\min} \approx 8$ erwünscht, so daß sich mit $R = 15 \text{ kOhm}$ für R_1 ein Wert von $2,7 \text{ kOhm}$ sowie für R_2 ein Wert von 10 kOhm ergibt. Der effektive Arbeitswiderstand der Endstufe setzt sich zusammen aus der Parallelschaltung von R_1 mit der Serienschaltung von R und der Parallelschaltung $(R_2 \cdot R_3)/(R_2 + R_3)$ der beiden Teilerwiderstände; er sollte für große kapazitive Belastung ($\approx 60 \text{ pF}$) nicht größer als $2,2 \text{ kOhm}$ gewählt werden. Bei geringerer kapazitiver Belastung kann man den Außenwiderstand größer wählen, um höhere Verstärkungswerte zu erreichen.

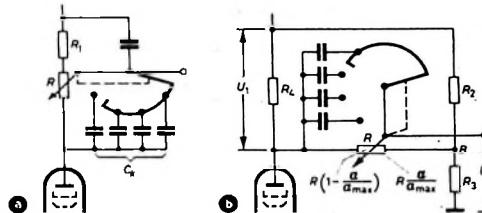


Bild 3. a) Ausführungsform des Kontrastreglers mit geschalteten Kompensationskondensatoren und Minimalkontrastbegrenzung; b) zur Brückenschaltung ergänzte Ausführungsform

Die Grenzfrequenz des Verstärkers mit $R_a = 2,2 \text{ kOhm}$ und $C_a = 60 \text{ pF}$ liegt ohne Entzerrungsmaßnahmen bei etwa $1,2 \text{ MHz}$. Die Verstärkung eines durch einen Katodenwiderstand stromgegengekoppelten Verstärkers ist

$$v = \frac{S \cdot Z_a}{1 + S \cdot Z_k + \frac{Z_a + Z_k}{R_t}} \approx \frac{S \cdot Z_a}{1 + S \cdot Z_k}. \quad (4)$$

In Gl. (4) sind

S Steilheit ohne Gegenkopplung,
 Z_a Impedanz des Anodenkreises

$$Z_a = \frac{R_a}{1 + j \omega \cdot C_a \cdot R_a} = \frac{R_a}{1 + j \frac{f}{f_a}},$$

Z_k Impedanz des Katodenkreises

$$Z_k = \frac{R_k}{1 + j \omega \cdot C_k \cdot R_k} = \frac{R_k}{1 + j \frac{f}{f_k}},$$

Für $f_a = f_k = f_g$ ergibt sich

$$v = \frac{S \cdot R_a}{[1 + S \cdot R_k] \left[1 + j \frac{f}{f_g (1 + S \cdot R_k)} \right]} \quad (5)$$

Aus der Formel

$$Z = \frac{R}{1 + j \frac{f}{f_g}}$$

für den Frequenzgang eines normalen RC -Gliedes erkennt man durch Vergleich mit Gl. (5), daß die Grenzfrequenz des kompensierten Verstärkers um den Faktor $(1 + S \cdot R_k)$ vergrößert wird; mit $S = 18 \text{ mA/V}$ und $R_k = 39 \text{ Ohm}$ ist dieser Faktor 1,7.

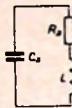


Bild 4. Vereinfachte Schaltung des Anodenkreises mit entzerrtem Arbeitswiderstand

Bild 5. Schaltungsvorschlag für eine Video-Endstufe mit PCL 200 mit videoseitiger Kontrastregelung

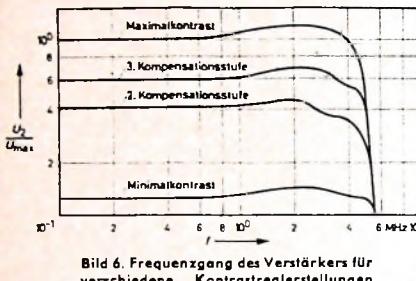
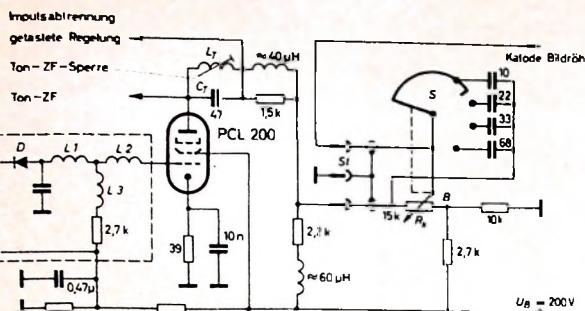


Bild 6. Frequenzgang des Verstärkers für verschiedene Kontrastreglerstellungen

Für den Anodenkreis sind ähnliche Entzerrungsmethoden bekannt, zum Beispiel durch die Reihenschaltung einer Spule L mit R_a (Bild 4). Der Frequenzgang dieses Netzwerkes ist gegeben durch

$$\frac{Z_a}{R_a} = \frac{1 + jQ^2 \frac{f}{f_0}}{1 - Q^2 \left(\frac{f}{f_0} \right)^2 + j \frac{f}{f_0}}, \quad (6)$$

und zwar mit

$$f_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_a \cdot C_a},$$

$$Q = \frac{1}{2 \cdot \pi \sqrt{L \cdot C_a}},$$

$$Q = I_s / I_0.$$

Durch geeignete Wahl von L und Q läßt sich die Grenzfrequenz des Anodenkreises fast um den Faktor 2 vergrößern, so daß man zusammen mit der Katodenkompen-sation und einem in den Anodenkreis eingefügten Sperrkreis für Ton-ZF auf eine 3-dB-Bandbreite von 4,8 MHz kommt.

Anschließend soll die Funktion einer nach diesen Richtlinien dimensionierten Schal-

tung an Hand von Bild 5 beschrieben werden. Das demodulierte Videosignal gelangt über L2 an das erste Gitter des Pentodensystems der PCL 200. Die Grenzfrequenz des Demodulatorkreises einschließlich L2 und C_p der Röhre ist 7 MHz. Der Arbeitspunkt der Endstufe kann durch den Kathodenwiderstand, eine am Fußpunkt des Diodenfilters eingespeiste positive Spannung und (wegen der Gleichstromkopplung) durch die Größe der demodulierten ZF-Spannung festgelegt werden. Bei seiner Wahl ist darauf zu achten, daß weder Weißspitzen noch Synchronimpulse des Videosignals begrenzt werden, insbesondere dann, wenn die Endstufe auch zur Ton-ZF-Verstärkung verwendet wird. Beachtet man diese Bedingungen nicht, muß man mit bildinhaltsabhängigen und zeilen- oder bildfrequenten Tonstörungen beim Empfang rechnen.

Der Anodenkreis besteht aus einem Ton-ZF-Sperrkreis L_T , C_T sowie einem gedämpften Tiefpaßglied und dem durch eine Serienspule von etwa $60 \mu\text{H}$ entzerrten Arbeitswiderstand ($2,2 \text{ k}\Omega$). Räumlich getrennt von der gesamten Verstärkerstufe befindet sich an der Bedienungsseite des Fernsehgerätes der Kontrastregler R_k mit dem Kompensationsschalter S. Über etwa 1 m abgeschirmtes Kabel und den Stecker St ist der Kontrastregernetzwerk mit dem Verstärker verbunden. An der Anode wird die verstärkte Ton-ZF-Spannung sowie hinter dem Sperrkreis die Steuerspannung für die gestaltete Regelung und die Impulsabstimmstufe abgenommen. Die Verstärkung der Endstufe ist 25fach; man erhält also bei etwa $3,5 \text{ V}_{ss}$ am Eingang ohne Signalübersteuerung rund 80 V_{ss} als Steuerspannung für die Bildröhre. Im Bild 6 ist der Frequenzgang des Verstärkers für verschiedene Kontrastreglerstellungen dargestellt.

INTERNATIONALE ELEKTRONISCHE RUND SCHAU

brachte im Dezemberheft unter anderem folgende Beiträge:

Neutralisierung von Transistorstufen im Dezimeterwellengebiet

Über die maximale Pulsdichte bei magnetischer Bandaufzeichnung

Measuring the Verteilung der spektralen Amplituden von Atmospherics unter Berücksichtigung des Einfallswinkels

Berechnung und Dimensionierung eines Schmitt-Triggers mit Transistoren unter Berücksichtigung der Anwendung in logischen Schaltungen

Reaktanzdioden-Abstimmung von VHF- und UHF-Antennenverstärkern

Interessante Neuheiten auf der Electronica 1964

Fortschritte auf dem Gebiet der elektronischen Meßtechnik

Elektronik in aller Welt - Anwendete Elektronik - Persönliches - Neue Erzeugnisse - Industriedruckschriften - Kurznachrichten

Format DIN A 4 - monatlich ein Heft - Preis im Abonnement 11,50 DM vierteljährlich, Einzelheft 4 DM

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

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH • Berlin-Borsigwalde

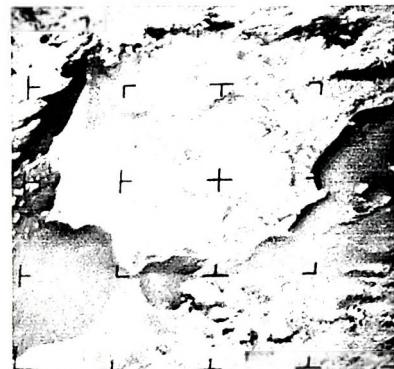
Postanschrift: 1 BERLIN 52

Empfangsanlage für Bildsendungen von Wettersatelliten

Der neue Wittersatellit „Nimbus A“ ist zusätzlich mit einem sogenannten APT-System (APT = Automatic Picture Transmission) ausgestattet, das in kontinuierlicher Folge Bilder der Erdoberfläche beziehungsweise der darüberliegenden Bewölkung aufnimmt und den Bildinhalt sofort zur Erde funk. Für den Empfang dieser Bildsendungen entwickelte Rohde & Schwarz eine neue VHF-Empfangsanlage, die es ermöglicht, mindestens einmal täglich mit einer Verzögerung von nur wenigen Minuten den Zustand der Wolkenstruktur über einem großen Gebiet zu beobachten und das Auswertergebnis in Wettermeldungen einzubeziehen.

Die Kamera für das APT-System im Satelliten „Nimbus A“ enthält eine Vidicon-Aufnahmehröhre mit elektrostatischer Speicherung, die über eine geeignete Optik belichtet und anschließend abgetastet wird. Das „elektrische Bild“ moduliert die Amplitude eines Signals von 2400 Hz. Ein frequenzmodulierter Sender von 5 W Leistung überträgt den 2400-Hz-Hilfsträger im 136-MHz-Telemetrieband bei einem Frequenzhub von $\pm 10 \text{ kHz}$ auf die Antenne des Satelliten.

In der Empfangsanlage wird eine zirkular polarisierte VHF-Richtstrahlanlage verwendet, die jede beliebige Polarisierung mit geringem Verlust aufnehmen kann. Die zylindrische Wendelantenne wird durch eine biaxiale Antennensteuerung ausgerichtet, die aus je einem System mit horizontaler Drehachse



Das Bild eines „Sonnenlages“ über der Iberischen Halbinsel wurde mit Hilfe der Empfangsanlage am 6.1.1964, 11.22 Uhr, in München aufgenommen

für die Bewegung in der Elevation und vertikaler Drehachse für die Bewegung in der Azimutebene besteht. Beide Drehsteuerungen können sowohl von Hand als auch von einem Programmssteuergerät betätigt werden, das einen Lochstreifen mit den zeit-abhängigen Bahnelementen des Satelliten abtastet. Eine Kleinguaruhr synchronisiert den Steuervorgang mit dem Flug des Satelliten.

Die von der Antenne aufgenommenen und gegebenenfalls vorverstärkten Signale werden einem quartzgesteuerten VHF-Empfänger zugeführt und anschließend in einem besonderen Demodulator demoduliert. Die auf diese Weise gewonnene Spannung wird an einen Telebildempfänger weitergeleitet und steuert dort die Helligkeit einer Schreiblampe, deren Lichtstrahl das gesendete Bild in 240 Sekunden im Format $16 \text{ cm} \times 16 \text{ cm}$ auf dem Film einer Bildwalze in Form einer engen Schraubenlinie „aufzeichnet“ (stufenloser Übergang vom brillanten Weiß bis zum tiefsten Schwarz).

Da die Umlaufbahn des „Nimbus A“ mit einer Inklination von etwa 80° fast über Nord- und Südpol verläuft, erfaßt das Objektiv der Kamera in dem mehr als 900 km entfernten Flugkörper Ausschnitte der Erdoberfläche beziehungsweise der darüberliegenden Wolkendecke von rund $1800 \text{ km} \times 1800 \text{ km}$. Bei einer Umlaufzeit von ungefähr 100 min und einem Zellabstand von etwa 200 s zwischen den einzelnen Aufnahmen ergaben sich praktisch 30 mögliche Aufnahmen je Umlauf. In der geografischen Breite überlappen sich die Aufnahmen um rund 500 km. Da der Satellit je Tag annähernd 14 Umläufe macht, ergibt sich für zwei aufeinanderfolgende Umläufe eine Verschiebung von 26 Längengraden.

Der Doppler-Effekt in Funkortung und Navigation

DK 621.396.962.23: 621.396.933: 527.8

1. Geschichtliches

Der österreichische Physiker Christian Doppler veröffentlichte bereits 1842 eine Schrift mit dem Titel „Über das farbige Licht der Doppelsterne“, in der er die „Rotverschiebung“ der Spektrallinien des von weit entfernten Fixsternen ausgestrahlten Lichtes damit erklärt, daß sich die Frequenz einer elektromagnetischen Schwingung bei einer Relativbewegung zwischen der Strahlungsquelle und dem Beobachter nach einem einfachen Gesetz ändert: Sie erhöht sich bei gegenseitiger Annäherung und verringert sich bei Vergrößerung der Entfernung. Nach diesem physikalischen Prinzip konnte Doppler die Geschwindigkeit berechnen, mit der sich die Gestirne von der Erde weg bewegen.

Aus eigener Erfahrung kennt heute jeder den Doppler-Effekt von der Akustik her. Bei hupenden Automobilen, pfeifenden Lokomotiven usw. ändert sich bei deren Vorbeifahrt am Beobachter die Tonhöhe des Geräusches sprunghaft. Ganz allgemein gilt das Dopplerprinzip bei jeder Wellenausbreitung, gleichgültig, ob es sich um elektromagnetische oder Schallschwingungen handelt. Die Frequenzänderung $f' - f$ ist lediglich eine Funktion der Ausbreitungsgeschwindigkeit c im betreffenden Medium und der Relativbewegung v_r . Sie errechnet sich aus der allgemeinen Form der Dopplergleichung zu

$$f' = f \frac{1 + \frac{v_r}{c}}{\sqrt{1 - \frac{v_r^2}{c^2}}} \quad (1)$$

Da man in der Praxis voraussetzen kann, daß $c \gg v_r$ ist, kann man für die Dopplerverschiebung die vereinfachte Formel

$$f_D = f' - f = \frac{v_r}{c} = \frac{v_r}{\lambda} \quad (2)$$

(f_D in Hz, v_r in m/s und λ in m) anwenden. Daß das Dopplerprinzip in der Astronomie und in der Akustik schon seit mehr als 120 Jahren bekannt ist, in der Funktechnik aber erst seit etwa zwei Jahrzehnten praktisch genutzt wird, hat seinen Grund in den sehr unterschiedlichen Ausbreitungsgeschwindigkeiten in verschiedenen Medien. Aus der vereinfachten Dopplergleichung Gl. (2) läßt sich leicht errechnen, daß bei der Ausbreitungsgeschwindigkeit von Schall in Luft (330 m/s) und der Wellenlänge des Kammertons a (435 Hz) bereits eine Relativgeschwindigkeit von ≈ 10 m/s (≈ 35 km/h) genügt, um eine Frequenzverschiebung von 13 Hz, also um einen Halbton zu erzeugen. Das menschliche Ohr ist aber in bezug auf Tonhöhenänderungen noch weit empfindlicher. Für die Ausbreitungsgeschwindigkeit elektromagnetischer Wellen (300 000 km/s) muß jedoch die Wellenlänge λ sehr klein und die Relativgeschwindigkeit v_r sehr hoch sein, um (bei einer überdies sehr hohen Frequenzkonstanz der Schwingungsquelle) einwandfrei messbare Größen der Frequenzverschiebung f_D zu erhalten. So ergibt sich bei einer Geschwindigkeit $v = 1000$ km/h für $c = 300 000$ km/s nur ein

Verhältnis der Dopplerverschiebung f_D gegenüber der Betriebsfrequenz f von $f_D \approx 10^{-6}$.

Wegen dieser Relation konnte man an die hochfrequenztechnische Nutzung des Doppler-Effekts erst denken, als man einerseits Schwingungen genügend kleiner Wellenlänge zu erzeugen vermochte und zugleich Objekte zur Verfügung hatte, die sich mit relativ hoher Geschwindigkeit bewegten. Das Zusammentreffen dieser beiden Voraussetzungen war gegeben, als vor etwa 25 Jahren zu der inzwischen hochentwickelten HF-Technik die ersten Großraketen kamen, die mit hoher Geschwindigkeit Flugbahnen erreichten, die weit über die Erdatmosphäre hinaufführten. Die üblichen Mittel zur Vermessung der Flugbahnen (Kinoteodolite, Phototeodolite mit einer maximalen Reichweite von 40 ... 50 km) konnten dabei nicht mehr eingesetzt werden. So dürfte der Doppler-Effekt funktechnisch zum ersten Male zur Geschwindigkeitsmessung und Flugweitensteuerung bei der Entwicklung und Erprobung der „V 2“ in Peenemünde praktische Anwendung gefunden haben. Obwohl man absolut keine Erfahrung auf diesem Gebiet hatte, erlaubte das Meßprinzip, mit verhältnismäßig einfachen Mitteln eine hohe Genauigkeit zu erreichen. Bei einer Sendefrequenz $f = 50$ MHz und $v = 1,5$ km/s war $f_D \approx 500$ Hz und konnte bei sorgfältigstem Aufbau des Frequenzmeßgerätes (Wienbrücke) auf etwa 0,1 Hz genau gemessen werden. Inzwischen wurde das Verfahren so verbessert, daß es zur Geschwindigkeitsmessung und in der Navigation weite Verbreitung gefunden hat.

2. Praktische Anwendung des Doppler-Effekts

Auf dem Gebiet der Funkortung gibt es drei grundsätzlich verschiedene Anwendungen des Dopplerprinzips:

1. Geschwindigkeitsmessung von Fahrzeugen und Flugzeugen;
2. Doppler-Navigation in der Luftfahrt;
3. Ortungsverfahren mit Großbasis-Peillern und -Richtsendeanlagen, die durch die Erzeugung von Richtdiagrammen möglich wurden, bei denen der Frequenzhub und nicht die Amplitude richtungshängig ist;
4. Ortungsverfahren mit Hilfe von Satelliten.

2.1. Geschwindigkeitsmessung

Die Geschwindigkeitsmessung mit Hilfe des Doppler-Effekts dürfte von den Radarmesswagen der Verkehrspolizei her bekannt sein. Hier sei vermerkt, daß die zur Geschwindigkeitsmessung benutzten Geräte nicht mit Impulsmodulation arbeiten, wie die nicht ganz korrekte Bezeichnung „Geschwindigkeits-Radar“ oder „Verkehrsradar“ vermuten läßt. Vielmehr wird sowohl bei Fahrzeugen als auch bei Flugzeugen, deren Geschwindigkeit gemessen werden soll, die Frequenz der reflektierten Strahlung mit der Frequenz der abgehenden Strahlung verglichen, das heißt, ein Bruchteil der abgestrahlten Leistung wird mit der Rückstrahlleistung im

Empfänger zusammengesetzt und gemessen. Für solche Rückstrahlverfahren tritt der Doppler-Effekt beim Hin- und Rückweg auf, so daß die Dopplergleichung für diese Fälle

$$f_D = 2 \frac{v_r}{\lambda} \quad (3)$$

lautet (Bild 1).

Für die Geschwindigkeitsmessung von Fahrzeugen im Straßenverkehr wurde 1950 in den USA ein „Speed-Vehicle Indicator“ entwickelt, der mit $\lambda = 3$ cm arbeitete. Bei dem 1958 entwickelten Telefunken-„Verkehrsradar“ erzeugt ein Klystronstrahler eine Dauerleistung von 20 mW mit einer

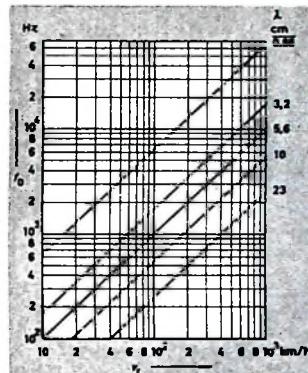


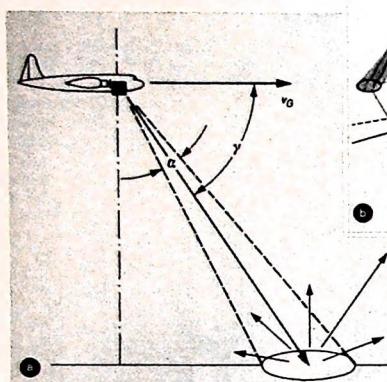
Bild 1. Dopplerfrequenz f_D in Abhängigkeit von Relativgeschwindigkeit v_r und Wellenlänge λ , bezogen auf Rückstrahlmessungen, für die $f_D = 2v_r/\lambda$ gilt

Frequenz von 9500 MHz, die durch einen kleinen Parabolspiegel abgestrahlt wird. Die vom Fahrzeug aus etwa 30 m Entfernung reflektierte Energie wird von demselben Spiegel wieder empfangen, wobei eine Brückenschaltung (Hybrid-Ring) für weitgehende Entkopplung zwischen Sender und Empfänger sorgt. Im Meßgerät wird das Schwebungsfrequenzmisch durch Hochpaßfilter von Störfrequenzen befreit und die der Fahrzeuggeschwindigkeit entsprechende Schwebung einer Auswertschaltung zugeführt, die dann anspricht, wenn ein bestimmter Mindestwert der Signalamplitude ohne Unterbrechung 0,1 Sekunde lang vorhanden ist. Während der kurzen Meßzeit wird die Dopplerfrequenz in Impulse umgewandelt, die die Ausgangsspannung eines Integrators als Gleichspannungsschritte bis zum Ende der Meßzeit erhöhen. Die Endspannung ist dann der Anzahl der Impulse während der Meßzeit und damit der Geschwindigkeit des Fahrzeugs proportional. Dieses Gerät kann auch zur Verkehrszählung und – in Verbindung mit einem Analogrechner – zur automatischen Steuerung von Verkehrsampeln in Abhängigkeit von der Verkehrsichte verwendet werden.

2.2. Doppler-Navigation

Ein Gerät, das in zunehmendem Maße für die Navigation bei Langstreckenflügen eingesetzt wird, ist das „Doppler-Radar“, das ebenfalls korrekterweise als Doppler-Navigationsradar zu bezeichnen wäre. Die grundlegenden Untersuchungen und Entwicklungen, die zum Bau des ersten betriebsfähigen Gerätes führten, wurden in den Jahren 1945 bis 1948 unter militärischer Geheimhaltung für die US Air Force durchgeführt. Für den zivilen Luftverkehr stand das Gerät erst nach Aufhebung der

Bild 2. a) Prinzip des Doppler-Navigators (v_G Geschwindigkeit über Grund, γ auf die Flugzeuglängsachse bezogener Abstrahlwinkel, α Öffnungswinkel); b) perspektivische Darstellung der Doppler-Navigation (nach TWA-Unterlagen)



Geheimhaltung im Jahre 1957 zur Verfügung.

2.2.1. Arbeitsweise

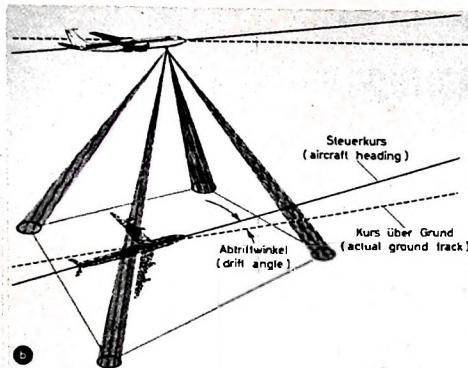
Seit 1959 sind Doppler-Navigatoren verschiedener Systeme erhältlich, die im Prinzip den Doppler-Effekt in gleicher Weise zur Geschwindigkeitsmessung ausnutzen. Grundsätzlich wird dabei von Bord des Flugzeugs ein scharf gebündelter Mikrowellenstrahl (X-Band, 8800 MHz $\lambda = 3,4 \text{ cm}$) in Flugrichtung schräg zum Boden gesendet und die Frequenz der vom Erdboden reflektierten mit der der ausgestrahlten verglichen, so daß die Doppler-Frequenzverschiebung kontinuierlich zur Messung der wahren Geschwindigkeit über Grund benutzt werden kann. Interessanterweise wurde vor dem experimentellen Beweis dieses Vorganges bezweifelt, daß bei der geschilderten Anwendungsweise überhaupt eine Frequenzverschiebung zustande kommen könnte, weil beim Horizontalflug über ebenem Gelände die Entfernung Flugzeug-Boden-Flugzeug unverändert bleibt und somit auch keine Relativgeschwindigkeit zwischen beiden auftritt. Diese Annahme beruht auf einem Trugschluß, denn die Reflexion von der Erdoberfläche entsteht durch das Vorhandensein vieler einzelner auf dem Erdboden verteilter Rückstrahlobjekte, zu denen sich das Flugzeug tatsächlich mit einer Relativgeschwindigkeit bewegt, so daß ein Doppler-Effekt entsteht. Im Bild 2 ist das an sich recht einfache Prinzip dieses Verfahrens wiedergegeben, bei dem sich die Größe der Frequenzverschiebung aus der modifizierten Dopplergleichung zu

$$f_D = 2 \frac{v_G}{\lambda} \cdot \cos \gamma \quad (4)$$

ergibt (v_G Geschwindigkeit über Grund, γ Winkel zwischen Strahlungsküule und Flugzeuglängsachse, λ Wellenlänge). Damit errechnet sich die wahre Geschwindigkeit des Flugzeugs über Grund zu

$$v_G = \frac{1}{2} \cdot f_D \frac{\lambda}{\cos \gamma}. \quad (5)$$

Da der Abstrahlungswinkel γ mit seiner Cosinusfunktion in die Rechnung eingeht, ist zu bedenken, daß einerseits die in die Einfallsrichtung rückgestrahlte Leistung bei steilem Auftreffwinkel (gro-



Bes γ , also $\cos \gamma \rightarrow 0$ zunimmt, was für einen großen Winkel γ sprechen würde. Andererseits nimmt aber die Dopplerfrequenz mit $\cos \gamma$ ab. Deshalb hat man als günstigsten Kompromiß $\gamma = 60^\circ \approx \cos \gamma = 0,5$ gewählt. Dieser Winkel der Strahlung muß durch entsprechende Stabilisierung der Richtantenne bei Fluglagenänderungen um die Querachse der Maschine konstant gehalten werden.

Während zur Messung der Geschwindigkeit über Grund eine Strahlungsküule genügt, benötigt man zur Messung der Abstrahlung des Flugzeugs infolge Seitenwinds, die ein wesentlicher Faktor bei der Langstreckennavigation ist, mindestens zwei Strahlungsküulen, die zum Beispiel symmetrisch zur Flugzeuglängsachse abwechselnd nach vorne rechts und vorne links gerichtet sind. Die an Bord gemessene Frequenzverschiebung der beiden Strahlen ist bei dieser Anordnung aber nur dann gleich, wenn die Richtung der Flugzeuglängsachse mit der Richtung des Kurses über Grund übereinstimmt, wenn also keine Abstrahlung vorhanden ist.

Im Bild 3 sind unten die Flugzeugbewegungen über Grund ohne und mit Abstrahlwinkel dargestellt. Die Hyperbeln sind der geometrische Ort gleicher Doppler-

dann der Abstrahlung. Bei anderen Geräten wird die Abstrahlung rechnerisch aus dem Verhältnis der unterschiedlichen Frequenzverschiebung ermittelt.

Moderne Doppler-Anlagen arbeiten nach dem „Janus“-Prinzip, bei dem vier Strahlungsküulen (rechts vorwärts, links rückwärts, links vorwärts, rechts rückwärts) gesendet werden. Die vom jeweils vorderen Strahl reflektierte Energie hat die Frequenz $f + f_D$, die vom jeweils rückwärtigen die Frequenz $f - f_D$. Durch Überlagerung der reflektierten Energien kann man f_D unabhängig von f erhalten. Mit der „Janus“-Anordnung wird eine falsche Angabe der Geschwindigkeit über Grund beim Steigflug vermieden und eine sehr genaue Messung der Dopplerfrequenz erreicht (Bild 3, rechts oben).

Um die mit dem Doppler-Navigator kontinuierlich ermittelten Werte von Geschwindigkeit über Grund und Abstrahlwinkel in navigatorisch verwertbare Daten umzusetzen, ist an die Navigationsanlage ein Elektronenrechner („Flugwegrechner“) angeschlossen, der die durch Dopplerverschiebung gewonnenen Werte zusammen mit dem eingegangenen Steuerkurs verarbeitet. Durch Integration des vom Ausgangsort aus zurückgelegten Weges, Angaben über die Kursabslage und die bis zum nächsten Streckenpunkt noch zurückzulegende Flugstrecke ist der jeweilige Standort des Flugzeugs jederzeit schnell bestimmbar und muß nicht (zum Teil mit geschätzten Werten für Windrichtung und -geschwindigkeit) von Fall zu Fall errechnet werden. Der Navigator liest die jeweils geltenden Werte ab.

Der besondere Vorteil dieser Art von Navigation liegt darin, daß sie von Funkhilfen am Boden unabhängig (self-contained) ist. Je nach verwendetem Integrationsverfahren vergrößert sich verständlicherweise der Ortungsfehler mit der zurückgelegten Strecke, so daß bei Langstreckenflügen von Zeit zu Zeit eine Überprüfung mit Funkpeilungen oder Astro-Navigation notwendig ist. Die Genauigkeit der eigentlichen Doppler-Navigation ist sehr

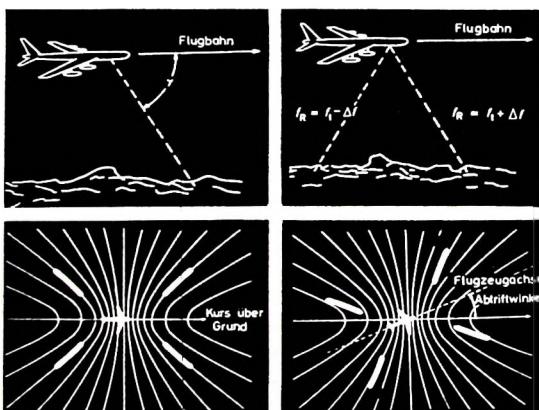


Bild 3. Links oben: Doppler-Navigatoren mit einer Strahlungsküule. Rechts oben: „Janus“-Prinzip. Links unten: „Janus“-Anordnung mit vier Strahlungsküulen beim Flug ohne Abstrahlwinkel; alle vier Reflexionspunkte liegen auf Hyperbeln gleicher Dopplerverschiebung. Rechts unten: „Janus“-Anordnung beim Flug mit Abstrahlwinkel; die Reflexionspunkte der linken vorderen und rechten hinteren Strahlungsküule liegen nicht auf den gleichen Hyperbeln wie die Reflexionspunkte der rechten vorderen und linken hinteren Strahlungsküule. Aus den sich daraus ergebenden Differenzen der Dopplerverschiebung kann der Abstrahlwinkel berechnet oder durch Nachschwenken der Antenne analog dargestellt werden

verschiebung. Wenn die Reflexionspunkte nicht auf einer gemeinsamen Hyperbel liegen, treten zwei unterschiedliche Dopplerfrequenzen auf, aus denen sich die Größe des Abstrahlwinkels errechnen läßt. Es gibt Doppler-Navigatoren, bei denen die Antenne automatisch nachgedreht wird, bis die Frequenzverschiebung für beide Strahlen gleich groß ist; der so ermittelte Winkelunterschied entspricht

hoch; im Mittel liegen die Fehlergrenzen für die Messung der Geschwindigkeit über Grund unter 1 % und die des Abstrahlwinkels unter $0,5^\circ$. Da jedoch in diese Koppelnavigation auch die Fehler der Kompaßanlage eingehen, nach der der Steuerkurs bestimmt wird, hängt die Gesamtauglichkeit weitgehend von der Zuverlässigkeit der Kompaßanlage ab.

(Fortsetzung folgt)

Die Antennenstrahlung

Wichtigste Eigenschaft einer Antenne ist ihr Abstrahlungsvermögen. Mit hohem Wirkungsgrad soll sie als Sendeantenne die vom Sender kommende Energie abstrahlen oder als Empfangsantenne Energie aus dem Raum aufnehmen und an den Empfänger abgeben. Die Antennen (Sende- und Empfangsantennen) bilden somit das Bindeglied zwischen dem Sender und dem Empfänger.

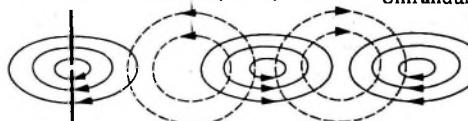
Das einfachste strahlende Gebilde ist ein Dipol. Die praktische Ausführung des Dipoles kann aus einem in der Mitte unterbrochenen Stab bestehen. Jede Dipolhälfte ist dann ein Pol der Spannungsquelle, und zwischen beiden entsteht ein elektrisches Feld. Die elektrischen Feldlinien sind im Bild 1 dargestellt; sie verlaufen nicht nur in der darstellbaren Papierebene, sondern rund um den Dipol. Die vom Generator gelieferte HF-Energie hat zur Folge, daß sich die Polarität der Dipolhälfte laufend ändert. Die Ladung pendelt, und wie bei einem Kondensator kann infolge der pendelnden Ladung ein Strom fließen. Der Stromfluß ruft ein zweites Feld – das magnetische Feld (Bild 2) – hervor. Die Größe der Felder ist immer proportional der Potentialdifferenz.

Da der Wechselstrom zwischen seinen Halbperioden einen Null durchgang hat, müßten (wie bei der Entladung eines Kondensators) alle elektrischen Feldlinien vor jeder Umpolung verschwunden sein; theoretisch ja, aber praktisch nicht. Innerhalb der Zeit, in der die Energiedependelung erfolgt, können wegen ihrer endlichen Fortpflanzungsgeschwindigkeit nicht mehr alle elektrischen Kraftlinien zur Antenne zurückkehren. Ein Teil der Kraftlinien ist immer noch im Raum, wenn der Strom und die Spannung auf dem Dipol schon Null sind. Diese Kraftlinien bilden sich zu geschlossenen Schleifen aus und werden von den neu entstehenden Kraftlinien von dem Dipol fortgedrückt; sie wandern in den Raum hinaus. Die so selbständig gewordenen Kraftlinien stellen die von der Quelle ausgesandte Strahlung dar. Im Bild 3 ist der Strahlungsvorgang einer Generatorwelle als Modellvorstellung wiedergegeben.

Bisher wurde ausschließlich der Strahlungsvorgang des Dipoles (auch Strahlungs-

mechanismus genannt) betrachtet. Im folgenden soll der weitere Ausbreitungsmechanismus der Strahlung im Raum etwas näher untersucht werden.

Zur anschaulichen Darstellung der Antennenstrahlung sei ein Raum angenommen, der in allen Richtungen die gleichen physikalischen Eigenschaften hat; kurz, ein un-



endliches, homogenes Medium. Setzt man mitten in den Raum eine noch unbekannte Strahlungsquelle, dann findet eine Störung des freien Raumes an dieser Stelle statt: Die strahlende Antenne wirkt auf ihre Umgebung.

Da noch keine Aussage über die Art der Strahlungsquelle gemacht ist, sei vorausgesetzt, daß die Ausbreitung gleichmäßig in alle Raumrichtungen erfolgt. Die Ausbreitung vollzieht sich von der Quelle mit gleicher Geschwindigkeit, so daß um die Quelle herum konzentrische Kugelschalen gedacht werden können; an jeder Kugelschale herrscht an allen Punkten der gleiche Zustand. Der Strahlungsvorgang erfolgt also so, als wenn von der Quelle aus Strahlen in alle Raumrichtungen ausgingen (Bild 4). Diese anschauliche Darstellung der Strahlen ist praktisch nur ein Stück der Wellenfront.

Die von der Strahlungsquelle ausgehende Leistung durchsetzt nun alle Kugelschalen mit der gleichen Leistung. Da die Kugeloberflächen mit dem Quadrat des Radius der Kugeln zunehmen, wird die Leistungsdichte in jeder Kugeloberfläche mit dem Quadrat der Entfernung abnehmen. Das ist ein grundlegendes Ausbreitungsgesetz und gilt für jede Art der Strahlung. Hier findet man den Zusammenhang mit der Abnahme der Feldstärke bei wachsender Entfernung. Schmale Strahlenbündel, die aus weiter Entfernung kommen, können dann ohne Fehler als ebene Wellen angesehen werden. Die Strahlen eines solchen Bündels verlaufen nahezu parallel (Bild 5).

Der Strahlungsvorgang der sich ausbreitenden Wellen wird durch die Verkettung der elektrischen und magnetischen Feldstärke aufrechterhalten. Diese Verkettung wird durch zwei Gesetze beschrieben.

1. Das Durchflutungsgesetz: Wenn das ein Flächenstück durchsetzende elektrische Feld sich ändert, dann entsteht in der Flächenumrandung eine magnetische Spannung.

2. Das Induktionsgesetz: Wenn der ein Flächenstück durchsetzende magnetische Kraftfluß sich ändert, dann entsteht in der Umrandung eine elektrische Spannung.

Bild 6. Die Verkettung elektrischer & magnetischer Wechselfelder

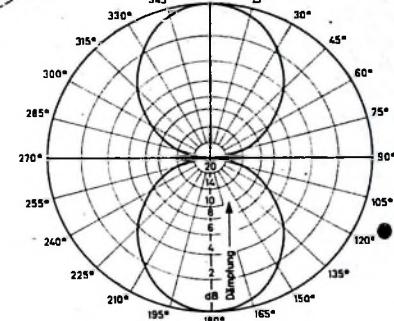


Bild 7. Horizontales Strahlungsdiagramm eines horizontal im Raum orientierten $\lambda/2$ -Dipoles

Die in diesen beiden Gesetzen formulierte Verkettung elektrischer und magnetischer Felder kann man sich auch einfacher vorstellen. Die Felder ändern sich zeitlich. Bei jeder entstehenden oder vergehenden elektrischen Kraftlinie bilden sich magnetische Kraftlinien, und um jede entstehende oder vergehende magnetische Kraftlinie bilden sich elektrische Kraftlinien aus. So erhalten sich die Felder gegenseitig. Im Bild 6 ist diese Verkettung für einen bestimmten Zeitmoment schematisch dargestellt. Die magnetischen Kraftlinien sind von elektrischen Kraftlinien umzingelt, und das setzt sich so weiter fort. Die Pfeilrichtungen geben an, wie sich der Umlaufsinn aufeinanderfolgender magnetischer und elektrischer „Ringe“ ändert. Wegen dieses Be dingteins von elektrischen und magnetischen Feldern spricht man auch nur von einer elektromagnetischen Welle.

Für die Beschreibung des Strahlungsvorgangs wurde eine Strahlungsquelle angenommen, die ihre Energie gleichmäßig in alle Raumrichtungen ausstrahlt. Eine solche Antenne wird Kugelstrahler genannt und läßt sich in der Praxis nicht verwirklichen. Schon die einfachsten Antennenformen haben eine Richtwirkung; so auch der Dipol. In Richtung der Dipolachse ist die Strahlung Null, und senkrecht dazu liegt die Hauptstrahlrichtung (Bild 7). Werden mehrere Einzelstrahler zu einem Antennenaufbau zusammengefaßt, dann kann jedes Element als Ausgangspunkt einer Wellenfront angesehen werden. Die Gesamtstrahlung der Antenne ergibt sich dann durch entsprechende Integration der Einzelfelder.

Schrifttum

- Bergmann-Schäfer: Lehrbuch der Experimentalphysik, Bd. 2 „Elektrizitätslehre“. Berlin 1961, de Gruyter

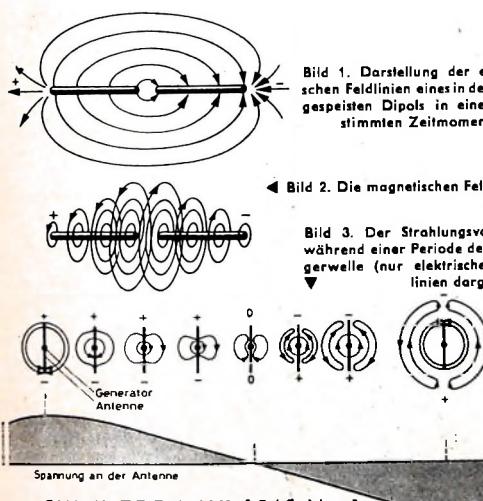


Bild 2. Die magnetischen Feldlinien

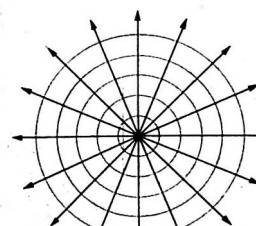
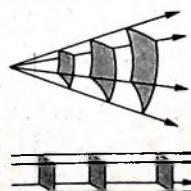


Bild 3. Der Strahlungsvorgang während einer Periode der Erregerwelle (nur elektrische Feldlinien dargestellt)

Bild 4. Strahlenförmige Ausbreitung von der Strahlungsquelle aus

Bild 5. In großer Entfernung von der Strahlungsquelle wird aus der Kugelwelle eine ebene Wellenfront



Tuner-Baugruppe »312-2404«

Die Einführung der UKW-Stereophonie im europäischen Raum hat das Interesse an professionellen Baugruppen (Tuner, ZF-Verstärker, Decoder und NF-Verstärker) in Hi-Fi-Qualität belebt, die sich ohne Schwierigkeiten zu einer geschlossenen Hi-Fi-Einheit zusammenstellen lassen. Um hohe Wiedergabequalität zu garantieren, ist hier ein Mindestaufwand erforderlich, der nicht beschnitten werden darf. Außerdem müssen die Baugruppen dem modernen Stand der Schaltungstechnik entsprechen sowie raumsparend und betriebsicher aufgebaut sein. Diesen Forderungen genügen die volltransistorisierten Baugruppen von Görler, von denen im folgenden der Tuner „312-2404“ mit Vierfachdrehkondensator-Abstimmung beschrieben ist. ZF-Verstärker, Stereo-Decoder und NF-Verstärker werden in späteren Beiträgen behandelt. Zunächst werden jeweils die Anforderungen und Bedingungen untersucht, die die betreffende Baugruppe bei Stereo-Betrieb erfüllen muß, und dann wird ihre Schaltungstechnik besprochen.

Technische Daten

Frequenzbereich: 87,5 MHz..108,5 MHz	Rauschzahl
Oszillatorkreis: 98,2 MHz..119,2 MHz	mit AF 180: 3,2...3,6 kT ₀
Antenneneingang: 240...300 Ohm symm.	mit GM 760: 2,1...2,5 kT ₀
	50...75 Ohm unsymm.
Nahselektion	
(f _r + 1/2 f _{ZF}): > 80 dB	
(f _r + 3/2 f _{ZF}): > 100 dB	
Spiegelselektion	
(f _r + 2 f _{ZF}): > 65 dB	
ZF-Festigkeit: > 90 dB	
ZF-Bandbreite: 350 kHz + 10%	
ZF-Ausgangsimpedanzen:	
5 kOhm (ohne Spannungssteller, am vollen Kreis),	
≈ 110 Ohm (am kapazitiven Spannungsteller)	

Oszillatorkreis: 98,2 MHz..119,2 MHz	Rauschzahl
Grundwelle: < 20 µV/m	mit AF 180: 3,2...3,6 kT ₀
1. Oberwelle: < 10 µV/m	mit GM 760: 2,1...2,5 kT ₀
5...8. Oberwelle: < 15 µV/m	
Frequenzdrift des Oszillators	
bei Änderung von U _B von 12 auf 8 V:	
	-35 kHz
bei Erwärmung von 20 °C auf 65 °C:	
	< 50 kHz
Maximal zulässige Umgebungstemperatur:	75 °C

Die ständig zunehmende Anzahl der UKW-Sender hat zur Folge, daß in immer größeren Gebieten mehrere starke Sender (Ortssender) zu empfangen sind. Dadurch können sich aber gleichzeitig auch die Empfangsverhältnisse verschletern, wenn zum Beispiel derselbe Ortssender an mehreren Stellen der Skala auftritt und dann die Signale schwächerer Sender überdeckt (Kreuzmodulation und Oberwellenmischung).

Die Ursache für diese Störungen sind unerwünschte Mischprodukte, die im Tuner entstehen und die um so häufiger auftreten, je mehr starke Ortssender zu empfangen sind.

1. Forderungen an Hi-Fi-Tuner

Wie weit sich derartige Mischungen unterdrücken lassen, ist ausschließlich eine

Frage der Auslegung des Tuners. Ein Qualitäts-UKW-Mischteil muß daher als wichtigstes Kennzeichen die Eigenschaften haben, Kreuzmodulation und alle anderen unerwünschten Mischeffekte weitgehend zu verhindern. Vergrößert außerdem das Eigenrauschen des Tuners den von der Antenne gelieferten Rauschanteil nicht wesentlich, so ist auch eine gute Grenzempfindlichkeit (26 dB Rauschabstand) zu erreichen. Hierzu genügen Rauschzahlen von maximal 4 kT₀ (Rauschfaktor 6 dB).

Frequenzwanderungen des Tuners von ± 30...± 40 kHz bei starken Schwankungen der Versorgungsspannung sowie bei Änderungen der Umgebungstemperatur sollten sich ohne zusätzliche Stabilisierungsmaßnahmen verwirklichen lassen. Für universelle Verwendbarkeit in Röhren- und Transistorempfängern ist ein ZF-

Ausgang erwünscht, der den Anschluß hoch- oder niedrohmiger ZF-Verstärker erlaubt.

2. Schaltung des Tuners „312-2404“

Schon seit längerer Zeit gibt es transistorisierte UKW-Mischteile, die mit rauscharmer geregelter Vorstufe und selbstschwingender Mischstufe arbeiten. Das Prinzip des selbstschwingenden Mischers hat den Vorteil des einfachen Aufbaus, aber den schwerwiegenden Nachteil, daß bei höheren Eingangsspannungen unter Umständen eine Verstimmung des Oszillators infolge Übersteuerung des Misches eintritt. Eine Begrenzerdiode am ZF-Kreis kann hier zwar eine gewisse Abhilfe schaffen, jedoch ist der Tuner meistens bereits übersteuert, bevor am breitbandigen ZF-Kreis die volle Begrenzung einsetzt.

Für einen Hi-Fi-Tuner ergibt sich daher die Notwendigkeit, die herkömmliche Schaltungsart zu verlassen und einen Tuner mit drei Transistoren (Vorstufe, Mischer und getrennter Oszillator) aufzubauen, wie es bei dem Görler-Transistor-Tuner „312-2325/26“ mit Dreifachdrehkondensator-Abstimmung der Fall ist.

Nach der gleichen Grundkonzeption wurde auch der neue Vierfachdrehkondensator-Tuner „312-2404“ entwickelt, der sich in seinen äußeren Abmessungen (67 mm × 41,5 mm × 79 mm) nur durch die um 15 mm größere Tiefe vom Typ „312-2325/26“ unterscheidet. Man kann daher, wenn genügend Raum in der Tiefe zur Verfügung steht, zwischen dem Dreifach- und dem Vierfachdrehkondensator-Tuner wählen, da beide die gleiche zentrale Befestigung und Antriebsachse haben. Schaltungstechnisch wurde die Unterdrückung unerwünschter Mischeffekte bei dem neuen Tuner noch stärker berücksichtigt, denn

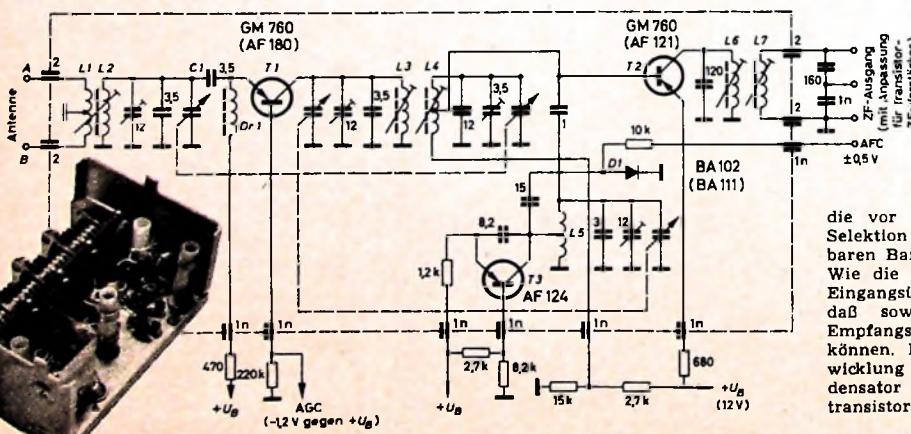


Bild 1. Schaltung des UKW-Tuners „312-2404“ mit Vierfachdrehkondensator-Abstimmung. Antennenanpassung 240...300 Ohm (A-B) und 50...75 Ohm (A-Masse)

die vor dem Mischeraufbau notwendige hohe Selektion wird hier mit einem abstimmbaren Bandfilter erreicht.

Wie die Schaltung Bild 1 zeigt, ist der Eingangsübertrager L₁, L₂ so ausgelegt, daß sowohl 60- als auch 240-Ohm-Empfangsantennen angeschlossen werden können. Das heißt Ende der Sekundärwicklung L₂ liegt über den 3,5-pF-Kondensator C₁ am Emitter des Vorstufentransistors T₁ (GM 760 oder AF 180). Für

die Wahl gerade dieser VHF-Transistoren für FM-Zwecke waren die gegenüber AF 106 und AF 121 größere Stromverstärkung und die erreichbare extrem niedrige Rauschzahl sowie die günstigen Regel-eigenschaften bestimmd, von denen auch hier Gebrauch gemacht wird. Die Drossel D_7 im Emitterkreis von T_1 sorgt dafür, daß Leistungs- und Rauschanpassung etwa zusammenfallen. Rauschzahl und Verstärkung bleiben beim Durchstimmen des Eingangskreises nahezu konstant.

Zwischen Vorstufe und Mischer liegt als selektives Element ein Bandfilter, das mit zwei Paketen des Vierfachdrehkondensators abgestimmt wird. Diese extreme Vorselektion vor der Mischstufe reduziert die Oberwellenmischung so stark, daß zum Beispiel die unerwünschte Störfrequenz $f_e + \frac{1}{2}f_{ZF}$ erst bei einer Antennenspannung von mehr als 15 bis 30 mV stört. Bei sehr hohen Eingangsspannungen, die in der Nähe sehr starker Ortsender auftreten können, empfiehlt sich im Collectorkreis von T_1 eine zusätzliche Begrenzdiode, die mit 0,2 V in Sperrrichtung vorgespannt ist und große Eingangssignale (ab 100 mV)

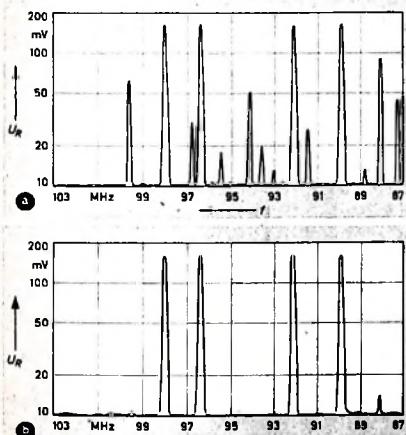


Bild 2. Großsignalverhalten (mit der 4-Sender-Methode gemessen) des Dreifachdrehkondensator-Tuners „312-2306“ (a) und des neuen Vierfachdrehkondensator-Tuners „312-2404“ (b)

begrenzt (Tuner „312-2404“ mit Begrenzdiode). Kleine Signale werden dagegen nicht beeinflußt.

Der Mischtransistor T_2 wird in Emitter-Schaltung betrieben. Sein ZF-Ausgang ist so dimensioniert, daß sowohl Röhren- als auch Transistor-ZF-Verstärker nachgeschaltet werden können. Beim Anschluß von Röhrenverstärkern wählt man für die Kernstellung im ZF-Filter das äußere Maximum für beide Kerne, bei Transistorverstärkern das innere Maximum für den Kern des Sekundärkreises.

Der Oszillator T_3 arbeitet in Basisschaltung. Eine Kapazitätsdiode BA 102 (D 1) dient zur automatischen Senderscharf-justierung. Der Fangbereich ist rund ± 200 kHz, wenn der Innenwiderstand der AFC-Spannungsquelle mit etwa $47\text{ k}\Omega$ gewählt wird. Die Frequenzdrift des Oszillators ist bei Änderung der Umgebungstemperatur von $+20^\circ\text{C}$ auf $+65^\circ\text{C}$ kleiner als 50 kHz , bei Änderung der Betriebsspannung kleiner als 40 kHz .

Zur Spannungsversorgung des Tuners genügt eine nichtstabilisierte Betriebsspannung von $9 \dots 12\text{ V}$; der Betrieb mit 6 V Speisespannung ist ebenfalls möglich. Emitterwiderstände und Basisspannungsteiler sind deshalb außen auf dem mit einem rastenden Schnappdeckel verschloßenen Gehäuse angebracht.

Das Großsignalverhalten (Verhalten bei hohen Eingangsspannungen) eines Tuners läßt sich mit verschiedenen Meßverfahren untersuchen, von denen die Nachbildung stark einfallender Ortsender mit Hilfe mehrerer UKW-Generatoren die sicherste und auch bequemste Methode ist. Bei der sogenannten 4-Sender-Methode werden die Frequenzen von vier UKW-Generatoren mit verschiedenen definierten Pegeln über den UKW-Empfangsbereich verteilt. Ihre Ausgänge führen über schmale Bandpässe zu einem Verteiler, an dem über eine Eicheleitung mit $240\text{-}\Omega$ -Symmetrieträger der Tunereingang angeschlossen wird. Dem Tuner ist ein ZF-Verstärker nachgeschaltet, dessen beim Durchdrehen der Tunerabstimmung auftretende Regelspannung abgenommen und einem Registriergerät zugeführt wird.

Im Bild 2 sind die Ergebnisse der Messungen an zwei verschiedenen Tunern dargestellt. Dabei wurden dem Tunereingang jeweils folgende Frequenzen und Pegel gleichzeitig zugeführt: 98 MHz mit 25 mV (Generator 1), $96,4\text{ MHz}$ mit $7,5\text{ mV}$ (Generator 2), $92,1\text{ MHz}$ mit 5 mV (Generator 3) und $89,8\text{ MHz}$ mit 25 mV (Generator 4).

Bild 2a zeigt die bei dem Tuner „312-2306“ mit Dreifachdrehkondensator-Abstimmung entstehenden Frequenzgemische. Neben den eigentlichen vier Sendersignalen treten bei einzelnen Frequenzen Störsignale auf, die je nach der Stärke des Mischeffektes unterschiedliche Regelspannungen liefern. Bei dem neuen Vierfachdrehkondensator-Tuner „312-2404“ erscheint dagegen neben den Spannungen der vier Sender nur ein Störsignal mit kleiner Amplitude bei $88,1\text{ MHz}$ (Bild 2b).

Ein Vergleich der beiden Tuner – beide mit gleicher Eingangsschaltung und Ankopplung ($3,5\text{ pF}$) des Vorstufentransistors an die Antennenspannung – läßt den Schluß zu, daß beim Vierfachdrehkondensator-Tuner bei den angegebenen Eingangsspannungen ein Überdecken schwächerer Sender durch starke Ortsender im gesamten Empfangsbereich mit Sicherheit vermieden wird.

Wenn der Test nach dem beschriebenen Verfahren, das ein schnelles und zuverlässiges Urteil über die Qualität des Mischteils zuläßt, nicht durchgeführt werden kann, lassen sich die Eigenschaften des Tuners in bezug auf unerwünschte Mischeffekte auch folgendermaßen ermitteln: An den auf eine bestimmte Frequenz (zum Beispiel 95 MHz) abgestimmten Tuner wird ein Generator angeschlossen, der mit $1,5\text{ }\mu\text{V}$ HF-Spannung bei $\pm 22,5\text{ kHz}$ Hub am Ausgang des dem Tuner nachgeschalteten ZF-Verstärkers eine bestimmte NF-Spannung erzeugt. Dann variiert man Frequenz und HF-Spannung des Generators, bis bei den kritischen Frequenzen ($f_e + \frac{1}{2}f_{ZF} = 100,35\text{ MHz}$, $f_e + \frac{3}{2}f_{ZF} = 111,05\text{ MHz}$ und $f_e + 2f_{ZF} = 116,4\text{ MHz}$) die gleiche NF-Spannung wie bei der Empfangsfrequenz vorhanden ist. Ein Verhältnis der HF-Spannungen von zum Beispiel 80 dB bedeutet dann, daß, bezogen auf das Nutzsignal von $1,5\text{ }\mu\text{V}$, das Störsignal erst bei einer Antennenspannung von 15 mV auftritt.

Ehrendoktorwürde

für

Walter Bruch



Die Würde eines Dr.-Ing. E. h. verlieh die Technische Hochschule Hannover am 5. Dezember dem Leiter des Fernseh-Grundlagenlagers der Telefunken AG, Walter Bruch, „für seine ausgezeichneten wissenschaftlichen Leistungen auf dem Gebiet des Farbfernsehens“. Bruch entwickelte das von seinem Unternehmen für die Wahl eines europäischen Farbfernsehsystems vorgeschlagene PAL (Phase Alternation Line)-Verfahren, mit dem das bewährte amerikanische NTSC-System ergänzt und wesentlich verbessert werden kann. Als Mitglied nationaler und internationaler Expertenkommissionen und als Vorsitzender der Fernseh-Technischen Gesellschaft e. V. repräsentiert Walter Bruch auch jenen kleinen gewordenen Kreis von Wissenschaftlern, die schon seit drei Jahrzehnten an der Entwicklung des Fernsehens maßgeblichen Anteil haben.

Der am 2. März 1908 in Neustadt an der Weinstraße geborene Walter Bruch gewann nach dem Studium seine ersten praktischen Erfahrungen unter anderem in dem Berliner Laboratorium des ungarischen Fernsehexperten Denes von Mihaly. Von 1935 an war er dann in der Abteilung „Fernsehen und Physikalische Forschung“ von Telefunken unter der Leitung von Prof. Fritz Schröter tätig. Bereits in der damaligen Anfangszeit des Fernsehens konnte er als noch junger Ingenieur leitend oder maßgeblich beteiligt, bei der Lösung inzwischen zur Fernsehgeschichte zählender Aufgaben mitwirken. Hierzu gehört die Konstruktion des elektrischen Teiles der Ikonoskop-Kamera für die Olympischen Spiele 1936. Bruch führte diese Kamera auch selbst im Berliner Olympiastadion bei der ersten öffentlichen Fernseh-Reportage mit Kamera und Teleobjektiv in Deutschland. Auf der Weltausstellung 1937 in Paris richtete er die Ikonoskop-Fernsehanlage im deutschen Pavillon ein und ein Jahr später das erste wirkliche Fernsehstudio Deutschlands für die 441-Zeil-Norm am Reichskanzlerplatz in Berlin. Auch hier ließ er es sich nicht nehmen, die Übertragung des ersten Fernsehspiels — es war das „Flaschenzettelchen“ von Robert Louis Stevenson — eigenhändig zu steuern.

Bruch blieb seiner Leidenschaft, dem Fernsehen, auch in den späteren Jahren treu. Von 1946 bis 1950 unterhielt er dann in Berlin ein eigenes Entwicklungslaboratorium für Elektro-Physik und trat anschließend erneut in die Firma Telefunken ein. Der auf der „Deutschen Industrieausstellung Berlin 1951“ vorgeführte erste Nachkriegs-Fernsehempfänger „FE 8“ des Unternehmens wurde wie viele der folgenden Typen unter seiner Verantwortlichkeit entwickelt. 1959 übertrug man ihm den Aufbau und die Leitung des Fernseh-Grundlagenlagers, eine Aufgabe, die ihm die Möglichkeit bot, seine reichen Erfahrungen und seine Erfindungsgabe voll auszuschöpfen. Die Bruchschen Untersuchungen von Systemen für das künftige Farbfernsehen führten Anfang 1963 in Hannover zur ersten Demonstration des PAL-Verfahrens vor einer internationalen Expertengruppe.

Im deutschen Dreierausschuß für das Farbfernsehen (Rundfunk, Post, Industrie) vertritt Bruch die Industrie-Interessen. Hier wie in der „ad-hoc-Gruppe“ Farbfernsehen der EBU (European Broadcasting Union) und in der Studiengruppe 11 (Fernsehen) der CCIR (Comité Consultatif International des Radiocommunications) genießt er den Ruf eines gleichermaßen in der wissenschaftlichen wie in der praktischen Ingenieur-Arbeit hervorragenden Fachmannes und stets um Objektivität bemühten Verhandlungspartners.

Ein Spannungswandler mit Tunneldioden für kleine Gleichspannungen

1. Einleitung

Kleine Gleichspannungen im Bereich von 100 mV zu höhere Spannungen umzuformen, ist bislang noch ein Problem, das in der Technik mit den heute zur Verfügung stehenden Mitteln noch nicht zufriedenstellend gelöst ist. Eine Gleichspannung muß zunächst einmal in eine Wechselspannung umgeformt werden, um sie transformieren zu können.

Die klassische Umformungsmethode unter Verwendung eines mechanischen Zerhakkers ist nicht gerade ideal; sofern

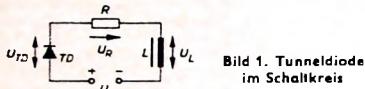


Bild 1. Tunneldiode im Schaltkreis

man eine annehmbare Leistung über die Kontakte bringen will (das bedeutet bei der geringen Spannung einen verhältnismäßig großen Strom), hat man Schwierigkeiten an den Kontaktübergängen. Außerdem wird noch eine Treiberspannung benötigt. Schließlich ist die Schaltfrequenz begrenzt; das wirkt sich nachteilig auf die Abmessungen des Transformators und der Siebmittel nach der Gleichrichtung aus.

Der andere Weg, eine Transistorschaltung zu lassen, ist für kleine Spannungen nicht gangbar, da Spannungen von etwa 100 mV noch unterhalb der Kniestellung der Transistoren liegen; es sei denn, man nimmt eine Gleichspannungsverstärkung vor. Wegen des Aufwandes ist eine solche Anordnung jedoch unwirtschaftlich.

Eine dritte Möglichkeit liegt in der Verwendung einer Tunneldiode, die sich mit ihrer negativen Kennlinie und ihrer geringen Arbeitsspannung für Oszillatorschaltungen in idealer Weise eignet. Nachfolgend wird eine solche Schaltung beschrieben, die als Versuchsschaltung aufgebaut wurde.

2. Prinzip

2.1. Tunneldioden mit ausreichendem Höckerstrom

Tunneldioden für den beschriebenen Zweck müssen bei einem Höckerstrom I_H von einigen Ampere noch ein vernünftiges Verhältnis zum Talstrom I_T haben. Die verwendeten Tunneldioden wiesen bei einem Höckerstrom I_H von 2 A ein Verhältnis $I_H/I_T = 5$ auf; das ist bei diesen Strömen als recht gut anzusehen. Allerdings handelt es sich bei den benutzten Tunneldioden noch um Labormuster. Die Industrie ist hauptsächlich bestrebt, Tunneldioden für hohe und höchste Frequenzen herzustellen. Wegen der dabei geforderten geringen Kapazitäten und Induktivitäten und der damit verbundenen kleinen geometrischen Abmessungen der Tunneldioden liegen dann die zulässigen Ströme nur in der Größenordnung von Milliampere (maximale Höckerströme laut bisher vorliegenden Listen etwa 100 mA). Da Anwendungsgebiete etwa der beschriebenen Art jedoch gar nicht so uninteressant sein dürften, wäre es denkbar, daß die Bauelementehersteller auch einige hierfür besonders geeignete, preisgünstige Typen herausbringen. (Die RCA hat übrig-

gens inzwischen eine Serie von Hochstrom-Tunneldioden mit Spitzenströmen bis 200 A entwickelt.)

2.2. Arbeitsweise des Oszillators

Der Schaltkreis muß sehr niederohmig aufgebaut sein, weil man es sich nicht leisten kann, bei einer ohnehin niedrigen Spannung noch einiges am Leitungswiderstand zu verlieren. Die Spannungsverhältnisse im Kreis (Bild 1) sind

$$U_{TD} + U_L + U_R = U_B. \quad (1)$$

Sie sind für einen beliebigen Arbeitspunkt im Bild 2 (Charakteristik der Tunneldiode) und im Bild 3 (Hystereseschleife der Spule L) eingetragen. Bei Punkt 1 steigt der Strom zunächst an; der Arbeitspunkt wandert auf der Kennlinie nach oben, dabei wird er aber durch die Flußänderung in der Spule L gebremst. Es wird U_L induziert. Wird nun bei Punkt 2 die Sättigung der Spule erreicht, dann wandert der Arbeitspunkt schnell nach 3; U_L sinkt ab. Bei 3 ist ein instabiler Punkt I_H . Der Arbeitspunkt springt von hier in sehr kurzer Zeit nach 4. Nun ist plötzlich $U_R > U_B$. Nach Gl. (1) muß also U_L das Vorzeichen umkehren. Es setzt eine rasche Stromabnahme ein, und zwar bis Punkt 5. Dann widersetzt sich wiederum die Spule L einer schnellen Stromabnahme bis endlich im Punkt 6 der Talstrom I_T erreicht ist. I_T ist ebenso wie I_H instabil; der Arbeitspunkt springt sehr schnell nach 1 in die Ausgangsstellung zurück.

Je mehr I_T im Sättigungsbereich der Spule L liegt, um so weniger bremst die Flußänderung die Wanderung des Arbeitspunktes von 1 nach 2 und von 5 nach 6. Die Kennlinie wird gleichmäßiger durchlaufen, und die Frequenz steigt an. Wie aus diesem Vorgang ersichtlich, ist es von Vorteil, wenn die Differenz zwischen den Punkten 3 und 6 (also I_H und I_T) so groß wie möglich ist. Das bedeutet einen großen Stromsprung in der Spule und somit einen größeren Wirkungsgrad der Schaltung. Wird eine Gegentaktschaltung benutzt, dann schalten beide Tunneldioden gleichzeitig von 3 nach 4 und von 5 nach 6. Der Verlauf der in der Spule induzierten Spannung wird dadurch symmetrischer.

Der ohmsche Widerstand des gesamten Kreises (im Bild 1 durch R dargestellt) muß so klein sein, daß die Widerstandsgerade im Bild 2 die Kennlinie der Tunneldiode nur an einem Punkt schneidet, damit die Schwingbedingung erfüllt ist.

3. Ausgeföhrte Versuchsschaltung

Ein solcher Gleichspannungswandler läßt sich sowohl für Eintakt- als auch für Zweitaktbetrieb aufbauen. Die Schaltung

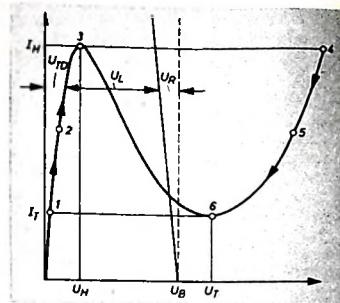


Bild 2. Charakteristik der Tunneldiode

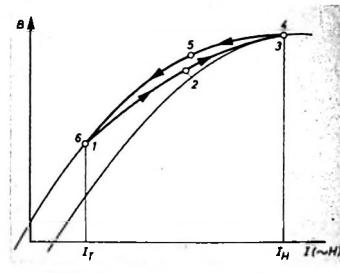


Bild 3. Hystereseschleife der Spule L

nach Bild 4 wurde für Gegentaktbetrieb mit zwei Tunneldioden TD ausgelegt. Mit dem Wandler wird ein einfacher Transistor-Rundfunkempfänger betrieben. Als Spannungsquelle dient ein sogenannter „Frigistor“, natürlich umgekehrt zu seiner vorgesehenen Bestimmung: Die eine Seite wird erwärmt und die andere auf Zimmertemperatur gehalten. An den Anschlüssen entsteht eine EMK von etwa 3,33 mV je °C Temperaturdifferenz. Bei 60 °C Erwärmung (also bei 200 mV) betrug die entnehmbare Leistung 370 mW. Die so erzeugte Spannung speist einen Tunneldioden-Oszillator, der in der Versuchsschaltung mit etwa 1000 Hz schwingt. Der Übertrager U besteht aus einem Ferroxcube-Kern „E 40“ (Valvo), für dessen Primärwicklung (2×8 Wdg.) ein Kupferband 20 mm \times 0,2 mm benutzt wurde, um die gewünschte Niederohmigkeit des Schaltkreises zu erhalten. Die Sekundärwicklung hat 600 Wdg. 0,08 CuL.

Die anschließende Gleichrichtung kann beispielsweise in Brückenschaltung mit vier Halbleiterdioden OA 81 erfolgen. Lade- und Siebkondensatoren sollten Kapazitäten von etwa 100 μ F haben. Für die Siebdrossel ist eine Induktivität von etwa 0,1 H erforderlich.

In der Technik gibt es viele Möglichkeiten, einen solchen Gleichspannungswandler einzusetzen. Die Temperaturdifferenz zur Erzeugung der Thermospannung kann auf verschiedene Arten erzeugt werden. Hingewiesen sei hier nur auf Widerstandsheizung, Sonnenstrahlung, Temperaturgefälle von Flüssigkeiten oder auf die beim Zerfall radioaktiver Stoffe auftretende Wärme.

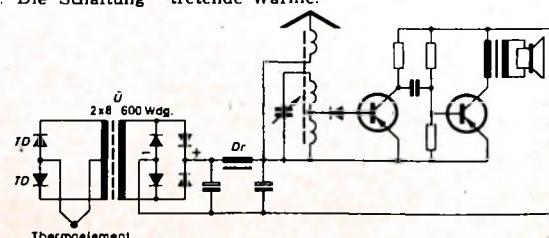
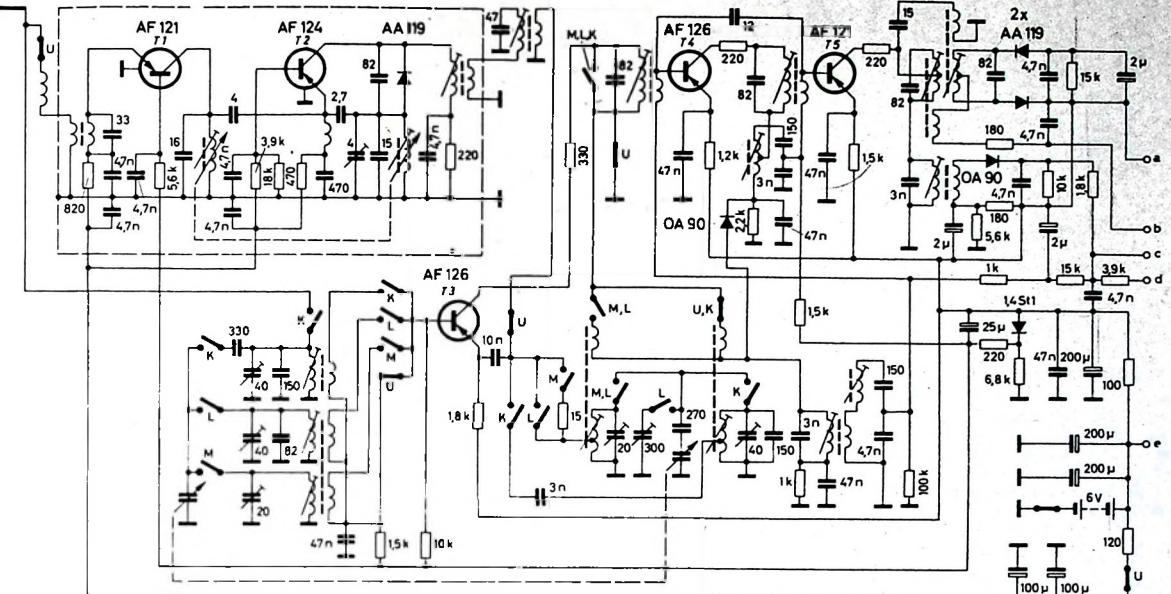


Bild 4. Schaltung eines Gleichspannungswandlers. Die von einem Thermoelement gelieferte Spannung von 200 mV wird in eine Spannung von 8 V umgewandelt und diese für den Betrieb eines Transistor-Rundfunkempfängers benutzt



Nicolette de Luxe

Ein Taschenempfänger in Mikrotechnik

Bei den Reiseempfängern hat die technische Entwicklung zu ausgereiften Schaltungskonzeptionen geführt. Ein Beispiel hierfür ist der Taschenempfänger „Nicolette de Luxe (L 2 D 42 T)“ von Philips. Dieser Vierbereich-Empfänger ist mit seiner hohen Empfangsleistung ein bemerkenswertes Ergebnis der konsequent angewandten Mikrotechnik.

1. Schaltungseinzelheiten

Bild 1 zeigt die Schaltung des Empfängers. Der UKW-Tuner in Bausteinform hat in der Eingangsstufe einen in nichtneutralisierter Basisschaltung arbeitenden Transistor AF 121 und einen auf Bandmitte abgestimmten Antennenübertrager. Die selbstschwingende Mischstufe mit dem Transistor AF 124 ist kapazitiv angekoppelt. Interessant ist bei dieser Basisschaltung die kapazitive Rückkopplung mit phasenkorrigierendem LC-Glied, das gleichzeitig als ZF-Saugkreis wirkt. Die Diode AA 119 im Oszillatorkreis verhindert Überlastungen bei großen Signalen.

Der dreistufige ZF-Teil (10,7 MHz) in Subminiatutechnik mit den Transistoren $2 \times$ AF 126 und AF 121 in Emitterschaltung enthält ein Eingangsbandfilter mit Linkskopplung zwischen Misch- und erstem ZF-Transistor sowie zwei Einzelkreise und den Ratiotransistor mit induktiver Anpassung. Collectorreturnwiderstände in den drei ZF-Stufen verhindern Unstabilitäten bei Übersteuerung.

Bei AM-Betrieb sind eine Ferritstabantenne (Durchmesser 8 mm, Länge 130 mm) sowie eine Teleskopantenne für

Bild 1 (oben und rechts).
Schaltung des Empfängers
„Nicolette de Luxe“

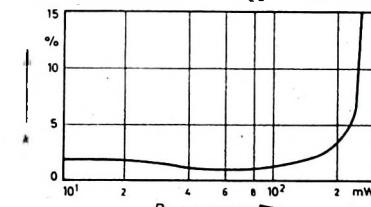
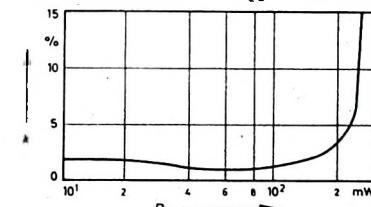


Bild 2. Klirrfaktor in Abhängigkeit von der Ausgangsleistung



den Kurzwellenbereich wirksam. Der Antennenkreis wird mit einem Drehkondensator mit festem Dielektrikum abgestimmt. In der additiven Mischstufe arbeitet der Transistor AF 126 für die Eingangs frequenz in Emitterschaltung und für die Oszillatorkreisfrequenz in Basisschaltung. Der zweistufige AM-ZF-Teil (460 kHz) ist mit den Transistoren AF 126 und AF 121 in nichtneutralisierter Emitterschaltung bestückt. Das ZF-Bandfilter und die beiden Einzelkreise in Subminiatutechnik haben teils kapazitive und teils induktive Anpassung. Die Demodulationsdiode OA 90 liefert gleichzeitig die Regelspannung für den ersten ZF-Transistor. Mit der gesteuerten Dämpfungsdiode, die dem ersten ZF-Kreis parallel geschaltet ist, wird eine weitere Verbesserung der Regelung erreicht.

Im anschließenden NF-Teil sind Vorstufe und Treiberstufe mit den Transistoren

AC 125 und AC 126 bestückt, und die Endstufe ist galvanisch angekoppelt. Die transformatorlose Komplementär-Gegentakt-Endstufe mit dem Transistorpaar AC 127, AC 128 hat 250 mW Ausgangsleistung. Die frequenzabhängige Gegenkopplung vom Lautsprecheranschluß zur Basis des Treibertransistors sorgt für einen recht geringen Klirrfaktor (Bild 2) und für die geeignete Korrektur des Frequenzgangs. Beim Anschluß eines Kleinsthörers wird der eingebaute Lautsprecher (Durchmesser 75 mm) abgeschaltet.

2. Mikrotechnik mit neuen Vorsügen

Mit der neuen Mikrotechnik und der einheitlich auf 10 mm festgelegten Höhe der Bauelemente sowie dem angewandten Fotoätzverfahren gelang es erstmals, einen Vierbereichsuper mit den Abmessungen 18 cm \times 11 cm \times 5 cm zu fertigen, der einschließlich der Batterien nur etwa 0,6 kg wiegt. Bei dieser Technik kommt man mit einer Leitungsbreite und einem Abstand der Leiterbahnen von nur rund 0,3 mm aus, während der Durchmesser der Lötflächen etwa 1,4 mm ist. Das Rastermaß der gedruckten Schaltung wurde auf 0,635 mm festgelegt.

Aber auch die Befestigung von Spulen, Wellenschaltern usw. auf dem Mikroprint (Bild 3) erforderte ein neues Verfahren. Diese Bauelemente werden jetzt mit winzigen Steckerstiften ausgerüstet, die eine sehr einfache Montage vor dem Löten zu-

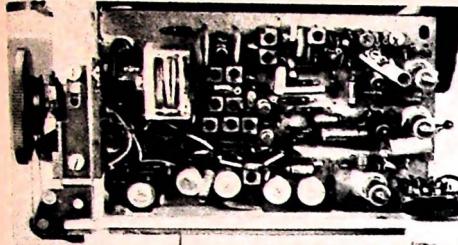


Bild 3. Blick auf die Bestückungsseite der Platine

lassen. Die damit verbundenen höheren Materialkosten können zu einem gewissen Teil durch rationellere Fertigungsverfahren bei der Gerätemontage ausgeglichen werden.

3. Empfängereigenschaften

Kennzeichnend für die „Nicolette de Luxe“ ist die hohe Empfindlichkeit auf allen Wellenbereichen, besonders aber im UKW-Bereich. Die Bilder 4 und 5 zeigen das Signal-Rausch-Verhältnis bei AM und FM in Abhängigkeit von der Feldstärke beziehungsweise der Antennenspannung.

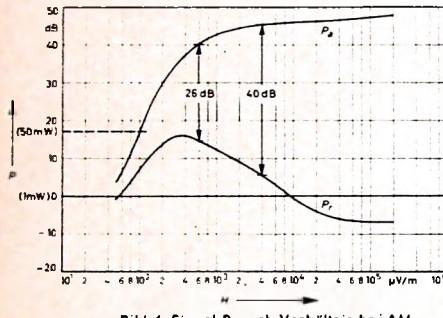


Bild 4. Signal-Rausch-Verhältnis bei AM

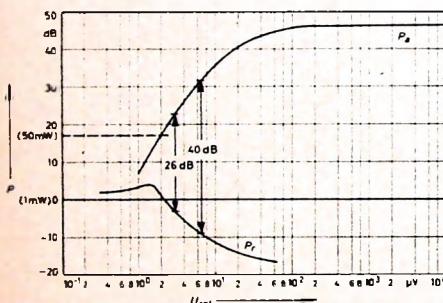


Bild 5. Signal-Rausch-Verhältnis bei FM

Bei Fernempfang ist die Stabantenne – sie könnte etwas stabiler sein – vor allem im Kurzwellen- und UKW-Bereich eine nützliche Hilfe. Der gespreizte Kurzwellenbereich (40 ... 50 m) und die Linearskala machen die oft komplizierte KW-Abstimmung leicht.

Die Batteriebestückung ist mit vier Kleinbatterien je 1.5 V bei einem Taschenempfänger dieser Größe besonders wirtschaftlich, zumal verschiedene Stabilisierungsmaßnahmen für eine maximale Betriebsdauer sorgen. Empfangsleistung und Wiedergabequalität sind auch bei sinkender Batteriespannung noch gut.

Insgesamt gesehen, ist die „Nicolette de Luxe“ ein angenehmer Reisebegleiter für den Anspruchsvollen und zeichnet sich durch überdurchschnittlich gute Empfangseigenschaften aus. Werner W. Diefenbach

Persönliches



Ehrendoktorwürde für Prof. A. Karolus

Die Technische Hochschule in Braunschweig verlieh am 5. Dezember 1964 dem jetzt in Zürich lebenden Professor Dr. August Karolus (71) die Würde eines Dr.-Ing. E. h. Diese Ehrung gilt einem Pionier der deutschen Fernsehforschung. Aufbauend auf den Kerr-Effekt – die Beeinflussung polarisierten Lichtes durch ein elektrostatisches Feld – entwickelte er seinerzeit Dozent an der Universität Leipzig, unter anderem ein Lichtsteuergerät, das unter dem Namen „Karolus-Zelle“ bekannt wurde.

Telefunken verpflichtete den Forscher schon 1924 wegen seiner eindrucksvollen Arbeiten auf dem Sektor der Bildtelegrafie und des Fernsehens als Berater und freien Mitarbeiter, der bis zum Jahr 1945 eng mit der von Professor Dr. Fritz Schröter geleiteten Fernsehentwicklung des Unternehmens zusammenarbeitete. Unter anderem demonstrierte Professor Karolus auf der S. Großen Deutschen Funkausstellung in Berlin im August 1928 einen Fernseher, der mit Hilfe eines Weillerschen Spiegelrades ein Emplangsbild mit einem Format von 75 cm x 75 cm projizierte.

Der 1930 mit der goldenen Heinrich-Hertz-Medaille und 1933 mit der Gauß-Weber-Denkprobe der Universität Göttingen geehrte Physiker war nach 1945 als beratender Ingenieur in Zürich und von 1955 bis zu seiner Emeritierung im Jahr 1962 als Professor für angewandte Physik an der Universität Freiburg im Breisgau tätig. Bis in die jüngste Zeit trat er mit wissenschaftlichen Veröffentlichungen über elektrooptische Entfernungsmessungen und Hochfrequenztechnik hervor.

Personelle Veränderungen bei AEG und Telefunken

Dr.-Ing. E. h. Dr.-Ing. Hans Heyne, Vorsitzender der Vorstände von AEG und Telefunken, wird wie vorgesehen mit Wirkung vom 1. Januar 1965 an den Vorsitz der Aufsichtsräte beider Gesellschaftsübernehmen und damit aus den Vorständen ausscheiden. Im Juni dieses Jahres war Dr.-Ing. Heyne von der Hauptversammlung der AEG und der außerordentlichen Hauptversammlung der Telefunken AG zum 1. 1. 1965 beiden Aufsichtsräten zugewählt worden. Mit der Übernahme seiner neuen Position tritt er die Nachfolge des derzeitigen Vorsitzers beider Aufsichtsräte Dr. Hans C. Boden an, der weiterhin Mitglied des Aufsichtsrates der AEG bleiben wird.

Die Aufsichtsräte ernannten mit Wirkung vom 1. 1. 1965 an den stellvertretenden Vorsitzenden der AEG, Dipl.-Kfm. Berthold Gumer, zum Vorsitzer des Vorstandes der AEG und den stellvertretenden Vorsitzenden von Telefunken, Dr.-Ing. Felix Herriger, zum Vorsitzer des Vorstandes der Telefunken AG.

Dr. rer. pol. Hans Bühler, Leiter des Geschäftsbereiches „Hausrat“ der AEG und bisher stellvertretendes Vorstandsmitglied, wurde zum ordentlichen Vorstandsmitglied bestellt.

H.-U. Harten an die Universität Göttingen berufen

Nach achtjähriger Firmenzugehörigkeit schiedet Dr. Hans-Ulrich Harten, Leiter der Forschungsabteilung Halbleiter und Prokurator der Philips Zentrallaboratorium GmbH, Hamburg, aus dem Firmenbestand aus, um einer Berufung als ordentlicher Professor und Direktor des neu gegründeten IV. Physikalischen Instituts der Universität Göttingen Folge zu leisten. Hans-Ulrich Harten, 1920 in Gumbinnen geboren, war nach dem Studium und nach seiner 1949 erfolgten Promotion zum Doktor der Naturwissenschaften zunächst in einem Laboratorium der AEG tätig. 1956 kam er als Mitarbeiter des Entwicklungslaboratoriums zur damaligen Radiodrähtenfabrik der Valvo GmbH nach Hamburg-Lockstedt. 1959 wurde er im Philips-Zentrallaboratorium, Hamburg-Stellingen, Leiter der Laborgruppe Halbleiter, aus der 1962 die Forschungsabteilung Halbleiter hervorging.

U. Blässer 60 Jahre

Der Technische Direktor des SFB, Dipl.-Ing. Udo Blässer, vollendete am 25. Dezember 1964 sein 60. Lebensjahr.

Udo Blässer ist jetzt mehr als 32 Jahre ununterbrochen für den deutschen Rundfunk tätig. Nach dem Studium an den Technischen Hochschulen in München und Berlin arbeitete er zunächst bei den Siemens-Werken in Berlin und später beim damaligen Reichspostzentralamt in Berlin. Von dort aus kam Blässer zur Reichsrundfunk-Gesellschaft. Nach dem Kriege wurde er technischer Leiter des Nordwestdeutschen Rundfunks in Berlin und schließlich bei der Gründung des SFB dessen Technischer Direktor.



An der Entwicklung des Rundfunks und besonders an der Einführung des Fernsehens in Berlin hat er wesentlichen Anteil.

G. Kubetschek 55 Jahre

Am 6. Dezember 1964 wurde Gerhard Kubetschek, Inhaber der Kubal/Imperial-Gruppe, 55 Jahre. Von jener weiß Gerhard Kubetschek seine klar überlegten Vorstellungen schnell zu realisieren. Im Laufe von weniger als zwanzig Jahren entstand so eine Firmengruppe, die heute mit zu den größten Produzenten für Fernseh- und Rundfunkgeräte zählt. Der Anfang war 1948 in Wolfenbüttel. Mit bescheidenen Mitteln und wenigen Mitarbeitern komplettierte er Phonoabschränke und -vitrinen. Später folgten Musikschränke sowie die Eigenfertigung von Fernsehgeräten (auch in tragbarer Ausführung) und Luxus-Kombinationen.



1958 übernahm er dann auch das Imperial Rundfunk- und Fernsehwerk in Osterode/Harz und erwarb später noch zwei moderne Möbelfabriken in Wolfenbüttel und Braunschweig. Heute zählen zum Gesamtunternehmen vier Werke mit rund 3500 Beschäftigten.



H. Heyne



B. Gumer



F. Herriger

E. Schulze-Herringen †

Direktor Dr.-Ing. Erich Schulze-Herringen, Generalbevollmächtigter von SEL und Leiter der Zweigstelle der Standard Elektrik Lorenz AG an deren Stammsitz Berlin, verstarb im Alter von 58 Jahren am 3. Dezember 1964 nach schwerer Krankheit.

Dr. Schulze-Herringen gehörte der Firma seit über 30 Jahren an. Er war nach dem Kriege am Aufbau und der Entwicklung der C. Lorenz AG maßgeblich beteiligt. 1906 in Herringen (Westfalen) geboren, studierte er 1926 bis 1931 Fernmeldewesen und Hochfrequenztechnik an den Technischen Hochschulen in Braunschweig und Darmstadt. Bereits als Doktorand arbeitete er für die C. Lorenz AG, in deren Senderlabor er 1934 einztrat. 1938 wurde er Leiter des Großsenders der Firma. Nach dem Kriege wirkte er an der Einrichtung der Geschäftsstelle Baden-Baden mit. Seit 1949 Leiter der Abteilung Funktechnik in Stuttgart, wurde ihm 1950 die Leitung des Lorenz-Werkes Berlin übertragen. Außerdem war er seit dieser Zeit Repräsentant von SEL in Berlin.

Speisegerät zur Nachbildung alternder Batterien

Technische Daten

Ausgangsspannung:
regelbar zwischen 1,5 und 15 V

Maximalstrom: 0,5 A

Innenwiderstand:

einstellbar zwischen 0,1 und

Restschwankungen der Ausgangsspannung
 $< \pm 5 \text{ mV}$ bei Änderungen der

Netzspannung um $\pm 20\%$
Restbrummen: < 0,5 mV_{eff}

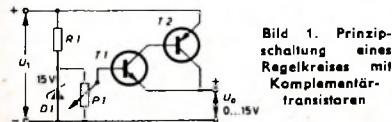
Überlastungsschutz:
durch Strombegrenzung oder
automatische Abschaltung

Bei der Entwicklung und Instandsetzung von Batteriegeräten ist es wichtig zu prüfen, wie weit die Kapazität der Stromquellen ausgenutzt werden kann. Zum Beispiel bewirkt eine zu niedrige Betriebsspannung bei Empfängern meistens ein Aussetzen des Oszillators, und der Anstieg des Innenwiderstandes bei Alterung der Batterie äußert sich oft durch wildes Schwingen des NF-Verstärkers auf einer sehr niedrigen Frequenz.

Zur Nachbildung alternder Batterien kann eine Speisequelle mit veränderbarer Spannung benutzt werden, deren normaler Innenwiderstand sehr klein ist. Um den Innenwiderstand zu erhöhen, genügt es, entsprechende Widerstände mit einer Ausgangsklemme in Reihe zu schalten. Obwohl es naheliegt, in ein stabilisiertes Speisegerät einen Umschalter zur Wahl verschiedener Innenwiderstände einzubauen, ist ein derartiges Gerät aus industrieller Fertigung bisher nicht bekanntgeworden, und aus Platzgründen läßt sich ein solcher Umschalter meistens nicht nachträglich einbauen. Da der Selbstbau eines stabilisierten Netzgerätes sehr lohnend ist, wird im folgenden ein einfaches und besonders für die Reparatur von Transistorempfängern geeignetes Speisegerät mit veränderbarem Innenwiderstand beschrieben.

1. Spannungsstabilisierung mit Komplementärtransistoren

Der Innenwiderstand einer Spannungsquelle lässt sich mit Komplementärtransistoren auf besonders einfache Weise verringern. In der Prinzipschaltung Bild 1



besteht der Innenwiderstand der Referenzspannungsquelle im wesentlichen aus dem Widerstand des Potentiometers P_1 . Am Schleifer von P_1 liegt die Basis des npn -Transistors T_1 , dessen Collector zur Basis des pnp -Transistors T_2 führt. Wird dem Ausgang mehr Strom entnommen, so steigen der Emitter- und der Collectorstrom von T_1 an, und diese Stromänderung wird von T_2 verstärkt. Daher liefert T_2 den größten Teil des Ausgangsstroms. Sind β_1 und β_2 die Stromverstärkungen von T_1 und T_2 , dann ist der Basisstrom

von T_1 um $(\beta_1 \cdot \beta_2)$ mal niedriger als der Ausgangsstrom. Gleichzeitig müßte sich auch der Innenwiderstand der Referenzspannungsquelle um den Faktor $\frac{1}{\beta_1 \cdot \beta_2}$

verringern. In der Praxis beobachtet man allerdings höhere Werte, da die Innenwiderstände der Primärquelle (U_1) und der Zenerdiode D_1 nicht Null sind und die inneren Collectorwiderstände (Ausgangswiderstände) der Transistoren nicht unendlich sind.

Um einen Innenwiderstand von etwa 0,1 Ohm zu erreichen, muß man daher eine weitere Verstärkerstufe einfügen (Bild 2). Dem Leistungstransistor T 3 ist hier der Transistor T 2 als Emitterfolger vorgeschaltet. Die Widerstände R 4 und R 5 begrenzen die Collectorströme von T 1 und T 2, während R 3 und R 7 zur Ableitung der Collectorrestströme dienen. Die im Bild 2 angegebene Nennspannung der Zenerdiode D 1 wurde gewählt, da der Temperaturkoeffizient dieser Dioden bei 6 V besonders klein ist. Außerdem erlaubt eine niedrige Referenzspannung einen großen Vorwiderstand, wodurch sich kleine Stromänderungen in der Diode bei Schwankungen der Primärspannung U_1 ergeben. Dieser Vorwiderstand besteht aus dem Widerstand R 1 und dem Signallämpchen La 1 (24 V, 30 mA). Da bei einer solchen Lampe der Strom weniger schnell ansteigt als die angelegte Spannung, werden die Stromschwankungen in der Zenerdiode noch weiter verringert. Wegen der niedrigen Referenzspannung wird an P 2 nur ein Teil der Ausgangsspannung abgegriffen und dem Emitter von T 1 zugeführt. Steigt die Primärspannung U_1 an, so erhöht sich über R 6 auch die Spannung am Schleifer von P 2. Dadurch geht der Collectorstrom von T 1 zurück, und die Ausgangsspannung U_0 sinkt ab. Auf diese Weise lassen sich bei geeigneter Wahl von R 6 die netzabhängigen Restschwankungen weitgehend ausgleichen.

Zum Ausgleich der belastungsbedingten Änderungen der Ausgangsspannung U_o wird an R 9 eine Rückkopplungsspannung abgegriffen und über R 8 der Basis von T 1 zugeführt. Bei einer bestimmten Stromentnahme ist der Innenwiderstand daher Null. In allen anderen Belastungsfällen nimmt er dagegen wegen der Stromabhängigkeit der Verstärkung der Transistoren niedrige positive oder negative Werte an.

2. Überlastungsschutz

Um das Speisegerät und den angeschlossenen Prüfling vor Überlastungen zu schützen, kann man den Strom begrenzen oder automatisch unterbrechen. In beiden Fällen ist es wünschenswert, daß der Überlastungszustand in möglichst auffälliger Weise, zum Beispiel durch eine Signalslampe, angezeigt wird.

Die Schaltung nach Bild 2 gestattet beider Arten des Überlastungsschutzes. Bild 3 zeigt den dazu erforderlichen Hilfskreis (T_4 , D_2) zusammen mit den wichtigsten Elementen des Regelkreises. Die Diode D_2 ist eine Siliziumspitzendiode, die erst bei einer Spannung von etwa $0,6\text{ V}$ in Durchlaßrichtung einen nennenswerten Strom

führt und deren Innenwiderstand bei höheren Spannungen stark zurückgeht. Da der Strom durch R 10 dem Ausgangstrom proportional ist, kann dieser Widerstand so eingestellt werden, daß D 2 bei Erreichen des vorgesehenen Maximalstroms leitend wird. Dann leitet auch T 4, und T 3 sperrt. Dabei bricht die Spannung an P 2

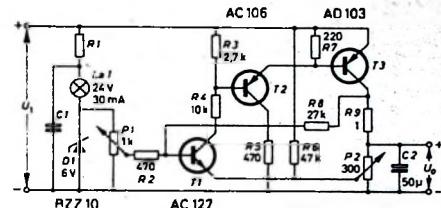


Bild 2. Schaltung eines stabilisierten Spannungsreglers mit drei Transistoren

zusammen, wodurch die Collectorströme von T_1 und T_2 stark ansteigen und die Signallampe L_a aufleuchtet; D_2 und T_4 bleiben leitend.

Es hängt nun vom Spannungsabfall an R 10 ab, ob sich der Schaltkreis endgültig abschaltet oder nach Aufheben der Überlastung wieder entriegelt. Ist der Spannungsabfall so groß, daß T 4 gesättigt ist und T 3 gesperrt wird, dann bleibt die Abschaltung bestehen. Wenn dagegen der Collectorstrom von T 3 etwa $\frac{1}{5}$ des Maximalstroms nicht unterschreitet, so steigt nach Besetzung der Überlastung an den Ausgangsklemmen die Spannung am Schleifer von P 2 wieder an, und der Schaltkreis kippt rasch in seine Ausgangsstellung zurück.

Außer vom Widerstandswert von R_{10} hängt der Spannungsabfall noch vom Sättigungsstrom von T_2 ab, den der Widerstand der Signallampe $L_a 2$ begrenzt. Wählt man für $L_a 2$ eine Lampe mit 50 mA, so ist die Abschaltung endgültig. Bei einer Lampe mit 30 mA geht dagegen der Ausgangsstrom im Kurzschlußfall auf etwa 0,25 A zurück, also auf die Hälfte des Maximalstroms.

des Maximalkreises.

Beim Mustergerät wurde der Belastungsschutz durch Abschalten gewählt, da er sicherer ist und auch den Benutzer in nachdrücklicher Form auf Experimentierfehler aufmerksam macht. Der Schalter S 1 zum Entriegeln des Schaltkreises muß so arbeiten, daß er auch ohne Gefahr bei Weiterbestehen der Überlastungursache bedient werden kann. Dazu genügt es, T 1 durch Kurzschließen der Basisleitung kurzzeitigstromlos zu machen. Wegen seines

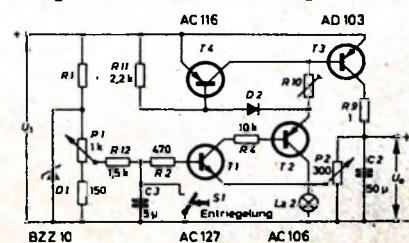


Bild 3. Der zusätzliche Transistor T 4 ermöglicht die selbsttätige Abschaltung bei Überlastung

kleinen Zeitkonstante spricht der Überlastungsschutz bereits auf den Ladestrom der Siebkondensatoren an, die ein an die Ausgangsklemmen angeschlossenes Gerät enthalten. Damit auch im Falle großer Kapazitäten im Ausgangskreis ein Entriegeln ohne vorheriges Zurückregeln der Ausgangsspannung möglich ist, wurde der Kondensator C 3 angeordnet. Er läßt nach dem Entriegeln den Basisstrom von T 1 und damit die Ausgangsspannung so langsam ansteigen, daß ein 1000- μ F-Kondensator ohne Überschreiten des Maximalstroms aufgeladen werden kann.

3. Anzeige des Ausgangsstroms

Legt man ein Anzeigegerät direkt in den Ausgangskreis des Gerätes, dann vergrößert sich dessen Innenwiderstand für manche Anwendungen zu stark. Dies wird vermieden, wenn das Instrument innerhalb des Regelkreises in der Collectorleitung von T 3 liegt. Der Ruhestrom durch P 2 führt dann aber zu einer von der eingestellten Ausgangsspannung abhängigen Fehleranzeige.

Diese beiden Nachteile vermeidet man jedoch mit der Brückenschaltung nach Bild 4. Die Querspannung der Brücke ändert sich nur mit dem durch R 9 fließenden Ausgangstrom, von der Ausgangsspannung U_o ist sie unabhängig. Ist I der bei Vollaus schlag anzuzeigende Strom, i der Nenn strom des verwendeten Meßinstruments bei Vollaus schlag und r sein Innenwider stand, so gilt für den Reihenwiderstand R 16 mit ausreichender Genauigkeit

$$R_{16} = \frac{I \cdot R_9}{i} - (r + R_{14}).$$

Durch Umschalten von R 16 kann man mehrere Meßbereiche erhalten. Bei kleinen Werten von I ergeben sich nur dann positive und damit realisierbare Werte für R 16, wenn das Produkt r · i, also der Spannungsabfall am Instrument bei Vollaus schlag, klein ist.

4. Gesamtschaltung

Bild 5 zeigt das vollständige Schaltbild des Gerätes. Außer den bereits erwähnten Bauteilen enthält es einen Umschalter S 1a, S 1b, mit dem der Meßbereich des Strommessers und die Ansprechschwelle des Überlastungsschutzes von 0,5 auf 0,1 A

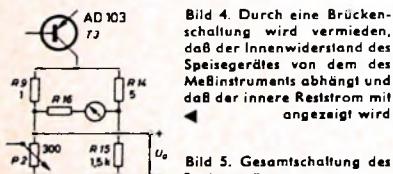


Bild 4. Durch eine Brückenschaltung wird vermieden, daß der Innenwiderstand des Speisegerätes von dem des Meßinstruments abhängt und daß der innere Reststrom mit angezeigt wird

umgeschaltet werden. Parallel zu R 8 liegt C 4, der den Innenwiderstand bis etwa 5000 Hz frequenzunabhängig macht. Höhere Frequenzen schließen C 2 am Ausgang kurz. Mit R 13 läßt sich der Innenwiderstand auf ein Minimum abgleichen. Der Schalter S 2 und die Widerstände R 17 ... R 24 ermöglichen es, den Ausgangswiderstand bis 25 Ohm zu erhöhen. Die am Netztransformator T_r liegende Signallampe La 3 zeigt die Betriebsbereitschaft an. Um gleiche Lampen verwenden zu können, wurde auch im Überlastungsschutz eine Signallampe mit 24 V, 30 mA eingebaut und mit je einem Parallel- und Serienwiderstand den Betriebsbedingungen angepaßt. Die in der Schaltung angegebenen Spannungswerte gelten bei normaler Netzspannung und 9 V Ausgangsspannung. Der Wert vor dem Schrägstrich wurde bei Leerlauf, der hinter dem Schrägstrich bei Vollast (0,5 A) gemessen; Werte in Klammern gelten nach dem Ausschalten durch den Überlastungsschutz. Positive Spannungen sind gegen Punkt B, negative gegen Punkt A gemessen.

Die Transistoren T 2 und T 3 müssen für eine maximale Collectorspannung von wenigstens 30 V ausgelegt sein. Wegen des Spannungsabfalls an R 4 ist die Collector spannung von T 1 niedriger als 25 V, die von T 4 ist < 1 V. Neben anderen eignen sich die Typen AC 127, OC 140 und 2N1304 für T 1, AC 106, AC 124, AC 132 und AC 152 für T 2, AD 103, AD 105 und ASZ 16 für T 3 sowie AC 108, AC 109, AC 116, AC 125 und OC 71 für T 4. Für die Diode D 2 lassen sich die BA 103, OA 127 und OA 200 sowie für D 3, D 4 die Typen OA 210 und BYY 31 verwenden.

5. Aufbau und Abgleich

Das Gerät wurde in ein Gehäuse mit den Abmessungen 20 cm × 16 cm × 11 cm eingebaut (Bild 6), das aus zwei U-förmig gebogenen Blechen besteht. Der Leistungstransistor T 3 ist auf einem 18 cm × 14 cm großen, 4 mm dicken und senkrechtstehenden Aluminiumblech mit dem im Bild 7 dargestellten Kühlflügel (aus dem gleichen Material) montiert. Die Anschlußklemmen sind doppelt vorhanden, damit die Verbindungsleitungen zum Prüfling in allen Fällen möglichst kurz bleiben.

Beim Verdrahten ist zu beachten, daß am Mittelabgriff des Netztransformators T_r und an den Verbindungsleitungen zu C 5 keine Gleichspannungen abgenommen werden. Durch diese Leitungen fließt nämlich pulsierender Gleichstrom, und der dabei entstehende Spannungsabfall kann bei einem Abgriff vor C 5 eine erhebliche Erhöhung der Brummspannung bewirken.

Bei der ersten Inbetriebnahme wird P 1 zunächst auf Maximum gestellt und P 2 so eingeregelt, daß die Ausgangsspannung

15 V beträgt. Dann verändert man die Netzspannung gleichmäßig um $\pm 20\%$ und gleicht R 6 so ab, daß die Schwankungen der Ausgangsspannung möglichst klein bleiben. Man arbeitet dazu bei mittlerer Belastung (etwa 9 V, 0,3 A) und verwendet ein empfindliches Voltmeter (100 mV) und eine Kompensationsbatterie von 9 V. Die Skala von P 1 kann dann direkt in Spannungs werten geeicht werden. Die Zeit beständigkeit dieser Eichung macht den Einbau eines Voltmeters überflüssig.

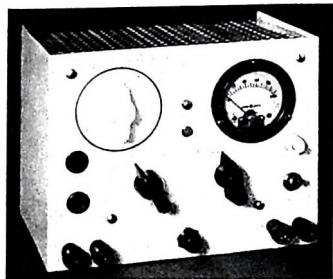


Bild 6 (oben). Die Ansicht des Gerätes zeigt links oben den gerichteten Drehknopf zur Einstellung der Ausgangsspannung und darunter den Umschalter zur Wahl des Innenwiderstandes des Speisegerätes

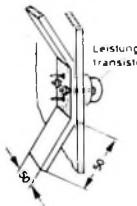


Bild 7. Zusätzlicher Kühlflügel auf der Kühlplatte des Leistungstransistors

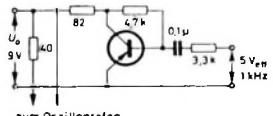


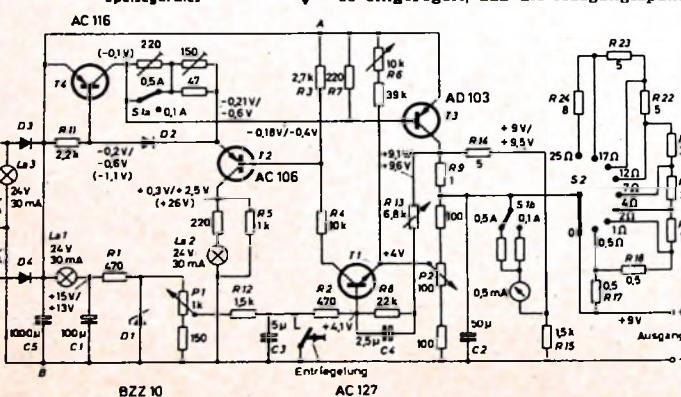
Bild 8. Verstärkerstufe zum Abgleich des Innenwiderstands bei Niederfrequenz

Um den Innenwiderstand auf Minimum abzugleichen, arbeitet man zweckmäßig erweise mit etwa 1000 Hz. Das Speisegerät wird dabei mit einer Verstärkerstufe nach Bild 8 belastet, die mit einem NF-Transistor mittlerer Leistung (AC 106, AC 124, AC 132, AC 152, OC 72, OC 80) bestückt ist. An die Ausgangsklemmen schließt man einen Oszilloskop oder ein NF-Millivoltmeter an und gleicht R 13 auf Minimalspannung ab.

Der Innenwiderstand des Speisegerätes ist etwa 0,1 Ohm; er kann mit S 2 erhöht werden. Werte bis 1 Ohm entsprechen etwa einem stark entladenen Akkumulator. Bei großen Monozellen kann man mit etwa 0,5 Ohm rechnen. Für 4,5-V-Taschenlampenbatterien liegt die Verwendungsgrenze bei einem Innenwiderstand von etwa 5 Ohm, für Kleinstbatterien (Hörgeräte) beträgt sie durchschnittlich 3 Ohm je Volt Nennspannung. Weitere Anhaltspunkte können durch praktische Versuche gewonnen werden. Dabei wird man feststellen, daß sich der Innenwiderstand der Spannungsquelle für Wechselstrom durch Parallelschalten eines Siebkondensators verringern läßt. In manchen Fällen kann damit die Benutzungsdauer eines Batteriesatzes erheblich verlängert werden.

Schrifttum

[1] • Schreiber, H.: Réparation des Récepteurs à Transistors. Paris 1964, Société des Editions Radio



Frequenzstabiler VFO für das 2-m-Band

Technische Daten

Stufenfolge: Clapp-Oszillator, Trennstufe, HF-Verstärker

Frequenzbereich: 7,944 ... 8,166 MHz

Ausgangsspannung: 5 V_{eff}

Ausgang: hochohmig

Leistungsaufnahme: etwa 17 W

Bestückung: 2 x EF 80, EF 184, STV 150/30, B 300 C 100 M

der Keramik folgen, um Frequenzverwerfungen zu vermeiden.

Die Einstellung der VFO-Frequenz erfolgt mit dem Drehkondensator C 1, dem der Trimmer C 2 (3 ... 30 pF) und der Festkondensator C 3 (25 pF) parallel geschaltet sind. Als Festkondensatoren für den Schwingkreis eignen sich Glimmer- oder Keramikkondensatoren mit kleinem negativen Temperaturkoeffizienten. Mit dem Differentialdrehkondensator C 6 (2 x 15 pF),

im Anodenkreis von Rö 2 liegt als Arbeitswiderstand die Drossel Dr 2 (2,5 mH). Den Schirmgitterspannungsteiler bilden die Widerstände R 9 (5,6 kOhm) und R 8 (18 kOhm). Das Schirmgitter ist über den Kondensator C 13, die Kathode über C 12 HF-mäßig an Masse gelegt.

Es erwies sich als zweckmäßig, den Oszillator dauernd schwingen zu lassen und die Trennstufe im Kathodenkreis zu tasten. Die an die Buchse Bu 2 angeschlossene Taste überbrückt den Widerstand R 7. An der Anode der Röhre Rö 2 wird das HF-Signal über den 100-pF-Kondensator C 14 ausgekoppelt und der Verstärkerstufe mit der Röhre Rö 3 (EF 184) zugeführt.

Diese HF-Verstärkerstufe hat die Aufgabe, das von der Trennstufe gelieferte Signal ausreichend zu verstärken. Im Anodenkreis von Rö 3 liegt die Drossel Dr 3 (2,5 mH). R 11 (220 Ohm) ist der Kathodenwiderstand, R 10 (100 kOhm) der Gitterableitwiderstand. R 12 (100 kOhm) und R 13 (15 kOhm) bilden den Schirmgitterspannungsteiler. Das Schirmgitter liegt über den Kondensator C 16 (10 nF), die Kathode über C 15 (10 nF) HF-mäßig an Masse. An der Anode von Rö 3 wird die HF-Spannung von etwa 5 V_{eff} über den Kondensator C 17 (100 pF) und ein Koaxialkabel der Buchse Bu 1 zugeführt. Die Betriebsspannung für die Trenn- und HF-Verstärkerstufe ist 250 V (unstabilisiert).

2. Netzteil

Der Netzteil ist mit dem Transistor „N 120/1“ (Engel) bestückt, von dessen angezapfter Anodenspannungswicklung für Graetzgleichrichtung die 250-V-Wicklung benutzt wird. Die Gleichrichtung übernimmt der Selengleichrichter B 300 C 100 M. Der Widerstand R 16 (100 Ohm) ist ein Schutzwiderstand. R 14 (10 kOhm) arbeitet als Strombegrenzungswiderstand, der den Querstrom des Stabilisators STV 150/30 auf 17,5 mA begrenzt. Es ist zu beachten, daß der Querstrom nur unter Belastung gemessen werden darf.

3. Mechanischer Aufbau

Der VFO ist in einem Metallgehäuse „77 b“ von Leistner untergebracht (Bild 2). Die 298 mm x 149 mm große Frontplatte trägt die Nogoton-Skala, den Schalter S 1

mit dem C 4 (TK ~ +100) und C 5 (TK ~ -220) in Serie liegen, läßt sich der Temperaturkoeffizient der Schaltung ausgleichen, der sonst ein „Laufen“ des Oszillators zur Folge hätte. Um Betriebsspannungsschwankungen – sie können sich ebenfalls auf die Frequenz des Oszillators auswirken – zu vermeiden, muß der VFO mit einer stabilisierten Spannung von 150 V betrieben werden. Eine zusätzliche Stabilisierung wird durch den Schirmgitterspannungsteiler R 3 (47 kOhm), R 4 (100 kOhm) erreicht. Über C 10 (10 nF) ist das Schirmgitter HF-mäßig an Masse geschaltet.

Die Oszillatorenspannung von etwa 500 mV gelangt über den keramischen Kondensator C 11 (15 pF) von der Anode der Röhre Rö 1 zum Gitter von Rö 2. Diese Röhre arbeitet als Trennstufe in A-Betrieb und hat die Aufgabe, Rückwirkungen auf die Oszillatoren zu verhindern. Rückwirkungen können zum Beispiel dann entstehen, wenn die Abstimmung der Endstufe oder die Antennenabstimmung des Senders geändert wird. Hierbei treten Gitterstromänderungen auf, die die Vorstufen belasten und deren Arbeitspunkte verändern. Der Arbeitspunkt der Trennröhre liegt auf dem geradlinigen Teil der Kennlinie. Sie wird nur so weit ausgesteuert, daß noch kein Gitterstrom fließt. Eingang und Ausgang der Trennstufe müssen abgeschirmt werden. Außerdem ist es günstig, über die Heizleitungen Dämpfungssperren zu ziehen und die Heizungsanschlüsse am Röhrensockel mit 10-nF-Kondensatoren abzublocken. Damit werden unerwünschte Verkopplungen vermieden.

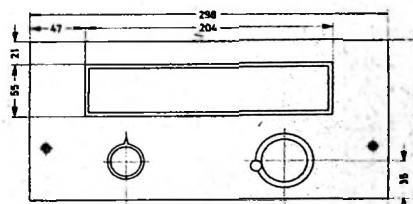


Bild 3. Abmessungen der Frontplatte und der Skala

sowie den Kurbelknopf für die Abstimmung des Oszillators. Die Abmessungen der Frontplatte und der Skala zeigt Bild 3. An der Rückseite des Gehäuses ist links die fünfpolige Normbuchse Bu 2, in der Mitte die HF-Buchse Bu 1 und rechts da-

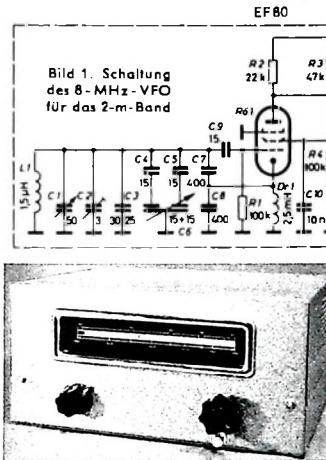
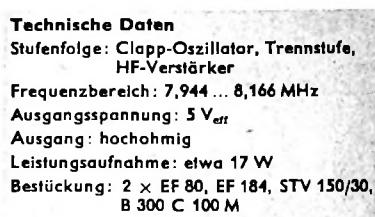


Bild 2. Ansicht des VFO im Gehäuse

Auf dem 2-m-Amateur-Band wird heute im allgemeinen noch mit quarzgesteuerten Oszillatoren gearbeitet. Für raschen Frequenzwechsel werden jedoch mehrere Quarze benötigt, und zwar meistens im 6- oder 8-MHz-Grundwellenbereich. Wie die Erfahrung zeigt, kommt man infolge der zunehmenden Bandbelegung besonders bei Wettbewerben mit umschaltbaren Quarzen nicht mehr aus. Abgesehen davon, gilt der Funkbetrieb auf verschiedenen Frequenzen auch als überholt. Eine Lösung dieses Problems bietet der frequenzvariable Oszillator (VFO), wie er auf anderen Bändern seit Jahren üblich ist. Damit ist der auf den Kurzwellenbändern übliche Gleichwellenbetrieb auch auf UKW möglich.

1. Schaltung des HF-Teils

Der Oszillator mit der Röhre EF 80 (Rö 1) arbeitet in Clapp-Schaltung (Bild 1), um möglichst hohe Frequenzkonstanz zu erreichen. Die Rückkopplung erfolgt über den kapazitiven Spannungsteiler C 1, C 8 (je 400 pF). Die Drossel Dr 1 (2,5 mH) verhindert das Abfließen von Hochfrequenz nach Masse. Je größer die Kapazitäten parallel zum Eingang der Röhre sind, um so geringer ist die Frequenzdrift infolge Änderungen der Gitter-Kathoden-Kapazität. Die Spule L 1 (1,5 μH) aus Silberdraht sollte unbedingt fest auf einen Keramikkörper gewickelt werden, denn bei Temperaturschwankungen muß die Wicklung den im Verhältnis zur Längenänderung des Drahtes nur kleinen Formänderungen

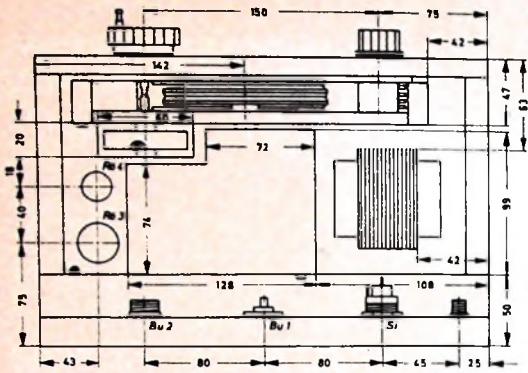


Bild 4. Einzelteileanordnung auf dem Chassis

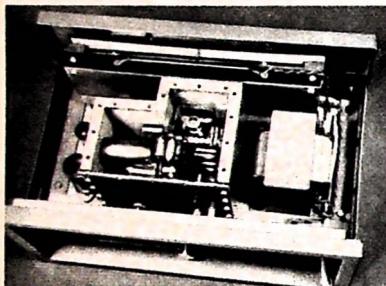


Bild 5. Blick auf das Chassis

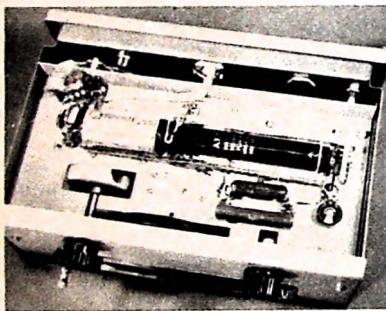


Bild 6. Anordnung der Einzelteile auf der Chassisunterseite

von die Sicherung Si mit der Netz-
kabeldurchführung angeordnet (Bild 4).

Die Anordnung der Einzelteile auf und unter dem Chassis geht auch aus den Bildern 4, 5 und 6 hervor. Hinter der Frontplatte kann man die Nogoton-Skala mit der Halterung für die Skalenbeleuchtung erkennen (Bild 5). In der Mitte des Chassis ist der VFO-Baustein (im „kalten Thermostaten“) untergebracht. Rechts davon sieht man den Netztransistor und links den Stabilisator Rö 4 sowie die HF-Verstärkeröhre Rö 3. Das Chassis wurde, um es gegenebenfalls schnell einzubauen,

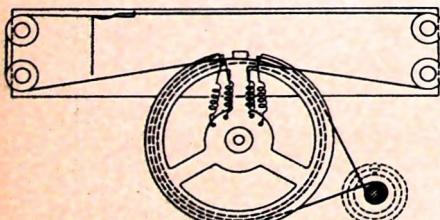


Bild 3: Skizze des Schwitzzugs für den Stoßanstrich

Bild 8. Blick in das „Thermostat“-Gehäuse

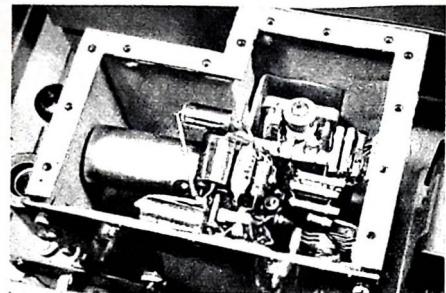
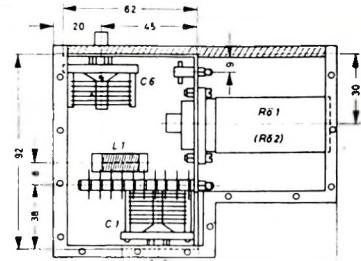


Bild 9. Draufsicht auf das VFO-Gehäuse



This technical drawing shows a cross-sectional view of a component. The top horizontal dimension is marked as 128. On the left side, there is a vertical column of circles labeled C1 through C6. A central vertical line contains a hatched rectangular area and a circle labeled L1. To the right, two rectangular sections are labeled 'Pb7' and 'P82'. A vertical dashed line on the far right has numerical markings: 10, 20, 30, 40, 50, 60, 70, 80, and 90.

Einzeltelliste

Metalleghäuse „77 b“	(Leistner)
Skalenbausatz „Sk-G“	(Nogoton)
Drehknöpfe	(RIM)
Netztransformator „N 120/1“	(Engel)
Selengleichrichter	
B 300 C 100 M	(AEG)
Keramikspleiße „87-5840 g-01“	(Stettner & Co.)
Differentialdrehkondensator „218“	(Hopt)
KW-Drehkondensator „210“	(Hopt)
HF-Drosseln, 2,5 mH	(Jahre)
Elektrolytikondensatoren,	
50 + 50 μ F, 350/385 V	(Siemens)
Keramische Kondensatoren	(NSF)
Trimmer	(NSF)
Rollkondensatoren	(Roederstein)
Widerstände	(Resista)
Hochlastwiderstände	(Siemens)
HF-Ausgangsbuchse	
„SO 238“	(Haerberlein)
Keramische Lötstützpunkte	(Klar & Bell-schmidt)
Sicherungslement mit Feinsicherung	(Wickmann)
Keramische Röhrenfassungen mit Abschirmhauben	(Preh)
Rundtentbrummer	
„Standard 05“	(Preh)
Drehschalter	(Marquardt)
Röhren EF 184, 2 x EF 80,	
STV 180/30	(Telefunken)
Bezug der angegebenen Bauteile nur	
über den einschlägigen Fachhandel	

ausbauen zu können, von unten in das Gehäuse eingesetzt.

Auf der Chassisunterseite sind der Netzteil und die HF-Verstärkerstufe mit der Röhre Rö 3 verdrahtet (Bild 6). Gleichrichter und Elektrolytkondensator sowie die Widerstände R 14 und R 15 wurden liegend angeordnet. Die Widerstände sind durch keramische Lötztpunkte gehalten, während der Elektrolytkondensator und der Gleichrichter mit kleinen Metallwinkeln festgesetzt sind. Die Maße des Chassisaußenschnittes für das Schwungrad und den Drehkondensatorantrieb kann man aus Bild 4 entnehmen. Das Schwungrad erleichtert den Frequenzwechsel und macht den Skalenantrieb gängiger. Aus Bild 7 geht die Seilführung des Antriebs hervor.

Um den VFO temperaturstabil zu halten, müssen alle frequenzbestimmenden Bauteile des Oszillators weitgehend vor Temperaturschwankungen geschützt werden. Versuche zeigten, daß nach Einbau des Oszillators und der Trennstufe in ein dickwandiges, mit Schaumstoff ausgelegtes Gehäuse („kalter Thermostat“) eine gute Frequenzstabilität erreicht wird. Wegen der hohen Wärmekapazität folgt der „kalte Thermostat“ nur sehr langsam den Schwankungen der Außentemperatur. Bild 8 zeigt den Aufbau der Oszillator- und Trennstufe. Rückseiten und Abdeckplatte des VFO-Gehäuses sind mit Gummstreifen zusätzlich abgedichtet und mit mehreren M 3-Schrauben verschraubt. Dadurch ist auch eine gute Masseverbindung von Gehäuse und Chassis gewährleistet. Die Abmessungen des „kalten Thermostaten“ und die Lage der wichtigsten Einzelteile im Gehäuse kann man den Bildern 9 und 10 entnehmen.

1. Abgleich

Zum Abgleich des VFO ist ein frequenzstabilisierter 2-m-Empfänger erforderlich. Durch Verdrehen des Tauchtrimmers C 2 (3 ... 30 pF) kann der Frequenzbereich genau eingestellt werden. Mit dem Differentialdrehkondensator C 6 lassen sich temperaturabhängige Änderungen der Oszillatorkreisfrequenz kompensieren.

5 Inbetriebnahme

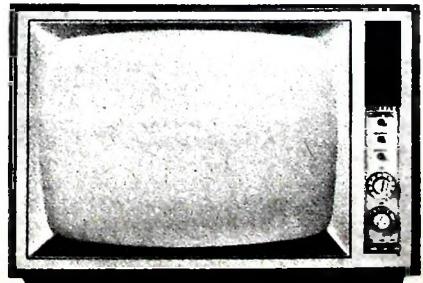
Der VFO wird meistens an Stelle der Quarze an das Steuergitter des Quarzoszillators des nachfolgenden 144-MHz-Senders angekoppelt. Dabei ist aber zu beachten, daß der Quarzoszillator keine Katodendrossel oder kapazitive Gitterspannungsteiler hat. Er muß also als HF-Verstärkerstufe arbeiten, wobei der Anodenkreis der Röhre auch auf 24 MHz abgestimmt sein darf.



Philips Fernsehgeräte sind zukunftsweisend

Gekühltes Chassis

PW3624
Die Konstruktion eines Philips Fernsehgerätes ist zuverlässig und betriebssicher. Beispiel: Das kühle Chassis. Die tiefgezogene stabile Rückwand garantiert durch ihren Aufbau eine ausgezeichnete Be- und Entlüftung. Daraus resultieren gleichbleibend niedrige Temperaturen an den Bauelementen. Sie leben länger. Philips Fernsehgeräte sind Begriff und Maßstab internationaler Spitzenklasse. Sie sind für die Zukunft gebaut. Sie bieten Zuverlässigkeit über viele Jahre.



....nimm doch **PHILIPS** Fernsehen

Transistor-Pendelaudion für 30 MHz

Das genaue Einstellen der Rückkopplung eines üblichen Audions bereitet bei höheren Frequenzen gewisse Schwierigkeiten. Deshalb ist dann unter Umständen ein Pendelaudion vorteilhaft. Hierbei handelt es sich um ein Audion mit fester Rückkopplung, bei dem die Rückkopplungsschwingungen durch eine weitere Schwingung (Pendelschwingung), deren Frequenz erheblich niedriger als die Empfangsfrequenz ist, periodisch ein- und ausgeschaltet werden¹⁾. Typisch für die Schaltung ist also das Pendeln zwischen schwingendem und nichtschwingendem Zustand. Die Pendelfrequenz muß in jedem Falle über der oberen Grenzfrequenz des nachgeschalteten NF-Vorstärkers liegen. Am günstigsten ist der Bereich zwischen 40 und 60 kHz.

Pendelempfänger sind mit geringen Mitteln aufzubauen und weisen hohe Empfangsleistungen auf. Nachteilig machen sich jedoch das starke Rauschen bei fehlendem Eingangssignal und die Störstrahlung der Pendelfrequenz bemerkbar. Die Störstrahlung kann aber durch eine HF-Vorstufe²⁾ und Abschirmung des Pendelaudions erheblich herabgesetzt werden.

Das beschriebene Pendelaudion ist für das 10-m-Band ausgelegt. Es kann aber auch für andere Bereiche durch Ändern des Schwingkreises umdimensioniert werden.

Schaltung

Bild 1 zeigt die Schaltung des Pendelaudions. Der Transistor AF 135 arbeitet in Basisschaltung mit Rückkopplung über den Kondensator C 3 zwischen Collector und Emitter. Die Pendelfrequenz, die von der Zeitkonstante des RC-Gliedes R 4, C 6 abhängt, läßt sich mit R 4 auf den günstigsten Wert einstellen. Das Antennen-

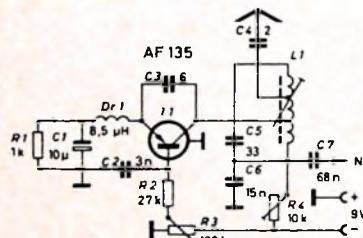


Bild 1. Schaltung des Pendelaudions

signal gelangt über den 2-pF-Kondensator C 4 zu einer Anzapfung der Collectorkreisspule L 1. Der Collector selbst liegt ebenfalls an einer Anzapfung dieser Spule. Auf diese Weise erreicht man, daß die Dämpfung des Kreises durch Antenne und Collector in erträglichen Grenzen bleibt. Die Niederfrequenz wird am kalten Ende des Kreises C 5, L 1 über den Kondensator C 7 abgenommen. Mit dem Regler R 3

¹⁾ s. a. Richter, H.: Technik der Funkfernsteuerung. Funk-Techn. Bd. 15 (1960) Nr. 3, S. 90-92, Nr. 4, S. 121-122, u. Nr. 5, S. 152

²⁾ Transistor-HF-Vorstufe für 30 MHz. Funk-Techn. Bd. 19 (1964) Nr. 23, S. 866

Einzelteilliste

Rollkondensatoren	(Wima)
Elektrolytkondensator	(Wima)
Keramische Kondensatoren	(Dralowid)
Einstellregler „Tr 59 Tr“	(Dralowid)
Bandfilterbausatz „F 2 F“	(Vogt)
Lochplatte „ExCu 1“	(Deutschlaender)
Transistor AF 135	(Telefunken)
Bezug der angegebenen Bauelemente	nur durch den einschlägigen Fachhandel

des Basiskreises. Rechts vom Transistor sind die Bauteile des Emitter- und Collectorkreises zu erkennen. Der Regler R 4 fand in der rechten oberen Ecke Platz.

Die Spule L 1 hat 26 Windungen aus 0,8-mm-CuL-Draht und ist auf den Bandfilterbausatz „F 2 F“ von Vogt gewickelt. Der Collectorabgriff liegt bei der 18. und die Anzapfung für den Antennenkondensator C 4 bei der 21. Windung. Sollten infolge Streuungen der Spulendaten keine optimalen Empfangsleistungen erreicht werden, so sind die Anzapfungen um ± 1 Windung zu verlegen. Der beste Abgriffpunkt ist durch Versuch zu ermitteln.

Inbetriebnahme

Zuerst wird der Regler R 4 auf den maximalen Wert von 10 kOhm eingestellt. Dann trimmt man die Spule L 1 mit einem Grid-Dip-Meter auf ungefähre Resonanz mit der gewünschten Frequenz und stellt mit den Reglern R 3 und R 4 den Arbeitspunkt von T 1 beziehungsweise die Pendelfrequenz so ein, daß das NF-Ausgangssignal mit höchster Ausgangsspannung und bestem Ton zu hören ist.

Mit einem Oszilloskop und einem amplitudenmodulierten Meßsender ist der Abgleich des Pendelaudions auf maximale Leistung besonders einfach. Der Oszilloskop wird dazu an den NF-Ausgang und der Meßsender an C 4 angeschlossen. Dann werden die Spule L 1 und der Regler R 3 wechselweise so abgeglichen, daß auf dem Schirm die sinusförmige Modulation des Meßsenders mit maximaler Amplitude unverzerrt erscheint. Dabei ist zu beachten, daß die NF nicht von HF-Resten überlagert sein darf. Die Einstellung des Reglers R 3 muß sehr sorgfältig erfolgen. d.

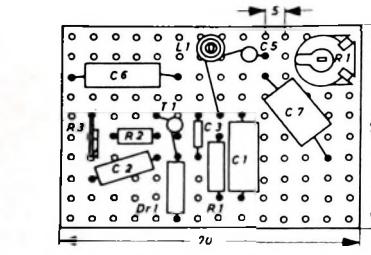


Bild 2. Maßskizze der Lochplatte



Bild 3. Blick auf die bestückte Lochplatte

stellt man den Arbeitspunkt von T 1 optimal ein.

Aufbau

Der Aufbau des Pendelaudions kann auf einer Lochplatte mit den Abmessungen 70 mm \times 50 mm erfolgen. Die Anordnung der Bauelemente entspricht weitgehend dem Schaltbild (Bilder 2 und 3). Links liegen die Kondensatoren und Widerstände

Störstrahlungsfreiheit beim Amateurfunk

Unter diesem Zeichen hat das UKW-Referat des Deutschen Amateur-Radio-Club e.V. unlängst eine Kampagne begonnen, die eine Abkehr von der weitverbreiteten offenen Chassisbauweise für Amateur-UKW-Sender zum Ziel hat. Der Appell „In Filtern und Panzern zu denken“, richtet sich nicht nur an die Funkamateure, sondern auch an die Hersteller einschlägiger Geräte.

Die Möglichkeit, Fernsehgeräte im unmittelbaren Nahfeld zu stören, soll durch eine zweckmäßige Senderkonstruktion eingeschränkt werden. Hierzu ist neben einer dichten Abschirmung die Anwendung von Filtern im Antennenausgang und in der Stromzuführung erforderlich.

Fernseh-, Rundfunk- und Tonbandgeräte weisen oft die unangenehme Eigenschaft auf, Sendungen amplitudenmodulierter UKW-Sender mit dem Niederfrequenzteil aufzunehmen. Das UKW-Referat bittet die Industrie, diesem Mangel ihre besondere Aufmerksamkeit zu widmen.

In uneigennütziger Weise hat sich schon ein namhaftes Herstellerwerk angeboten, die hier auftretenden Probleme im Prüffeld zu untersuchen und generelle Vorschläge zur Abhilfe auszuarbeiten. Es handelt sich im großen und ganzen um eine geringfügige vorbeugende Maßnahme, die nur einen Bruchteil der Kosten erfordert, die eine nachträgliche Beseitigung dieser Erscheinung verursacht.

Sicher wird auch der Handel, der bei Störmeldungen dieser Art oft vor Schwierigkeiten steht, eine Beseitigung des Effektes begrüßen.

DARC-UKW-Referat
Erwin Klein, DL 1 PS, Osnabrück



U. PRESTIN, Nordmende KG, Bremen

Service an Stereo-Decodern

Fortsetzung von FUNK-TECHNIK Bd. 19 (1964) Nr. 24, S. 905

4.5. Rauschabstand

Abschnitt 1.2.2. enthielt bereits Hinweise auf den etwa 20 dB schlechteren Störabstand beim Empfang eines HF-Stereo-Signals nach dem Pilottonverfahren. Wichtigste Voraussetzung für eine Wiedergabe mit zufriedenstellendem Rauschabstand ist daher eine genügend hohe Antennenspannung. Aber auch nach dem vollen Begrenzungseinsatz (der nach den Ausführungen im Abschnitt 1.2.2. untere Grenzbedingung für Stereo-Empfang ist) bleibt ein Unterschied im Stör-(Rausch-)Abstand zwischen einer Mono- und einer Stereo-Sendung bestehen. Je nach Empfängertyp und Qualitätsansprüchen wird die Hörbarkeitsgrenze des Störsignals bei einer Stereo-Sendung bei 60 ... 100 μ V Antennen-

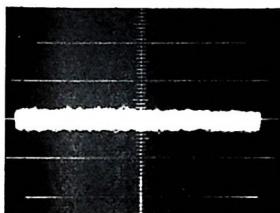


Bild 49. Ausgangssignal des Empfängers während einer Modulationspause; der Sender strahlt keinen Pilotton ab



Bild 50. Ausgangssignal des Empfängers wie im Bild 49 während einer Modulationspause, jedoch nach dem Einschalten des Pilottons

eingangsspannung unterschritten, also bei einem um 20 dB höheren Wert als bei Mono-Sendungen. Automatisch von Mono- auf Stereo-Empfang umschaltende Decoder sind daher auf einen Schwellwert eingestellt, der etwa 6 dB über dem Begrenzungseinsatz (also bei 18 ... 25 μ V Antennenspannung) liegt. Die Tatsache, daß bei Stereo-Empfang höheres Rauschen auftritt, wird im Kundendienst zwangsläufig dazu führen, daß vor allem in der Anfangszeit von den Gerätebesitzern ein Defekt vermutet wird, auch wenn kein Fehler vorliegt. Daher muß sich der Techniker mit den möglichen Quellen eines eventuell doch zu starken Rauschens vertraut machen, damit er im Zweifelsfall eine klare und sichere Auskunft geben kann.

Wie in einem späteren Kapitel noch ausführlicher beschrieben werden wird, ist für die Messungen unbedingt ein zum Prüfdecoder gehörender HF-Sender mit definierter Regelung des HF-Ausgangspegels erforderlich (notfalls genügt auch stufenweise Regelung). In Anbetracht des hohen Aufwandes für eine Absoluteichung in μ V dürfte aber auch eine Relativeichung in dB ausreichen, da sich – entsprechend den unter 1.2. gegebenen Ratsschlägen – der Begrenzungseinsatz als Bezugspiegel verwenden läßt.

Hier sei noch ein Verfahren für die überschlägliche Kontrolle des Signal-Rausch-Verhältnisses angegeben, mit dem man sich helfen kann, bis ein geeigneter HF-Stereo-Generator vorhanden ist. In den schlecht oder nur knapp ausreichend versorgten Empfangsgebieten hört man den Rauschanstieg in der Pause vor der Ansage einer Stereo-Testsendung, wenn der Sender auf

Stereo-Betrieb umschaltet. Ein parallel zu einem Lautsprecher geschalteter Oszilloskop zeigt die Summe der Störspannungen einschließlich des Rauschens. Bei unveränderter Y-Empfindlichkeit besteht ein deutlicher Pegelunterschied zwischen dem Mono- und dem Stereo-Störpegel (Bilder 49 und 50). Das Verhältnis zwischen dem Mono-Störpegel (Bild 49) und dem Stereo-Störpegel (Bild 50) ist 1 : 3 bis 1 : 4 bei 10 μ V Antennenspannung, die bei fast allen neuzeitlichen Empfängern volle Begrenzung gewährleistet. Der Verfasser hat eine Anzahl der zur Zeit angebotenen Empfänger untersucht und eine gute Übereinstimmung der Resultate gefunden. Lediglich die Decoder mit synchronisiertem Hilfssträgeroszillator zeigten einen höheren Rauschpegel. Bei den automatisch umschaltenden Decodern wurde die Automatik bei der Messung außer Betrieb gesetzt. Falls man dazu einmal vorübergehend den Schwellwert-Einstellregler verstellt, darf man aber nicht versäumen, ihn anschließend wieder in die ursprüngliche Stellung zurückzudrehen, weil dem Gerätebesitzer mit einer auf höhere Empfindlichkeit eingestellten Automatik kein guter Dienst erwiesen wird.

Auch beim Zurückregeln der Umschaltempfindlichkeit kann man sich mit einfachsten Mitteln helfen, indem man die für den Begrenzungseinsatz erforderliche Spannung (die sich durch kontinuierliches Abschwächen der Antennenspannung zum Beispiel mit einem Dämpfungsregler einstellen läßt, wie er in der Antenneninstallation verwendet wird) mit einem Vorsteckdämpfungsglied um weitere 6 dB absenkt. Jetzt darf die Schwellwert-Automatik gerade umschalten.

Dieser Versuch ist auch dann aufschlußreich und daher zu empfehlen, wenn der Service-HF-Stereo-Generator bereits zur Verfügung steht. Er ergibt mit wenig Mühe Klarheit darüber, ob das beanstandete Rauschen bei schlechter Versorgung – und nur dann muß sich der Service mit dem Rauschproblem befassen – durch die physikalischen und vom Übertragungssystem abhängigen Gegebenheiten bedingt ist oder nicht.

Die Bilder 51 bis 56 gestatten einen weiteren Vergleich der Multiplex- beziehungsweise Sinussignale bei den beiden Antennenspannungen 10 μ V und 100 μ V. Letztere hat für die Service-Praxis eine besondere Bedeutung, weil 100 μ V dem in VDE 0855, Teil 2 genannten Mindestwert in gut versorgten Gebieten entsprechen. Die Oszillosgramme wurden im Interesse der besseren Vergleichsmöglichkeit des überlagerten Störsignals gleich hoch eingestellt. Der Modulationshub für die Niederfrequenz 1 kHz war konstant 38 kHz wie in den Testsendungen der Rundfunkanstalten.

Die Multiplex-Oszillosgramme (Bilder 51 und 52) sind wegen der dicht nebeneinanderliegenden Schwingungszüge nur bedingt, die Decoder-Ausgangssignale dagegen verhältnismäßig gut zur Kon-

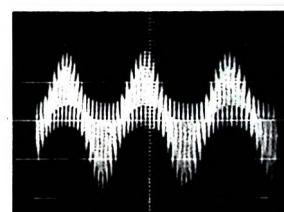


Bild 51. Multiplexsignal am Decoder-Eingang, gemessen bei 10 μ V Eingangsspannung (Antennensignal)

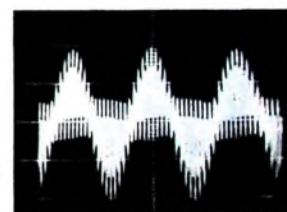
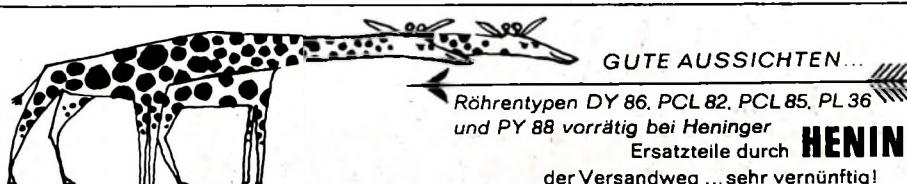


Bild 52. Multiplexsignal wie im Bild 51, jedoch bei 100 μ V Eingangsspannung (Antennensignal)

trolle des Nutz-Stör-Verhältnisses verwendbar. Man sollte daher auch nach einem zufriedenstellend ausgefallenen Rauschtest (Bilder 49 und 50) nicht versäumen, die Oszillosgramme mit Modulation zu betrachten. Der Rauschtest ermöglicht nämlich nur einen relativen Vergleich der Bedingungen für Mono- und Stereo-Empfang. Rauscht ein Gerät auch während der Mono-Sendungen zu stark, dann muß das Ergebnis bei Stereo-Empfang erst recht unbefriedigend sein. Aus den Oszillosogrammen mit Ton-



WIMA- MKS



Metallisierte Kunstfolien-Kondensatoren.

Spezialausführung für Leiterplatten in rechteckigen Bauformen mit radialen Drahtanschlüssen.

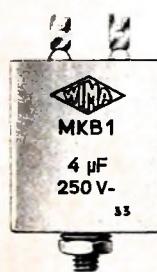
Vorteile:

- Geringer Platzbedarf auf der Leiterplatte.
 - Exakte geometrische Abmessungen.
 - Genaue Einhaltung des Rastermaßes.
 - Kein Vorbiegen der Drähte vor dem Einsetzen in Leiterplatten.
 - Unempfindlich gegen kurzzeitige Überlastungen durch Selbstheileffekt.
 - HF-kontaktsicher und induktionsarm.
 - Verbesserte Feuchtesicherheit.
- Betriebsspannungen:
250 V- und 400 V-;
 $U_N=100$ V- in Vorbereitung.



Moderne Bau- elemente für die Elektronik

WIMA- MKB



Metallisierte Kunstfolien-Kondensatoren in Becherausführung.

Mit hohem konstantem Isolationswiderstand und bisher unerreicht kleinen Bauformen bei größeren Kapazitätswerten.

Zwei Ausführungen:

MKB 1: Im rechteckigen Alu-Becher mit Löten und Schraubbolzenbefestigung. Gießharzverschluß.

MKB 2: Mit axialen Anschlußdrähten im ovalen Alu-Becher. Betriebsspannungen: 250 V- (bis 16 μ F) und 400 V- (bis 6 μ F).

Prospekte über unser gesamtes Fabrikationsprogramm auf Anfrage.

WIMA WILH. WESTERMANN
SPEZIALE FABRIK F. KONDENSATOREN
68 MANNHEIM POSTFACH 2346

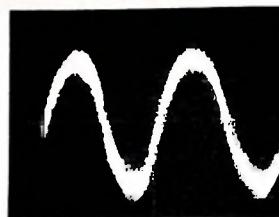


Bild 53. Rechtes Decoder-Ausgangssignal bei Modulation des rechten Kanals mit 1 kHz; die dem Empfänger zugeführte Antennenspannung ist 10 μ V

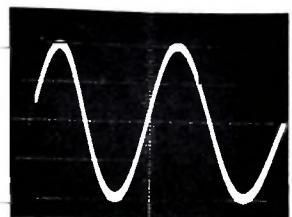


Bild 54. Rechtes Decoder-Ausgangssignal bei Modulation des rechten Kanals mit 1 kHz, jedoch bei 100 μ V Antennenspannung am Empfänger

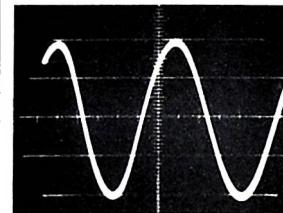


Bild 55. Das dem Bild 53 entsprechende Mono-Signal ($R = L$, Pilotsignal aus)

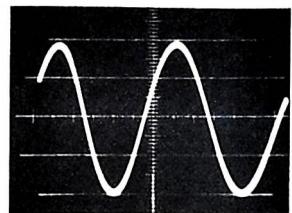


Bild 56. Das dem Bild 54 entsprechende Mono-Signal ($R = L$, Pilotsignal aus)

frequenzmodulation (Bilder 53 bis 56) kann man nach einiger Übung sogar sofort erkennen, ob das Rauschen im Vergleich zum Antennenspannungswert seiner Größenordnung nach noch zu lässig ist oder ob ein Fehler vorliegt.

4.5.1. Hilfsträgeramplitude

Nicht ohne Grund wird die Hilfsträgeramplitude im Zusammenhang mit dem Rauschabstand behandelt. Die Hilfsträgeramplitude hat nämlich - vor allem bei Matrix-Decodern - einen erheblichen Einfluß auf den Rauschabstand. Sie darf weder zu groß noch zu klein sein; bei zu starkem Abweichen in beiden Richtungen erzeugt sie übermäßiges Rauschen. Außerdem hat eine zu geringe Hilfsträgeramplitude einen zu großen Klirrfaktor zur Folge. Einige Decoder, zum Beispiel der im Bild 42a gezeigte, enthalten daher einen Einstellregler für die Hilfsträgeramplitude. Beim Messen der Hilfsträgeramplitude sind vor allem zwei Gesichtspunkte zu beachten. Die Amplitude muß

1. für den Bereich niedriger Antennenspannungen ausreichen und
2. auch für die höchste Modulationsfrequenz von 15 kHz groß genug sein, die nach der Amplitudencharakteristik der Preemphasis (Bild 26) bei 50 μ s Vorentzerrung um 14 dB gegenüber 1 kHz angehoben ist.

Ferner muß man beim Beurteilen der Hilfsträgeramplitude den Grad der Aussteuerung berücksichtigen. Das Differenzsignal erreicht seinen höchsten Wert immer dann, wenn nur ein Kanal

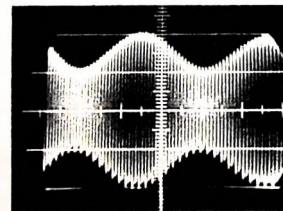


Bild 57. Oszilloskopogramm des Differenzträgers bei einem Matrix-Decoder; der Modulationsgrad ist 33% (bei 1 kHz)

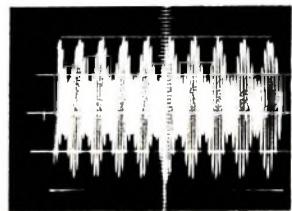


Bild 58. Oszilloskopogramm des Differenzträgers; der Modulationsgrad ist hier jedoch auf 43% (bei 5 kHz) gestiegen

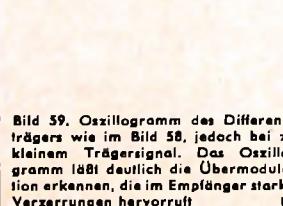
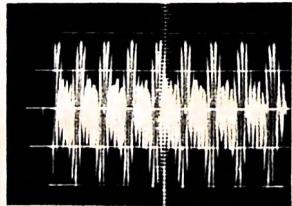


Bild 59. Oszilloskopogramm des Differenzträgers wie im Bild 58, jedoch bei zu kleinem Trägersignal. Das Oszilloskopogramm läßt deutlich die Übermodulation erkennen, die im Empfänger starke Verzerrungen hervorruft



moduliert wird. In diesem Fall sind die Amplituden des Summen- und des Differenzsignals gleich, das heißt, sie beanspruchen beide je die Hälfte des Modulationsinhalts. Der maximal auftretende Hub des Differenzsignals ist daher $(75-7,5)/2 = 33,75$ kHz, wenn man die Pilottonamplitude mit 7,5 kHz ansetzt. Der theoretische Fall $R = -L$ beziehungsweise $L = -R$ sei dabei nicht berücksichtigt. Der errechnete Maximalhub des Differenzkanals von rund 34 kHz kann wegen der Preemphasis jedoch nur teilweise für die Frequenz 1 kHz ausgenutzt werden. Daher enthalten Abgleichanleitungen für Decoder manchmal den Hinweis, daß während der Abgleicharbeiten im Hilfsträgerkanal (und auch sonst) ein Hub von zusammen nur 22,5 kHz für Summe und Differenz (neben den 7,5 kHz für den Pilotkanal) einzustellen ist. Ferner findet man aus dem gleichen Grunde die Vorschrift, daß während des von den Rundfunkanstalten teilweise mit 38 kHz Hub ausgestrahlten Testsendungs-Abschnitts mit dem Differenzsignal ein Parallelwiderstand einzulöten ist, der die Amplitude auf einen dem normalen Arbeitsverhalten entsprechenden Wert abschließt.

In den Matrix-Decodern mit Rückmodulation des Hilfsträgers ergibt sich für 1 kHz ungefähr ein Modulationsgrad von 33 % (Bild 57). Der Modulationsgrad steigt aber beim Erhöhen der Frequenz nicht in dem Maße an, wie man es auf Grund der Preemphasis-Charakteristik erwarten könnte, weil die verwendeten Kreise eine endliche Bandbreite haben, die sogar mit Hilfe parallel geschalteter Dämpfungswiderstände als Deemphasis ausgenutzt wird. Daher steigt der Modulationsgrad bei 5 kHz Modulationsfrequenz lediglich auf 43 % an (Bild 58). Übermodulation, die natürlich unter allen Umständen vermieden werden muß, zeigt abschließend das Bild 59. (Fortsetzung folgt)

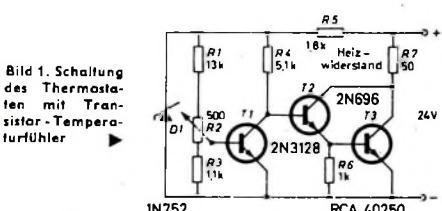
Aus Zeitschriften und Büchern

Drei elektronische Kleinthermostate

Vielfach besteht der Wunsch nach einer einfachen Möglichkeit, die Temperatur von elektronischen Bauelementen konstantzuhalten. Insbesondere Oszillatoren oder Gleichstromverstärker mit Halbleitern kommen hier in Betracht. Im folgenden wird über drei verschiedene Schaltungen für elektronische Kleinthermostate referiert.

1. Thermostat mit Transistor-Temperaturfühler

Eine einfache Temperaturregelschaltung erhält man, wenn als Temperaturfühler ein Transistor eingesetzt wird. Dies ist möglich, weil die Transistorparameter stark temperaturabhängig sind. Die Schaltung des Kleinthermostaten¹⁾ ist im Bild 1 dargestellt. T 1 ist Tem-



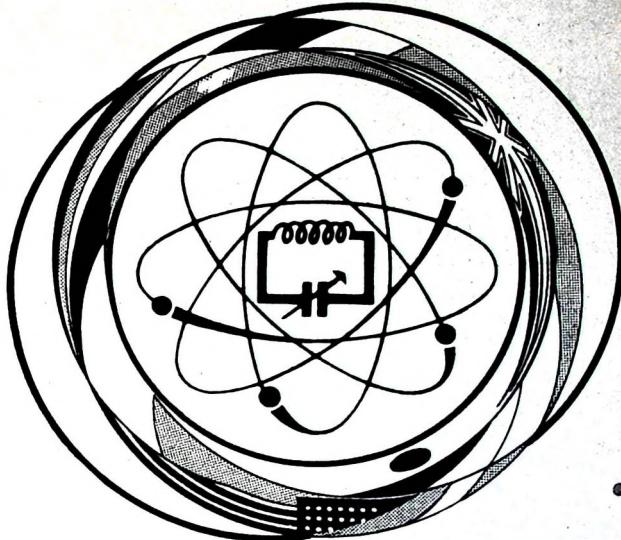
peraturfühler, und der Collectorstrom ändert sich mit der Temperatur, wenn die Basis-Emitter-Spannung konstant gehalten wird. Das bewirkt die Zenerdiode D 1 mit dem dazu parallel geschalteten Spannungsteiler R 1, R 2, R 3.

Der Leistungstransistor T 3 schaltet den Heizwiderstand R 7, an dem eine Leistung von etwa 10 W in Wärme umgesetzt wird. Die Ankopplung des Endtransistors über die Basis-Emitter-Strecke von T 2 bewirkt eine sehr geringe Belastung von T 1. Heizelement R 7 und Temperaturfühler T 1 sind gut wärmeleitend nebeneinander auf einem Blech oder Metallklotz montiert, die ihrerseits gut wärmeisoliert werden. Auf derselben Montageplatte kann man auch die anderen auf konstanter Temperatur zu haltenden Bauteile unterbringen.

Wenn die Temperatur der Platte sinkt, fällt der Collectorstrom von T 1, so daß die Collectorspannung steigt und T 2 sowie T 3 stärker angesteuert werden. Damit steigen Heizleistung und Temperatur wieder an. Die Solltemperatur kann mit R 2 eingestellt werden und liegt im Musteraufbau bei etwa 70 °C. Sie ändert sich um weniger als 0,2 °C bei Schwankungen der Umgebungstemperatur von 10 °C. Es können auch höhere Temperaturen (bis zu rund 150 °C) eingestellt werden, doch ist dann darauf zu achten, daß die Sperrschichttemperatur von T 3 nicht über den zulässigen Wert ansteigt.

¹⁾ Greenblatt, S.: Transistor becomes sensor in temperature regulator. Electronics Bd. 37 (1964) Nr. 28, S. 65

Elektronik-Fachleute aus aller Welt treffen sich 1965



auf der Internationalen Ausstellung

ELEKTRONISCHER BAUELEMENTE



und der Internationalen Ausstellung der

ELEKTROAKUSTIK

PARIS Porte de Versailles
vom 8. bis 13. April 1965

der größten Ausstellung der Welt auf dem Gebiet der Elektronik

Elektronische Bauelemente, Röhren und Halbleiter, Meß-, Steuerungs- und Regelgeräte, Elektroakustik....

Auskünfte und Unterlagen durch
S.D.S.A. 16, rue de Presles
PARIS 16. - Tel. 273.24.70

Unter der Schirmherrschaft der F.N.I.E.:
**Internationales Kolloquium
über die
Technik der Datenspeicher**

veranstaltet vom französischen Verband
der Elektronik- und Radio-Ingenieure

MAISON DE L'UNESCO, PARIS
125, avenue de Suffren
vom 5. bis 10. April 1965

2. Kleinthermostat mit $0,01^{\circ}\text{C}$ Temperaturdrift

Im Bild 2 ist die Schaltung eines Kleinthermostaten mit nur $0,01^{\circ}\text{C}$ Temperaturdrift dargestellt, bei dem der Heizwiderstand R_4 mit einem gesteuerten Siliziumgleichrichter D geschaltet wird. Damit ist es möglich, den eigentlichen Heizkreis mit Wechselspannung zu

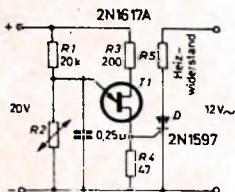


Bild 2. Schaltung eines Kleinthermostaten mit geringer Temperaturdrift

betreiben, so daß man eine besonders wirtschaftliche Lösung erhält. Die Steurelektrode von D wird von einer Schwingsschaltung mit dem S-Transistor T 1 (unijunction Transistor)³ angesteuert. Der Emitter-Spannungsteller enthält den NTC-Widerstand R 2, und die Emitterspannung für T 1 ist daher temperaturabhängig. Sobald diese Spannung unter die HöckerSpannung von T 1 absinkt, reißen die Schwingungen ab, und der gesteuerte Gleichrichter D bleibt gesperrt.

Um eine bestimmte Thermostat-Temperatur T zu erhalten, muß R_1 richtig dimensioniert werden. Für den Widerstand des Heizelements R 2 bei der Temperatur T gilt die Beziehung

$$R_2 = R_0 e^{B(1/T - 1/T_0)} .$$

Dabei bedeutet R_0 den Widerstand des Heizelements bei der international üblichen Bezugstemperatur T_0 von 298°K , T die gewünschte Temperatur in $^{\circ}\text{K}$ und B die Heizelementkonstante in $^{\circ}\text{K}$. Mit Hilfe des für die gewünschte Thermostat-Temperatur ermittelten Widerstandswertes R 2 kann man dann R 1 aus der Gleichung

$$R_1 = \frac{R_2(U_B - U_H)}{U_H - I_H R_2}$$

³ Ferrie, R. G.: Thermostat operates with $0,01^{\circ}\text{C}$ differential. Electronics Bd. 37 (1964) Nr. 26, S. 65-66

³ s. a. Schreiber, H.: Kleines Lexikon der angewandten Transistor-Technik, S-Transistor. Funk-Techn. Bd. 18 (1963) Nr. 10, S. 363 bis 364

errechnen. Darin ist U_B die Betriebsgleichspannung, U_H die Höcker-Spannung und I_H der Höckerstrom des S-Transistors. Für den Aufbau des Thermostaten gelten die schon im Abschnitt 1. genannten Gesichtspunkte.

3. Kleinthermostat mit Transistor als Heizelement

Als Wärmequelle für einen Kleinthermostaten eignet sich auch ein Transistor, dessen Verlustleistung geregelt wird. Bild 3 zeigt ein Schaltbeispiel hierfür⁴. Die aus den Widerständen R 1 ... R 4 bestehende Brückenschaltung enthält einen NTC-Widerstand. Bei einer bestimmten Temperatur (mit der vorliegenden Dimensionierung bei etwa 50°C) ist die Brücke im Gleichgewicht. Bei abweichenden Temperaturen liefert sie eine positive oder negative Steuerspannung für den Transistor T 1. Im Falle positiver Spannung ($T < 50^{\circ}\text{C}$) ist T 1 gesperrt, und T 2 erhält über den Collectorwiderstand R 5 ein

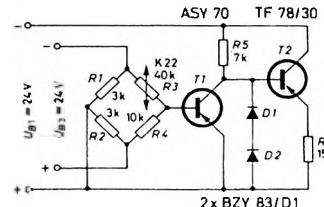


Bild 3. Schaltbild eines Kleinthermostaten. Der Transistor T 2 wirkt als Heizelement

negatives Basispotential. Der dann fließende Collectorstrom hat eine Verlustleistung in T 2 zur Folge, so daß sich dieser Transistor erwärmt. Mit steigender Temperatur wird die Brückenausgangsspannung negativer, und T 1 übernimmt einen Teil des durch R 5 fließenden Stroms. Dadurch sinkt die Verlustleistung von T 2, und es stellt sich schließlich ein Gleichgewichtszustand ein, bei dem die Wärmeverluste des Thermostaten gerade mit der Verlustleistung von T 2 gedeckt werden.

Die Dioden D 1 und D 2 begrenzen die Basis-Emitter-Spannung von T 2 auf etwa $1,2\text{ V}$, so daß (in Verbindung mit R 6) der Collectorstrom auf maximal etwa 100 mA ansteigen kann. Bei der Dimensionierung ist darauf zu achten, daß die höchstzulässige Sperrsichttemperatur

⁴ Halbleiter-Schaltbeispiele, Ausgabe April 1964, Seite 54-55. Druckschrift der Siemens & Halske AG, Wernerwerk für Bauelemente, München

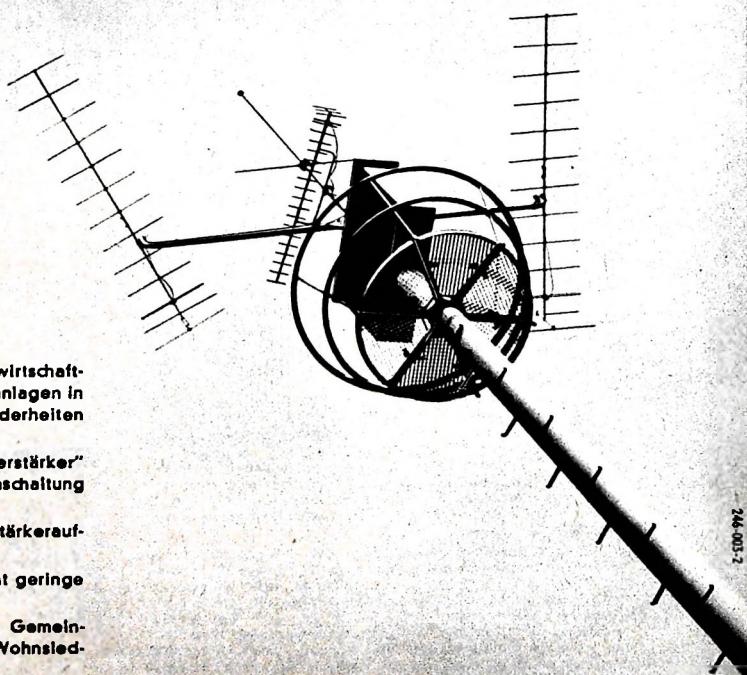
SIEMENS

Richtungweisende Schaltungstechnik in Siemens-Antennenanlagen für Neu- und Altbauten

Unser umfangreiches Teileprogramm ermöglicht den wirtschaftlich günstigen Aufbau von Gemeinschafts-Antennenanlagen in allen praktisch vorkommenden Fällen. Einige Besonderheiten der Siemens-Antennentechnik:

- Das „Siemens-Durchschleifverfahren für Antennenverstärker“ erfordert keine zusätzlichen Welchen zur Zusammenschaltung der verschiedenen Frequenzbereiche.
- Die „Richtungskopplertechnik“ verringert den Verstärkeraufwand für das Teilnehmernetz.
- Das „Stichleitungserfahren für Altbauten“ verursacht geringe Kosten für die erste Ausbaustufe.
- Spezial-Bauteile ermöglichen den Aufbau großer Gemeinschafts-Antennenanlagen zur Versorgung ganzer Wohnsiedlungen.

Die Planung von Gemeinschafts-Antennenanlagen für Neu- und Altbauten übernehmen kostenlos unsere Geschäftsstellen.



Eine wertvolle Arbeitsunterlage für den Antennenbauer



AUS DEM INHALT:

Drahtlose Übertragung · Grundlagen der Empfangsantennen-Anlagen · Grundsätzliches zur Bemessung von Fernseh-Empfangsantennen · Elektromagnetische Wellen auf Leitungen · Empfangsmöglichkeiten mit verschiedenen Antennenarten · Zubehör für Antennenanlagen · Zweckmäßigkeit und Sicherheit von Antennen und Zubehör · Gemeinschaftsantennen-Anlagen · Autoantennen

Urteile aus der Fachwelt

„Das Buch ist auf Antennenanlagen ausgerichtet, die mit industriell gefertigten Antennen und Bauteilen auszuführen sind. In allen Einzelheiten behandelt es die vielfältigen Probleme der Antennenmontage. Für diese Fragen des praktischen Antennenbaus gibt das Buch ausführliche Anleitungen. Der Verfasser hat die vielseitigen Probleme der Empfangsantennen-Technik übersichtlich geordnet und so erklärt, daß sie auch für den Leser mit geringeren technischen Kenntnissen verständlich sind. Der Techniker mit weitgehendem Interesse hingegen findet Berechnungsformeln, soweit sie sich noch in einfacher Form darstellen lassen.“
ZVEI-Mitteilungen

„... Das Buch wird damit zu einem handfesten Informationswerk für den praktischen Antennenbauer.“
Funkschau

„... machen das Buch zu einem abgerundeten Kompendium, das vor allem dem Praktiker alles Notwendige und Wissenswerte darbietet. Aber auch der Labormann und der Theoretiker, der sich über den neuesten Stand informieren will, findet hier eine zusammenfassende Darstellung mit allen für ihn interessanten Berechnungsgrundlagen.“
Elektro-Welt · Elektro-Handel

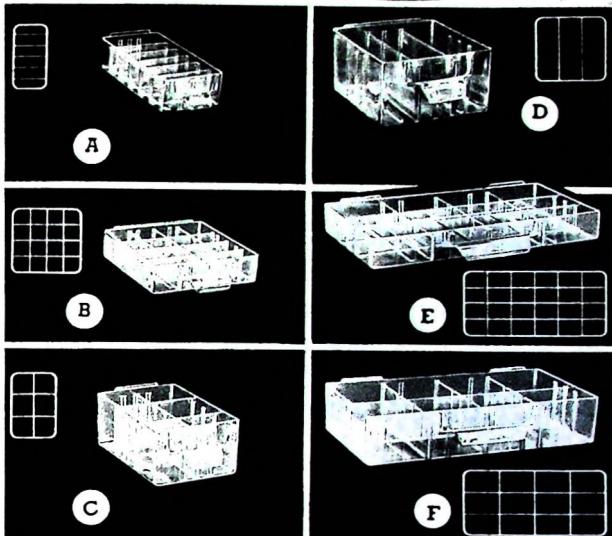
235 Seiten · 165 Bilder · 22 Tabellen · Ganzleinen 22,50 DM

Zu beziehen durch jede Buchhandlung im Inland und Ausland sowie durch den Verlag

**VERLAG FÜR
RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH**

Berlin-Borsigwalde · Postanschrift: 1 Berlin 52

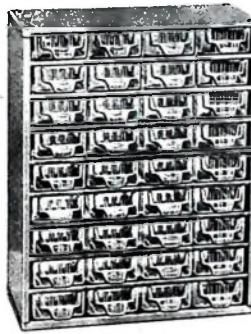
raaco



Übersichtlich lagern.

Durchsichtige Schubfächer in 6 verschiedenen Größen mit vielen Unterteilungsmöglichkeiten: längs oder quer bzw. kreuz und quer.

Über 30 bewährte Magazin-Typen. Zur Einzelverwendung am Arbeitsplatz oder, übereinander einrastend, für Lagerwände jeder Größe.



Hier

bitte

gleich abtrennen —

ausfüllen —

einsenden.



raaco

Handelsgesellschaft für Lagersysteme
und Organisationstechnik mbH
2 Hamburg 1 Steinadmiral 35

Bitte, senden Sie kostenlos und unverbindlich Ihren umfangreichen

Hauptkatalog

Absender: (Stempel)

von T_2 nicht überschritten wird. Der Heißleiter und die Transistoren müssen die gleiche Temperatur haben und sollen deshalb nahe beieinander montiert sein.

Die Temperatur des Thermostatblocks ändert sich bei entsprechender Wärmeisolation nur um $\pm 0,25^\circ\text{C}$ für Raumtemperaturen zwischen 10°C und 40°C . Die beiden 24-V-Betriebsspannungen U_{B1} und U_{B2} müssen im Netzgerät galvanisch getrennt erzeugt werden. Gu.

ZVEI Elektro-Einkaufsführer. Herausgegeben in Zusammenarbeit mit dem ZVEI. Mindelheim 1964, Verlag W. Sachon. Etwa 1250 S. 10 cm x 18,5 cm. Preis brosch. 5,- DM.

2600 Warengruppen geben im Hauptteil dieses Einkaufsführers einen Überblick über die Produktion der westdeutschen Elektroindustrie. Das schnelle Auffinden der Warengruppen wird durch ein Suchwörterverzeichnis mit mehr als 20 000 Suchwörtern erleichtert. In einem besonderen Firmenverzeichnis sind in alphabetischer Reihenfolge alle Firmen mit ihren Firmenzeichen, Markennamen, der handelsgerichtlichen Eintragung, Anschriften usw. besonders aufgeführt. Zusätzlich zur deutschen Ausgabe erschienen noch drei fremdsprachige Ausgaben (Englisch, Französisch, Spanisch). j.

Schaltungen mit Gleichstromrelais. Von A. H. Bruinsma. 1964, Philips Taschenbücher. 88 S. m. 88 B. 14,5 cm x 21,5 cm. Preis kart. 7,- DM. Die Entwicklung der Schalttransistoren hat das Relais nicht aus der Schaltungstechnik der Elektronik verdrängen können, denn es bietet Möglichkeiten, die sich auf andere Weise nur schwer oder überhaupt nicht verwirklichen lassen. Das beweist auch das vorliegende Buch, das eine Übersicht über wenig gebräuchliche Schaltungen mit Gleichstromrelais gibt, die sich in der Praxis als nützlich erwiesen haben. Dabei wird angenommen, daß das Relais praktisch ein Verstärker-Element ist, das sich von Röhren und Transistoren nur durch die nichtkontinuierliche Steuerung unterscheidet. Das Buch erhebt keinen Anspruch auf Vollständigkeit; es beschränkt sich auf die Anwendung von nur zwei Relaistypen (eines üblichen Schneldankerrels mit normalen Abmessungen und eines Miniaturrelais für Transistorschaltungen), deren besondere Eigenschaften bei einigen Schaltungen den Einsatz anderer Typen ausschließen. Die einleitenden Kapitel behandeln die allgemeinen Relaistypen für Gleichstrombetrieb, das Ein- und Ausschaltverhalten sowie die verschiedenen Relaisbetriebsarten und Verzögerungsschaltungen. Ra.

BLAUPUNKT

UNSERE ERZEUGNISSE SIND EIN BEGRIFF FÜR QUALITÄT

Für Ihre Weiterentwicklung und die Neuentwicklung elektronischer Erzeugnisse suchen wir erfahrene und auch jüngere Ingenieure und Diplom-Ingenieure

Unter anderem benötigen wir

für die elektronische Entwicklung, möglichst mit Erfahrung auf den Gebieten der Digitaltechnik, einen

DIPLOM-INGENIEUR

für die Autoradioentwicklung einen

GRUPPENLEITER

für die Durchführung von Grundsatzentwicklungen an Gegensprechanlagen sowie für die Farbfernsehgeräte-Entwicklung

LABOR-INGENIEURE

Bewerbungen mit handgeschriebenem Lebenslauf und Zeugnisabschriften erbitten wir unter Angabe der Gehaltswünsche und des Wohnungsbedarfs an unsere Personalabteilung. Zur Kontaktaufnahme genügt auch ein handschriftliches Anschreiben, aus dem der berufliche Werdegang ersichtlich ist.



BLAUPUNKT-WERKE GMBH

32 HILDESHEIM Postfach

Personalabteilung

Möchten Sie zusammen mit Physikern an Problemen der Kern- und Elementarteilchenphysik arbeiten? Dann kommen Sie zu uns als

Elektroniker

In einer Forschungsgruppe beim Deutschen Elektronen Synchrotron DESY erwarten Sie interessante und vielseitige Aufgaben, vorausgesetzt, Sie bringen einige Erfahrung in der Impuls- oder Hochfrequenztechnik mit.

Wir bieten: Dauerstellung, angemessene Vergütung nach dem Manteltarifvertrag für Angestellte (MTV) in Anlehnung an den Bundesangestellten-Tarifvertrag (BAT), zusätzliche Sozialleistungen, 5-Tage-Woche, eigene Kantine.

Schriftliche Bewerbungen

mit Lebenslauf, Zeugnisabschriften, Gehaltswunsch, Lichtbild usw. erbeten an:

Deutsches Elektronen Synchrotron DESY
HAMBURG-GR. FLOTTBEK, NOTKESTIEG 1

Dies ist eine Chance, die sich selten bietet.

**Wenn Sie
der richtige Mann sind,
ist Ihre Karriere
gesichert!**

Der Kreis der Quelle-Kunden wächst ständig. Immer größer wird die Zahl der Quelle-Geräte, die von unseren Kundendienststellen zubetreuen sind.

Wir suchen deshalb

**Ingenieure der Fachrichtung
Nachrichten-Technik**

**Meister der Rundfunk- und
Fernseh-Technik**

und bieten Ihnen die nicht-alltägliche Chance, Leiter einer regionalen Kundendienststelle zu werden. Unsere Kundendienststellen leiten und überwachen eine größere Zahl von Vertrags-Kundendiensten, deren Aufgabe es ist, die Quelle-Rundfunk-, Phono-, Fernseh- und Elektro-Geräte zu betreuen. An dieser interessanten Führungs-Aufgabe können Sie Ihre Fähigkeiten voll entfalten.

Wer auf diese Position Anspruch erhebt, sollte mehrjährige Berufserfahrung haben, kaufmännisch befähigt sein, Menschen führen können, verhandlungsgewandt und nicht unter 30 Jahre alt sein. Die Dotierung entspricht der Größe der Aufgabe. Soziale Leistungen wie 13. Monatsgehalt sind selbstverständlich. Bei der Wohnraumbeschaffung sichern wir Ihnen weitgehende Unterstützung zu. Die Stellung kann zur Lebensposition werden.

Bitte schicken Sie Ihre Bewerbung an Herrn Grellmann, Quelle-KD-Zentrale, 8500 Nürnberg, Ulmenstraße 52, Tel. (0911) 48951. Herr Grellmann ist Ihr Kontaktmann zur Geschäftsleitung.



Vielseitige und interessante Aufgaben bei guten Aufstiegs-möglichkeiten warten auf Sie in unseren Entwicklungslabors. Primär für die Entwicklung von Hochfrequenzgeräten (UHF und VHF) suchen wir mehrere

Entwicklungs - Ingenieure

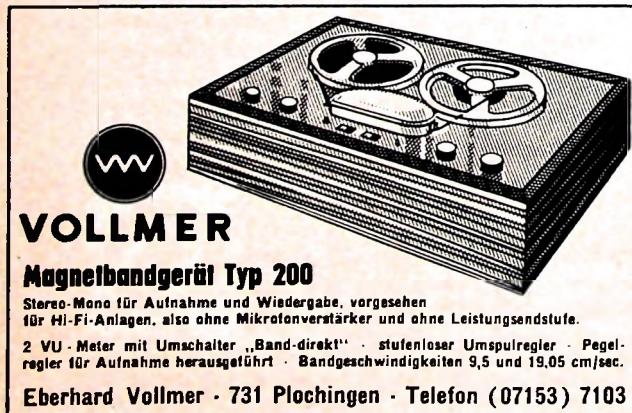
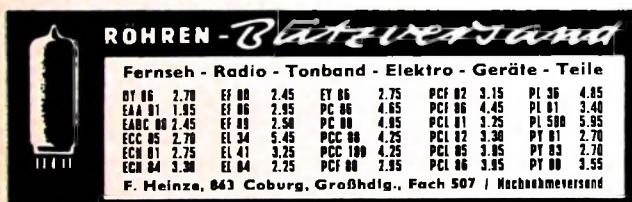
Wir sind ein modernes, jung geführtes Unternehmen. In unserem Hauptwerk in Bad Salzdetfurth und in vier Zweigwerken in Nord- und Süddeutschland sind mehr als 2000 Mitarbeiter mit der Herstellung von Empfangs- und Sendeanternaller Art, Verstärkern, Konvertern, kommerziellen Geräten und anderen UHF- und VHF-Bauteilen für die Rundfunk- und Fernseh-Industrie beschäftigt.

Unsere kommerziellen Geräte bauen wir in Wehmingen/Hohenfels, etwa in der Mitte zwischen Hannover und Hildesheim gelegen (Werkbusse).

Wir bieten Ihnen leistungsgerechte Vergütung, vorteilhafte Altersversorgung sowie neben anderen sozialen Einrichtungen Hilfe bei der Wohnungsbeschaffung.



HANS KOLBE & CO.
3202 Bad Salzdetfurth / Hannover, Telefon 80 22
Personalabteilung



Wir sind dabei, eine neue Abteilung aufzubauen und können tüchtigen, ideenreichen Mitarbeitern interessante Aufgaben insbesondere auf elektronischem Gebiet übertragen.

Wir suchen hierfür mehrere

Diplom-Ingenieure und Ingenieure

die vor allem auf dem Gebiet der Tonfrequenz Erfahrung haben und denen es keine Schwierigkeiten bereitet, Schaltungen und kleinere Konstruktionen zu entwerfen.

Bei der Wohnungsbeschaffung sind wir behilflich.

Bewerbungen erbitten wir mit den üblichen Unterlagen an unser Personalbüro.

BROWN, BOVERIE & CIE. AG.

Werk STOTZ-KONTAKT

Heidelberg · Eppelheimer Straße 82 · Postfach 1560



Für die Entwicklung unserer Normenstelle suchen wir einen Mitarbeiter als

Normingenieur

der im Fernseh-Rundfunk-Tonband-Sektor bereits in gleicher Position gearbeitet hat oder durch mehrjährige Praxis die notwendigen Kenntnisse zu dieser verantwortungsvollen Tätigkeit auf dem elektrischen und mechanischen Sektor aufweist. Voraussetzungen sind Sinn für sorgfältiges, selbständiges Arbeiten, Organisationstalent und gutes Einfühlungsvermögen in unser angenehmes Betriebsklima.

Wir bieten:

Angenehme Arbeitsbedingungen, 5-Tage-Woche, moderne Kantine, bequeme Fahrtmöglichkeit.

Bewerber, die den Anforderungen entsprechen, bitten wir ihre Unterlagen, wie Zeugnisschriften, Lebenslauf, Angaben der Gehaltswünsche und des frühesten Eintrittstermins, einzureichen an unser Hauptwerk:

KÖRTING RADIO WERKE GMBH
8211 - GRASSAU / CHIEMGAU



Mögler-Kassen halten schnell + - fest, erläutern, gliedern auf, sichern autom. und alles ist nach Sparten getrennt zur schnellen Abrechnung zur Verfügung. Fördern Sie bitte unverbindlich Prospekt 188. Mögler-Kassenfabrik-71 Heilbronn.

Kaufgesuche

Kaufen Rest- und Lagerposten Radio-, Fernseh-, KW-Material, Röhren bes.: 1 4 1 LC 6, 1 H 4, 1 LN 5, 1 R 4, 1 R 5, 1 S 5, 1 T 4, 3 D 6, 3 B 7, 3 A 4, 1 A 3, 1005 = VT 195. VT 184 = VR 90 = OB 3, US-Zerhacker VB 11, 12, 13 A u. a.
WERCO - 8462 Hirschau

Radioröhren, Spezialröhren, Widerstände, Kondensatoren, Transistoren, Dioden und Relais, kleine und große Posten gegen Kasse zu kaufen gesucht. Neumüller & Co. GmbH, München 13, Schreudolphstr. 2/T

Röhren und Transistoren aller Art, kleine und große Posten gegen Kasse. Röhren-Müller, Kelkheim/Ts., Parkstr. 20

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

ENTWICKLUNGSRING SÜD

Wir suchen für die technische Betreuung von Analogrechenanlagen in unserer Abteilung Flugregelung

ELEKTRONIKER INGENIEURE

oder ein

TECHNIKER-TEAM

(Bewerber mit Gesellen- oder Meisterprüfung, Fernseh- oder Rundfunktechnik, werden bevorzugt)

Bewerbungen mit den üblichen Unterlagen und Angabe der Kennziffer 3411 sind zu richten an:

ENTWICKLUNGSRING SÜD, München 26, Museumsinsel 1

Das kleinste japanische Zangen-Ampermeter mit Voltmeter!

Mod.I: 25/125 A ~ und 125/250 V ~

Mod.II: 60/300 A ~ und 300/600 V ~

Mod.Ia: 5/25 A ~ und 125/250 A ~

Mod.Ib: 10/50 A ~ und 125/250 V ~

netto nur 98,- DM einschl. Ledertasche und Prüfschrauben.

Bitte Sonderprospekt anfordern!

Elektro-Versand KG. W. Basemann
636 Friedberg Abt. B17

Verkäufe

Ausschlachtmat. (Elektronik)
Zuschriften unter F.G. 8449

Unterricht

Theoretische Fachkenntnisse in Radiotechnik und Fernsehtechnik durch Christiani-Fernkurse Radiotechnik und Automation. Je 25 Lehrblätter mit Aufgabenkorrektur und Abschlußzeugnis. 800 Seiten DIN A 4, 2300 Bilder, 350 Formeln und Tabellen. Studienmappe 8 Tage zur Probe mit Rückgaberecht. (Gewünschten Lehrgang bitte angeben.) Technisches Lehrinstitut Dr.-Ing. Christiani, Konstanz, Postl. 1957

1 RC-Generator bis 20 kHz
1 Leistungsmessender 100 kHz 30 MHz
1 RLC Meßbrücke
1 Wobbel sender 50 kHz 12 MHz
10 Vielfachmeßinstrumente
2 Röhrenvoltmeter

Angebote erbeten unter F.I. 8451

VERLAG FÜR RADIO - FOTO - KINOTECHNIK GMBH, Berlin-Borsigwalde. Postanschrift: 1 Berlin 52, Eichborndamm 141-167, Telefon: Sammel-Nr. (03 11) 49 23 31. Telegrammadr. FUNKTECHNIK Berlin. Fernschreib-Anschluß: 01 81 632 fachverlage bñ. Chefredakteur: Wilhelm Roth, Stellvertreter: Albert Jänicke, Technischer Redakteur: Ulrich Radke, sämtlich Berlin. Chefarbeitsleiter: Werner W. Diefenbach, Berlin und Kempten/Allgäu. Anzeigendirektion: Walter Bartsch, Anzeigeneleitung: Marianne Weidemann, beide Berlin. Cheffotografiker: Bernhard W. Beirwirth, Berlin. Postscheckkonto: FUNK-TECHNIK PschA Berlin West Nr. 2493. Die FUNK-TECHNIK erscheint monatlich zweimal. Preis je Heft 2,80 DM. Auslandspreis II. Preiseiste. Die FUNK-TECHNIK darf nicht in Lesezirkel aufgenommen werden. Nachdruck — auch in fremden Sprachen — und Vervielfältigungen (Fotokopie, Mikrokopie, Mikrofilm usw.) von Beiträgen oder einzelnen Teilen daraus sind nicht gestattet. — Satz: Druckhaus Tempelhof; Druck: Eisnerdruck, Berlin



Unbedingt datentreu: GRUNDIG High Fidelity

100020

Wadt
F. - Thümann -
str. 56



GRUNDIG HiFi-Stereo-Verstärker SV 50

Hier sind alle für die Wiedergabequalität entscheidenden Werte des GRUNDIG HiFi-Stereo-Verstärkers SV 50 :

20 Watt Sinus-Dauertonleistung je Kanal (rms-power)

25 Watt Musikleistung je Kanal (music-power nach IHF)

Klirrfaktor kleiner als 0,5 %, gemessen bei 1000 Hz und 20 Watt Ausgangsleistung pro Kanal

Intermodulation kleiner als 1 % bei Vollaussteuerung, gemessen nach DIN 45 403

Frequenzgang 20—20 000 Hz \pm 1 dB

Geräuschabstand — 85 dB am Eingang Radio, — 65 dB an den Eingängen Phono-Mikrofon

GRUNDIG garantiert : Jeder SV 50 hält diese Daten ein !



Millionen hören und
sehen mit GRUNDIG