

BERLIN

FUNK- TECHNIK

FERNSEHEN · ELEKTRONIK



10 | 1958

1. MAIHEFT



G. Lucae 25 Jahre bei der IGR

Vor 25 Jahren, am 15. Mai 1933, trat der jetzige Geschäftsführer der Interessengemeinschaft für Rundfunkschutzrechte e. V. (IGR) in Düsseldorf, Dr. Gustav Lucae, in die damalige Verbandsgeschäftsstelle in Berlin ein. Seit über 20 Jahren ist er bereits bei der IGR als Geschäftsführer tätig. In der Funkindustrie wurde der jetzt 59jährige Jubilar besonders durch seine umfassenden Marktuntersuchungen über den Inlandsmarkt, vor allem aber über die wichtigsten Absatzmärkte für Rundfunk- und Fernsehgeräte in der Welt bekannt.

G. Grosse 50 Jahre

Am 8. Mai wurde Gerbald Grosse, Direktor der Fernseh-Abteilung der Deutschen Philips GmbH, 50 Jahre alt. Bereits vor 25 Jahren kam er zu Philips und wurde nach vierjähriger Tätigkeit in der Werbe- und Verkaufsabteilung der Berliner Zentrale Verkäufer für den Bezirk Württemberg. Nach 1945 baute er als Verkaufsleiter eine Vertriebsorganisation auf, die mit einer Grundlage für die heutige Bedeutung der Deutschen Philips Gesellschaft auf dem Markt ist. Vor drei Jahren übernahm Direktor Grosse die Leitung des Fernseh-Geschäftes.

E. Pfaffenberger 50 Jahre

Am 17. April 1958 wurde Erwin Pfaffenberger, Direktor und Chefkonstrukteur der Firma Gossen in Erlangen, 50 Jahre. Als 14jähriger trat er als Lehrling (Technischer Zeichner) in die Firma ein. Auf Grund seiner außergewöhnlichen technischen Fähigkeiten konnten ihm bald verantwortungsvolle Aufgaben übertragen werden. 1949 betrat man ihn in die Geschäftsleitung und übergab ihm die Leitung der Gesamtkonstruktion. Am weiteren Aufstieg des Unternehmens war er in entscheidender Mitarbeit beteiligt. Zahlreiche Schutzrechte gehen auf ihn als Erfinder zurück, und viele Konstruktionen auf dem Gebiete der elektrischen Meßgeräte sind im Hause Gossen eng mit seinem Namen verbunden.

25 Jahre Vogt & Co.

Vogt & Co. mbH, Fabrik für Metallpulver, Werkstoffe — Erlau über Passau mit Zweigwerk in Berlin-Neukölln — besteht nunmehr 25 Jahre. Anlässlich der Industrie-Messe in Hannover zeigte die Spezialfirma wieder einige Neuerungen. So wurde das Programm für magnetische Werkstoffe durch vier weitere Ferritmaterien ergänzt. Die Vogt-Kleinhandliler sind jetzt auch für gedruckte Schaltungen lieferbar. Auf dem neu aufgenommenen Gebiet der Kleinakku werden u. a. verbesserte Kleinzellen und weitere Typen angeboten.

Jahresproduktion voraussichtlich 1,25 Mill. Fernsehempfänger

1958 ist mit einer Gesamtproduktion von 1,25 Mill. Fernsehempfängern in der Bundesrepublik Deutschland zu rechnen. Davon dürften etwa 1 Mill. vom Inland aufgenommen werden, während man den Export auf 0,25 Mill. veranschlagt.

Funkausstellung 1959 wieder in Frankfurt

Die Fachabteilung „Rundfunk und Fernsehen“ im Zentralverband der Elektrotechnischen Industrie (ZVEI) hat auf ihrer im Rahmen der Deutschen Industrie-Messe in Hannover abgehaltenen Beiratsitzung den Beschluß gefaßt, die „Große Deutsche Rundfunk-, Fernseh- und Phono-Ausstellung 1959“ wiederum in Frankfurt am Main durchzuführen. Nach eingehender Diskussion fiel die Entscheidung in geheimer Abstimmung mit großer Mehrheit. Die Veranstaltung ist für die Zeit vom 14.—23. August 1959 vorgesehen.

Kanäle IV und V

In einer Mitteilung macht die Bundespost jetzt zum wiederholten Male darauf aufmerksam, daß der Fernseh Rundfunk in den Bereichen I und III in großem Umfang dadurch gestört wird, daß bei der Einrichtung des UKW-Tourrundfunks entgegen den Empfehlungen der Post und den Wünschen der Rundfunkanstalten Empfänger hergestellt worden sind, deren Störstrahlung nicht ausreichend unterdrückt war. Diese störenden UKW-Empfänger müssen jetzt mit großem Aufwand von der Post ausfindig gemacht und von ihren Besitzern nachträglich geändert werden. Wörtlich heißt es weiter: „Wegen dieser Erfahrungen bei der Entwicklung der Fernseh Rundfunkempfänger und Zusätze für die neuen Frequenzbereiche IV und V nicht genügend berücksichtigt, so ist mit erheblichen Störungen des Fernseh Rundfunkempfangs in den Bereichen IV und V und auch anderer Funkdienste zu rechnen. Die Deutsche Bundespost wird daher in diesem Bereich keine Fernseh Rundfunksender in Betrieb gehen lassen, bis ihr die Gewähr dafür gegeben ist, daß nur solche Fernseh Rundfunkempfänger und Zusätze für die Bereiche IV und V vertrieben werden, bei denen die Störstrahlung ausreichend unterdrückt ist. Einschlägige Vorschriften sind in Vorbereitung.“

Neue Ausgabe des Verzeichnisses der Küsten- und Seefunkstellen

Nach einer Mitteilung des Generalsekretariats des Internationalen Fernmeldevereins in Genf wird voraussichtlich im Juni 1958 die neue (31.) Ausgabe der „Nomenclature des stations côtières et de navire“ (Verzeichnis der Küsten- und Seefunkstellen) erscheinen.

Fernsehen kontrolliert Messeverkehr

Um einen reibungslosen Ablauf der Verkehrsregelung zu gewährleisten, setzte die hannoversche Polizeidirektion zum ersten Male das Fernsehen ein, das ihr eine bildmäßige Beobachtung der Verkehrsbewegungen vom und zum Messegelände ermöglichte. Mit dem technischen Aufbau der erforderlichen Anlagen wurde Telefunken betraut. Über einen I-W-Versuchssender übertrug man von der Kreuzung Hildesheimer Straße—Südschnellweg das mit einer Industriekamera der Fernseh GmbH eingelangene Bild drahtlos zum 3 km

entfernten Polizeipräsidium. Ferner war auf einem 35 m hohen Eierturm auf dem Messegelände eine weitere Industriekamera der Fernseh GmbH aufgestellt, die vor allem einen Überblick über die Auffüllung der Parkplätze gab. Die Leitung des Verkehrs erfolgte mit Hilfe von Teleport-Genäten.

Schaub-Lorenz

Die Schaub-Lorenz Vertriebsgesellschaft mbH, Pforzheim (kürzlich mit einem Kapital von 3 Millionen DM von der Standard Elektrik Lorenz AG geschaffen), übernimmt jetzt alle Vertriebsaufgaben der bisherigen Firma Schaub Apparatebau, Abteilung der C. Lorenz AG. Außer den bisherigen Geschäftsführern Dir. Dr.-Ing. Felix Herriger und Dir. Max Rieger wurde noch Dir. Fritz Amann als Geschäftsführer bestellt. Schaub-Lorenz erstellt in Rastatt ein Zweigwerk. Der Rastatter Zweigbetrieb wird Anfang 1959 die Produktion aufnehmen und 500 bis 600 Arbeitskräfte beschäftigen.

Koffereempfänger „Evette“

Der Volltransistor-Koffereempfänger „Evette“ von Philips erscheint jetzt in verbesserter Ausführung unter der Typennummer „L 3 X 72 T“. Durch Erhöhen der Betriebsspannung von 6 V auf 9 V konnten die Empfindlichkeit erhöht und die Ausgangsleistung gesteigert werden. Die Betriebsdauer beträgt bei Verwendung von 6 Heizzellen von je 1,5 V etwa 200 bis 250 Stunden. Der bisherige Preis (245 DM) wurde unverändert beibehalten.

Ausland

Philips Geschäftsbericht 1957

Die deutsche Übersetzung des 1957er Geschäftsberichtes der N.V. Philips' Gloeilampenfabrieken, Eindhoven/Holland, liegt als repräsentative, illustrierte Druckschrift im Mehrfarbendruck vor (72 S.). Über die geschäftlichen Aussichten sagt der Bericht des Vorstandes u. a.: „Unser gemäßigter Optimismus für die Zukunft gründet sich auf die Überzeugung, daß — trotz der zu erwartenden weniger günstigen Entwicklung der Weltkonjunktur — den Erzeugnissen der elektrotechnischen und elektronischen Industrie in der modernen Gesellschaft auch weiterhin eine wachsende Bedeutung zukommen wird.“

Amerikanische Fernsehempfänger-Produktion

Die Fernsehempfänger-Produktion in den USA erreichte in den ersten 11 Monaten 1957 nach offiziellen Angaben 5,8 Millionen Einheiten gegenüber 6,7 Millionen in der entsprechenden Zeit des Vorjahres. Nach Verkaufsangaben des Verbandes der amerikanischen Geräteindustrie ist eine ganze Reihe von Herstellern im Jahre 1957 ausgeschieden, so daß für die restlichen Firmen in Zukunft noch mit einem zufriedenstellenden Geschäft zu rechnen sei. Der Anteil der billigen Koffler-Fernsehgeräte, die nur äußerst geringe Gewinnmöglichkeit bieten, ist jetzt wieder auf etwa 25 % der Produktion abgesunken.

AUS DEM INHALT

2. MAIHEFT 1958

FT-Kurznachrichten 330
10 Jahre Transistor-Entwicklung — Forschungsaufgaben der Halbleitertechnik 331
Fernsehempfänger 1958/59 Schaltungstechnische und konstruktive Einzelheiten; 2. Bericht 332
Die automatische Abstimmung der Sub-Fernsehempfänger 335
Verhältnisgleichrichter mit Ge-Dioden und EABC 80 337
40-Watt-Hi-Fi-Verstärker »Telewatt Ultra« 340
Frequenzverteilungsplan 341
Ein aktuelles Thema
Die stereophonische Schallplatte 342
Magnetische Bildaufzeichnung 342
Beilagen
Schaltungstechnik
Transistor-Schaltungstechnik (3) 343
Der Oszillograf als Meßgerät
Messungen an Verstärkern (12) 345
Für den KW-Amateur
Grenzeempfindlicher Konverter für das 145-MHz-Amateurband 347
Fortschritte in der Entwicklung elektroakustischer Verstärker 349
High-Fidelity
Eine Wiedergabeanlage für hohe Ansprüche 350
Unser Reisebericht
Ein Besuch im Philips-Zentrallaboratorium 352
Für den Anfänger
So arbeitet mein Fernsehempfänger (24) 354
Aus Zeitschriften und Büchern
Magnetische Kleinstverstärker 356
Toleranz-Prüfgerät für Widerstände ... 357
Unser Titelbild: Kabellose tragbare Fernsehkamera mit Sender der Firma CSF, Frankreich. Die komplette Fernseh-Übertragungsanlage ist nur etwa 8 kgschwer. Aufnahme: FT-Schwahn

Zeichnungen vom FT-Labor (Bartsch, Baumelburg, Korus, Rehberg, Schmidtke, Schmohl) nach Angaben der Ver-lasser. Seiten 353, 359 und 360 ohne redaktionellen Teil

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH
Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141—147, Telefon:
Sammel-Nr. 492331, Telegrammanschrift: Funktechnik
Berlin, Fernschreib-Anschluß: 01 84352 Incharverlags bla,
Chefredakteur: Wilhelm Roth, Berlin-Frohnau; Stell-
vertreter: Albert Jänicke, Berlin-Haselhorst; Cheft-
korrespondent: Warner W. Diefenbach, Berlin und
Kempten/Allgäu, Postfach 229, Telefon: 6402 Anzeigen-
leitung: Walter Bartsch, Berlin, Postfachkonto:
FUNK-TECHNIK, Postfachamt Berlin West Nr. 24 93,
Bestellungen beim Verlag, bei der Post und beim Buch- und
Zeitschriftenhandel, FUNK-TECHNIK erscheint zweimal
monatlich; sie darf nicht in Leserkreis aufgenommen
werden. Nachdruck — auch in fremden Sprachen —
und Vervielfältigungen (Fotokopie, Mikro-
kopie, Mikrolith usw.) von Beiträgen oder
einzelnen Teilen daraus sind nicht gestattet.
Druck: Druckhaus Tempelhof, Berlin.





Chefredakteur: WILHELM ROTH · Chefkorrespondent: WERNER W. DIEFENBACH

**FUNK-
TECHNIK**
FERNSEHEN · ELEKTRONIK

10 Jahre Transistor-Entwicklung

Forschungsaufgaben der Halbleitertechnik

Vor nahezu 50 Jahren beschäftigten sich Robert von Lieben und Lee de Forest damit, den Elektronenstrom von Glühkatodengleichrichtern zu steuern. Diese für die gesamte Nachrichtentechnik grundlegenden Versuche führten schließlich zur gittergesteuerten Röhre und damit zum Beginn der modernen Verstärkertechnik. Die Röhre gilt heute als das wichtigste Verstärkerelement der gesamten Elektronik.

Seit vielen Jahren wendet die HF-Technik den Kristalldetektor an. Es lag nahe, analog den Erkenntnissen der Röhrentechnik auch Halbleitergleichrichter durch ein „Gitter“ zu steuern. Viele Wissenschaftler widmeten sich der Aufgabe, aus einem solchen Halbleiterelement einen Verstärkerbaustein ohne geheizte Katode und ohne Vakuumkolben zu schaffen. Die im einzelnen beschrittenen Wege sollen hier nicht erörtert werden; viele waren in der Praxis nicht realisierbar, darunter auch jene, die vom Kupferoxydul- oder Selengleichrichter ausgingen. Einige Arbeiten befaßten sich mit der Zusammenschaltung eines Stromplades im Halbleiter durch seitlich angebrachte Steuerelektroden. Bei diesem Verfahren werden die Elektroden in Sperrichtung gegen den Halbleiter gepolt. Die in der Sperrschicht auftretenden Raumladungszonen wachsen mit der Höhe der Sperrspannung auf Kosten des für den Stromplad verbleibenden Querschnittes. Daraus ergeben sich Parallelen zur Wirkung des negativ vorgespannten Gitters in der gasgefüllten Röhre. Shockley beschrieb 1952 den nach diesem Prinzip später auch praktisch verwirklichten Unipolar-Field-Effect-Transistor.

Schon vor 10 Jahren wurde jedoch von Bardeen und Brattain gelegentlich einer Versuchsreihe an Germanium-Detektoren in den Bell-Laboratorien der Weg zum Transistor gefunden. An sich wurde der Detektor mit Spitzenkontakt bereits 1874 von F. Braun beschrieben und später auch für Rundfunkempfang technisch verwendet. Deutsche Forscher widmeten sich nach 1940 Untersuchungen an Germanium und entwickelten auch den Silizium-Detektor für das Zentimeterwellengebiet. In der Nachkriegszeit fanden Bardeen und Brattain im Rahmen einer großzügigen Forschungsreihe unter Leitung von W. Shockley den Effekt der Trägerinjektion und damit die Verstärkerwirkung des Transistors. Heute ist der Transistor ein wichtiges Bauelement, das auch in der Rundfunktechnik eine bedeutende Stellung einnehmen konnte. Diese Fortschritte gelangen innerhalb eines Jahrzehnts, und es liegt der Gedanke nahe, anlässlich des ersten Transistor-Jubiläums den zukünftigen Forschungsaufgaben einige Betrachtungen zu widmen.

Es ist kein Zufall, wenn sich heute die wissenschaftlichen Forschungsinstitute der Industrie intensiv mit der Halbleitertechnik befassen. Das neue Phillips-Zentrallaboratorium in Hamburg-Stellingen unterhält unter anderem auch eine Laborgruppe Halbleiterforschung, deren Leiter, Dr. H. Krömer, kürzlich einige Hinweise zur künftigen Entwicklungsarbeit gab. Interessant ist beispielsweise die Materialfrage. Bei Germanium stellen auch in der späteren Serienfertigung Frequenzen von 100 MHz kein unlösbares Problem mehr dar. Mit Silizium gelang es ebenfalls labormäßig, die 100-MHz-Grenze zu erreichen. Man kennt heute keinen Halbleiter, der frequenzmäßig wesentlich mehr leistet als Germanium und bei Zimmertemperatur verwendbar ist; Indiumantimonid zum Beispiel läßt sich nur bei tiefen Temperaturen einsetzen. Ob man in nächster Zeit Fortschritte hinsichtlich des Leistungsproblems erreichen wird, läßt sich schwer sagen. Ein günstiges Material könnte beispielsweise Siliziumkarbid sein. Ferner scheint es denkbar, daß man mit Materialien, die man bereits als Isolatoren ansehen könnte, bis zu Temperaturen von über 500°C gehen kann.

Betrachtet man die Transistorforschung unter dem Gesichtspunkt grundsätzlich neuer Herstellungsverfahren, dann bestehen hier nur noch Einzelprobleme. Dazu gehört zum Beispiel das Oberflächenverhalten. Da die Grenzen im wesentlichen als erreicht gelten, darf mit dem Abschluß der Untersuchungen etwa in den nächsten zwei Jahren gerechnet werden.

Von größter Wichtigkeit sind die Aufgaben der industriellen Technologie, die Labormethoden für die Serienfertigung geeignet zu machen. Gegenwärtig prüft man die verschiedensten Methoden auf ihre Anwendbarkeit. Nach dem heutigen Stand der Untersuchungen dürfte sich das Diffusionsverfahren durchsetzen. Ob sich die Ziehmethode in der Fertigung verwirklichen läßt, ist noch nicht entschieden. Denkbar ist auch eine Koppelung beider Verfahren.

Will man mit Halbleiterverstärkern die 1000-MHz-Grenze überschreiten, dann sind hierfür völlig neue Prinzipien notwendig. Der wahrscheinlichste Weg wurde 1954 von Shockley vorausgesagt, der davon ausging, daß Drei-Elektroden-Bauelemente für diese Frequenzen praktisch nicht mehr herstellbare Dimensionen haben würden. Er schlug daher vor, die Aufgabe des Verstärkers auf mehrere Bauelemente zu verteilen. Die eigentliche Verstärkung könnte dann durch ein Zwei-Elektroden-Element übernommen werden, das im wesentlichen einen negativen Widerstand darstellt. Die Trennung von Eingang und Ausgang ließe sich durch passive, aber nicht reziproke Bauelemente vom Typ der Gyrotoren durchführen. Da Ferrite als Gyrotoren nahezu ideal sind, bestünde die Aufgabe der Halbleiterphysik darin, die negativen Widerstände zu liefern. Shockley untersuchte auch bereits verschiedene Mechanismen, die zu negativen Widerständen in Halbleitern führen könnten; eine Lösung des Problems wurde allerdings noch nicht gefunden.

Denkbar wäre es beispielsweise, die in den letzten Jahren entdeckten komplizierten Bänderstrukturen auszunutzen. Man fand, daß der Zusammenhang zwischen Elektronengeschwindigkeit und kinetischer Energie ein ganz anderer sein kann als bei freien Elektronen. Es ist zum Beispiel möglich, daß die Elektronenenergie oberhalb eines bestimmten Wertes bei zunehmender Geschwindigkeit abnimmt. Die Elektronen verhalten sich dann so, als ob sie eine negative Masse hätten. Ein Halbleiter, der Teilchen der betreffenden Energie enthält, hätte dann einen negativen differentiellen Widerstand.

Die Schwierigkeit bei der Verstärkung von Mikrowellen mit Transistoren besteht darin, die Elektronen auf die jeweilige Energie zu bringen und dort zu halten. Wenn das gelänge, hätte man ein Halbleiterbauelement, das als Verstärker und als Generator bis zu 1000 GHz geeignet wäre.

Werner W. Diefenbach

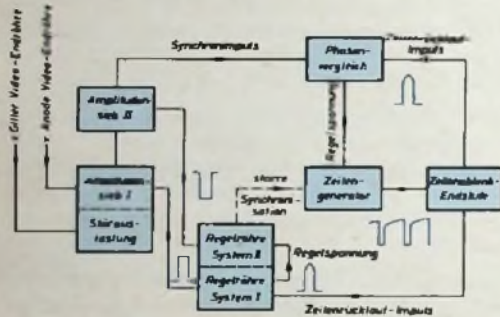
Fernsehempfänger 1958/59 2. Bericht

Schaltungstechnische und konstruktive Einzelheiten

Das gleiche Problem wird von den verschiedenen Fabrikanten oft unterschiedlich gelöst. Das gilt auch für konstruktive Einzelheiten; das Bild in der Titelleiste zeigt beispielsweise den „Visiomat III“ von Telefunken mit einem den Service erleichternden, seitlich herausklappbaren Chassis.

Zellen-Automatic-Schaltung

Die neuen Loewe Opta-Fernsehempfänger verzichten dank einer neuartigen Zeilen-Automatic-Schaltung auf den sonst üblichen Zeilenregler. Einzelheiten läßt das Blockbild erkennen. Bei geringen Abweichungen (etwa ± 200 Hz) der Zeilenfrequenz von der Sollfrequenz 15 625 Hz arbeitet die Schaltung in normaler Weise mit dem üblichen Phasenvergleich. Treten jedoch beispielsweise senderseitig Abwei-



Blockbild der Loewe Opta Zeilen-Automatic-Schaltung

chungen von der Sollfrequenz auf (eine häufige Erscheinung bei Eurovisions-Übertragungen), die außerhalb des Regelbereiches der Phasenvergleichsschaltung liegen, dann erfolgt das lästige „Auskippen“ des Bildes in Zeilenrichtung. In diesem Fall übernimmt eine besondere Regelstufe so lange die starre Synchronisierung des Steuergenerators für die Zeilen-Ablenkstufe, bis dessen Eigenfrequenz wieder mit der Sender-Zeilenfrequenz übereinstimmt. Dann arbeitet die Zeilen-synchronisation wieder mit Phasenvergleich. Frequenzabweichungen bis ± 1000 Hz sind nachregelbar.

Bild-Peiler

für großflächige Abstimmmanzeige

Die guten Erfahrungen, die bisher mit der Ausnutzung der Bildröhre als Abstimm-anzeigeorgan gemacht wurden, veranlaßten Loewe Opta, die neuen Fernsehempfänger mit einer großflächigen Abstimmmanzeige auszurüsten. In das Fernsichtbild blendet man einen hellen „Peiler“-Streifen ein, der ähnlich wie beim Magischen Auge des Rundfunkgerätes durch minimale Breite die richtige Abstimmung anzeigt. Wie das Blockschaltbild zeigt, gelangen an das erste Steuergitter des Heptodenteiles einer ECH 81 sägezahnförmige Impulse vom Bildausgangstransformator (Frequenz 50 Hz), die den Katodenstrom im Takt der Impulsfrequenz steuern. Ferner führt man dem zweiten Steuergitter eine negative Steuerspannung zu, deren Höhe von der



Bildunschärfe durch zu weit nach rechts gedrehte Feinabstimmung



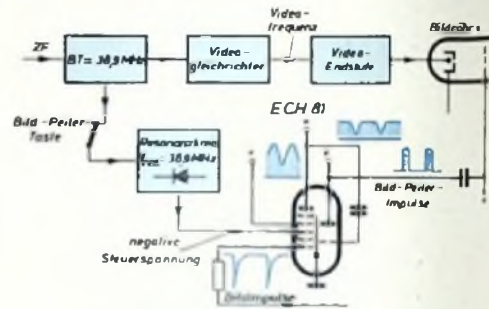
Bildüberschärfe durch zu weit nach links gedrehte Feinabstimmung



Extrem scharfes und damit richtiges Bild bei geringster Höhe des hellen Peiler-Streifens

Abstimmung abhängt und die einem auf den Bildträger von 38,9 MHz abgestimmten Resonanzkreis entnommen wird. Durch diese Spannung erhält man eine Stromverteilungssteuerung des sägezahnförmigen Katodenstromverlaufs. Im Gegensatz zu anderen Schaltungen genügt beim Loewe Opta Bild-Peiler zur Steuerung schon eine negative Steuerspannung von -2 V am zweiten Steuergitter.

Durch ein entsprechend dimensioniertes RC-Glied am Schirmgitter entsteht ein vom 50-Hz-Sägezahnverlauf am ersten Steuergitter in Phase und Amplitude unterschiedlicher Schirmgitter-Spannungsverlauf. Je höher die negative Steuerspannung am zweiten Steuergitter wird, also je besser die Abstimmung ist, um so kleiner wird der Anodenstromflußwinkel und

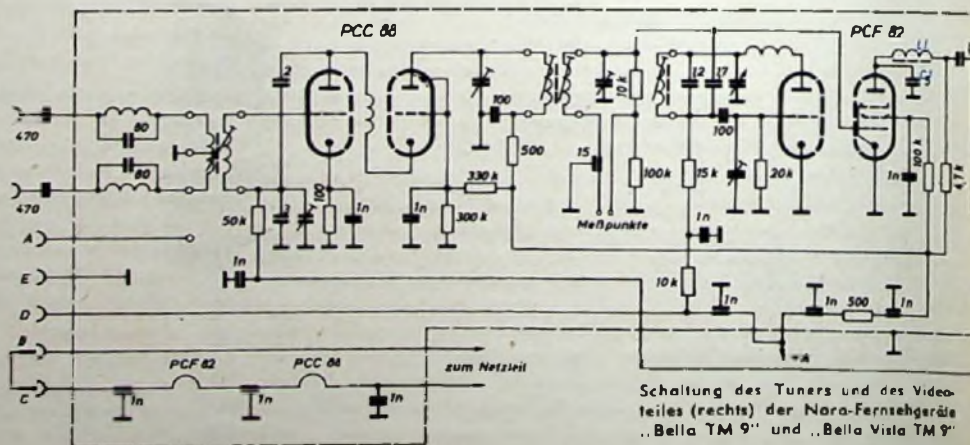


Blockschaltbild des Loewe Opta Bild-Peilers

um so schmäler der Impuls an der Anode, der nach nochmaliger Verstärkung im Triodensystem der ECH 81 zum Schirmgitter der Bildröhre gelangt. Die Hellsteuerung der Bildröhre im Bereich des scharfkantigen Peiler-Streifens kommt daher durch Erhöhen der Bildröhren-Schirmgitterspannung zustande.

Kanalschalter mit UHF-Anschluß

Ein gutes Beispiel für die moderne Technik des Kanalschalters mit UHF-Erweiterungsmöglichkeit bieten die Nora-Fernsehempfänger „Bella TM 9“ und „Bella Vista TM 9“, deren Kanalschalter mit den Röhren PCC 88 und PCF 82 (UHF-Vorstufe EC 93, 1 N 82) bestückt ist. Die Antenne wird über zwei Sperrkreise angeschlossen, die auf die Mitte des ZF-Durchlaßbereiches abgestimmt sind. Dadurch erhöht man die ZF-Selektion und verhindert Störungen durch den Sender, die auf der ZF arbeiten (z. B. Diathermie-Geräte). Die Vorstufe arbeitet in Kaskode-Schaltung. Durch sorgfältige Anpassung der Antenne kann der geringe Rauschfaktor der Spannungströhre PCC 88 voll ausgenutzt werden. Zwischen Vorstufe und Mischröhre



Schaltung des Tuners und des Videoteiles (rechts) der Nora-Fernsehgeräte „Bella TM 9“ und „Bella Vista TM 9“

ist ein induktiv gekoppeltes Bandfilter angeordnet.

Der Oszillator arbeitet in Colpitts-Schaltung. Er ist temperaturkompensiert, so daß das Nachstimmen über längere Zeiträume entfällt. Durch genaue Neutralisation der Vorstufe und zweckmäßige Abschirmung des ganzen Kanalschalters liegt die Störstrahlung weit unter dem zulässigen Wert.

Für die Aufnahme des UHF-Vorsatzes sind fünf Buchsen vorhanden, die den nachträglichen Einbau wesentlich erleichtern. Der UHF-Vorsatz verwendet im Eingang ein Bandfilter aus zwei kapazitiv abstimmbaren $\lambda/4$ -Leitungen. Die EC 93 erzeugt die Oszillatorfrequenz mit Hilfe einer kapazitiv abgestimmten $\lambda/2$ -Leitung. Eingangs- und Oszillatorfrequenz werden in einer Siliziumdiode (1 N 82) gemischt. In der Stellung „UHF“ arbeitet der Kanalschalter als besonders rauscharmer zusätzlicher ZF-Verstärker.

Dreistufiger Bild-ZF-Verstärker

Der dreistufige Bild-ZF-Verstärker der Nora-Fernsehempfänger „Bella TM 9“ und „Bella Vista TM 9“ enthält drei induktiv gekoppelte Bandfilter und einen Einzelkreis. Das erste Bandfilter ist zwischen Misch- und 1. ZF-Verstärkerröhre angeordnet. Sein Primärkreis L 1, C 1 sitzt im Kanalschaltergehäuse und ist über die Koppelwicklung L 2 mit der Sekundärkreisspule L 3 gekoppelt.

Ein besonderes Problem sind Kreuzmodulationserscheinungen in ZF-Verstärkerstufen, die bereits verhältnismäßig hohe Steuerspannungen erhalten. Aus diesem Grunde wurden alle Saugkreise (Fallen) zwischen Misch- und erster ZF-Röhre angeordnet. Es sind insgesamt drei Fallen vorhanden, und zwar L 4, C 2, C 3 für die Nachbarbildunterdrückung, L 5, C 4 für die Nachbarntonunterdrückung sowie L 6, C 5, C 6 für die Absenkung des Eigentones. Durch die Verwendung eines Bandfilterverstärkers mit großer Flankensteilheit gelang es, mit diesen drei Saugkreisen eine ZF-Durchlaßkurve zu erreichen, die mit Sicherheit den Empfehlungen des FTZ für die Trennschärfe von Fernsehempfängern entspricht.

Demodulation, Bildverstärker und Regelspannungserzeugung

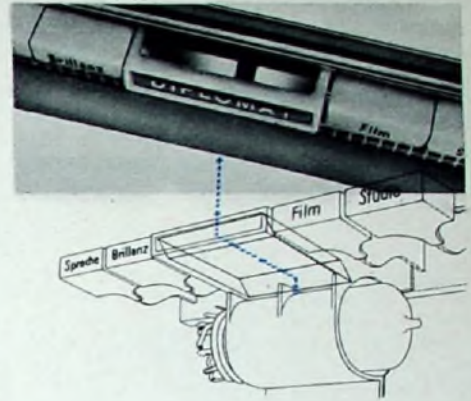
Auch in den neuen Nora-Fernsehempfängern erfolgt die Demodulation der verstärkten Zwischenfrequenz mit einer Germaniumdiode. Die gesamte Demodulationsstufe ist sorgfältig abgeschirmt, um Empfangsstörungen durch abgestrahlte

ZF-Oberwellen zu verhindern. Da der gleichstromgekoppelte Bildverstärker den Schwarzpegel des Fernsehsignales mitüberträgt, konnte eine getrennte Schwarzsteuerung eingespart werden. Im Katodenkreis der Bildverstärkerröhre (Videoröhre, Pentodenteil der PCL 84) bewirkt der Widerstand R 3 eine Gegenkopplung. Da der an diesem Widerstand entstehende Spannungsabfall jedoch eine zu große Gittervorspannung ergeben würde, wird dem Steuergitter der Bildverstärkerröhre eine durch den Spannungsteiler R 1, R 2 erzeugte geringe positive Vorspannung zugeführt. Durch Verringern des Widerstandes R 4 kann die normalerweise fast frequenzunabhängige Gegenkopplung mehr oder weniger frequenzabhängig gemacht werden. Bei höheren Frequenzen wird die Gegenkopplung aufgehoben, und die Verstärkung steigt an. Auf diese Weise lassen sich verhältnismäßig schwach ankommende Sender in ihrer Flankensteilheit und damit Bildschärfe verbessern.

Die Kontrastregelung erfolgt im Schirmgitterkreis des Bildverstärkers. Dadurch wird über den Bildverstärker die Arbeitsweise der getasteten Regelung beeinflusst und die Verstärkung der geregelten Röhren verändert. Der Triodenteil der PCL 84 erzeugt die getastete Regelspannung. Durch die verhältnismäßig hohe Videospannung, die am Steuergitter dieser Triode liegt, konnte eine Regelsteilheit erreicht werden, die die Steuerspannung für die Bildröhre bei Eingangsspannungen zwischen 100 μ V und 100 mV praktisch konstanthält. Die Höhe der abgegebenen Steuerspannung, die die Bildröhre an der Katode steuert, läßt sich durch den Trimmerwiderstand R 5 einstellen. Über den Kondensator C 7 gelangt ein positiv gerichteter Rückschlagimpuls des Zeilentransformators als Anodenspannung an die Regelspannungstriode. An den Außenwiderständen R 6 und R 7 fällt die benötigte Regelspannung ab. Am Widerstand R 8 wird eine geringe Grundgittervorspannung durch den Gitterstrom der Zeilen-Ablenkrohre PL 36 gewonnen. Es werden die ersten beiden ZF-Verstärkerröhren und, durch das Bremsgitter der ersten ZF-Verstärkerröhre verzögert, die HF-Vorröhre PCC 88 geregelt. Die normalerweise von der Steuerleitung der Bildröhre - sie darf nicht abgeschirmt verlegt werden - ausgehende starke Störstrahlung wurde durch eine vollständig geschirmte Geräte rückwand weit unter das vorgeschriebene Maß verringert.

Magisches Prisma

In konstruktiver Hinsicht ist das in den neuen Fernsehempfängern von Nordmende eingebaute „Magische Prisma“ zur optimalen Scharfeinstellung besonders interessant. Es wurde so zweckmäßig angeordnet, daß der Leuchtschirm des Magischen Bandes nur schräg von oben sichtbar ist und daher beim Empfang nicht störend wirkt. Außerdem ermöglicht es eine dauernde Kontrolle der Bildschärfe ohne getrennten Schaltvorgang.

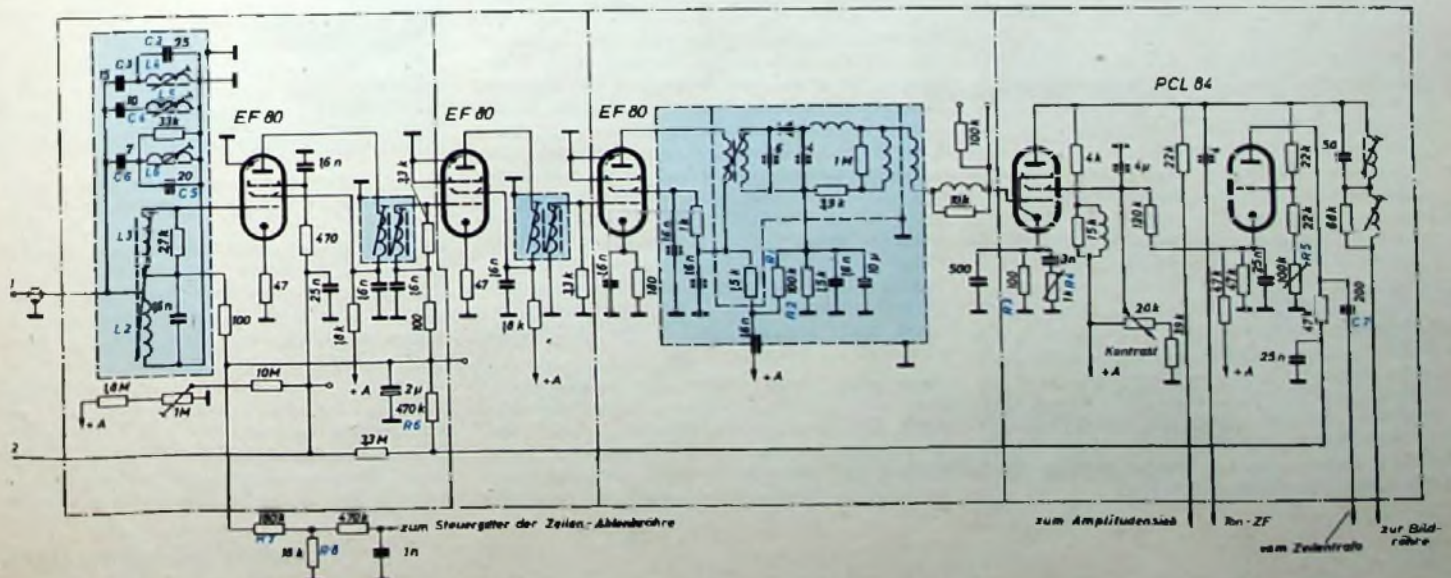


In den Nordmende-Fernsehempfängern ist die PM 84 unauffällig in das Drucktastenaggregat eingegliedert

Die letzte ZF-Stufe bildet mit einem zusätzlichen Parallel-Resonanzkreis, der lose mit dem letzten ZF-Kreis gekoppelt und auf den Bildträger 38,9 MHz abgestimmt ist, eine Baueinheit. Die Resonanzspannung dieses Kreises wird gleichgerichtet und direkt dem Steuergitter der ersten Ton-ZF-Röhre beziehungsweise einer getrennten Verstärkerröhre zugeführt, die zusätzlich als Gleichspannungsverstärker für das Abstimmanzeigesignal arbeitet. Vom Anodenkreis dieser Röhre gelangt das etwa um den Faktor 10 verstärkte Steuersignal auf das Steuergitter der Anzeigeröhre PM 84.

Schaltung der Videoröhre

Im neuen „Luxus“-Chassis von Philips wird als Videoröhre der Pentodenteil der PCL 84 benutzt, dessen Kennlinie in einem großen Aussteuerbereich weitgehend linear ist, so daß Gradationsverzerrungen und Kreuzmodulation bei ungenügender Eigen-tonabsenkung geringbleiben. Während die mittlere Steilheit im Videobereich der Pentode PL 83 entspricht, sind C₀ und C₁ geringer. Für gleiche Videospannung lassen sich bei beiden Röhren gleiche Anstiegszeiten erreichen.

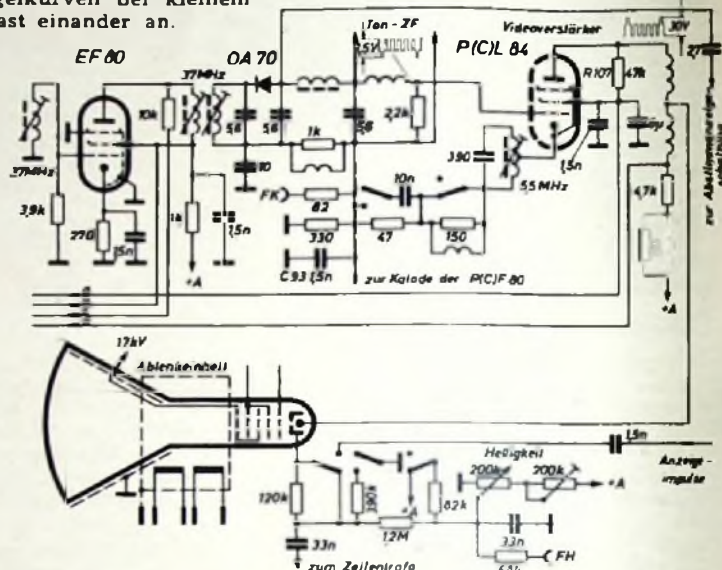


Ferner gelang es, bei relativ hohem Anodenwiderstand kürzere Anstiegszeit und größere Bandbreite zu erhalten als in einer Stufe mit normaler Parallel- und Serienspule im Anodenkreis und gekoppelten Anhebespulen ohne Dämpfungswiderstände, bei denen der Kopplungsgrad die Ausschwingamplitude bestimmt. Infolge höherer Videoverstärkung ist dabei jedoch der für gleiches Videosignal an der Katode der Bildröhre erforderliche Effektivwert des Bildträgers an der Videodiode geringer als beim Vorläufertyp. Daher kann das Mischprodukt bei schwachem Kontrast die AM des Bildträgers in einem solchen Maße enthalten, daß die AM-Gegenkopplung des Tonkanals überfordert ist. Diese Möglichkeit für Intercarrier-Brummen besteht jedoch nur bei einem Videosignal $< 3 V_{ns}$ an der Katode der Bildröhre. $6 V_{ns}$ ist der Wert, oberhalb dessen Synchronismus verlangt wird. Schließlich

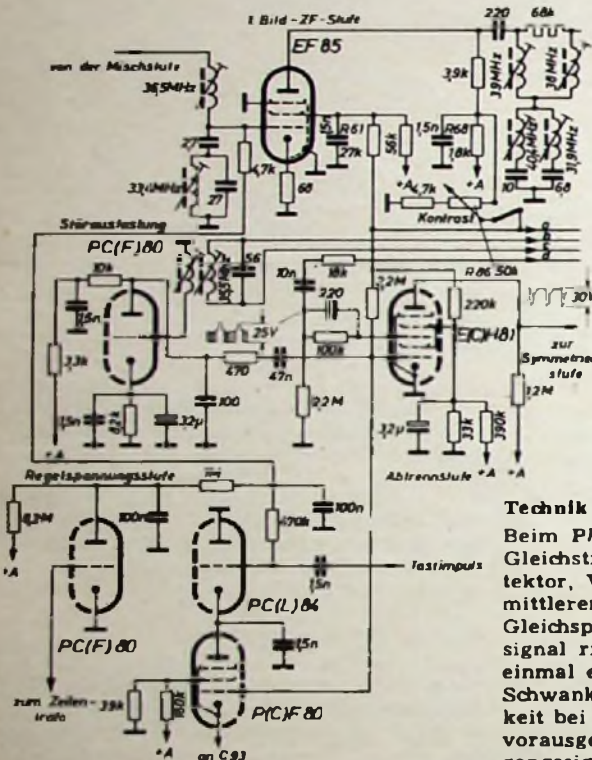
Im Zusammenhang damit soll noch die Wirkung der Widerstände R 68 und R 61 besprochen werden. Das Kontrastpotentiometer R 86 wird über den Anodensieb-widerstand R 68 der ersten Bild-ZF-Röhre EF 85 gespeist. Dadurch ist es möglich, das Potentiometer bei fehlendem Träger vor Überlastung zu schützen. Der Querwiderstand R 61 zwischen den Schirmgittern der ersten Bild-ZF-Röhre und der Videoröhre gleicht die ZF-Regelkurven bei kleinem und großem Kontrast einander an.

Ausgleichswiderstand (R 107), durch den bei Schleiferbewegung abwärts (kleinerer Kontrast) ein zunehmender Strom fließt. Dadurch wird das Anodenpotential der Videoröhre gesenkt und die Grundhelligkeit der Bildröhre erhöht. Obwohl diese Methode keinerlei Aufwand erfordert, wird der Eindruck einer relativ guten Schwarzsteuerung erreicht.

Schaltung der Videoröhre P(C)L 84 im Philips „Luxus“-Chassis



Taströhre P(C)F 80 mit vorgeschalteter Batterie-Diode (Philips „Luxus“-Chassis)



Technik der Schwarzwert-Konstanthaltung

Beim Philips „Luxus“-Chassis wird durch Gleichstromkopplung zwischen Videodetektor, Videoröhre und Bildröhre die der mittleren Bildhelligkeit entsprechende Gleichspannungskomponente im Videosignal richtig übertragen. Ein Verlust des einmal eingestellten Schwarzwertes durch Schwankungen der mittleren Bildhelligkeit bei Szenenwechsel tritt also nicht ein, vorausgesetzt, daß Schwankungen des Eingangssignals durch die Regelautomatik ausgeregelt werden.

Bildirrigent

Das Siemens Luxus-Fernsehgerät „S 853“ erhielt als erster Heimempfänger des deutschen Marktes eine Abstimmanzeige, die durch Hell-Dunkelsteuerung des Bildes die richtige Abstimmung sichtbar macht (Siemens-Bildirrigent). Das neue Siemens Luxus-Fernsehgerät „S 853“ verwendet eine verbesserte, noch augenfälligere Anzeige.

Nach Drücken der Abstimmtaste erscheint im Bild ein heller Kreis, dessen Durchmesser sich bei Betätigung der Feinabstimmung verändert. Optimale Abstimmung entspricht dabei dem größten Kreisdurchmesser. Steht die Feinabstimmung

konnte durch Anordnen des 5,5-MHz-Sperrkreises im Katodenkreis der Videoröhre das Gitter kapazitiv entlastet und gleichzeitig eine größere Sperrtiefe erreicht werden.

Taströhre mit vorgeschalteter „Batterie-Diode“

Das richtige Arbeiten der getasteten Regelung setzt Betrieb bei Horizontal-Synchronismus voraus; bei gestörtem Synchronismus fällt die Regelspannung ab. Um die dann mögliche Übersteuerung der Videoröhre zu verhindern und der Schwierigkeit, den Synchronismus wiederherzustellen, zu begegnen, wurde im Philips „Luxus“-Chassis eine Diode („Batterie-Diode“, Gitter-Katodenstrecke des Triodenteiles der PCL 84) vor die Anode der Taströhre P(C)F 80 geschaltet, die dieser eine konstante Zugspannung (Scheitelwert des Tastimpulses) zuführt. Dadurch wird man vom Synchronismus unabhängig. Die im Videosignal auftretenden Störspannungen können nun vom selektiven Noise-Inverter (s. FUNK-TECHNIK Bd. 13 (1958) Nr. 9, S. 277) allein ausgeblendet werden, der auf Taströhre und Clipper wirkt.

Erst bei der Kontrastregelung wird es notwendig, den Schwarzwert konstant zu halten. Da die getastete Regelung die Synchronspitzen konstant hält, liegt bei unterschiedlich hohen Videosignalen die Schwarzschar an verschiedenen Stellen der Bildröhrencharakteristik, d. h., ein größeres Signal als das zur Schwarzwert-einstellung gehörende steuert die Bildröhre zu hell, ein kleineres zu dunkel. Um diese Erscheinung zu beseitigen, speist man das Helligkeitspotentiometer nicht von Plus Anodenspannung, sondern vom Anodenpotential der Videoröhre. Auf diese Weise ergibt sich eine Schwarzwerthaltung durch Mitlaufen der Potentiale von Katode und Wehneltzylinder der Bildröhre. Allerdings versagt diese Konstanthaltung über einen größeren Regelbereich. Beim Herunterregeln von großem Kontrast auf kleinen wird die Bildröhre dennoch zu dunkel.

Abweichend von diesem Verfahren speist man im neuen Philips „Luxus“-Chassis das Helligkeitspotentiometer von der Batteriespannung +A. Zwischen der Anode der Videoröhre und dem Schleifer des Kontrastpotentiometers R 86 liegt ein



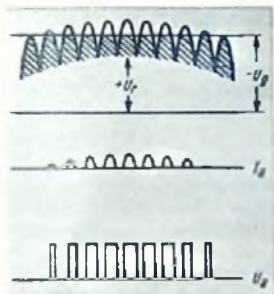
Bei falscher Abstimmung hat der helle Kreis kleinsten Durchmesser (unscharfes Bild)

auf „unscharf“ oder erscheinen Tonstreifen im Bild, dann wird der Kreis entsprechend kleiner. Zur Darstellung eines Kreises auf dem Bildschirm müssen der Bildröhre zeilenfrequente Impulse zugeführt werden, deren Breiten sich in Abhängigkeit von der Vertikalablenkung ändern. Das angewandte Prinzip geht aus der Skizze hervor, die ein sehr vereinfachtes Fernsehbild mit nur 11 Zeilen zeigt. Die Impulsbreite vergrößert sich von Zeile 2 bis Zeile 6 (von a auf b) und

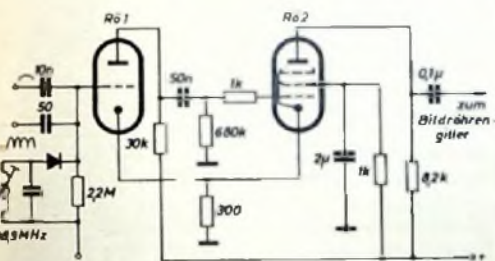
nimmt dann bis Zeile 10 wieder auf a ab. Eine solche Impulsbreitenmodulation erhält man durch Überlagern zweier Impulsreihen mit parabelförmigem Spannungsverlauf, deren Folgefrequenzen der Bild- und der Zeilenfrequenz entsprechen. Beide Impulsreihen kann man ohne Aufwand den Bild- und Zeilen-Ablenkergeräten entnehmen. Man führt sie dem Eingang eines Triodensystems zu, das zusammen mit einem Pentodensystem als monostabile Flip-Flop-Schaltung arbeitet. Das Gitter des Triodensystems ist durch ein negatives Potential $-U_g$ so vorgespannt, daß die schraffiert gezeichneten Impulsteile abgeschnitten werden. Im Anodenkreis entsteht dann der Stromverlauf I_a . Nach Verstärken und Begrenzen der Impulse steht am Ausgang der Flip-Flop-Schaltung die Impulsreihe U_2 zur Verfügung. Auf dem Bildschirm wird ein Kreis sichtbar, wenn man diese breitenmodulierten Impulse an eine Steuerelektrode der Bildröhre legt.



Unten: Die Impulsbreitenmodulation wird durch Überlagerung zweier Impulsreihen mit parabelförmigem Spannungsverlauf hervorgerufen.



Darstellung der Impulsführung an einem vereinfachten Fernsehbild mit 11 Zeilen



Prinzipialschaltung des Siemens Bildrichtigen

Der Kreisdurchmesser kann in Abhängigkeit von der Abstimmung über einen abgestimmten Resonanzkreis im ZF-Teil gesteuert werden. Dieser Resonanzkreis liefert eine positive Regelspannung U_r , die man ebenfalls zum Gitter des Triodensystems führt. Bei richtiger Abstimmung erreicht U_r sein Maximum. Bei falscher Stellung der Feinabstimmung – hier sinkt U_r ab – können weniger Impulse das Sperrpotential überschreiten (zum Beispiel nur 5 gegenüber 9 Impulsen bei richtiger Abstimmung). In diesem Fall würde der Kreis nur die Zeilen 4 bis 8 überdecken. Für den Siemens Bildrichtigen verwendet man ein Triodensystem, ein Pentodensystem und zur Erzeugung der Regelspannung eine Germaniumdiode. Das Pentodensystem arbeitet gleichzeitig als Ton-Endstufe und wird durch die Abstimm-taste mit umgeschaltet. Zum Einstellen der Kreisgeometrie und zum Anpassen an extrem hohe oder niedrige Empfangsspannungen sind Service-Regler vorhanden.

Werner W. Diefenbach

Die Erfahrung hat gezeigt, daß viele Besitzer eines Fernsehempfängers ihr Gerät nicht optimal abstimmen und deshalb nicht die Bildqualität erreichen, die ein moderner Empfänger wiederzugeben in der Lage ist. Optische Abstimmanzeigen mit einem Magischen Auge oder einem während des Abstimmvorganges auf dem Bildschirm sichtbaren Kriterium für die richtige Abstimmung können in der Hand des technischen Laien schon ein wesentliches Hilfsmittel sein. Aber erst die gut durchgebildete Abstimm-Automatik bietet Gewähr dafür, daß in jedem Fall das Optimum an Bildqualität, soweit es durch richtige Abstimmung auf die Mitte der Nyquistflanke zu erreichen ist, auch tatsächlich erreicht wird.

Die automatische Abstimmung der Saba-Fernsehempfänger

DK 621.397.62 : 621.396.662.078

Die Wirkungsweise der automatischen Abstimmung der Saba-Fernsehempfänger beruht darauf, daß mittels eines an den Bild-ZF-Verstärker angekoppelten und auf die Mitte der Nyquistflanke (38,9 MHz) abgestimmten Diskriminators eine von der Abstimmung des Bildträgers nach Richtung und Größe abhängige Gleichspannung (Bild 1) entsteht, die über eine Reaktanzschaltung den Oszillator im Kanalwähler selbsttätig derart nachstimmt, daß die optimale Abstimmung des Bildträgers auf Mitte Nyquistflanke und damit des Tonträgers auf die Tontreppe für jeden Kanal gesichert ist.

Die Abstimm-Automatik übernimmt damit die Aufgabe der bisherigen Feinabstimmung am Kanalwähler und liefert – im Gegensatz zur Handabstimmung – objektiv die richtige Einstellung des Fernsehempfängers auf optimale Bildwiedergabe und störarmen Tonempfang. An die Nachstimm-schaltung in einem Fernsehempfänger müssen dabei Forderungen gestellt werden, die wegen der physikalischen Vorgänge bei der Fernsehübertragung weit über die bei Rundfunkempfängern geforderten Bedingungen hinausgehen.

Die Übertragung des Bildinhaltes erfolgt mit Einseitenband-Modulation. Bei hohen Modulationsgraden (z. B. Testbild) können dadurch am Diskriminator – als Folge der an den Gleichrichterdiode bei der Demodulation dann auftretenden nicht-linearen Verzerrungen – vom Modulationsgrad abhängige Richtgleichspannungen auftreten, die sich der vom Bildträger abgeleiteten Regelgleichspannung des Diskriminators überlagern und damit die Abstimmung verfälschen. Um das zu vermeiden, wird der ZF-Bereich der Nyquistflanke in einer gesonderten Trennstufe zwischen Bild-ZF-Verstärker und Diskriminator selektiv verstärkt.

Das Nachstimmorgan im Kanalwähler muß weiterhin in der Lage sein, die Oszillatorfrequenz in allen Kanälen der Bänder I und III mit etwa gleichem Hub zu variieren, ohne daß dabei das L/C-Verhältnis und die Dämpfung des Oszillatorkreises unzulässig verändert werden. Ebenso darf die Störstrahlungssicherheit des Kanalwählers durch die Nachstimm-schaltung nicht verschlechtert werden.

Diese hohen Anforderungen an eine automatische Abstimm-schaltung lassen sich mit den bekannten Reaktanzschaltungen (zum Beispiel Pentode als Reaktanzröhre mit positivem Reaktanzleitwert und Diode mit Kondensator) wegen der zu großen Bedämpfung des Oszillators nicht ausreichend erfüllen und zwingen deshalb dazu, neue Wege zu gehen.

Die Arbeitsweise der Abstimm-Automatik der Saba-Fernsehempfänger sei an Hand des Schaltbildauszuges (Bild 2, umstehende Seite) erläutert.

Der Empfänger arbeitet im Kanalwähler mit der üblichen PCC 88 als HF-Vorstufe und der PCF 82 als Mischstufe und Oszillator. An den letzten Kreis des vierstufigen Bild-ZF-Verstärkers (4x EF 80) ist einmal der Videogleichrichter Gr 401 mit dem Videoverstärker (PCL 84) angekoppelt, zum anderen wird über die Koppelspule L 316 die Bild-ZF niederohmig über den ohmschen Widerstand R 319 dem Primärkreis L 209, C 220 des Eingangsbandfilters der Diskriminatorstufe zugeführt. Diese etwas ungewöhnliche ohmsche Kopplung vermeidet jede unerwünschte Fallenwirkung und damit Phasenverzerrungen im Bild-ZF-Verstärker und sperrt gleichzeitig die am Videogleichrichter entstehenden ZF-Oberwellen.

Vom Sekundärkreis L 208, C 219 des Eingangsbandfilters gelangt nun der wegen der Abstimmung auf den Bild-ZF-Träger (38,9 MHz) bevorzugte Bereich der Nyquistflanke über die Trennröhre R 65 (EF 80) verstärkt an das eigentliche Diskriminatorfilter L 206, C 215, L 205, L 203, C 214 und die beiden Diodenstrecken R 64 (EB 91).

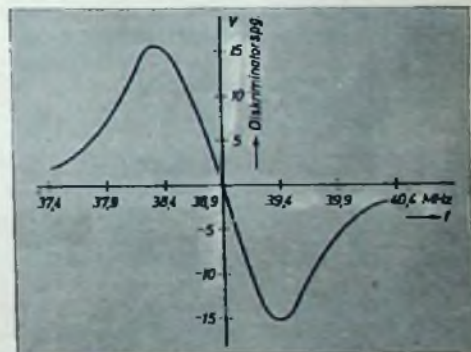


Bild 1. Diskriminator-kurve bei mittlerem Kontrast und unmoduliertem Träger

Diese Schaltung ist eine hochohmige Riegler-Schaltung. An den Sekundärkreis des Diskriminatorfilters ist über L 204 die veränderbare Induktivität L 207 angekoppelt, die einen Nachgleich des Nulldurchganges der Diskriminator-kurve im Bereich $38,9 \pm 0,3$ MHz von der Rückseite des Empfängers aus gestattet.

Die Vorzüge einer solchen Diskriminator-schaltung lassen sich kurz wie folgt zusammenfassen:

- 1) Die von diesem Diskriminator ermittelte Abstimmung ist von der Bildträger-amplitude unabhängig, das heißt, man erhält einen echten Null-Durchlauf.
- 2) Der Diskriminator gibt eine hohe Steuer-spannung ab, da bei den vorhandenen hochohmigen Lastwiderständen die Strahlungsleistung der Dioden gering ist und dadurch keine schädliche Rückwirkung auftreten kann.

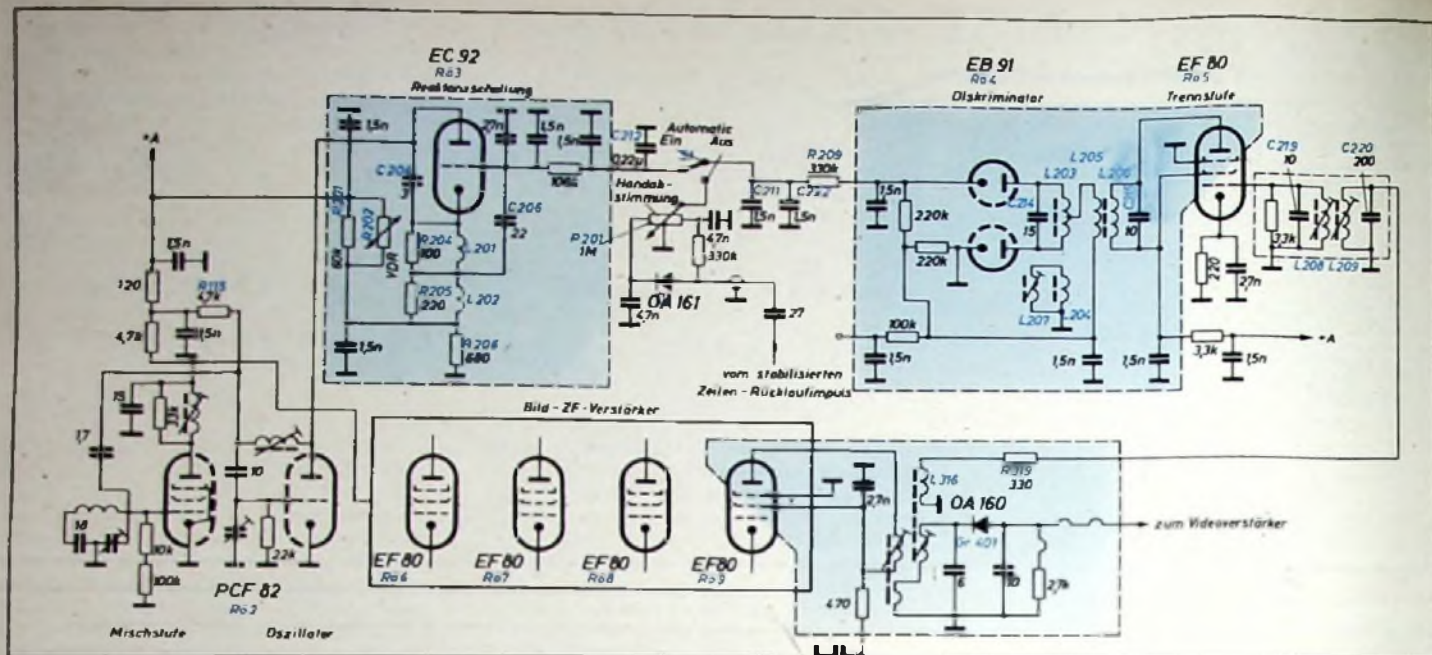


Bild 2. Teilschaltung der automatischen Scharfabstimmung der Saba-Fernsehempfänger

3) Wegen der selektiven Verstärkung des für die Abstimmung wichtigen Bereiches der Nyquistflanke tritt keine Verfälschung der Abstimmung als Folge der Einseitenband-Modulation des Bildträgers auf.

Mittels des Umschalters S 1 kann der Empfänger auf automatische Abstimmung oder auf Handabstimmung umgeschaltet werden. In Stellung „Automatic Ein“ gelangt die Ausgangsspannung des Diskriminators über den Tiefpaß R 209, C 222, C 211, C 212 als Steuerspannung an die eigentliche Reaktanzschaltung zum Nachregeln des Oszillators. Diese Steuergleichspannung hängt nach Richtung und Größe von der Nyquistflanke auf der Nyquistflanke ab (Bild 1). Im mittleren Bereich der Nyquistflanke ist die Gleichspannung in erster Näherung der Verstimmung des Bild-ZF-Trägers gegen die Sollfrequenz (38,9 MHz) direkt proportional. Mit zunehmender Verstimmung nach niedrigeren Zwischenfrequenzen hin wird sie positiver, nach höheren Zwischenfrequenzen hin negativer; bei richtiger Abstimmung wird sie Null (Null-Durchlauf).

Die Reaktanzschaltung verwendet die Triode EC 92 (Rö 3) in Gitterbasisschaltung. Sie arbeitet in „Rückkopplungsschaltung“. Zu dem Zweck werden die vom Triodensystem der PCF 82 (Rö 2) erzeugten Oszillatorschwingungen von der Trioden-Anode Rö 2 über C 204 auf die Widerstände R 204, R 205 mit den Korrekturgliedern L 201, L 202, C 206 gegeben. Die Röhre wirkt in dieser Schaltung als negative Kapazität bei negativem Dämpfungsleitwert. Im Gegensatz zu den gebräuchlichen Reaktanzschaltungen werden hierdurch die durch die Röhren- und Schaltkapazitäten festgelegte Gesamtkapazität sowie die Dämpfung der Reaktanzschaltung mit zunehmender Steilheit der Reaktanzröhre Rö 3 verkleinert, so daß im Vergleich zur bisherigen Feinabstimmung des Kanalwähler-Oszillators dessen L/C-Verhältnis und Dämpfung nicht unzulässig verändert werden. Infolge des bei dieser Schaltung auftretenden negativen Dämpfungsleitwertes wird gleichzeitig der innere positive Leitwert der Reaktanzröhre, der die gleiche Abhängigkeit vom Arbeitspunkt zeigt, kompensiert. Deshalb konnte man hier als Reaktanzröhre eine Triode verwenden, die sich gegenüber Pentoden durch wesentlich kleinere Röhrenkapazitäten und Zuleitungsinduktivitäten auszeichnet.

Um großen Frequenzhub zu erreichen, ist es notwendig, daß die Phasen der Oszillatorschwingung an Katode und Anode von Rö 3 möglichst genau um $\pi/2$ verschoben sind. Um saubere Phasenbeziehungen zu erhalten, wurde deshalb die Katodenkapazität kompensiert. Für Band III dient hierzu das Korrekturglied L 201 und für Band I die Korrekturglieder L 202, C 206. Es bilden L 202 und C 206 einen Parallelresonanzkreis, dessen Resonanzfrequenz bei etwa 110 MHz, also oberhalb der Oszillatorfrequenz von Kanal 4, liegt. Unterhalb seiner Resonanzfrequenz, d. h. im Band I, ist dieser Kreis damit ein induktiver Blindwiderstand und erreicht ohne Schaltkontakte eine sehr wirksame Kompensation der Katodenkapazität, während im Band III (≥ 110 MHz) der sehr kleine kapazitive Widerstand dieses Kreises durch L 201, die im Band III zur Kompensation der Katodenkapazität dient, ausgeglichen wird.

Am Widerstand R 206 entsteht durch den Katodenstrom der Reaktanzröhre Rö 3 und durch den Querstrom des Spannungsteilers R 201, R 202, R 206 die zur richtigen Einstellung des Arbeitspunktes der Reaktanzröhre erforderliche positive Katodenvorspannung, so daß bei Gitterspannung Null (gegen Masse gemessen) die Reaktanzröhre in der Mitte ihres Regelbereiches liegt. Im abgeglichenen Zustand schwingt der Oszil-

lator dann bei Gitterspannung Null auf seiner Sollfrequenz und wird bei Abweichungen von dieser Sollfrequenz (zum Beispiel infolge Alterung, Netzspannungsschwankungen, Temperaturänderungen usw.) durch die vom Diskriminator gelieferte Regelspannung bei Stellung des Umschalters S 1 auf „Automatic Ein“ bis auf eine zu vernachlässigende Abweichung auf die Sollfrequenz nachgeregelt.

In der Stellung „Automatic Aus“ des Umschalters S 1 wird die Reaktanzröhre Rö 3 nicht von der Ausgangsspannung des Diskriminators, sondern durch eine von Hand am Potentiometer P 201 einstellbare Gleichspannung gesteuert. Es findet also auch die Feinabstimmung von Hand auf elektronischem Wege statt. Diese Abstimmung von Hand ist beispielsweise für den selten vorkommenden Fall interessant, daß ein sehr schwach einfallender Sender noch empfangen werden soll. In einem solchen Falle kann es zweckmäßig sein, den Bildträger auf den oberen Teil der Nyquistflanke (etwa bei 38 MHz) zu verschieben. Die für die Handabstimmung erforderliche Regelspannung wird über die Diode D 1 aus dem stabilisierten Zeilen-Rücklaufimpuls gewonnen. Über einen Mittelabgriff des Potentiometers P 201 liegt die Diodenschaltung an Masse. Diese Art der Regelspannungserzeugung gewährleistet auch bei Handabstimmung hohe Frequenzkonstanz des Oszillators bei Netzspannungsschwankungen.

(Nach Unterlagen der Firma Saba)

ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU

brachte im Aprilheft unter anderem folgende Beiträge

Ein kombiniertes Impulsweitenfilter für Fernsehgeräte
Physikalische und elektrische Eigenschaften von Silizium-Gleichrichtern für die Nachrichtentechnik
Die Elektronik in der Meßtechnik
Elektrische Integrationsverfahren
16-mm-Anlage für Fernsehaufzeichnung
Eindrücke vom Fernsehen in England
Der elektronische PID-Regler „Mark IV“

Erzeugung einer Gleichspannung von 6kV mit Hilfe eines Röhren-Oszillators

Elektronik in Australien

Der Stand der Meßtechnik, Elektronik und Automatisierung in den USA

Präzisionswiderstände in elektronischen Geräten

Persönliches • Referate • Tagungen • Aus Industrie und Wirtschaft • Neue Bücher • Neue Erzeugnisse • Industrie-Druckschriften

Format DIN A 4 - monatlich ein Heft - Preis 3,- DM

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

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH Berlin-Borsigwalde

Verhältnisleichrichter mit Ge-Dioden und EABC80

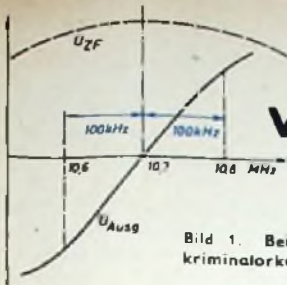


Bild 1. Beispiel einer Diskriminator-Kurve (gezeichnet)

1. Aufgabenstellung

An eine Verhältnisleichrichter-Schaltung werden die folgenden Anforderungen gestellt:

- 1) lineare Demodulation bis zu einem Frequenzhub von $h = 75$ kHz, auch bei einer gewissen Fehlabbildung (zum Beispiel um ± 20 kHz);
- 2) gute Unterdrückung einer zusätzlichen Amplitudenmodulation für beliebige Eingangsspannungen;
- 3) hohe Ausbeute der Nutz-Niederfrequenzspannung;
- 4) geringe Abhängigkeit des Nulldurchgangs der Diskriminator-Kurve von der Eingangsamplitude;
- 5) Zusammenfallen des Minimums der AM-Störungen mit dem Nulldurchgang der Diskriminator-Kurve

1.1 Lineare Demodulation

Jede Abweichung von der Linearität ergibt einen bestimmten Klirrgrad. Bei der Diskriminator-Kurve kommen hauptsächlich die Klirrkoeffizienten k_2 und k_3 in Betracht. Für den Verhältnisleichrichter in Qualitäts-Heimempfängern wird man etwa

$$k_2 < 3\% \quad k_3 < 2\%$$

und für denjenigen in Batterie- und Autoempfängern

$$k_2 < 5\% \quad k_3 < 3\%$$

verlangen müssen.

Zur Beurteilung der Demodulationsverzerrungen dient – bevor man zur Messung der Klirrkoeffizienten oder des Klirrgrades schreitet – das Oszillogramm der Diskriminator-Kurve. Im Bild 1 ist eine solche Kurve gezeichnet; sie soll bis zu Frequenzhuben von $\pm 90 \dots 100$ kHz nur geringe Krümmungen aufweisen. Der Klirrkoeffizient k_3 kommt in einer S-förmigen Abkrümmung zum Ausdruck, während ein zusätzliches Durchhängen oder Durchwölben der Kurve dem Klirrkoeffizienten k_2 zuzuschreiben ist.

1.2 Unterdrückung zusätzlicher AM

Für die Güte der AM-Unterdrückung gibt es verschiedene Beurteilungsmaßstäbe. Auch hier gewinnt man die beste Übersicht, wenn man das Oszillogramm der Diskriminator-Spannung, das jetzt mit 75 kHz Frequenzhub und mit zusätzlicher Amplitudenmodulation des Meßsenders geschrieben wird, betrachtet. Verändert man dabei den Amplitudenmodulationsgrad, dann zeigt sich beim normalen, gut eingestellten Verhältnisleichrichter, daß bis zu $m = 40 \dots 50\%$ eine relativ gute Unterdrückung der AM-Störung erfolgt (Bild 2), während oberhalb eines bestimmten Grenzwertes von m ziemlich plötzlich Störspitzen aus der Kurve herauswachsen (Bild 3). Dies geschieht jeweils dann, wenn der Diodenstrom bei Abwärtsmodulation auf Null absinkt und dadurch die Begrenzung aussetzt („Aushängen“ der Dioden). Zur weiteren Untersuchung der AM-Unterdrückung wird üblicherweise $m = 30\%$ eingestellt. Es zeigt sich dann eine gewisse Welligkeit der Kurve der Diskriminator-Spannung, die an ihren Enden am

größten ist und im Mittelgebiet ein flaches Minimum aufweist (Bild 2).

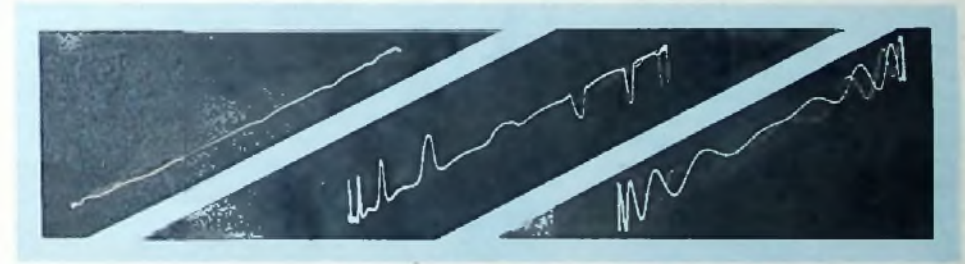
Vergleicht man mit dieser Kurve diejenige eines entsprechenden, nicht begrenzenden FM-Demodulators (zum Beispiel durch Abschaltung des Elektrolytkondensators), dann zeigt sich in diesem Falle eine vielfach höhere Welligkeit mit einem scharfen Minimum in ziemlich genau der Frequenzmittellage (Bild 4).

Für die Praxis möchte man die AM-Unterdrückung gern durch eine einzige Verhältniszahl ausdrücken. Es hat sich die Meßregel eingebürgert, daß man den Meßsender mit einem Frequenzhub von 22,5 kHz (= 30% von 75 kHz) frequenzmoduliert und zusätzlich mit $m = 30\%$ amplitudenmoduliert. Das Verhältnis

$$b = \frac{\text{FM-Nutzspannung}}{\text{AM-Störspannung}}$$

ist dann als „Begrenzungsverhältnis“ oder „AM-Unterdrückungszahl“ definiert. Die AM-Störspannung wird dabei als effektiver Mittelwert einschließlich der entstehenden Harmonischen und Seitenfrequenzen gemessen.

Zur Beurteilung der praktischen Bedeutung dieser Begrenzungszahl b ist zu berücksichtigen, daß AM-Störungen (zum Beispiel das Empfängerrauschen) insbesondere bei leisen Stellen der Musik oder in Sprechpausen hörbar hervortreten. Es muß somit den Spannungswerten, die sich



Von links nach rechts: Bild 2. Oszillogramm der Diskriminator-Spannung, mit 75 kHz Frequenzhub und zusätzlicher Amplitudenmodulation ($m = 30\%$) geschrieben. Bild 3. Oszillogramm der Diskriminator-Spannung, mit 75 kHz Frequenzhub und einer Amplitudenmodulation von $m = 55\%$ geschrieben; es wachsen Störspitzen heraus. Bild 4. Oszillogramm der Diskriminator-Spannung eines nicht begrenzenden FM-Demodulators

bei geringen Frequenzauslenkungen ergeben, ein besonderer Wert beigelegt werden. Andererseits kann man sich nicht darauf verlassen, daß immer genau die richtige Abstimmung besteht. Es muß also mindestens ein Gebiet von ± 20 kHz um die Frequenzmittellage in Betracht gezogen werden. Man erkennt daraus, daß die obige Meßzahl für b auch nach diesen Gesichtspunkten recht brauchbar scheint, weil ein Hub von 22,5 kHz verwendet wird.

In dieser Zahl b kommt jedoch nicht zum Ausdruck, wie groß die AM-Störspannung bei größeren Frequenzauslenkungen ist, und sie wird deshalb als alleinige Angabe für die Begrenzung oft nicht genügen. Es ist zu empfehlen, die gleiche Messung wie in der Frequenzmittellage auch noch bei einer festen Frequenzauslenkung von zum Beispiel +75 kHz und -75 kHz wiederum mit 22,5 kHz Frequenzhub durchzuführen. Den Verhältnisleichrichter kann man dann durch die Begrenzungsverhältnisse b_0 , b_{-75} und b_{+75} bewerten. Bei sehr schmalbandigen Verhältnisleichrichtern, wie sie manchmal in

Kofferempfängern verwendet werden, kann auch eine feste Frequenzauslenkung von +50 kHz und -50 kHz gewählt werden.

1.3 Hohe Ausbeute an Nutz-Niederfrequenzspannung

Die größte Ausbeute an Nutz-Niederfrequenzspannung würde man bei einer möglichst hochohmigen Gleichrichterbelastung und mit einer solchen Kopplung zwischen dem Primär- und Sekundärkreis des Umwandlerfilters erhalten, bei der der vom Primärkreis herrührende Wechselspannungsanteil gleich der halben Sekundärkreisspannung wäre.

Da man nun die Resonanzwiderstände der Filterkreise nicht beliebig hoch machen kann, dürfen auch die Belastungswiderstände hinter den Gleichrichterdioden nicht zu groß gewählt werden, da sonst eine Unterdrückung von AM-Störungen nur noch bei sehr kleinen Modulationsgraden möglich wäre. Bei den praktischen Untersuchungen hat es sich gezeigt, daß der Gesamtwiderstand auf der Gleichstromseite nicht über etwa 70 kOhm gesteigert werden sollte. Die Kopplung zwischen dem Primär- und dem Sekundärkreis des Filters muß in der Praxis fester gemacht werden, als es der Einstellung für größte NF-Ausbeute entspricht; sonst wird meistens die Bandbreite des Filters zu klein und damit der Klirrgrad bei vollem Frequenzhub zu groß.

1.4 Geringe Abhängigkeit des Nulldurchgangs der Diskriminator-Kurve von der Eingangsspannung

Die Kapazität einer Gleichrichterdiode – sowohl einer Vakuumdiode als auch einer Germaniumdiode – hängt von ihrer Spannungs- und Strombelastung ab. Hieraus ergibt sich grundsätzlich eine gewisse Änderung der Frequenzlage für den Nulldurchgang der Diskriminator-Kurve, wenn sich die Eingangsspannung ändert. Der Nulldurchgang soll möglichst genau mit dem Maximum der Gesamtdurchlaßkurve des ZF-Verstärkers zusammenfallen (gestrichelte Kurve im Bild 1).

Bei Germaniumdioden kann die hier in Betracht kommende Kapazitätsänderung durch die Wahl des Germanium-Materials und durch die Art des Formierens auf kleine Werte gebracht werden. Der Typ OA 172 wird nach solchen Gesichtspunkten hergestellt. Bei Vakuumdioden ist die Kapazitätsänderung ebenfalls klein. Eine weitere Ursache für eine Spannungsabhängigkeit des Nulldurchgangs, insbesondere im Gebiet kleiner Spannungen,

kann in Verschiedenheiten der Kennlinien des betreffenden Diodenpaares liegen. Bei Germaniumdioden wird jedoch schon beim Hersteller eine Paarung vorgenommen, so daß derartige Unterschiede relativ klein bleiben. Bei Vakuumdioden sitzen die beiden Diodensysteme gewöhnlich in demselben Glaskolben und zeigen dann ebenfalls ein weitgehend ähnliches Verhalten. Für besonders hohe Anforderungen müßte man die Röhre, die die beiden Diodensysteme enthält, eine längere Zeit (> 100 Stunden) vorbrennen, bevor man den Verhältnisleichrichter endgültig trimmt; dann sind die Anlaufspannungen der beiden Diodensysteme relativ konstant geworden.

1.5 Zusammenfallen des Minimums von AM-Störungen mit dem Nulldurchgang der Diskriminatorkurve

Die Gestalt des Oszillogramms etwa nach Bild 4 kann für verschiedene Diodenpaare unterschiedlich sein; auch kann das Minimum der AM-Störspannung verschieden breit sein. Nun war festgestellt worden, daß diese Spannung hauptsächlich bei Pianissimostellen und in Sprechpausen störend ist, d. h. wenn die Frequenz in nächster Nähe der Mittellage (also des Nulldurchgangs) der Diskriminatorkurve liegt.

Aus diesem Grunde ist es für die Qualitätsbeurteilung eines Verhältnisleichrichters wichtig, ob die Störspannung bei verschiedenen Eingangsspannungen in einer gewissen Umgebung von dem Nulldurchgang der Diskriminatorkurve ausreichend klein ist.

2. Verhältnisleichrichter mit Glühkathoden-Dioden und mit Germaniumdioden

Während man bei batteriegespeisten Empfängern ausschließlich Germaniumdioden verwendet, haben sich diese im netzbetriebenen Heim-Rundfunkempfänger, vor allem im Wechselstrom-Netzempfänger, noch kaum eingeführt. Dies hat mehrere Gründe:

- Bei Verwendung der Kombinationsröhre EABC 80 ergeben sich merklich niedrigere Gestehungskosten.
- Der Heizstromverbrauch der Glühkathoden fällt hier nicht ins Gewicht.
- Germaniumdioden vertragen nur etwa 30 V AVC-Spannung, wenn bleibende Änderungen des dynamischen Verhaltens vermieden werden sollen.
- Wegen der kleineren dynamischen Kapazitätsänderungen der Glühkathoden-Dioden sind zum Erreichen einer bestimmten Begrenzung weniger zusätzliche Schaltmittel erforderlich.
- Beim Abstimmen des Empfängers hört man bei Verwendung von Glühkathoden-Dioden ein geringeres Rauschen, weil der Diodenanlaufstrom durch Bedämpfen des Ratiofilters bei kleinen Amplituden eine gewisse „Rauschsperr“-Wirkung ergibt.

f) Der Vorteil der Germaniumdioden, wegen ihrer schärferen Richtwirkung bei kleinsten Amplituden eine bessere NF-Ausbeute und Begrenzung zu liefern, fällt bei Heimempfängern weniger ins Gewicht, da eine ausreichende ZF-Verstärkung verhältnismäßig leicht zu erreichen ist.

Demgegenüber stehen folgende wesentliche Vorteile bei Verwendung von Germaniumdioden:

g) Das Umwandlerfilter kann mit den Dioden zu einer kompakten, vollständig abgeschirmten Baueinheit zusammengefaßt werden, wodurch sich insbesondere eine schädliche Einwirkung der ZF und ihrer Oberwellen auf andere Schaltungsteile stark vermindern läßt.

h) Wegfall des Heizbrumms im Verhältnisleichrichter, der bei seriengeheizten Allstromgeräten besonders kritisch ist.

Will man aus den letztgenannten Gründen in einem Heimempfänger Germaniumdioden verwenden, dann muß für eine Vorbegrenzung gesorgt werden. Dazu kann man entweder die Treiberröhre entsprechend schalten oder dem Primärkreis des Ratiofilters eine Vorbegrenzung parallel schalten, die gegen eine feste Gleichspannung arbeitet.

3. Ausgleich der dynamischen Kapazitätsänderungen

Bild 5 zeigt eine einfache symmetrische Verhältnisleichrichter-Schaltung, bei der der Speicherkondensator (C 5) abschaltbar ist. Untersucht man diese auf der beschriebenen Meßapparatur, indem man zum Beispiel das Oszillogramm der Diskriminatorkurve mit 75 kHz Hub und einem Störmodulationsgrad von 30% schreibt, dann ergibt sich zunächst ein Oszillogramm, bei dem noch eine merkbare AM-Störung zu sehen ist, wobei das Bild unsymmetrisch wird (Bild 6). Auch in der Bildmitte verschwindet die AM-Störung nicht, wie man dies bei vollkommener Symmetrie der Schaltung erwarten würde.

Schaltet man den Speicherkondensator ab, dann ergibt sich die volle AM-Störung, d. h. eine Kurve gemäß Bild 4. In der Bildmitte, in der die AM-Störung gleich Null sein sollte, bleibt bei genauerer Betrachtung ebenfalls ein Rest, der aber kleiner ist als bei der Schaltung mit Speicherkondensator.

Der Grund für dieses Verhalten liegt darin, daß sich die Kapazität der Dioden in Abhängigkeit von dem sie durchfließenden Richtstrom ändert. Hochfrequent betrachtet, liegt die Reihkapazität der beiden Dioden parallel zur übrigen Kapazität des Sekundärkreises. Die Abstimmung wird also beim Vorhandensein einer AM im Takt der AM periodisch geändert – auch wenn gar keine Frequenzmodulation des Trägers vorliegt, dieser sich also in der Frequenzmittellage befindet. Die periodische Abstimmungsänderung dieses Kreises wirkt sich dann ebenso aus, als

wenn bei völlig feststehender Abstimmung der Sender eine Frequenzmodulation im entgegengesetzten Sinne mit der AM-Frequenz aufwiese, und es tritt eine entsprechende Ausgangsspannung mit der AM-Frequenz auf.

Diese Wirkung läßt sich schon bei abgeschaltetem Speicherkondensator beobachten; mit Speicherkondensator wird sie viel größer, da die Ausgleichsströme in den Zuleitungen zum Speicherkondensator viel größer als die Richtstromänderungen ohne diesen sind.

Bei Verwendung von Germaniumdioden tritt die geschilderte Wirkung mehr als doppelt so stark wie bei Verwendung von Vakuumdioden auf. Nur kommt es, wie gezeigt wurde, in der Frequenzmittellage und ihrer Umgebung ganz besonders auf eine gute AM-Unterdrückung an; daher müssen besondere Maßnahmen getroffen werden. Man kann die Reststörspannung entweder auf der Niederfrequenzseite oder auf der Hochfrequenzseite schaltungsmäßig kompensieren.

3.1 Niederfrequente Kompensation

Bild 7 stellt eine Verhältnisleichrichter-Schaltung mit niederfrequenter Kompensation dar. Die beiden Widerstände R 2 und R 3 werden beim Einwirken eines amplitudenmodulierten Trägers von einem im Takt der AM-Frequenz schwankenden Strom durchflossen und dadurch wird an jedem ein niederfrequenter Spannungsabfall hervorgerufen. Die Differenz dieser beiden Spannungsabfälle ist dann in der niederfrequenten Ausgangsspannung mit enthalten. Man kann somit eine bei der Demodulation durch die dynamischen Kapazitätsänderungen der Dioden entstehende AM-Störspannung durch eine entgegengesetzt gleiche NF-Spannung kompensieren, indem man die beiden Widerstände R 2 und R 3 entsprechend ungleich einstellt. Im Bild 7 sind der Widerstand R 2 als Regelwiderstand und der Widerstand R 3 als Festwiderstand angegeben. Ist der Verhältnisleichrichter genau auf den Träger des Meßsenders abgestimmt und dieser nur amplitudenmoduliert, dann erhält man für eine bestimmte Einstellung von R 2 ein Minimum der AM-Störspannung. Bei gleichzeitiger FM hat dann das Oszillogramm für die AM-Störspannung auch bei eingeschaltetem Speicherkondensator das Minimum in der Mitte.

3.2 Hochfrequente Kompensation

Die dynamischen Kapazitätsänderungen der Dioden bewirken Änderungen der Phasendrehung der Sekundärkreisspannung gegen die Primärkreisspannung. Ihre Auswirkung kann auch direkt kompensiert werden, indem man eine von der Größe des Richtstroms in den Dioden abhängige hochfrequente Hilfsspannung zu der in der Ankoppelspule L 3 induzierten Spannung hinzufügt.

Bild 5 (Unten). Symmetrische Verhältnisleichrichter-Schaltung mit abschaltbarem Speicherkondensator

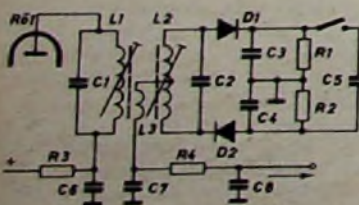


Bild 6. Oszillogramm der Diskriminatorkurve an einer Schaltung nach Bild 5; 75 kHz Hub und 30% störende Amplitudenmodulation

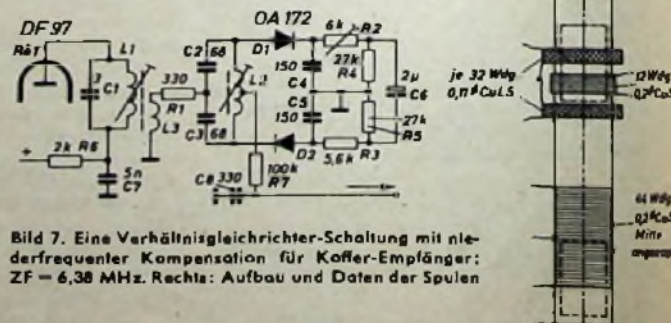


Bild 7. Eine Verhältnisleichrichter-Schaltung mit niederfrequenter Kompensation für Koffer-Empfänger; ZF = 6,38 MHz. Rechts: Aufbau und Daten der Spulen

Bild 8 zeigt eine symmetrische Verhältnisgleichrichter-Schaltung, die sich von den bisher angegebenen dadurch unterscheidet, daß eine weitere Selbstinduktionsspule L4 in Reihe mit L3 geschaltet ist. Die Spule L4 wird also von dem Summenrichtstrom beider Dioden durchflossen. Der an ihr dadurch entstehende hochfrequente Spannungsabfall wird als Hilfsspannung im obigen Sinne benutzt; er ist dem Richtstrom proportional.

Die Widerstände R1, R2 und R3 im Bild 8 dienen zur Verminderung des Einflusses von Ungleichheiten der beiden Dioden. Bei geringeren Anforderungen an die AM-Unterdrückung können diese Widerstände auch durch Direktverbindungen ersetzt werden, und zwar unter entsprechender Vergrößerung von R4, R7.

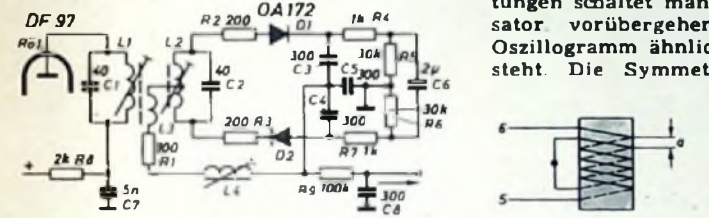


Bild 8. Verhältnisgleichrichter-Schaltung für Koffer-Empfänger, ZF = 10,7 MHz; in Reihe zu L3 ist eine weitere Spule L4 zur Kompensation von dynamischen Kapazitätsänderungen der Dioden geschaltet. Rechts: L1...L3; oben: L2, schematisch

Spule	Wdg.	Draht	μH	
L 1	26	0,2 CuLS	7,5	zwischen 6 und 8, Drahtabstand $b = 0,37 \text{ mm}$ (Mitte — Mitte) 2drätig gewickelt
L 2	2 x 13	0,2 CuL	5	
L 3	9	0,2 CuLS	1,28	Wickelkörper mit HF-Gewindekern M 4 x 10 mm, $\mu\text{Ring} = 13$
L 4	10	0,3 CuLS	0,45...1	

4. Das Einregulieren

Primär- und Sekundärkreis können sowohl statisch als auch dynamisch abgestimmt werden.

4.1 Statische Abstimmung

Die statische Abstimmung kann mit Hilfe eines hochohmigen Voltmeters ($R_i \geq 0,5 \text{ MOhm}$) für die AVC-Spannung und eines Instrumentes mit Nullpunkt in der Mitte als Brücken-Nullinstrument (nicht mehr als $10 \mu\text{A}$ für Vollausschlag) erfolgen. Das Nullinstrument wird über einen Vorwiderstand (zum Beispiel 100 kOhm) und einen Druckknopfschalter für „Arbeitskontakt“ zwischen den NF-Ausgangsanschluß des Verhältnisgleichrichters und den Mittelpunkt des mit dem Speicherkondensator parallelliegenden Belastungswider-

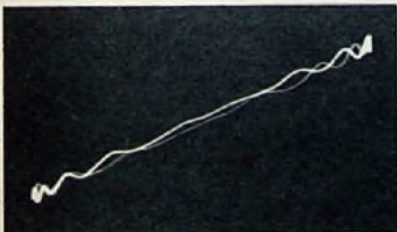


Bild 9. Oszillogramm der Diskriminatorspannung an einer Schaltung nach Bild 7, in der die Kopplung zwischen L1 und L2 noch nicht die günstigste ist

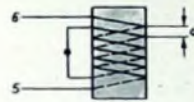
standes gelegt. Bei unsymmetrischen Verhältnisgleichrichter-Schaltungen muß dieser Mittelpunkt für die Messung erst hergestellt werden, indem man den vorgeesehenen Belastungswiderstand vorübergehend durch zwei Widerstände mit je dem halben Ohmwert ersetzt.

Die erste Abstimmung des Verhältnisgleichrichters wird zweckmäßigerweise mit unmoduliertem Meßsender vorgenommen. Zuerst wird der Primärkreis auf Maximum der AVC-Spannung eingestellt, dann der Sekundärkreis auf Brücken-Null; diese beiden Vorgänge werden zur Feinkorrektur nochmals wiederholt.

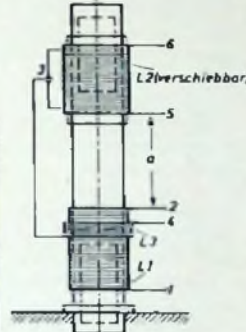
4.2 Dynamische Abstimmung

Die dynamische Abstimmung wird mit Hilfe des Oszillogramms der Diskriminatorspannung vorgenommen.

Am Meßsender werden dazu ein Frequenzhub von 75 kHz und eine Amplitudenmodulation von 30% eingestellt. Primär- und Sekundärkreis sind so abzustimmen, daß sich eine möglichst steile und geradlinige Spannungskurve ergibt. Bei symmetrischen Verhältnisgleichrichter-Schaltungen schaltet man den Speicherkondensator vorübergehend ab, so daß ein Oszillogramm ähnlich wie im Bild 4 entsteht. Die Symmetrie der überlagerten



Kern: $\text{M}6 \times 0,75 \times 13,3$ (Vogt Ferracart Fc-Fu B)



Störspannung ist dann ein scharfes Kriterium für die richtige Sekundärkreis-Abstimmung.

5. Einstellung der günstigsten Kopplung

Der Meßsender wird auf 75 kHz Frequenzhub und 30% AM eingestellt und das Oszillogramm der Diskriminatorspannung mit eingeschaltetem Speicherkondensator wieder beobachtet. Es wird sich zunächst eine Kurve mit unzureichender AM-Unterdrückung ergeben, die im allgemeinen auch unsymmetrisch ist (Bild 6).

Haben wir zum Beispiel einen Verhältnisgleichrichter in der Schaltung nach Bild 7, so kann die am Oszillogramm erscheinende Kurve durch Verändern von R2 verbessert werden; man wird zunächst erreichen können, daß die Welligkeit infolge der AM-Störung in der Bildmitte am kleinsten wird (Bild 9). Wenn jetzt nach den Seiten zu noch eine starke Welligkeit wie im Bild 9 zu bemerken ist, so ist die Kopplung zwischen Primär- und Sekundärkreis noch falsch eingestellt. Hat man die richtige Kopplung gefunden, wobei die übrigen Abstimm- und Abgleichvorgänge jeweils wiederholt werden müssen, so muß sich eine Diskriminatorschaltung wie im Bild 2 ergeben.

Man kann dabei für den Verhältnisgleichrichter meistens nicht einfach die Kopplung wählen, bei der sich die kleinste AM-Störung ergibt; dabei wird oft der lineare Bereich der Diskriminatorschaltung zu klein und damit der Klirrgrad zu groß. Deshalb muß im allgemeinen ein Kompromiß gemacht und die Kopplung etwas fester eingestellt werden. Bild 10 zeigt diese Abhängigkeiten für einen Verhältnisgleichrichter mit Germaniumdioden in einer Schaltung nach Bild 8. Außer der AM-

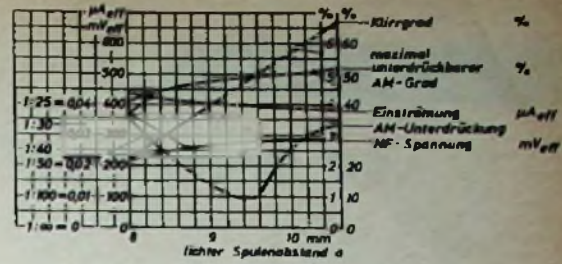


Bild 10. NF-Spannungsausbeute, AM-Unterdrückung, maximal unterdrückbarer AM-Grad, Klirrgrad und erforderliche HF-Einströmung in den Primärkreis in Abhängigkeit vom Abstand a zwischen Primär- und Sekundärkreis; AVC-Spannung auf 5 V konstantgehalten

Unterdrückungszahl und dem Klirrgrad sind noch die bei einem bestimmten Anodenwechselstrom der Treiberröhre zu erreichende NF-Wechselspannung und der „kritische“ AM-Modulationsgrad einzutragen, der noch von dem Verhältnisgleichrichter verarbeitet werden kann, ohne daß die Dioden „aushängen“. Man erkennt, daß die NF-Ausbeute im Gebiet einer entsprechenden Kopplung noch zunimmt. Die eingetragenen Kurven gelten für einen konstantgehaltenen Wert der AVC-Spannung von 5 V .

6. Beispiele

Die hier angegebenen Ausführungsbeispiele sind solche, die die eingangs erwähnten Forderungen besonders gut erfüllen. Bild 11 ist die Schaltung eines un-

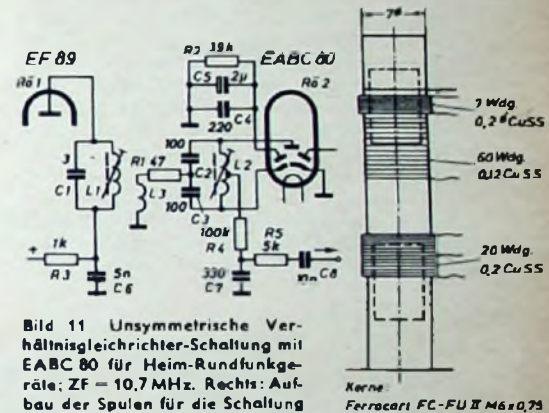


Bild 11. Unsymmetrische Verhältnisgleichrichter-Schaltung mit EABC 80 für Heim-Rundfunkgeräte; ZF = 10,7 MHz. Rechts: Aufbau der Spulen für die Schaltung

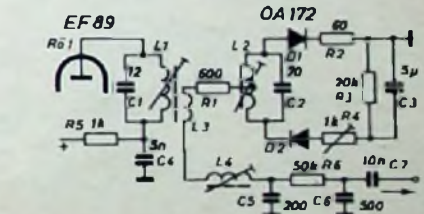


Bild 12. Unsymmetrische Verhältnisgleichrichter-Schaltung mit $2 \times \text{OA} 172$ für Fernsehempfänger, ZF = 5,5 MHz. Räumliche Anordnung der Spulen ähnlich wie für die Schaltung im Bild 8 (Windungen sind zu wählen entsprechend einer Induktivität für L1 = $45 \mu\text{H}$, L2 = $12 \mu\text{H}$, L3 = $1,5 \mu\text{H}$; L4 etwa 15 Wdg.)

symmetrischen Verhältnisgleichrichters für Heim-Rundfunkgeräte mit einer ZF von $10,7 \text{ MHz}$ und mit einer Kombinationsröhre EABC 80. Der symmetrische Verhältnisgleichrichter für Koffergeräte nach Bild 7 arbeitet mit einer ZF von $6,38 \text{ MHz}$ und enthält Germaniumdioden. Im Bild 8 ist ein symmetrischer Verhältnisgleichrichter für Koffergeräte mit einer Zwischenfrequenz von $10,7 \text{ MHz}$, der Germaniumdioden enthält, dargestellt. Aus Bild 12 ist endlich auch die Schaltung eines unsymmetrischen Verhältnisgleichrichters für Fernsehgeräte mit Intercarrier-Ton ersichtlich.

40-Watt-Hi-Fi-Verstärker »Telewatt Ultra«

Die Fortschritte auf dem Gebiete der Hi-Fi-Technik haben in letzter Zeit zur Entwicklung von Hi-Fi-Verstärkern geführt, die in bezug auf Verzerrungsfreiheit, Linearität des Frequenzganges, Geräuschabstand, Bedienungskomfort und universelle Verwendbarkeit auch sehr hohen Ansprüchen gerecht werden. Ein Beispiel für einen derartigen nach modernsten Richtlinien entwickelten Hi-Fi-Verstärker ist der Typ „Telewatt Ultra“ von Klein & Hummel, dessen Schaltung Bild 1 zeigt. Er enthält, in einer einzigen Einheit zusammengefaßt, Vorverstärker, Phono-Entzerrer und Hauptverstärker. Die Endstufe des Hauptverstärkers ist in Ultralinear-Gegentaktschaltung ausgeführt und mit zwei EL 34 bestückt. Dank der sorgfältigen Ausführung des Ausgangsübertragers tritt weder bei sehr kleinen noch großen Ausgangsleistungen eine Änderung des Frequenzganges auf, der im Bereich von 20 Hz ... 120 kHz bis auf $\pm 0,5$ dB linear ist (Bild 2, Kurve 1).

Durch die Anwendung linearer Gegenkopplungen in sämtlichen Verstärkerstufen und die hochwertige elektrische und konstruktive Ausführung konnten die Intermodulationsverzerrungen im „Telewatt Ultra“ auf einen sehr kleinen Wert herabgesetzt werden. Bei einem Frequenzgemisch von 50 Hz und 7000 Hz, das mit einem Amplitudenverhältnis von 4 : 1 dem Eingang des Vorverstärkers zugeführt wird, beträgt die Intermodulation bei 30 W Ausgangsleistung nur 0,5%, bei 40 und 50 W sind die entsprechenden Werte 0,8% und 1,5%. Im Bild 3 ist der Verlauf

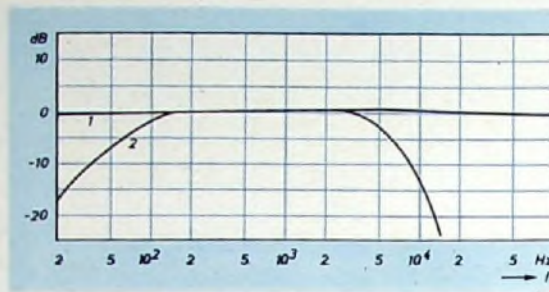
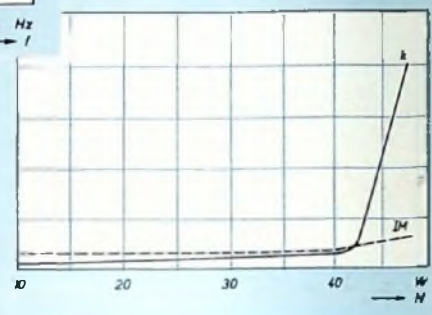


Bild 2. Frequenzgang. Kurve 1 = Rumpelfilter und Höhenfilter ausgeschaltet; Kurve 2 = Rumpelfilter und Höhenfilter eingeschaltet

Bild 3 (unten). Gesamtklirrfaktor k und Intermodulation IM



des Gesamt-Klirrfaktors k und der Intermodulation IM in Abhängigkeit von der Ausgangsleistung N des Verstärkers dargestellt.

Der Vorverstärker enthält einen gegengekoppelten Phono-Entzerrer, der eine sehr genaue Anpassung der Entzerrerkurve an die verschiedenen Schallplatten-Schneidkennlinien ermöglicht. Da beim Phono-Entzerrer die Tief- und Höhenkompensation durch leicht zu bedienende Schieberegler unabhängig voneinander gewählt werden kann, lassen sich außer fünf Norm-Schneidkennlinien noch mindestens 25 weitere Phono-Entzerrerkurven einstellen. Die Entzerrung erfolgt dabei stets normgerecht und unabhängig von der Verwendung magnetischer, dynamischer oder Kristall-Tonabnehmer. Bild 4 zeigt Frequenzgänge des Phono-Entzerrer-Vorverstärkers. Um die Übersichtlichkeit zu erhöhen, sind die Entzerrerkurven jedoch zwischen 50 Hz und 10 kHz idealisiert gezeichnet. In Verbindung mit der Meßplatte

„Cook 10 LP“ und den magnetischen Tonabnehmern „MST-2“ (Elac) sowie „AG 3021“ (Philips) ergibt sich in diesem Bereich in der Entzerrerstellung „RIAA“ ein geradliniger Frequenzgang mit keiner größeren Abweichung als ± 2 dB. Unterhalb 50 Hz biegt die Entzerrerkurve um, und zwar mit Rücksicht auf niederfrequente Störspannungen der Schallplatte und des Laufwerks. In dem Bereich 10 ... 20 kHz hängen die Meßergebnisse vom Plattenmaterial und von der Nadel (Saphir oder Diamant) des Tonabnehmers ab.

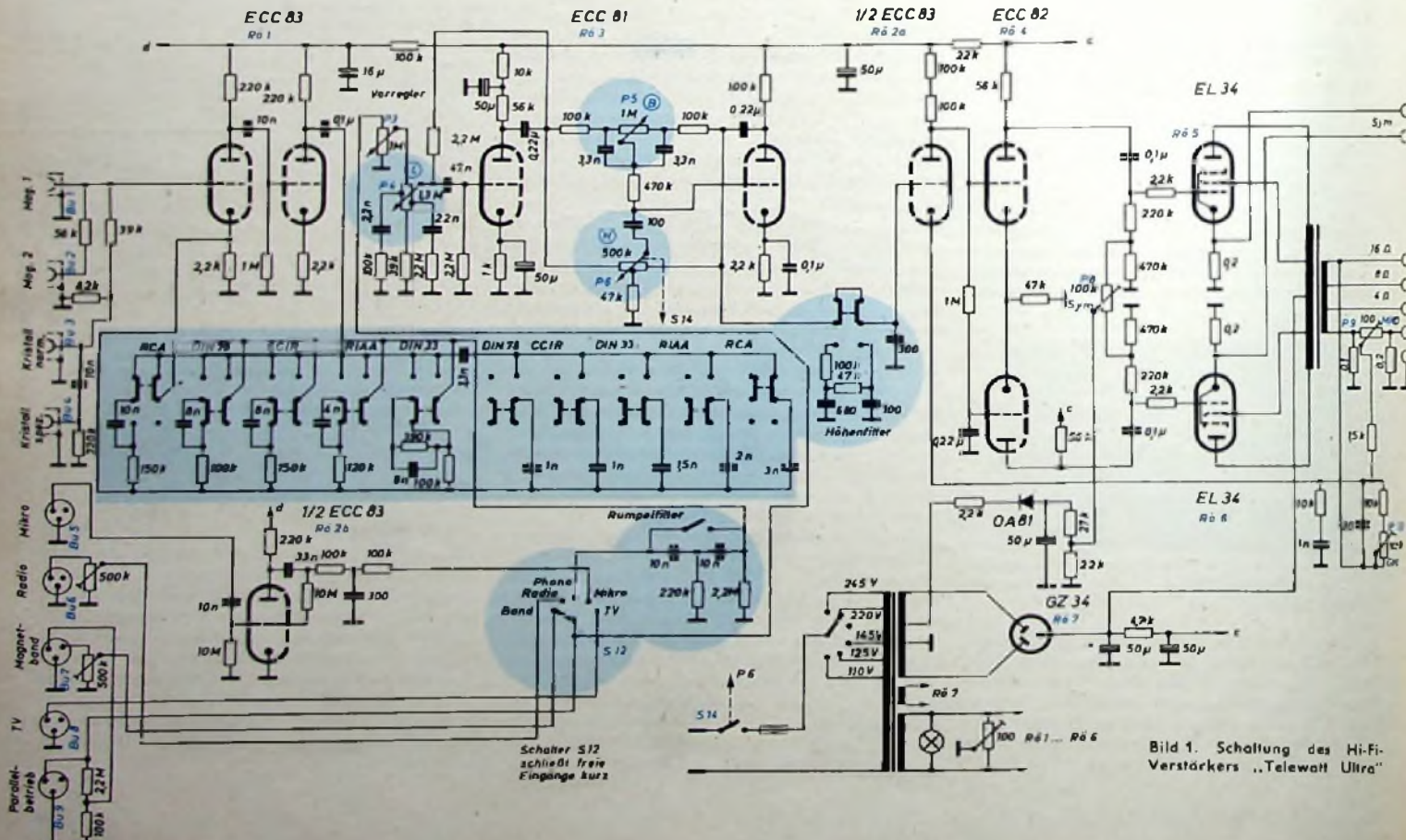


Bild 1. Schaltung des Hi-Fi-Verstärkers „Telewatt Ultra“

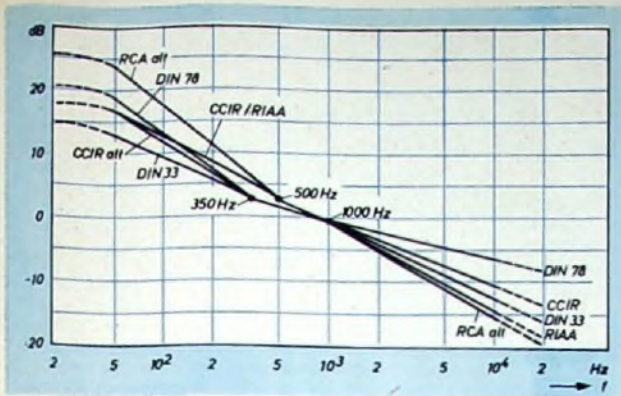


Bild 4. Frequenzgänge des Entzerrers Vorverstärkers

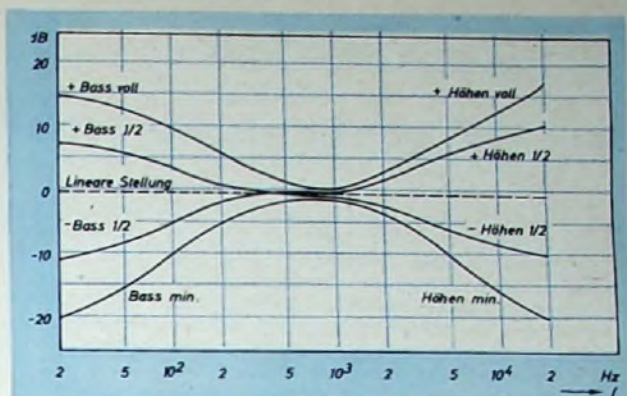


Bild 5. Einfluß der Baß- und Höhenregelung auf den Frequenzgang

Um auch bei kleineren Lautstärken Hi-Fi-Wiedergabequalität zu erreichen, weist der „Telewatt Ultra“ einen gehörig kompensierten Lautstärkereglern P 4 auf. Bei Einstellung der Lautstärke mit diesem Regler wird der Frequenzgang gleichzeitig so verändert, daß er der Fletcher-Munsonschen Gehörkurve entspricht. Unabhängig davon hat das Gerät aber auch noch einen normalen, frequenzlinearen Lautstärkereglern P 3 zur Vorreglung und besondere Baß- und Höhenregler P 5, P 6. Gegenüber der üblichen Fächerschaltung, bei der erhebliche Pegeländerungen im akustischen Schwerpunkt zwischen 800 und 1000 Hz auftreten, wenn die Regler betätigt werden, bleibt bei der hier verwendeten Schaltung der Bereich für die mittleren Tonlagen hinreichend konstant (Bild 5). Da das Klangregelnetzwerk im Gegenkopplungszweig zweier Trioden liegt,

ten höhere Flankensteilheiten erreichen lassen. Von der Verwendung von LC-Ketten, die beliebig hohe Flankensteilheiten ergeben, wurde bewußt Abstand genommen, da diese Glieder unzulässig große Einschwingvorgänge liefern.

Bild 6 zeigt die Chassisansicht des „Telewatt Ultra“. Das Gerät hat Eingänge für Magnetband, Radio, Phono, Mikrofon und TV (Fernsehton), die mit dem Schalter S 12 eingeschaltet werden können. Bei Anschluß eines Magnetongerätes an die Magnetband-Normbuchse kann man jedes mit dem Verstärker übertragene Programm – gleichgültig ob Schallplatte, Radio, TV (Fernsehton) oder Mikrofon – ohne Kabelwechsel aufnehmen, wobei ein besonderer Vorteil darin besteht, daß die Magnettonaufnahme weder vom Lautstärkereglern noch von den Klangreglern beeinflusst wird, während das Mithören über

Impedanzen von 4, 8 und 16 Ohm ausgelegt ist, können Lautsprecher mit Impedanzwerten von 3... 5, 6... 11 und 12... 20 Ohm angeschlossen werden.

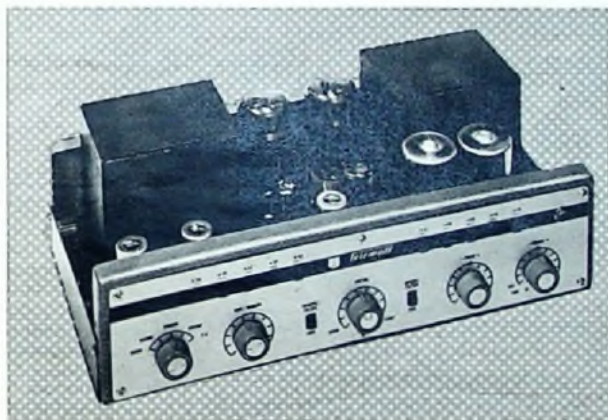
Der Hi-Fi-Verstärker „Telewatt Ultra“ ermöglicht in Verbindung mit einer geeigneten Hi-Fi-Lautsprecherkombination sehr hohe Wiedergabegüte. Werden zwei „Telewatt Ultra“ über die Parallelbetriebsbuchsen Au 9 verbunden, dann erhält man die doppelte Ausgangsleistung von 80 W. Dabei ergeben sich zwei Kanäle, die sich getrennt regeln lassen. H. H. Kl.

Frequenzverteilungsplan

Auf einer Funkverwaltungs-konferenz, die 1959 in Genf stattfindet, sollen die Vollzugsordnung für den Funkdienst (VO Funk) und die Zusatz-Vollzugsordnung für den Funkdienst (ZVO Funk), Atlantic City 1947, überprüft und den jetzigen Notwendigkeiten angepaßt werden. Eine der Aufgaben dieser Funkverwaltungs-konferenz ist zum Beispiel die Festlegung eines Datums für die Inkraftsetzung des bereits 1947 in Atlantic City für das Frequenzspektrum 10 kHz ... 10 500 MHz aufgestellten Frequenzverteilungsplanes. In Atlantic City war dieser Plan nur für Frequenzen über 27 500 kHz in Kraft gesetzt worden, in späteren Jahren dann noch Teile des Frequenzverteilungsplanes unter 27 500 kHz (See- und Flugfunkdienst sowie Rundfunkbereiche mit Ausnahme der KW-Rundfunkbereiche). Für den festen Funkdienst, den beweglichen Landfunkdienst, den Tropenrundfunkdienst und den KW-Rundfunkdienst hat inzwischen das Internationale Frequenzregistrierungsbüro des Internationalen Fernmeldevereins Entwürfe für Frequenzlisten aufgestellt, die der kommenden Funkverwaltungs-konferenz zur Annahme vorgelegt werden. Für den Frequenzverteilungsplan oberhalb 27 500 kHz ist weiterhin mit gewissen Änderungen der bisherigen Bereichsaufteilung zu rechnen. Ferner sollen in Genf auch betriebliche und technische Bestimmungen überarbeitet und ergänzt werden.

Dagegen ist es nicht Aufgabe der Funkverwaltungs-konferenz, die Verteilung oder die Änderung der bisherigen Aufteilung von Frequenzen für die Rundfunkbereiche an einzelne Länder vorzunehmen (Ausnahmen: KW-Rundfunk und Tropenrundfunk in den Grenzwellenbereichen). Eine solche Verteilung erfolgt vielmehr in regionalen Abkommen. Eine Revision des entsprechenden, für Deutschland wichtigen Kopenhagen-Planes 1948 (Lang- und Mittelwellen) ist frühestens 1961 zu erwarten, des Stockholmer Planes 1952 (UKW-Rundfunk) möglicherweise bereits 1958.

Bild 6. Chassisaufbau des Hi-Fi-Verstärkers „Telewatt Ultra“



Auf dem dunklen Streifen der Frontplatte befinden sich die Schiebeschalter für die einzelnen Frequenzgänge des Phono-Entzerrers

verursacht die Klangregelstufe keine zusätzlichen Verzerrungen. Selbst bei maximaler Anhebung bleibt eine starke Gegenkopplung bestehen.

Weitere Besonderheiten dieses Gerätes sind das eingebaute Rumpel- und Höhenfilter. Das Rumpelfilter dient zur Unterdrückung der Rumpelgeräusche von Phono-laufwerken, während das Höhenfilter Verzerrungen bei der Wiedergabe älterer Schallplatten, die bei Frequenzen über etwa 5000 Hz als Klirren hörbar sind, unterdrückt. Die Wirkung dieser Filter auf den Frequenzgang des Verstärkers geht aus der Kurve 2 im Bild 2 hervor. Während bei linearer Stellung des Baß- und Höhenreglers und abgeschaltetem Höhen- und Rumpelfilter der Verstärker einen sehr linearen Frequenzgang hat (Kurve 1), ergibt sich bei eingeschalteten Filtern ein steiler Abfall der Kurve. Die beiden Filter bestehen aus doppelten RC-Ketten, mit denen sich gegenüber einfachen RC-Ket-

ten Verstärker und den angeschlossenen Lautsprecher ohne Beeinträchtigung durch das Magnetongerät möglich ist.

Von besonderer Bedeutung ist der Gegenkopplungs-Regelkreis (GK-MK-Kreis), den der Schwingstrom des angeschlossenen Lautsprechers durchfließt. Durch geeignete Einstellung der Potentiometer P 9 und P 10 läßt sich der dynamische Ausgangsleistungstand des Verstärkers auf sehr kleine Werte herabsetzen. Dadurch erreicht man eine wirksame Dämpfung von Einschwingvorgängen und Lautsprecherresonanzen. Außerdem wird auch die Ausgangsspannung des Verstärkers unabhängig von der Belastung. Das ist dann besonders wichtig, wenn zusätzlich Lautsprecher zugeschaltet werden sollen. Die günstigste Einstellung des GK- und MK-Reglers richtet sich nach der Impedanz der angeschlossenen Lautsprecherkombination. Da der Ausgang des Verstärkers für die international üblichen

Die stereophonische Schallplatte

Vor acht Wochen hatten wir in der FUNK-TECHNIK Bd. 13 (1958) Nr. 6, S. 178 unter der gleichen Überschrift über die Lage auf dem Gebiet der stereophonischen Schallplatte näher berichtet. Daraus ging hervor, daß die Methode der Aufzeichnung von zwei um je 45° gegen die Vertikale versetzten Spuren als internationaler Standard gewählt wurde. Es konnte ferner darauf hingewiesen werden, daß auch die Entwicklung preiswerter Stereo-Kristalltonabnehmer gelungen sei. Wie sieht es nun heute aus? Über die deutschen Entwicklungen ist noch nichts Näheres bekanntgeworden, es liegen aber jetzt einige Nachrichten aus dem Ausland vor.

Die „Binofluid“-Stereo-Kapsel von Ronette

In den Amsterdamer Laboratorien der holländischen Firma Ronette Piézo Electriche Industrie N. V. begann man vor etwa drei Jahren mit der Entwicklung von stereophonischen Kristall-Tonabnehmern. Man stützte sich dabei auf die Erfahrungen, die mit den bisherigen Einkanal-Kristall-Tonabnehmern von Ronette vorlagen. Da es zu dieser Zeit noch keine in-

auf der Platte aufgezeichneten zwei verschiedenen Modulationen für den linken und den rechten Tonkanal (siehe Bilder) mittels eines einzigen Saphires getrennt auf zwei entsprechende Kristallelemente übertragen werden, so daß die getrennten Modulationen für beide Kanäle am Ausgang der Einheit getrennt abzunehmen



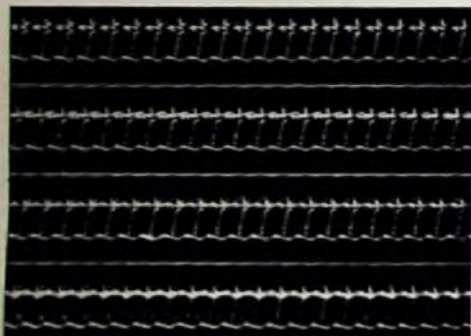
Die „Binofluid“-Stereo-Kapsel von Ronette

sind – liegen auch von Ronette noch keine Einzelheiten vor. Tatsache ist aber, daß die im Bild dargestellte „Binofluid“-Kapsel jetzt seit Anfang April dieses Jahres in die Fabrikation genommen wurde. Die ersten Lieferungen dieses preiswerten Stereo-Kristall-Tonabnehmers sind Anfang Mai zu erwarten. Die Systeme sollen sich ohne zusätzliche Maßnahmen in jeden normalen Tonabnehmer einbauen lassen.

Stereo-Schallplatten in USA

Schon jetzt läßt sich feststellen, daß das kommende Herbstgeschäft an Stereo-Wiedergabeanlagen und -geräten sowie an Stereo-Schallplatten in den USA groß sein wird. Im Augenblick bestehen bei den Herstellerfirmen noch unterschiedliche Auffassungen darüber, ob der „kompatiblen“ Stereo-Schallplatte, die auch mit üblichen Einkanal-Abspielgeräten wiedergegeben werden kann, oder einer speziellen Stereo-Schallplatte, die besondere Abspielgeräte erfordert, der Vorzug zu geben ist.

Columbia will demnächst eine nicht-kompatible Stereo-Schallplatte herausbringen. Der neue Plattentyp soll aber, um den Bestand an vorhandenen Einkanal-Aufnahmen nicht im Wert herabzusetzen, nur als „Verbesserung“ propagiert werden. Paramount Enterprises zeigte Mitte April in New York ein neuentwickeltes Stereo-Abspielgerät der Marke „Hallmark“. Dieses Gerät ist für nicht-kompatible Stereo-Schallplatten bestimmt. Sonotone Corp. gab ebenfalls Mitte April bekannt, daß die Serienfertigung eines neuen Stereo-Tonabnehmers vorbereitet wird. Dieser Tonabnehmer ist kompatibel und mit derselben Nadel für die Wiedergabe von Einkanal- und Stereo-Schallplatten geeignet. Die Patrone kostet im Einzelhandel etwa ebensoviel wie die normale Patrone von Sonotone (24,50 \$). Daneben ist noch ein nicht-kompatibles Tonabnehmersystem mit zwei Abtastnadeln in Entwicklung. Anfang April zeigte Magnavox in New York Zusatzrichtungen, mit denen vorhandene Einkanal-Abspielgeräte dieser Firma nachträglich in Stereo-Abspielgeräte umgewandelt werden können.



Vergrößerte Draufsicht auf Schallrillen einer Einkanal-Aufnahme mit 15000 Hz. Die Aufzeichnung (weiß) wurde mit Hilfe von Lichtspiegelung sichtbar gemacht; die Oberfläche der Schallplatte ist schwarz



Vergrößerte Draufsicht auf 3 Schallrillen einer stereophonischen Aufnahme mit 1000 Hz und 8000 Hz nach dem jetzt genormten 45/45-System

dustriemäßigen Stereo-Schallplatten gab, mußten in Amsterdam eigene Versuchsplatten geschnitten werden. Schließlich entstand als Ergebnis der Arbeiten ein Kristall-Tonabnehmer, den man etwa als eine verdoppelte Ausführung des „TO-284-Turnover“-Systems von Ronette ansehen kann. Über das Wesentliche dieser Konstruktion – die Art und Weise, in der die

Neues Gerät für magnetische Bildaufzeichnung

„VERA“ (Vision Electronic Recording Apparatus) ist der Name eines neuen elektronischen Gerätes für die magnetische Bild- und Tonaufzeichnung, das die Forschungsingenieure der BBC London in zweijähriger Arbeit entwickelt haben. Die Aufzeichnung erfolgt auf 12,7 mm breitem Magnetband mit 5 m/s Bandgeschwindigkeit. Die Spulen von 50 cm Durchmesser lassen Band für 15 Minuten aufnehmen. Das aufzunehmende Videosignal (0...3 MHz) wird in zwei Teilbänder (0...100 kHz und 100 kHz...3 MHz) aufgeteilt und auf getrennten Spuren aufgezeichnet. Das obere Frequenzband wird direkt aufgezeichnet, das untere dient zunächst zur Frequenzmodulation eines 1-MHz-Trägers, dessen Frequenzänderungen dann auf der zweiten Spur aufgezeichnet werden. Man wähle ein FM-Trägersystem, weil die Erfahrung zeigte, daß sich damit die in der Regel größeren Flächen im Bild bemerkbar machen können. Gleichzeitig umgeht man dadurch den Abfall der tiefen Frequenzen bei der Wiedergabe. Unerwünschte Amplitudenmodulation tritt zwar auch im Frequenzband 300 kHz...3 MHz auf, jedoch stört sie hier den Bildeindruck kaum. Der Fernsehler wird auf einer dritten Spur aufgezeichnet, und auch hier arbeitet man mit einem frequenzmodulierten Träger.

Die sorgfältig abgeschirmten Magnetköpfe haben Spalte von etwa 5 µ Breite. Um für das Cuttern des Bandes bestimmte Bildstellen kennzeichnen zu können, kann auf der Tonspur ein 30-kHz-Impuls aufgezeichnet werden, der beim Rückspulen des Bandes mit herabgesetzter Geschwindigkeit dann als Ton hörbar wird.

Die erste „VERA“-Übertragung fand bereits am 14. April 1958 statt, und in Zukunft sollen „VERA“-Übertragungen zum festen Bestandteil des BBC-Fernseh-Programms gehören.

Die Engländer behaupten übrigens, daß „VERA“-Anlagen billiger sein werden als beispielsweise Bildaufzeichnungssysteme, wie sie unter anderem in den USA entwickelt wurden. Zur Zeit kostet die „VERA“ etwa 60000 DM. Auch die Verwendung des nur etwa 13 mm breiten normalen Magnetbandes wird als Vorteil angesehen.

Ampex-Bildaufzeichnungsanlage vom NDR bestellt

Der NDR hat (soweit bekannt ist) bisher als einzige deutsche Rundfunkanstalt eine Ampex-Bildaufzeichnungsanlage bei Siemens & Halske bestellt. Siemens übernimmt die Anpassung der von der Ampex Corp. (USA) entwickelten Video-Aufzeichnungsgeräte an die CCIR-Norm mit 625 Zeilen. Die sechs ersten Maschinen sollen in den USA Mitte Mai verschifft werden. In Auftrag gegeben hat der NDR eine Doppelmaschine für pausenlose Aufzeichnung; die Auslieferung wird im Sommer d. J. erwartet. Eine einzelne Maschine kostet rund 300000 DM und ermöglicht das Speichern von Fernsehprogrammen direkt auf Magnetband, so daß sie beliebig oft wiedergegeben werden können (s. FUNKTECHNIK Bd. 12 (1957) Nr. 21, S. 729–730). Das Band läßt sich jederzeit löschen und wieder verwenden. Diese Geräte wurden besonders interessant, nachdem es gelungen war, Magnetbänder mit Videoaufzeichnungen ebenso leicht zu schneiden und zu kleben wie Magnetbänder.

Ampex Corp. will in Deutschland eigene Produktionsgesellschaft gründen

Anscheinend hat die Ampex Corp. in Redwood City (Kalifornien) die Absicht, für Europa eine eigene Fabrikations- und Entwicklungsgesellschaft zu gründen. Ein Vertreter der Ampex Corp., der sich zur Zeit in der Bundesrepublik Deutschland aufhält, erklärte dieser Tage in Köln, daß die Ampex in Zusammenarbeit mit westdeutschen Firmen in der Bundesrepublik ein Zweigwerk gründen wolle, das elektronische Bildaufzeichnungsgeräte herstellen soll. Auch kleine Heim-Aufzeichnungs- und Wiedergabegeräte seien bereits von der Ampex Corp. entwickelt worden. Ampex will bei einer solchen Gründung in der Bundesrepublik 3 Millionen Dollar investieren und von hier aus auch andere europäische Länder mit den in Betracht kommenden Geräten beliefern.

Grenzempfindlicher Konverter für das 145-MHz-Amateurband

Quarzkontrollierter Oszillator • Rauschzahl $F = 1,8$

Fortsetzung aus FUNK-TECHNIK Bd. 13 (1968) Nr. 9, S. 306

Aufbau

Der Konverter setzt sich aus drei Einheiten zusammen: E 88 CC - Vorstufen, E 180 F - Mischer und E 88 CC - Oszillator. Vorstufen und Oszillator befinden sich auf getrennten, herausnehmbaren Kupferblechchassis; nur die Mischstufe ist unmittelbar auf dem Chassis montiert, das den gesamten Konverter für das 145-MHz-Amateurband umfaßt.

hartem Kupferblech bestehen, wird der Sockel in vier Quadranten aufgeteilt, auf die sich die Sockelanschlüsse wie folgt verteilen: 1. Quadrant s, k, g ; 2. Quadrant a, f, j ; 3. Quadrant k', g' ; 4. Quadrant a' . Die Elektroden a, g, k werden dem Katodenbasissystem, die Elektroden a', g', k' dem Gitterbasissystem zugeordnet. Dicht über dem Sockel und seinen entsprechenden Anschlüssen müssen durch die Ab-

die Röhrenfassungen müssen entsprechend geformte Aussparungen im Hauptchassis geschaffen werden.

Wie Bild 4 erkennen läßt, fügt sich die Anordnung der Röhrenfassungen und aller anderen Teile des Konverters nicht Gesichtspunkten der Schönheit und Symmetrie; solche hier zum Maßstab zu machen, wäre falsch. Übergeordnetes Prinzip ist und muß hier (wie in allen Fällen des Baues von UKW-Geräten) die Forderung nach kurzen HF-führenden Leitungen sein.

In den schmalen Raum zwischen den kupfernen Teilchassis ordnet sich die Mischstufe ein, die auf der einen Seite an das HF-, auf der anderen an das ZF-Bandfilter angeschlossen wird. Das ZF-Bandfilter befindet sich zwischen Röhre und ZF-Koaxialbuchse. Es handelt sich um ein industrielles Erzeugnis (Valvo „AP 1108“), dessen Bandbreite durch Auswechseln der Abschirmhaube gegen eine solche von einem anderen Bandfilter (Valvo „AP 1001/70“) vergrößert wurde. Da die Originalabschirmhaube ohnehin vorübergehend entfernt werden muß, damit L 8 aufgetragen werden kann, bereitet der Umbau keine zusätzlichen Schwierigkeiten.

Die in der Längsachse des Konverters stehenden Abschirmbleche der beiden E 88 CC-Einsätze erhalten, wie Bild 2 zeigt, Winkel, die sie mit den Schmalseiten des Hauptchassis verbinden. Dadurch werden Abschirmwirkung und mechanische Festigkeit verbessert.

Verdrahtung

Die Form des Chassis erlaubt leichtes Verdrahten, und durch die Verwendung von einsetzbaren Teilchassis wird dieser Arbeitsgang noch wesentlich vereinfacht. Alle Verbindungen werden mit den Anschlußdrähten der Spulen, Widerstände oder Kondensatoren erreicht, nur ausnahmsweise benötigt man Schaltdraht. Alle Gleich- und Heizspannung führenden Leitungen sind in Abschirmungen zu verlegen, auch die Verbindung der Katode der E 180 F mit der Koppelspule im Oszillator ist abzuschirmen.

Die Teilchassis werden anschlussfertig verdrahtet und vor dem Einbau vorabgeglichen.

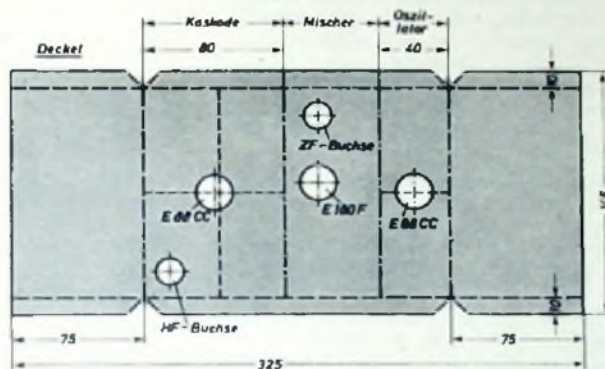
Abgleich

Es sei gleich vorweggenommen, daß ein einwandfreier Abgleich eines so empfindlichen Konverters, wie es der hier beschriebene ist, ohne Unterstützung durch Grid-Dip-Meter, Vielfach-Meßinstrument und Rauschgenerator nicht möglich ist. Ein zuverlässiges, als Absorptionskreis einsetzbares Grid-Dip-Meter ist von großer Bedeutung.

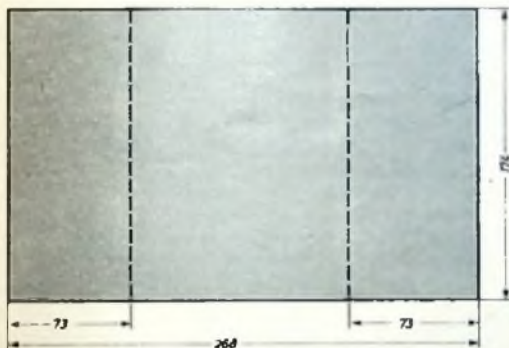
Es empfiehlt sich, Oszillatoreinheit und Vorstufeneinheit bereits vor dem Einbau einem genauen Vorabgleich zu unterziehen. Wenn die angegebenen Spulendaten eingehalten werden, sind ernstliche Schwierigkeiten ausgeschlossen.

Man beginne mit den E 88 CC-Vorstufen. L 1 wird eingebaut und so lange verändert, bis bei halb eingedrehtem Trimmer C 2

Bild 3. Abmessungen des Chassis, Lage der Abschirmwände und einiger Einzelteile des Konverters



Unten: Abmessungen des Chassis-Bodenbleches



Das Chassis ist aus hartem, 1 mm dickem Aluminium gefertigt und hat die Abmessungen $175 \times 125 \times 75$ mm. Es setzt sich aus zwei Schalen zusammen, die beide U-förmig gebogen sind und so ineinander geschachtelt werden, daß eine geschlossene Einheit entsteht. Die äußere Schale umfaßt die innere mit 10 mm breiten Biegekanten. Das Chassis des Originalgerätes entstammt laufender amerikanischer Produktion, kann aber leicht nachgebaut werden. Diese Chassisform ist zum Beispiel in experimentell ausgerichteten amerikanischen Amateurräumen weit verbreitet und hat sich als sehr praktisch erwiesen. Bild 3 vermittelt die Abmessungen und die Gestalt der für das Chassis notwendigen beiden Bleche. Wie Bild 2 erkennen läßt, wird der keramische Sockel der E 88 CC im Eingang von senkrecht aufeinanderstehenden Abschirmblechen durchdrungen, die die Gesamthöhe des Chassis einnehmen. Experimente haben erwiesen, daß nur eine konsequente Abschirmung einwandfreies Arbeiten der Systeme der E 88 CC gewährleistet. Der metallische Mittelstützen im Röhrensockel muß entfernt werden. Durch die Abschirmbleche, die im Originalgerät aus 1 mm dickem,

schirmbleche Durchbrüche für C 4 und den Katodenanschluß von L 3 geschaffen werden. Kupferne Deckplatte und Abschirmbleche werden zweckmäßigerweise zum Beispiel auf einer elektrischen Kochplatte mit Unterstützung durch eine Lötlampe mittels Weichlotes miteinander verbunden, nachdem vorher alle notwendigen Bohrungen durchgeführt wurden. Bevor man die Einzelteile auf dem HF-Teilchassis montiert, setzt man das letztere vorläufig in das Hauptchassis und reißt alle Bohrungen auch auf dem Teilchassis für die HF-Stufen an.

Wie die Vorstufen, ist auch der Oszillator auf einem Kupferblechchassis montiert, dessen eine Wand ihn wirkungsvoll vom übrigen Innenaufbau des Konverters abschirmt. Über den Sockel, von dem auch hier der Mittelstützen entfernt wird, zieht sich ein Abschirmblech, das s, a', g' und k' von f, j, a, g und k trennt. s, k', f und k werden mit der Trennwand verlötet, indem man die entsprechenden Sockelanschlüsse unmittelbar mit ihr verbindet. Die Abschirmwand zum Innern des Konverters hin wird von Bohrungen durchbrochen, die die Zuführung von U_a und U_1 und die Ableitung der Injektionsspannung gestatten. Der Quarz (beziehungsweise seine Fassung) wird so orientiert, daß die Schmalseite zur E 88 CC schaut. Auf diese Weise wird der Einfluß der Wärmestrahlung der Röhre auf den Quarz auf ein Minimum herabgedrückt. Obertonquarze sind nämlich sehr empfindlich gegenüber einer Veränderung der Außentemperatur. Schon kurzzeitiges Berühren mit der Fingerspitze verändert ihre Frequenz, so daß es empfehlenswert scheint, Quarzoszillatoren für extrem stabile Zwecke in Thermostate zu setzen. Auch die Bohrungen des Oszillatorchassis korrespondieren mit entsprechenden im Hauptchassis. Für die Quarzfassung und

- 1 Aluminiumchassis „Minibox, CU-3008“ (Bud; USA)
- 2 Röhren E 88 CC (Valvo)
- 1 Röhre E 180 F (Valvo)
- 1 Stabilisatorröhre 108 C 1 (Valvo)
- 3 keramische Novalfassungen (Preh)
- 3 Abschirmkragen für Novalfassungen (Preh)
- 1 keramische Miniaturfassung mit Kragen (Preh)
- 1 Abschirmhaube für Novalfassung (Preh)
- 1 Obertonquarz, $f = 45$ MHz (Petersen; USA)
- 1 Quarzfassung (Quarztechnik)
- 2 Koaxialbuchsen „CD 071“ (Haerberlein)
- 1 dreipoliger Einbaustecker mit Buchse (Tuchel)
- 4 Stiefelkörper „B 7/25“ (Vogt & Co.)
- 1 Stiefelkörper „B 7/30“ (Vogt & Co.)
- 1 HF-Eisenkern (Vogt & Co.)
- 4 Ferrocart-Kerne (Vogt & Co.)
- 2 keramische Trimmer, 21 pF (Tronser)
- 1 Mikro-Bandfilter „AP 1108“ (Valvo)
- 1 Mikro-Bandfilter „AP 1001/70“ (Valvo)
- 1 Miniaturtrimmer, 10 pF (Polar)
- 1 Tauchtrimmer, 30 pF (Valvo)
- keramische Lötstützpunkte abgeschirmte Schaltlötze mit Trolltulation verschiedene Kleinteile

Resonanz auf 145 MHz eintritt. L 1 wird wieder ausgebaut, ebenso C 2, und man gleicht L 2 auf 145 MHz ab. Nach dem Ausbau von L 2 wird L 3 justiert. Wenn das erfolgt ist, können L 1, C 2 und L 2 wieder eingelötet werden. Am einfachsten gestaltet sich das Hintrimmen von L 4. Man versuche nicht, nach dem Einbau aller Induktivitäten in die Vorstufen des Konverters mit dem Grid-Dip-Meter die Resonanzstellen von L 1, L 2 oder L 3 zu bestimmen. Die Rückwirkungen der Spulen aufeinander sind beträchtlich und führen mit Sicherheit zu Fehlschlüssen. Erst eine versuchsweise Inbetriebnahme schafft weitere Klarheit, während der Endabgleich mit dem Rauschgenerator Gewißheit vermittelt. Man legt an die E 88 CC Heizspannung und schaltet zwischen R 4 und R 3 und +U_b ein mA-Meter. Beim ersten Ein-



Bild 4. Außenansicht des Konverters

schalten wird die HF-Einheit schwingen; der Anodenstrom erreicht Werte von 25 ... 30 mA und mehr (Vorsicht!) und sinkt auf 15 ... 16 mA, sobald man das Steuergitter des Katodenbasissystems gegen Masse kurzschließt. Mit einem Absorptionskreis wird man eine Selbsterregung bei 150 MHz feststellen. Durch Verdrehen des Eisenkernes in L 2 muß bei etwas eingedrehtem Eisenkern der Anodenstrom auf 15 ... 16 mA zurückgehen; berührt man L 1 mit einem isolierten Schraubenzieher, zuckt

der Anodenstrom ein bißchen nach oben. Durch Herausdrehen des Trimmers C 2 wird ein völlig stabiler Zustand erreicht. Recht einfach ist der Abgleich der Oszillatoreinheit. L 9, L 11 und L 12 werden mit dem Grid-Dip-Meter auf 45 MHz beziehungsweise auf 135 MHz abgeglichen. Nur den Obertonoszillator nimmt man zunächst in Betrieb. Mit dem Eisenkern von L 9 muß ein Abreißen der Schwingungen erreicht werden können; man legt ihn in der Position fest, in der die Schwingungen mit Sicherheit wieder einsetzen, wenn man sie durch Berühren von L 9 zum Erliegen gebracht hat. Obertonquarze können nicht nur auf der Nennfrequenz, sondern auch auf niedrigeren oder höheren Obertönen schwingen, ein 45-MHz-Obertonquarz zum Beispiel auch auf 27 oder 63 MHz. Eine Kontrolle der Schwingungen mit einem Absorptionskreis ist wichtig, wenn auch in dem hier vorliegenden Falle eine Fehl-Abstimmung kaum erfolgen kann. Einiges Experimentieren mit dem Obertonoszillator bringt auch zu Tage, daß der Mitnahmebereich des Quarzes ziemlich groß ist, eine Veränderung von L 9 bewirkt auch eine Verschiebung der erzeugten Obertonfrequenz. Nach der Skaleneichung darf also L 9 nicht mehr justiert werden.

Beim Durchdrehen des Eisenkernes von L 11 wird man im Resonanzpunkt einen Anstieg des Anodenstromes des Verdreifers feststellen. L 11 und L 12 beeinflussen einander und müssen wechselseitig hingetrimmt werden.

Ehe man Vorstufen- und Oszillatoreinheit einbaut, empfiehlt sich der Abgleich von L 5. Zum Endabgleich nimmt man anfangs nur den Oszillator und den Mischer in Be-

trieb. Man verbindet den Konverter mit dem ZF-Verstärker über ein Stück Koaxialkabel. Der ZF-Verstärker muß natürlich „dicht“ sein, das heißt, er darf im ZF-Bereich keine Kurzwellenstationen durchschlagen lassen. Nicht alle in Amateurläden befindliche Stationempfänger können dieser scharfen Forderung genügen. Besonders geeignet sind die Surplus-Empfänger „BC 312“, „BC 342“ und „BC 348“. Immer ist es ratsam, an die Stelle des eingebauten Antennenanschlusses eine Koaxialbuchse zu setzen, die mit dem Chassis unmittelbar Kontakt und deren Mittelstift über eine abgeschirmte Leitung mit dem Antennenspulen-Umschalter Verbindung hat. L 6 und L 7 werden bei 10,5 MHz beziehungsweise bei 9,5 MHz auf Rauschmaximum abgestimmt. L 11 und L 12 mit L 13 sind so zu justieren, daß das Rauschen eine weitere Spitze erreicht, das schließlich mit C 9 auf einen Höchstwert gebracht wird. Die Resonanz des Kreises L 5, C 9 liegt sehr breit, eine Folge des geringen Eingangswiderstandes der E 180 F.

Erst jetzt sollte man die E 88 CC im Eingang in Betrieb nehmen. Der koaxiale Eingang wird mit einem induktionsfreien 60-Ohm-Widerstand abgeschlossen, der Trimmer C 1 ganz eingedreht und bei einer halben Windung an L 1 angeschlossen. Der Eisenkern von L 2 wird vollständig ein- und herausgedreht, ohne daß man C 2, der fast ganz herausgedreht ist, verändert. Es wird sich zeigen, daß nur in einem engen Bereich des Eintauchens des Eisenkernes in L 2 keine Schwingungen auftreten, die sich durch Zwitschern im Lautsprecher bemerkbar machen. In diesem engen Be-

Tab. II. Spulendaten des 145-MHz-Konverters

Spule	Anzahl der Windungen	Innendurchmesser [mm]	Drahtdurchmesser [mm]	Drahtart	Spulenlänge [mm]	Spulenkörper	Bemerkungen
L 1	3 1/4	10	1,5	Cu vera	11	freitr.	10 bzw. 20 mm lange Zuleitungen; Anschlusspunkt für C 1 bei etwa 1 1/2 Wdg.
L 2	12	8	1,0	Cu vera	19	Stiefelkörper „B 7/30“	35 mm lange Zuleitung an der Anodenseite; HF-Eisenkern
L 3	9	8	1,0	Cu vera	13	Stiefelkörper „B 7/25“	20 mm lange Zuleitungen; Ferrocart-Kern
L 4	3	10	1,0	Cu vera	12	freitr.	10 bzw. 25 mm lange Zuleitungen
L 5	4	10	1,0	Cu vera	11	freitr.	10 bzw. 20 mm lange Zuleitungen
L 6	—	—	—	—	—	—	Mikro-Bandfilter Valvo „AP 1108“
L 7	—	—	—	—	—	—	mit Abschirmbecher von „AP 1001/70“
L 8	8	—	10 x 0,07	—	—	—	über das kalte Ende des Sekundärkreises Windung an Windung gewickelt
L 9	9	8	1,0	Cu vera	14	Stiefelkörper „B 7/25“	—
L 10	1 1/2	8	0,5	Cu I.B	—	—	neben das kalte Ende von L 9 gewickelt; Abstand etwa 2 mm
L 11	5 3/4	8	1,0	Cu vera	10	Stiefelkörper „B 7/25“	—
L 12	8	8	1,0	Cu vera	13	Stiefelkörper „B 7/25“	—
L 13	1 3/4	8	1,0	Cu vera	—	—	in 2 mm Abstand neben das kalte Ende von L 12 gewickelt
L 14	5	7	0,7	Cu I.	9	Schichtwiderstand 1 Ohm	L 14 u. L 15 sind zweifädig gewickelt; 20 mm lange Zuleitungen
L 15	5	7	0,7	Cu L	9	—	—

reich befindet sich der Punkt der Neutralisation. L4 und C7 stimmt man auf Rauschmaximum ab und justiert dann L2 und C2 so lange, bis ein deutlicher Rauschanstieg feststellbar ist, wenn C2 nahezu seine kleinste Kapazität erreicht hat. In diesem Stadium des Abgleiches muß das Gesamttrauschen gut hörbar abnehmen, wenn man C1 und damit den 60-Ohm-Widerstand von L1 entfernt; das thermische Rauschen des Widerstandes wird unhörbar. Das Gesamttrauschen nimmt noch mehr ab, wenn man L1 unmittelbar am Gitteranschluß mit einem Schraubenzieher gegen Masse kurzschließt. Man lasse sich nicht dadurch irritieren, daß Selbsterregung der Katodenbasisstufe einsetzt, sobald man mit dem Finger L2 oder auch L3 berührt; durch die durch die Berührung verursachte Verstimmung der Kreise wird die frequenzabhängige Neutralisation durch L2 wirkungslos gemacht. Mit einer an

anderer Stelle veröffentlichten Methode¹⁾ wird nun das Bandfilter L4, C7-L5, C9 auf 2 MHz Bandbreite eingestellt [9]. Mit peinlicher Sorgfalt braucht diese Manipulation nicht vorgenommen zu werden. Die entscheidend wichtige Rauschanpassung des Konverters an 60 Ohm kann nicht subjektiv erfolgen. Ein mit 60 Ohm abgeschlossener Rauschgenerator mit Kompensation der kapazitiven Blindkomponente der Rauschdiode [11, 12] wird mit dem Konverter verbunden. Die automatische Schwundregelung des ZF-Verstärkers wird aus-, der Telegrafienüberlagerer eingeschaltet. Durch vorsichtiges folgerichtiges Trimmen der Bauelemente C2, L2 und L3 ist es ein Leichtes, eine Rauschzahl $F = 1,8$ zu erreichen, wobei allerdings der Anschlußpunkt von C1 an L1 mit besonderer Sorgfalt bestimmt werden muß. Es zeigt sich,

daß C2 minutiös genau einzustellen und daß der Einfluß von L2 auf die Rauschzahl beträchtlich ist. Es kann geschehen, daß bei Aufhebung der rein ohmschen Belastung des Eingangskreises des Konverters durch Entfernen des Rauschgenerators das Katodenbasissystem eine Neigung zur Selbsterregung zeigt. Sie ist bedeutungslos und wird teilweise durch die nunmehr kapazitive Belastung durch C1 bewirkt. Wenn der Konverter mit einer schlecht angepaßten Antenne verbunden wird, kann die gleiche Erscheinung auftreten; bessere Anpassung – Stehwellenverhältnis 1:1 auf der Speiseleitung – und eventuell ein wenig Nachstimmen von C1 schaffen saubere Abstimmverhältnisse. Aufwand und Leistung stehen bei dem hier beschriebenen Konverter in einem sehr günstigen Verhältnis. Mit nur drei Röhren wird die Grenze des heute Möglichen an Empfindlichkeit fast erreicht.

1) Schrifttumangaben S. Heft 9, S. 306

H. PETZOLDT, Telefunken GmbH

DK 621.375.003

Fortsschritte in der Entwicklung elektroakustischer Verstärker

Einen Fortschritt erkennt man nur bei einem Vergleich mit Gewesenem. Dies gelingt um so besser, je weiter man zurückblenden kann. Leider haben durch die Kriegseinwirkungen die meisten Archive große Lücken. Durch einen Zufall blieb ein Exemplar der *Telefunken-Sammelliste* E.L.A. Nr. 2 aus dem Jahre 1932 erhalten und ermöglichte zusammen mit anderen Unterlagen eine Übersicht der Entwicklung der elektroakustischen Verstärker in den letzten 25 Jahren.

Den Ingenieuren dürften dabei in erster Linie die elektrischen Daten interessieren, wie Frequenzbereich mit den Abweichungen, Klirrfaktor, Störabstand u.ä. Leider sind die alten Unterlagen darüber sehr mangelhaft, abgesehen davon, daß man die vor 25 Jahren hierfür gültigen Meßverfahren kennen mußte, wollte man Vergleiche mit heute anstellen. Es gibt aber noch eine Anzahl anderer Kriterien, aus denen man die Entwicklungstendenzen und den Fortschritt erkennen kann. Hierbei ist es zweckmäßig, die Verstärker in mehrere Leistungsgruppen in Watt zu unterteilen und die absoluten Werte auf Vergleichswerte je 1 W Verstärkerleistung umzurechnen.

Diese Vergleiche wurden mit Verstärkern aus den Jahren 1932, 1939, 1943 und 1957 durchgeführt. Das Jahr 1939 kennzeichnet im Vergleich zu 1932 den starken Aufschwung der Elektroakustik in den Jahren vor dem Krieg, das Jahr 1943 den technischen Stand im Krieg.

Bild 1 zeigt das Volumen der Verstärker, d. h. den sich durch die Gehäuseabmessungen ergebenden Raumbedarf bezogen auf 1 W abgegebene NF-Verstärkerleistung. Die Darstellung läßt erkennen, daß die Verstärker im Laufe von 25 Jahren wesentlich kleiner geworden sind. Ermöglicht wurde dies unter anderem durch die Schaltung kleinerer Bauelemente. Vor allem die Röhren waren im Jahre 1932 noch sehr groß (RV 2400), und das Gehäuse umschloß viel Luftraum. Einen wesentlichen Anteil an der Volumenverkleinerung ist den Fort-

schritten zu verdanken, die in der Übertragertechnik und in der Schaltungstechnik erreicht wurden. Sie ermöglichten einen weitaus gedrangteren Aufbau bei gleichzeitiger Verbesserung der elektrischen Daten der Verstärker. Bei der Kurve für 1957 ist in der Leistungsgruppe 3...4 W eine Unterteilung erfolgt in R = Röhrenverstärker und T = Transistorverstärker einschließlich eingebauter Batterien.

Einen Vergleich der Verstärkergewichte, wiederum bezogen auf 1 W Verstärkerleistung, zeigt Bild 2. Erwähnenswert ist die Gewichtszunahme im Jahre 1943 gegenüber 1939 in der Leistungsgruppe 70...100 W. Die Ursache dürfte in der Erweiterung des übertragenen Frequenzbereiches zu den Tiefen hin zu suchen sein. Die Übertrager, vor allem im Ausgang, wurden größer und damit schwerer. Trotzdem zeigt die Darstellung, daß die Verstärker im Laufe der Entwicklung bedeutend leichter geworden sind. Bei dem Transistorverstärker gilt die Angabe wiederum einschließlich eingebauter Batterien.

Betrachtet man einen Verstärker als eine Maschine, die die Aufgabe hat, mit Hilfe einer hineingesteckten Energie eine Leistung zu erzeugen, dann ist die Frage nach dem Wirkungsgrad naheliegend. Er ist zusammen mit der technischen Vollkommenheit und Brauchbarkeit der abgegebenen Leistung der eigentliche Gradmesser des Standes der Technik. Vergleicht man hineingesteckte mit abgegebener Leistung, dann ist bei einem Verstärker zu beachten, daß ihm zwei verschiedene Energien zugeführt werden: die aus dem Netz entnommene und die seinem Eingang zugeführte NF-Leistung. Letztere kann man aber vernachlässigen, wenn man bedenkt, daß bei einem Mikrofonanschluß die Eingangsleistung bei etwa 1 μ W liegt. Bild 3 stellt den Wirkungsgrad von Verstärkern als Verhältnis der aus dem Netz entnommenen Leistung in VA zu der abgegebenen NF-Verstärkerleistung in W dar. Hier zeigt sich

die hohe Oberlegenheit des Transistorverstärkers gegenüber Röhrenverstärkern durch den Wegfall der Röhrenheizleistung. Vergleicht man die Lage der Kurven der Röhrenverstärker zueinander mit den Darstellungen in den Bildern 1 und 2, dann könnte man geneigt sein, beim Wirkungsgrad von keinem allzu großen Fortschritt in 25 Jahren zu sprechen. Es ist dabei zu beachten, daß die Netzaufnahme eines elektroakustischen Verstärkers selten eine ausschlaggebende Rolle für den Einsatz spielt. Verstärkerbetrieb aus Batterien ist bei den erforderlichen Leistungen kaum durchführbar. Ob aber in einer großen Sporthalle die Verstärkerzentrale 200 VA mehr oder weniger aus dem Netz entnimmt, ist bei einem Anschlußwert von hunderten von kW für Beleuchtung, Lüftung, Heizung usw. ohne Bedeutung.

Abschließend seien noch einige Bemerkungen zu den Verstärkerpreisen gemacht. Es ist kaum möglich, dies in einer grafischen Darstellung aufzuzeichnen, denn man müßte Reichsmark aus dem Jahre 1932 mit DM aus dem Jahre 1957 vergleichen. Man kann auch nicht ohne weiteres Umrechnungszahlen des Lebensstandards oder Kaufwertes der Mark benutzen, und schließlich ist ein Ela-Verstärker kein Konsumartikel. Trotz dieser Sachlage sollen einige Zahlen für die Leistungsgruppe 70...100 W, umgerechnet auf 1 W Verstärkerleistung, genannt werden:

1932 = 30,— RM/W	1943 = 17,— RM/W
1939 = 17,— RM/W	1957 = 12,— DM/W

Zu dieser Aufstellung ist dem Verfasser lediglich ein Vergleichsfaktor bekannt: Setzt man 100% als Preisindex für Erzeugnisse der Elektroakustik im Jahre 1939, dann ergibt sich für 1955 ein Wert von 180%. Die Preise der Verstärker selbst sind demnach gegenüber anderen Erzeugnissen der Elektroakustik noch erheblich gesunken als es schon aus der bloßen Gegenüberstellung hervorgeht; das ist ein eindeutiger Fortschritt für den Käufer.

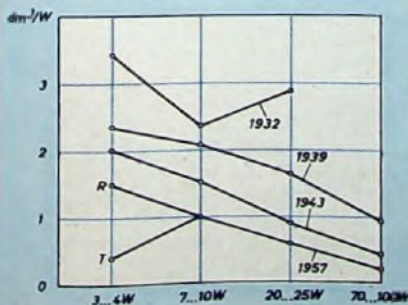


Bild 1. Verstärkervolumen in dm³/W

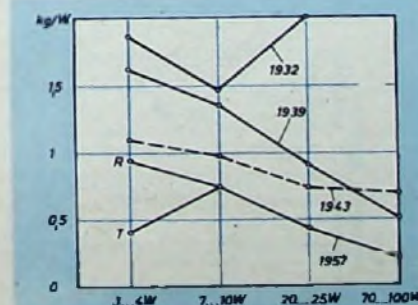


Bild 2. Verstärkergewicht in kg/W

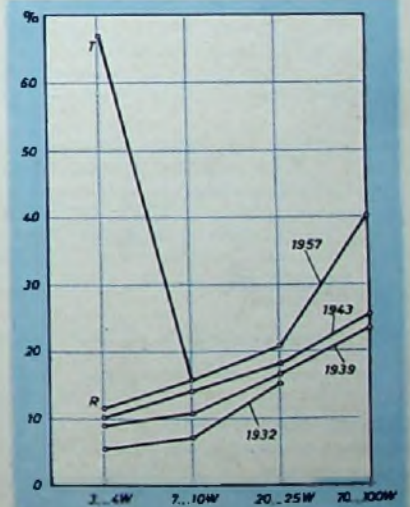


Bild 3. Wirkungsgrad von Verstärkern in %

Eine Wiedergabeanlage für hohe Ansprüche

Fortsetzung aus FUNK-TECHNIK Bd. 13 (1958) Nr. 9, S. 288

2.25 Lautsprechergehäuse und Frequenzweiche

Wenn auch heute die Lautsprecher meistens noch das schwächste Glied einer Wiedergabeanlage sind, so ist es durch geeignete Konstruktion des Lautsprechergehäuses doch möglich, eine zufriedenstellende Wiedergabequalität zu erreichen. Drei sehr gute Ovallautsprecher in Verbindung mit einem einfachen Helmholtzschen Resonator als „Schallbox“ genügen auch bei kleinen Leistungen hohen Ansprüchen.

Der zu übertragende Frequenzbereich wird über eine elektrische Weiche (Bild 10) in einen Tief- und in einen Hochtonkanal

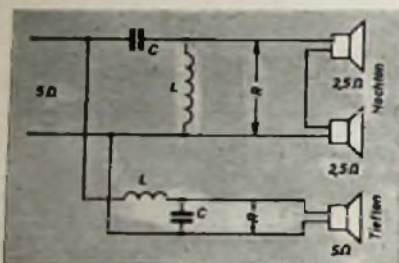


Bild 10. Schaltung der Frequenzweiche

zerlegt. Die Werte für L und C errechnen sich aus

$$L = \frac{\sqrt{2} \cdot R}{2 \pi f_0}$$

und

$$C = \frac{1}{2 \pi f_0 \cdot \sqrt{2} \cdot R}$$

(R = Lautsprecherimpedanz in Ohm, f_0 = Überlappungsfrequenz in Hertz). Das Filter hat im Sperrbereich 12 dB Dämpfung je Oktave. Falls die einzelnen Lautsprecher verschiedene Impedanzen haben, sind entsprechende Anzapfungen am Ausgangsübertrager notwendig. Zur Ermittlung der günstigsten Überlappungsfrequenz trage man in einem Diagramm den Wirkungsgrad der Hoch- und Tieftonlautsprecher als Funktion der Frequenz ein; der Schnittpunkt der Kurven ergibt dann den Wert für f_0 . In der beschriebenen Anlage ist $f_0 = 1000$ Hz. Die Lautsprecher sollen annähernd gleichen Wirkungsgrad haben.

Um die Verluste des Filters kleinzuhalten, sind die Kapazitäten MP-Kondensatoren und die Induktivitäten Luftspulen, deren Gleichstromwiderstand nicht größer als $R/10$ sein darf. Wenn, wie in der Musteranlage, mehrere Lautsprecher parallel oder in Serie liegen, ist auf gleiche Phasenlage zu achten!

Bild 11. Schaltung des FM-Tuners

Technische Daten des FM-Tuners

Eingang: Dipol, 240 Ohm
 Ausgang: 200 Ohm, symm., 1,55 V
 Empfindlichkeit: $1 \mu\text{V}$ Eingangsspannung für volle Begrenzung
 Klirrfaktor: 0,1 ... 0,2 %

Als Tieftonlautsprecher diene in der Musteranlage ein Henry-Ovallautsprecher (26×18 cm) des Typs „Oval 2618“ (Impedanz 5 Ohm, Resonanzfrequenz etwa 70 Hz); als Hochtonlautsprecher wurden zwei in Serie geschaltete Henry-Ovallautsprecher (13×8 cm) des Typs „Oval 1308“ (Impedanz 2,5 Ohm, Resonanzfrequenz etwa 250 Hz) verwendet.

Das Gehäuse ist ein Helmholtzscher Resonator, dessen Abmessungen sich aus der Formel

$$V = \frac{c^3 \cdot A}{4 \pi^3 f_0^3 \left(2l + \sqrt{\frac{\pi \cdot A}{4}} \right)}$$

berechnen lassen (A = Fläche der Öffnung in cm^2 , l = Länge des Kanals in cm, c = Schallgeschwindigkeit ($3,43 \times 10^4 \text{ cm s}^{-1}$), V = Volumen des Gehäuses in cm^3 , f_0 = Resonanzfrequenz des Gehäuses in Hz).

Die Resonanzfrequenz wählt man niedriger oder gleich der des Tieftonlautsprechers, A etwa gleich der Membranfläche des Tieftonlautsprechers. Die Hochtonlautsprecher sind vom Resonatorvolumen durch dichte Kästchen akustisch zu trennen und nicht in die Volumenberechnung einzubeziehen.

Die äußere Gestaltung des Gehäuses bleibt dem Geschmack des einzelnen überlassen. Zum Bau sind Sperrholzplatten von mindestens 2,5 cm Dicke zu empfehlen, die an den Kanten verzahnt, geleimt und mit Leisten versehen sein müssen, um das Gehäuse gut abzudichten. Die Innenwände werden etwa 5 cm dick mit Glaswolle als Dämpfungsmaterial belegt. Bild 12 läßt den Aufbau des Lautsprechergehäuses erkennen. Die Bilder 13 und 14 zeigen die fertige Box.

2.26 AM-Tuner

Die Anlage ist mit zwei AM-Tunern ausgestattet, von denen der eine ein Breitband-Ortsempfänger für MW, der andere, der eigentlich nicht in eine High-Fidelity-Anlage paßt, ein hochempfindlicher, trennscharfer Super für KW und MW ist.

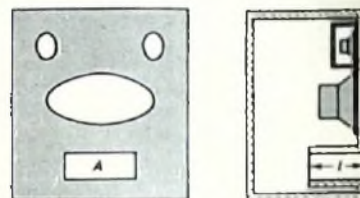
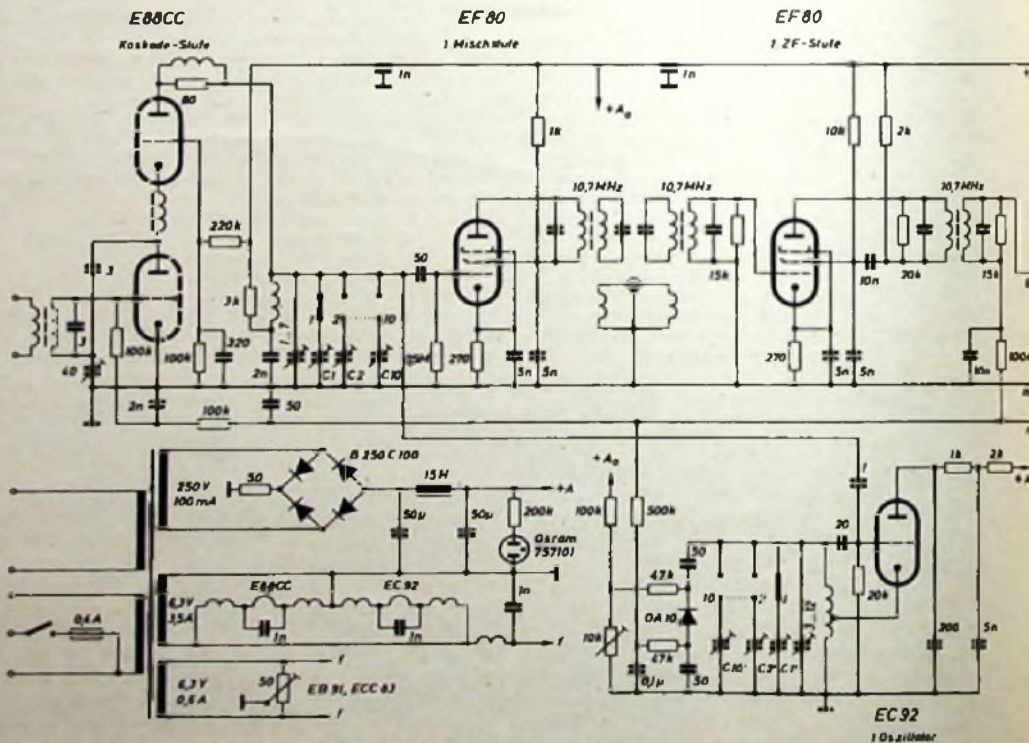


Bild 12. Aufbau des Lautsprechergehäuses

Auf die Wiedergabe der Schaltungen kann hier verzichtet werden, da sie kaum von den Standardschaltungen abweichen. Der Ortsempfänger ist ein Bandfilter-Zweikreis (Bandbreite etwa 13 kHz) mit zwei Röhren. Der Super hat HF-Vorstufe und drei ZF-Stufen; die Bandbreite von zwei ZF-Bandfiltern ist regelbar. Beide Tuner liefern 1,55 V Ausgangsspannung an 200 Ohm, symm.

2.27 FM-Tuner

Da der Tuner den verzerrungsarmen NF-Verstärker aussteuern soll, darf der Klirrfaktor der abgegebenen NF-Spannung $1 \frac{1}{2} \%$ nicht überschreiten. Weiterhin sind zu fordern: höchste Empfindlichkeit, um auch entferntere Stationen bei voller Begrenzung empfangen zu können, große Bandbreite sowie Stabilität der Abstimmung.



Im FM-Empfänger treten vor allem Verzerrungen auf infolge von geringer Bandbreite (die Begrenzerstufen haben keine Wirkung auf Phasenverzerrungen), Fehl-Abstimmung und Fehlableich (Verstimmung der Resonanzkreise im Laufe der Zeit) sowie Verzerrungen im Demodulatorkreis (Ratiodetektorschaltungen erfordern genauesten Abgleich und erreichen selten Werte unter $k = 2\%$). Um gleichzeitig hohe Empfindlichkeit, große Bandbreite und Verzerrungsfreiheit zu erreichen, wurde eine etwas unkonventionelle Schaltung gewählt.

Da es für den Amateur nicht einfach ist, hohe ZF-Verstärkung auf 10,7 MHz bei ausreichender Stabilität zu erreichen, wird hier noch eine zweite ZF von 150 kHz benutzt (Doppelsuper-Prinzip). Zwischen erster Mischstufe und erster ZF-Stufe liegen zwei 10,7-MHz-Filter, die durch eine Linkleitung gekoppelt sind. Der Sekundärkreis des ersten und der Primärkreis des zweiten Filters dienen als Traps auf 10,4 und 11,0 MHz, um Spiegelfrequenzen zu unterdrücken. Außerdem erreicht man durch diese Maßnahme höhere Flankensteilheit und bessere Trennschärfe. Um etwa 230 kHz Bandbreite zu erreichen, sind die 10,7-MHz-Filter primär- und sekundärseitig bedämpft. Als Demodulator dient eine Impulszähler-Schaltung, deren Eigenschaften von der Resonanzkurvenform des Empfängers weitgehend unabhängig sind, die keinen Abgleich erfordert und einen Klirrfaktor von nur etwa 0,1...0,2% hat. Durch Anwendung dieses Demodulators wird die Abstimmung unkritisch; selbst wenn nur ein Seitenband empfangen wird, bleiben die Verzerrungen noch in tragbaren Grenzen.

Die Eingangsstufe (E 88 CC) arbeitet in Kaskodeschaltung, um hohe Rauschfreiheit zu erreichen. Als Mischröhre dient eine EF 80, als Oszillator eine EC 92. Die Stationswahl erfolgt mittels Drucktasten (Trimmer $C_1 \dots C_{10}$ und $C'_1 \dots C'_{10}$). Der Oszillatorkreis enthält noch eine automatische Nachstimm-schaltung (nach Johnstone) mit der Flächendiode OA 10. Zwischen Mischstufe und erster ZF-Stufe lie-

Bild 13. Das geöffnete Lautsprachergehäuse; die Abdeckkappen für die Hochtonlautsprecher sind abgenommen. An der Rückwand ist unten die Frequenzweiche befestigt



Bild 14. Vorderansicht des Lautsprachergehäuses

gen die beiden 10,7-MHz-Filter, die durch die Linkleitung gekoppelt sind. Sie besteht aus je drei Windungen um die kalten Enden des Anodenkreises der Mischstufe und des Gitterkreises der ersten ZF-Stufe. Die beiden Filter sind räumlich benachbart angeordnet, so daß die Verbindungsleitung durch die Abschirmbecher geführt werden kann. Um gute Stabilität der ZF-Stufen zu erreichen, wird die Gitter-Anodenkapazität durch eine Brückenschaltung (10 nF, 5 nF) neutralisiert. Auf die zweite ZF-Stufe folgt der zweite Oszillator (ECH 81), der auf 10,85 MHz arbeitet. Er muß sorgfältig abgeschirmt werden, da sonst die 9. Oberwelle (97,65 MHz) den Empfang stört. Die zweite Mischstufe (ECH 81) transponiert die 10,7-MHz-ZF auf die zweite ZF von 150 kHz, die in einem breitbandigen dreistufigen RC-Verstärker ($3 \times EF 80$) verstärkt wird. Die beiden

letzten Stufen arbeiten als Begrenzer. Als Demodulator dient eine EB 91 in Impulszählerschaltung. Die so gewonnene NF-Spannung wird vom nachfolgenden Katodenverstärker ($1/2$ ECC 83) auf 1,55 V Ausgangspegel an 200 Ohm, symm., gebracht (einstellbar mit Einstellregler P).

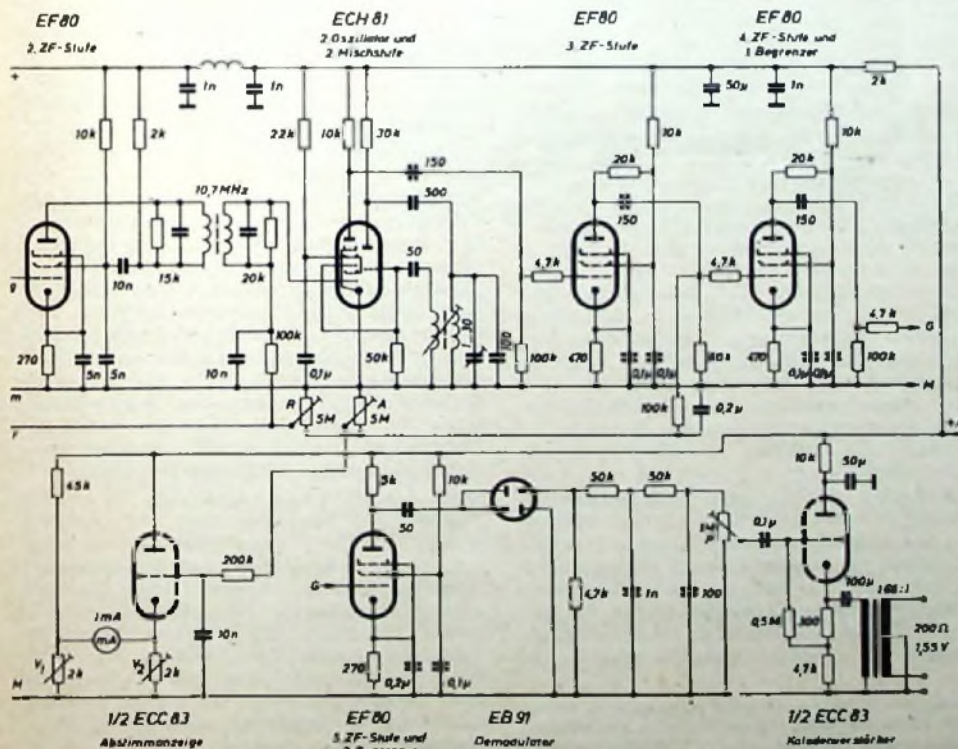
Am Gitter der ersten Begrenzerstufe (EF 80) wird eine negative Regelspannung abgenommen und der Eingangsstufe, der zweiten 10,7-MHz-ZF-Stufe und der zweiten Mischstufe zugeführt. Im Interesse einer möglichst guten Begrenzung sollte der Empfänger eigentlich immer mit voller Verstärkung arbeiten, doch besteht dann die Gefahr, daß die zweite Mischstufe vom Ortssendersignal übersteuert wird. Die Regelspannung wird mit dem 5-MOhm-Einstellregler R eingestellt. An dem zweiten 5-MOhm-Einstellregler A wird ein Teil der Regelspannung abgegriffen und einer einfachen Abstimmangezeigschaltung ($1/2$ ECC 83) zugeführt. Mit V_1 und V_2 wird für die Gitterspannung 0 V auf Ausschlag Null am Instrument abgeglichen. Der Anzeigebereich läßt sich durch Verstellen von A verändern.

Der Abgleich ist nicht kritisch und relativ einfach durchzuführen. Der HF-Teil wird wie üblich abgeglichen; hierauf stimmt man den zweiten Oszillator auf etwa 10,85 MHz ab und dann die 10,7-MHz-Filter auf genau 10,7 MHz. Schließlich wird mit dem zweiten Oszillator auf symmetrische Durchlaßkurve abgeglichen.

Die Röhren E 88 CC und EC 92 erhalten ihre Heizspannung über gesonderte Filter; ein Pol der Heizung liegt an Masse. Aus einer getrennten Wicklung werden die Röhren ECC 83 und EB 91 geheizt. Heiz- und Anodenspannungen werden von Stufe zu Stufe über Durchführungskondensatoren (1 nF) durch die Abschirmwände geführt.

Zum Schluß sei noch darauf hingewiesen, daß das Laufwerk „ST 350/4“ inzwischen durch das Studio-Laufwerk „Transcription Motor Model 301“ der Firma Garrard, Swindon (England), ersetzt wurde. Dieses Laufwerk hat bei 500 Hz und 7 cm^{-1} einen Rumpelpiegel von -55 dB , Tonhöhen-schwankungen infolge Unregelmäßigkeiten im Plattenteller (wow) von $< 0,2\%$ und Tonhöhen-schwankungen infolge Unregelmäßigkeiten in den Antriebsorganen (flutter) von $0,02\%$. - Im Bild 5, S. 287, sind in den beiden unteren Röhrensystemen $2 \times$ ECC 82 Anode und Katode zu vertauschen.

Herrn Anton Pöltlinger, Wien, bin ich für wertvolle Anregungen zu besonderem Dank verpflichtet.



Ein Besuch im Philips-Zentrallaboratorium

Auch bei den deutschen Philips-Unternehmen spielt die Grundlagenforschung eine große Rolle, denn wissenschaftliche Forschung, technischer Fortschritt und industrielles Schaffen sind heute eng miteinander verbunden. Gerade in letzter Zeit wurde besonders deutlich erkannt, daß ohne fundierte wissenschaftliche Grundlagenforschung ein industrieller Fortschritt kaum denkbar ist.

Neben den Entwicklungslaboratorien in den einzelnen Fabriken, die sich fast ausschließlich mit aktuellen Problemen der Fertigungspraxis beschäftigen, und dem schon 1955 errichteten Laboratorium Aachen entstand nunmehr das erste Laborgebäude in Hamburg-Stellingen als Keimzelle einer umfassenden Zentralforschung. Das Institutsgelände bietet mit rund 80 000 m² Bodenfläche genügend Raum für großzügige Erweiterungsbauten. Dem Wachsen des Institutes organisch angepaßt, sollen hier im Laufe der Jahre insgesamt zehn Häuser entstehen, einschließlich eines Hauptgebäudes mit Hörsaal und eines Verwaltungsbaues.

Das erste Laborgebäude, in dem die Forschungsarbeit vor einigen Monaten begonnen hat, ist ein Stahlskelettbau mit 650 m² Grundfläche, der durch die großen Glasfenster auf der Ost- und Westseite — von 1025 m² Außenfassade bestehen rund 850 m² aus Glas — seine besondere Note erhält. Im Erdgeschoß liegen außer zwei Laborräumen verschiedene Studierzimmer, das Betriebsbüro, eine feinmechanische und elektronische Werkstatt, eine Glasbläserei, ein Schweißraum und ein Materiallager. In den Werkstätten können auf modernsten Werkzeugmaschinen die für die wissenschaftliche Arbeit benötigten Spezialgeräte angefertigt werden. Geräte zum autogenen und elektrischen Schweißen sowie zum Argonarc-Schweißen für Edelmetalle findet man im Schweißraum.



Professor Dr. F. Borgnis, der Direktor des neuen Philips-Zentrallaboratoriums

Weitere Einrichtungen sind Dunkelkammer und Lichtpausraum für Foto- und Vervielfältigungsarbeiten.

Das Obergeschoß beherbergt auf der Westseite neun helle, geräumige Laboratorien und auf der Ostseite 13 Studierzimmer für die wissenschaftlichen Mitarbeiter sowie einen modern eingerichteten Besprechungsraum und zahlreiche Nebenräume. Die Laborräume sind auf vier Laborgruppen aufgeteilt, die sich mit Forschungsaufgaben auf den Gebieten Mikrowellen, Halbleiter, Bildröhren und Automatisierung befassen. Alle Laboratorien verfügen über moderne wissenschaftliche Geräte. Besonders interessant ist ein Röhrenpumpstand mit einem Bildröhrenmodell, an dem man Veränderungen vornehmen und die verschiedensten Untersuchungen anstellen kann. Im Halbleiterlabor findet man eine Germanium-Ziehapparatur zum Fertigen von Halbleitermaterial. Andere Laboreinrichtungen sind beispielsweise Meßplätze für Mikrowellenversuche.

Schon bei der Errichtung des ersten Laborgebäudes wurde an die künftige Entwicklung gedacht, denn es enthält im Keller neben den Lagerräumen eine moderne Ölfeuerungsanlage, deren Kapazität für zwei bis drei weitere Gebäude ausreicht. Im ganzen Haus sind bereits Kanäle für eine Klimaanlage vorhanden. Außerdem führen vom Keller aus Versorgungsschächte für Strom, Gas, Wasser, Preßluft usw. zu den Labors und Werkstätten. Die Versorgungsleitungen können entsprechend den Erfordernissen überall angezapft werden.

Die Arbeitsgebiete der Laborgruppen ergeben sich jeweils aus den Schwerpunkten der kommerziellen Bedürfnisse und den Fortschritten der technischen Entwicklung. Die Themenstellung wird daher stark variieren. Die wissenschaftliche Leitung des Philips-Zentrallaboratoriums liegt in den Händen von Prof. Dr. F. Borgnis, einem Spezialisten auf dem Gebiet der Elektronik. Er wurde 1906 in Mannheim geboren und war lange Zeit an deutschen und ausländischen Hochschulen sowie in industriellen Unternehmen tätig. Die letzten sieben Jahre seiner Tätigkeit verbrachte er an verschiedenen Hochschulen in den USA, zuletzt an der Harvard-Universität.

Als Leiter der Gruppe Mikrowellenforschung wurde Dr. H. Severin verpflichtet, der zugleich stellvertretender Direktor ist. Auch er arbeitete lange an Instituten in der Schweiz und in den USA. Seine besonderen Arbeitsgebiete waren die Erzeugung und Ausbreitung der cm-Wellen, Fragen der Beugung an metallischen und

Untersuchung von Leuchtschirmphosphoren mittels einer demontierbaren Bildröhre, die an ein Vakuum-system angeschlossen ist (Werkaufnahmen)

absorbierenden Schirmen und auch Ausbreitungsfragen von Schallwellen. Leiter der Laborgruppe Halbleiterforschung ist Dr. H. Krömer, der die Theorie des Drifttransistors aufstellte. In den USA arbeitete er unter anderem auch an Halbleiterproblemen theoretischer, experimenteller und technologischer Art.

... und im Applikationslabor der Elektro Spezial

Einen interessanten Einblick in die vielseitige Tätigkeit des Applikationslaboratoriums der Firma Elektro Spezial gewährten verschiedene Kurzvorträge. Zu den Aufgaben dieses Labors, dessen Leiter der seit rund 30 Jahren bei Philips tätige J. Czech ist, gehören auch das Vorführen der Geräte, Aufgaben der Vertriebsabteilung, der Betrieb einer Versuchswerkstatt, Kurse für Dehnungsmeßstreifen-Technik und die Mitarbeit an Neuentwicklungen verschiedener Art.

Wie umfassend das Angebot der Elektro Spezial heute geworden ist, zeigen die neuesten Listen für elektronische Geräte zur Messung elektrischer Größen und zum Messen und Registrieren nichtelektrischer Größen. Zur ersten Gruppe gehören Elektronenstrahl-Oszillografen einschließlich Zusatzgeräte und fotografischen Registriergeräte, Meßgeneratoren verschiedener Art (Fernseh-Bildmustergeneratoren, HF- und NF-Meßgeneratoren, Rechteckgeneratoren), Röhrenvoltmeter (Dioden-Voltmeter, Verstärker-Voltmeter), Meßinstrumente, Verstärker und Spezialgeräte, Mikrowellen-Meßgeräte, Regeltransformatoren, Wechselspannungsstabilisatoren und Industrie-Fernsehanlagen. Die zweite Gruppe umfaßt Meßgeräte für Dehnungen, Schwingungen, pH-Wert, Leitfähigkeit, Feuchtigkeit und Temperatur sowie Schalt- und Zählgeräte und komplette Anlagen für Betriebsüberwachung und Kontrolle

Die Fabrikationsgruppen der Elektro Spezial sind eingeteilt in die Gebiete Fernmeldetechnik mit UKW-Sprechfunk und Radar-Zivil und Industrie-Elektronik mit den Abteilungen Elektrische Meßapparate, Industrie-Regel- und -Meßgeräte, Wissenschaftliche Geräte und Werkzeugmaschinen. Betrachtet man den Umfang des Gesamtangebotes, so ist die Tatsache von besonderer Bedeutung, daß mehr als die Hälfte des Programms aus eigener Fertigung stammt. Für die Entwicklung sind zwei Speziallabors in Hamburg für die Sektoren Fernmeldetechnik und Elektronik zuständig.

Auf dem Gebiet des Sprechfunks ist die Fertigung durch die hohen Anforderungen der behördlichen Auftraggeber gekennzeichnet, die zu einer aufwendigen, teuren Technik führen. Sprechfunkgeräte für 2 m sind im NF-Teil volltransistorisiert. Der Sektor Radar-Zivil beschäftigt sich zur Zeit mit Untersuchungen über die Anwendung für nautische Zwecke. Zu den neuesten Entwicklungen gehört das 8-mm-Radar (etwa 35 GHz) mit Impulsängen von 5 µs. Der Sender leistet 20 kW, die Eingangsempfindlichkeit des Empfängers ist 100 kT₀.

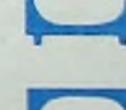
Wie Ausführungen von Dr. Nelling zeigten, hat fernerhin das elektronische Wiegen große Zukunftsaussichten. Man verwendet dazu Druckdosen, die unter das Wägegut gestellt werden. Diese Technik scheint besonders für Wiegeautomaten wichtig zu sein. Ein anderes Programm mit großen Zukunftsaussichten, die Messung der Radioaktivität, gehört gleichfalls zum Tätigkeitsbereich der Elektro Spezial, die allein in Hannover sechs große Meßplätze einrichten konnte.





SIEMENS

Serienfertigung –
bis ins letzte durchdacht



SE RB

IM SPIEGELSAAL

bekommt die Bildwiedergabe unserer Fernsehgeräte durch Feineinstellungen den letzten Schliff.

Es ist schwierig, ein Gerät an der Rückseite zu justieren und gleichzeitig die Wirkung auf der Bildröhre zu beobachten. Deshalb wurde in einem abgedunkelten Raum unseres Radiowerkes Berlin eine Reihe Spiegel für die Bildprüfung angebracht: Der Techniker hat also ständig das Testbild vor Augen, während er den Empfänger justiert.

Das bedeutet: Bildstand und Bildqualität der Siemens-Fernsehgeräte sind besonders genau eingestellt und abgeglichen.

SIEMENS-ELECTROGERÄTE AKTIENGESELLSCHAFT

So arbeitet mein Fernsehempfänger

Amplituden- und Linearitätsregelung

Um die Amplitude der Zeilenablenkung der Bildröhre und der Ablenkung anpassen zu können, muß eine Regelmöglichkeit vorhanden sein. Man kann beispielsweise mittels eines Widerstandes die Speisespannung von vornherein etwas herabsetzen und durch Abgleich dieses Widerstandes die Amplitude auf den richtigen Wert einstellen; dabei wird allerdings unnütz Strom verbraucht und in Wärme umgesetzt, so daß man im allgemeinen andere Verfahren zur Amplitudenregelung anwendet.

Gemäß Bild 131 kann man in Serie mit der Ablenkspule eine Spule mit regelbarer Induktivität legen. Da die Induktivität des Ablenkkreises jedoch stark in die Schaltung der Zeilen-Endstufe eingeht, soll sich die Gesamtinduktivität bei der Amplitudenregelung möglichst nicht ändern. Hierzu besteht der Amplitudenregler gemäß Bild 131 aus zwei Spulen. Der Ablenkspule wird die Spule L_0 parallelgeschaltet und mit dieser Parallelschaltung liegt die Spule L_u in Reihe. Mit Hilfe eines Ferritkerns erfolgt der Abgleich nun derart, daß die Summe der Induktivitäten aus L_0 plus der Parallelschaltung L_0 mit der Ablenkspule konstant bleibt, das Induktivitätsverhältnis sich jedoch ändert. Bei einem bekannten Regler dieser Art (Valvo „AT 4001“) kann man L_0 von 0,18 ... 1,8 mH regeln, während sich L_u von 80 ... 12 mH ändert.

Das beschriebene Prinzip läßt sich gemäß Bild 132 auch an einer anderen Stelle der Schaltung zur Amplitudenregelung anwenden. Die Regelspulen liegen einem geeigneten Teil am „oberen“ Ende des Zeilentransformators parallel. Die Anode der Zeilen-Endröhre ist an den Verbindungspunkt von L_0 und L_u angeschlossen. Durch Verschieben des Ferritkerns kann das Verhältnis von L_0

abhängige Induktivität L_u . Eine solche Spule ergibt sich, wenn man die Induktivität mit einem Ferritkern versieht und diesen durch einen Permanentmagneten vormagnetisiert. Mit steigendem Strom durch die Spule nimmt dann die Induktivität ab. Häufig ist diese Spule mit dem Amplitudenregler kombiniert (zum Beispiel beim Valvo „AT 4001“). Durch Änderung der Vormagnetisierung kann man die Induktivität der Linearisierungsspule etwa zwischen 1,2 und 0,2 mH einstellen. Eine weitere Verzerrung entsteht dadurch, daß der Radius des Bildschirms (vom Drehpunkt der Ablenkung des Elektronenstrahls aus betrachtet) zwischen Bildmitte und Bildrand unterschiedliche Werte hat. Bei streng linearer Ablenkung ist dann die Geschwindigkeit des Bildpunktes an den Bildrändern größer als in der Mitte. Es ist daher erwünscht, die Ablenkgeschwindigkeit an den Bildrändern zu verringern. Um dies zu erreichen, muß man dem Ablenkstrom eine parabolische Komponente überlagern, wie im Bild 134 dargestellt. Dies kann durch geeignete



Bild 134. Spannungsverlauf für Tangenzverzerrung

Bemessung des zur Primärseite des Zeilentransformators parallelliegenden Kondensators erfolgen. Dieser Kondensator wird so bemessen, daß die Mitte des Zeilenhinlaufs mit dem Spannungsmaximum zusammenfällt. Damit wird dort die Stromänderungsgeschwindigkeit am größten. Dieses Verfahren nennt man „Tangenzverzerrung“.

Hochspannungserzeugung

Die Zeilen-Endstufe hat außer der Zeilenablenkung noch eine sehr wichtige Aufgabe zu erfüllen: die Erzeugung der Hochspannung für die Bildröhre. Gemäß Bild 130 ergibt sich nach erfolgter Sperrung der Zeilen-Endröhre im Zeilentransformator eine Halbschwingung, deren Dauer nur ein Bruchteil der Zeit des Zeilenhinlaufs ist. Durch die sehr schnelle Stromänderung wird eine dem Verhältnis der Stromänderungszeiten entsprechende überhöhte Spannung erzeugt, die schon an der Anode der Zeilen-Endröhre 4000 ... 6000 V betragen kann. Die eigentliche Hochspannung von 14 000 ... 16 000 V wird in einer weiteren Wicklung des Zeilentransformators erzeugt und dann gleichgerichtet.

Als Gleichrichterröhre kommen Typen wie EY 86, DY 86, DY 80 und andere zur Anwendung. Der Heizfaden dieser Röhre kann nicht in den Heizkreis der übrigen Röhren eingeschaltet werden, da bei der hohen anliegenden Spannung Überschlüge eintreten würden. Da die erforderliche Heizleistung jedoch sehr gering ist, wird sie ebenfalls dem Zeilentransformator entnommen. Hierzu wird eine Heizwicklung aus zwei Windungen um den Ferritkern des Transformators gelegt. Zur Glättung genügt im allgemeinen die Kapazität der Bildröhrenanode (innere Belegung) gegenüber dem äußeren Belag der Bildröhre. Gelegentlich schaltet man aber auch zwischen Katode der Gleichrichterröhre und dem Anodenanschluß der Bildröhre einen „Siebwiderstand“ von einigen 100 kOhm.

Praktische Schaltungen

Bild 135 zeigt die Schaltung einer Zeilen-Endstufe mit Hochspannungsteil für Bildröhren mit 70°-Ablenkung. Bei diesen Bildröhren werden etwas weniger Leistung und etwas niedrigere Anodenspannung benötigt als bei den Bildröhren mit 90°-Ab-

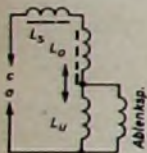


Bild 131. Amplitudenregelung mit Regelspulen im Kreis der Ablenkspulen

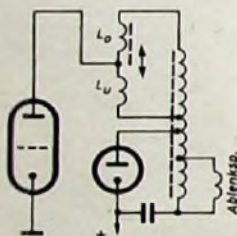


Bild 132. Amplitudenregelung mit Regelspulen an der Anode der Zeilen-Endröhre

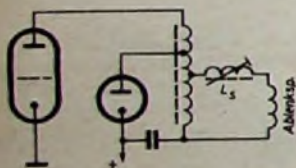


Bild 133. Linearisierung der Zeilenablenkung durch stromabhängige Spule

zu L_u im Verhältnis 1 : 3 geregelt werden. Die Induktivität von L_0 wird etwas größer als die von L_u gewählt. Dann bleibt zwar beim Verschieben des Kerns die Gesamt selbstinduktivität nicht ganz konstant, jedoch wird der bei den verschiedenen Stellungen des Reglers unterschiedliche Einfluß der Anodenkapazität der Zeilen-Endröhre ausgeglichen.

Die ohmschen Widerstände der Transformatorwicklung und der Ablenkspulen bewirken eine gewisse Nichtlinearität der Zeilenablenkung, weil die induktive Spannung nicht ganz konstant ist. Die Ablenkgeschwindigkeit wird am Ende der Zeile geringer. Zur Kompensation dieser Verzerrung schaltet man gemäß Bild 131 in Reihe mit dem Amplitudenregler (gegebenenfalls wie im Bild 133 allein in Reihe mit der Ablenkspule) eine strom-

WENN ELA: DANN ... nimm doch PHILIPS

Für die Planung von Lautsprecheranlagen jeder Größe und Ausführung stehen in unseren Niederlassungen erfahrene Ingenieure unverbindlich zur Verfügung.



lenkung. Man kommt daher mit der Zeilen-Endröhre PL 81 aus. Die überhöhte Boosterspannung von etwa 500 V dient zur Versorgung des Bild-Sperrschwingerteils und liegt ferner am Gitter 2 der Bildröhre. Die Linearitäts- und Amplitudenregelung erfolgt mit dem mehrfach erwähnten kombinierten Regler. Für getastete Regelung und Phasensynchronisation sind Zusatzwicklungen auf dem Zeilentransformator (Valvo „AT 2004“) vorhanden.

Bild 136 stellt die Schaltung eines Zeilen-Ablenkteils (Loewe Opta) für 90°-Bildröhren dar. Als Zeilen-Endröhre dient hier die PL 36, deren Spitzenstrom 1,5mal höher als bei der PL 81 ist. Parallel zur Spule L 1 des Zeilen-Ausgangstransformators liegt ein Dämpfungsglied (2,7 kOhm, 82 pF). Der 30-pF-Kondensator von Punkt b nach Masse stellt zusammen mit der Wicklungskapazität die Eigenfrequenz der Transformatorschwingung auf 47,6 kHz ein. Eine Halbperiode dieser Schwingung hat die

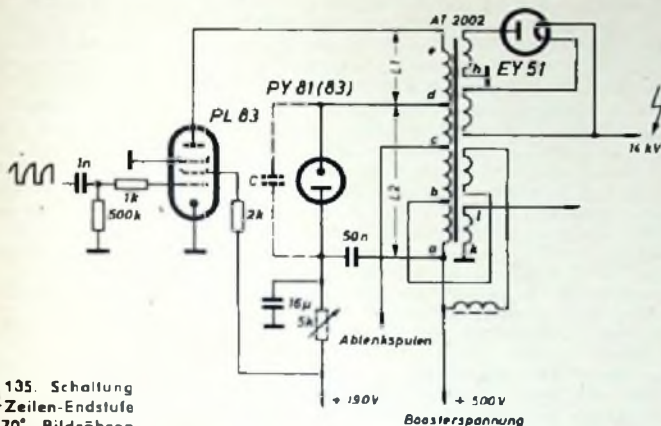


Bild 135 Schaltung einer Zeilen-Endstufe für 70°-Bildröhren

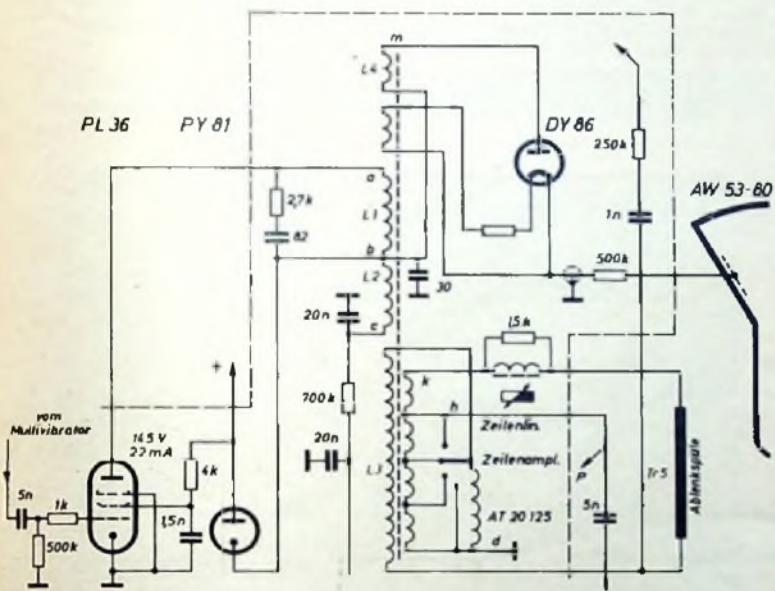


Bild 136. Schaltung einer Zeilen-Endstufe für 90°-Bildröhren

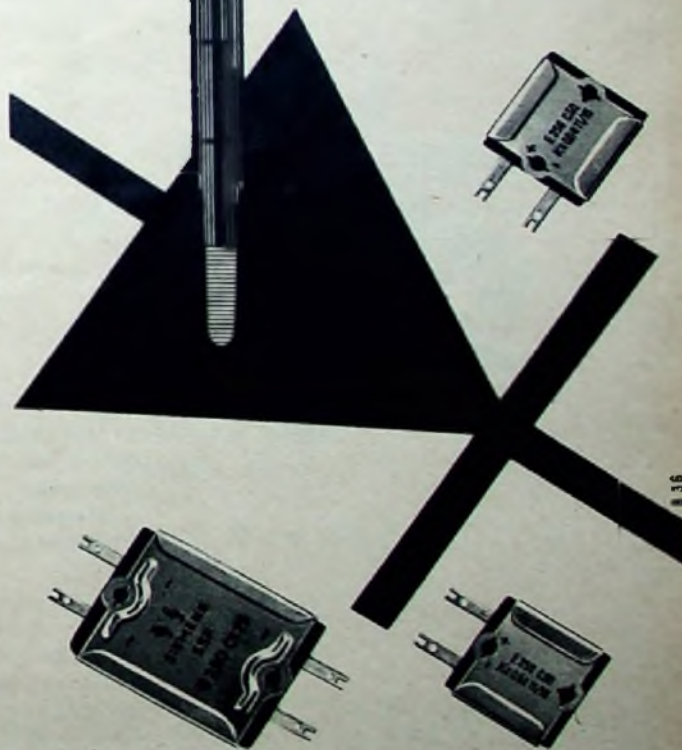
Dauer von 10 μ s; das entspricht der Rücklaufzeit der Zeilen-Kippschwingung. Über die Wicklung L 3 werden die Zeilen-Ablenkspulen gespeist. Die Zeilenamplitude kann an verschiedenen Anzapfungen eingestellt werden. Zur Linearitätsregelung dient eine stromabhängige Spule, wobei - wie besprochen - ein Ferritkern durch einen Permanentmagneten in geeigneter Stärke vormagnetisiert wird. An der Linearisierungsspule entstehen negative Impulsspitzen, die nach Integration zum Phasenvergleich in der Synchronisationsschaltung dienen. Außerdem werden diese Impulse zur Dunkelastung des Zeilenrücklaufs dem Gitter 1 der Bildröhre zugeführt. Schließlich nimmt man an der Wicklung L 3 auch noch die positiven Impulse für die getastete Regelung ab. Im Hochspannungsteil liegt zwischen der Hochspannungsgleichrichterröhre DY 86 und der Bildröhren-Anode ein Siebwiderstand von 500 kOhm, der zusammen mit der Bildröhrenkapazität eine Glättung der Bildröhrenspannung und gleichzeitig eine Verminderung der Zeilen-Störstrahlung bewirkt. Am Punkt c wird über das Siebglied 700 kOhm, 20 nF die Boosterspannung für den Sperrschwinger des Bildkippteils und das Gitter 2 der Bildröhre abgenommen. (Wird fortgesetzt)



SIEMENS

Auf 85° C erhöht...

wurde die Tablettentemperatur unserer Selengleichrichter durch neue Herstellungsverfahren. Das heißt: Siemens-Selengleichrichter sind durch die neuen Hochstromtabletten noch leistungsfähiger geworden. Diese Weiterentwicklung der millionenfach bewährten Siemens-Selengleichrichter führt im Gerätebau zu besonders wirtschaftlichen und betriebssicheren Lösungen.



SIEMENS & HALSKE AKTIENGESELLSCHAFT
WERNERWERK FÜR BAUELEMENTE

Magnetische Kleinstverstärker

Der magnetische Verstärker hat eine für viele Zwecke zu lange Ansprechzeit, die seine Anwendungsmöglichkeiten stark einschränkt, da er dadurch für die Verstärkung schneller Vorgänge schlecht geeignet ist. Infolge der mit der Frequenz stark zunehmenden Kernverluste lassen sich nämlich nur verhältnismäßig niedrige Trägerfrequenzen verstärken; größenordnungsmäßig ist aber die Ansprechzeit durch die Periodendauer der Trägerfrequenz festgelegt. Durch die Entwicklung neuer ferromagnetischer Legierungen hoher Permeabilität konnten nun in jüngster Zeit magnetische Verstärker (auch „Reaktoren“ genannt) herausgebracht werden, die wegen der geringen Ver-

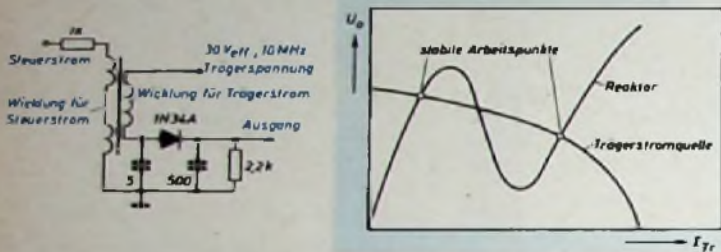


Bild 1. Grundschialtung des „Ferristors“ als magnetischer Verstärker mit einer Trägerfrequenz von 10 MHz; die Vormagnetisierung wird mittels eines Permanentmagneten eingestellt. Bild 2 (rechts). Kennlinie des „Ferristors“ mit zwei stabilen Arbeitspunkten, wenn er mit einem Kondensator einen auf die Trägerfrequenz abgestimmten Resonanzkreis bildet und der Kern teilgesättigt ist

luste dieser Legierungen mit sehr hohen Frequenzen betrieben werden können und die eine gegenüber den bisherigen Ausführungen außerordentlich kurze Ansprechzeit haben. Außerdem ist es mit den neuen Legierungen als Kernmaterial gelungen, die Abmessungen des magnetischen Verstärkers ganz erheblich zu verkleinern. So hat jetzt beispielsweise die amerikanische Firma Beckman Instruments Inc. unter dem Namen „Ferristor“ einen magnetischen Verstärker auf den Markt gebracht, der für Trägerfrequenzen bis 10 MHz geeignet ist und daher Ansprechzeiten von weniger als 1 μ s hat. Der komplette „Ferristor“ ist kaum größer als eine Daumenkuppe. Sein Kern besteht aus 0,003 mm dickem Blech, das zu einem Wickel von wenigen Windungen

gerollt ist. Die Wicklung für den hochfrequenten Trägerstrom setzt sich aus einigen hundert Windungen sehr feinen Kupferdrahtes zusammen. Die darüber befindliche Wicklung für den Steuerstrom hat je nach dem beabsichtigten Anwendungszweck 1000 ... 4000 Windungen aus ebenfalls äußerst feinem Draht. Der Kern mit seinen Wicklungen ist vollständig in einem kleinen Würfel aus Epoxy-Kunstharz eingebettet.

Bild 1 zeigt die einfachste Schaltung des „Ferristors“ als Stromverstärker, die für einen Trägerstrom mit einer Frequenz von 10 MHz bemessen ist. Der Arbeitspunkt des Verstärkers, also die Vormagnetisierung des Kernes, wird durch einen kleinen justierbaren Permanentmagneten eingestellt. Der gegenüber dem Steuerstrom verstärkte Ausgangsstrom wird durch Gleichrichtung des vom Steuerstrom modulierten Trägerstromes gewonnen. Im Hinblick auf die hohe Frequenz des Trägerstromes ergeben sich für Gleichrichter und Siebkette besonders einfache Schaltungen.

Das Hauptanwendungsgebiet des „Ferristors“, das dem magnetischen Verstärker bisher wegen seiner zu großen Trägheit verschlossen war, ist aber die Erzeugung kurzer Impulse und seine Schaltung als Kippgenerator. Diese Arbeitsmöglichkeiten des „Ferristors“ beruhen auf der Eigenart seiner Kennlinie, die im Bild 2 dargestellt ist. Diese Kennlinie ergibt sich, wenn man aus der Wicklung für den Trägerstrom und aus einem Kondensator einen Resonanzkreis bildet, der auf die Frequenz des Trägerstromes abgestimmt ist, wenn der Kern des magnetischen Verstärkers teilgesättigt ist. Die Spannung U_0 an diesem Resonanzkreis in Abhängigkeit von der Höhe des Trägerstromes I_{Tr} nimmt dann die im Bild 2 zu sehende (damit mit „Reaktor“ bezeichnete) S-Form an. Das Maximum der Kurve fällt etwa mit der Sättigung des Kernes zusammen, weil von hier ab die Selbstinduktion der Trägerstromwicklung abfällt. Trägt man noch die Strom-Spannungskennlinie der den hochfrequenten Trägerstrom liefernden Quelle im Bild 2 ein, dann sieht man, daß diese die S-förmige Kennlinie des Reaktors in drei Punkten schneidet. Zwei dieser Schnittpunkte, nämlich dort, wo die Reaktor-Kennlinie eine positive Steigung hat und die Spannung mit der Stromstärke zunimmt, entsprechen stabilen Arbeitspunkten des „Ferristors“. Der eine stabile Arbeitspunkt liegt unterhalb der vollen Kernsättigung, und der Trägerstromkreis wirkt induktiv. Im zweiten stabilen Arbeitspunkt oberhalb der Kernsättigung verhält sich der Kreis dagegen kapazitiv.

Bei dieser Arbeitsweise des „Ferristors“ fließt kein kontinuierlicher Steuerstrom, die Steuerung erfolgt vielmehr impulsmäßig. Die Impulse haben den Zweck, die Kernsättigung kurzzeitig mindestens bis zur vollen Sättigung zu erhöhen, so daß der Reaktor von dem linken zu dem rechten stabilen Arbeitspunkt kippt. Für diese Impulssteuerung gibt es verschiedene Möglichkeiten. Entweder verwendet man einen impulsförmigen Steuerstrom oder man steuert unmittelbar den Trägerstrom. Schließlich kann man die Steuerung auch über ein äußeres Magnetfeld durchführen.

Soll also der Reaktor vom linken zum rechten Arbeitspunkt kippen, dann muß man durch entsprechende Erhöhung des Trägerstromes dafür sorgen, daß vollständige Kernsättigung eintritt. Zum Kippen in umgekehrter Richtung muß

In der Luft hängen . . .



. . . Ist zumindest unbequem, besonders wenn es sich um die Frequenzmessung Ihrer Laborgeräte handelt. Bequemer erzielen Sie exakte Messungen, wenn Sie den **Spektrumsgenerator Typ FV 1** verwenden.

Spektrumsdichte: umschaltbar 500; 100; 50; 10 kHz,

Spektrumsbereich: verwendbar bis 100 MHz,

Frequenzgenauigkeit: besser als $\pm 2 \cdot 10^{-4}$,

Preis DM 715,— ab Werk.

Schomandl K. G., München 8, Belfortstr. 6-8,

Tel. 44 25 61.



SCHOMANDL

degegen die Spannung der Trägerstromquelle so weit erniedrigt werden, daß die Kernsättigung unterschritten wird. Mit zwei parallelen Reaktoren läßt sich so eine Flip-Flop-Schaltung aufbauen. Dabei muß ein Kopplungselement zwischen der gemeinsamen Trägerstromquelle und den Anschlüssen der Reaktoren benutzt werden, das durch Spannungsbegrenzung dafür sorgt, daß immer nur in einem Reaktor der dem rechten stabilen Arbeitspunkt (Bild 2) entsprechende hohe Trägerstrom fließen kann.

Schaltet man mehrere Reaktoren in einem geschlossenen Ring zusammen, dann erhält man einen Ringzähler. Die Schaltung eines einzelnen Reaktors des Ringzählers geht aus Bild 3 hervor. Die Steuerstromwicklung ist mit der Trägerstromwicklung des vorhergehenden und die Trägerstromwicklung mit der Steuerstromwicklung des nachfolgenden Reaktors verbunden. Auch hier kann immer nur in einem Reaktor der dem rechten Arbeitspunkt entsprechende hohe Trägerstrom fließen. Bei jedem Eingangsimpuls kippt der im Ring nächste Reaktor zum Arbeitspunkt hohen Trägerstromes, während der vor diesem Reaktor liegende Reaktor wieder zurückkippt. Damit diese Reihenfolge im Ring auch eingehalten wird, ist im Steuerstromkreis ein spannungsabhängiger Widerstand, ein Varistor, eingeschaltet; dieser hat in demjenigen

Reaktor, der gerade in den Zustand hohen Stromes gekippt ist, seinen geringsten Widerstandswert. Tritt nun in dem Ring der nächste Steuerimpuls auf, dann entsteht in dem hochgekippten Reaktor wegen des geringen Widerstandes seines Varistors der größte Stromzuwachs, der sich auf den nächstfolgenden Reaktor überträgt und diesen hochkippt.

Der „Ferristor“ kann auch als monostabiler Multivibrator arbeiten, der bei jedem Steuerimpuls einen Ausgangsimpuls mit steilen Flanken und genau definierter Länge liefert. Bei geeigneter Dimensionierung der Schaltung sind die Ausgangsimpulse nur wenige Mikrosekunden lang. Mit der Schaltung nach Bild 4 erhält man Impulse von $40 \mu s$ Länge, wozu positive Steuerimpulse von $15 V$ mit beliebiger Form benötigt werden. Länge und Einsatzpunkt der Ausgangsimpulse lassen sich durch Einstellung der Vormagnetisierung des Kernes verändern. Die Wirkung der Schaltung nach Bild 4 beruht auf der Rückkopplung vom Ausgang auf die Steuerstromwicklung über Kapazität und Widerstand. Durch diese Rückkopplung wird bei dem Auftreten eines Steuerimpulses nahezu sofort Kernsättigung erreicht, so daß der Reaktor hochkippt. Das Zurückkippen erfolgt, wenn sich der Rückkopplungskondensator wieder entladen hat. Die Impulslänge wird daher in erster Linie von der Zeitkonstante des Rückkopplungsweges bestimmt.

Eine ganz ähnliche Schaltung, die dazu dient, um aus einer sich langsam ändernden periodischen Kurve (zum Beispiel aus einem Sinusstrom) einen Rechteckstrom zu machen, ist im Bild 5 wiedergegeben. Auch hier sorgt eine Rückkopplung für das schnelle Kippen des Reaktors von einem stabilen Zustand in den anderen, wenn der Steuerstrom bestimmte Werte über- oder unterschreitet.

Eine ähnliche Schaltung wie im Bild 5 läßt sich auch als Tot-Verweilen. Die Steuerimpulse dürfen dann nur so klein sein, daß sie eine Kernsättigung nur hervorrufen, wenn in der Steuerstromwicklung gleichzeitig ein vormagnetisierender Gleichstrom fließt; der Reaktor kippt dann bei jedem Steuerimpuls kurzzeitig hoch. Fehlt aber der Gleichstrom, dann können die Steuerimpulse den Reaktor nicht zum Kippen bringen, und der Ausgang der Schaltung bleibt unbeeinflusst.

Dr. F.

(Argabrille, A. H.: Subminiature magnetic amplifiers. Radio & TV News Bd. 58 (1957) Nr. 6, S. 70)

Bild 3. Schaltung einer einzelnen „Ferristor“-Stufe in einem aus mehreren solcher Stufen bestehenden Ringzähler

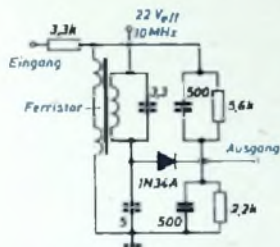
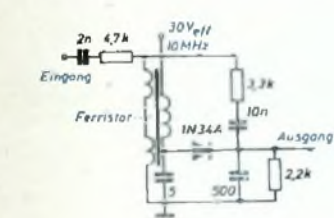
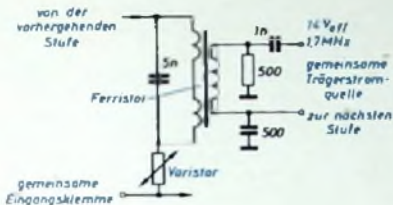


Bild 4. Monostabiler Multivibrator mit „Ferristor“ Bild 5 (rechts). Schaltung zur Umwandlung periodischer Ströme beliebiger Form in entsprechende Rechteckströme

Toleranz-Prüfgerät für Widerstände

Bei der Reihenprüfung einer größeren Anzahl von Widerständen mit gleichem Nennwert, wie sie beispielsweise in der Fabrikation oder auch vor der Verwendung in der Gerätebauenden Industrie notwendig sein kann, ist es nicht erforderlich, den genauen Ohmwert jedes einzelnen Widerstandes zu bestimmen. Es reicht aus, wenn man feststellt, ob die Widerstandswerte innerhalb einer vorgegebenen Toleranzgrenze liegen oder nicht. Eine solche Anzeige liefert unmittelbar und ohne Einstellung von Reglern und Skalen ein recht einfaches Gerät, das somit eine sehr schnelle Reihenprüfung gestattet.



Unser Typenprogramm

Silizium-Dioden

Sperrstrom $< 0,1 \mu A$
Spitzensperrspannungen bis 200 V

Silizium-Leistungsgleichrichter

Richtstrom max. 2 A
Sperrstrom $< 10 \mu A$
Spitzensperrspannungen bis 700 V

Klein-Zenerdioden

Verlustleistung 125 mW
Zenerspannungen 6 bis 27 V

Leistungs-Zenerdioden

Verlustleistung 5 W
Zenerspannungen 6 bis 27 V

EBERLE & CO. ELEKTRO GMBH
Nürnberg • Oedenberger Straße 65



DR. HANS BÜRKLIN · SPEZIALGROSSHANDEL · MÜNCHEN 15 · SCHILLERSTRASSE 27 · TELEFON 550340

Alles für die HF/NF-Technik
 ... selbstverständlich auch Gleichrichter
 für alle Zwecke schnell durch
BÜRKLIN SCHNELLVERSAND.
 Neue Preisliste anfordern!



BÜRKLIN

Das Prinzip des Prüfgerätes geht aus der Schaltung nach Bild 1 hervor. Der zu prüfende Widerstand wird an den Klemmen x angeschlossen und bildet einen Arm AC einer Wheatstoneschen Brücke. Der Arm AD ist ein Dekadenwiderstand, an dem der Sollwert des Prüflings eingestellt wird. Die beiden übrigen Arme der Brücke werden von dem gleich großen, festen Widerständen R1 und R2 gebildet. Hat der Prüfling genau den Sollwert, so ist die Brücke im Gleichgewicht, und zwischen den Punkten A und B tritt keine Spannung auf. Jede Abweichung von dem Sollwert nach oben oder unten macht sich durch das Auftreten einer Spannung zwischen A und B bemerkbar, wobei Vorzeichen und Höhe dieser Spannung davon abhängen, nach welcher Richtung und um wieviel der tatsächliche Ohmwert des Prüflings von dem Sollwert abweicht.

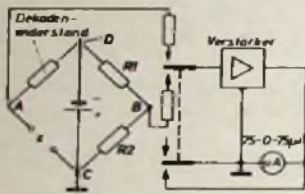


Bild 1. Prinzipschaltung des Prüfgerätes; die Brückenspannung zwischen A und B wird zerhackt, verstärkt sowie gleichgerichtet und dient als Maß für die Abweichung vom Sollwert

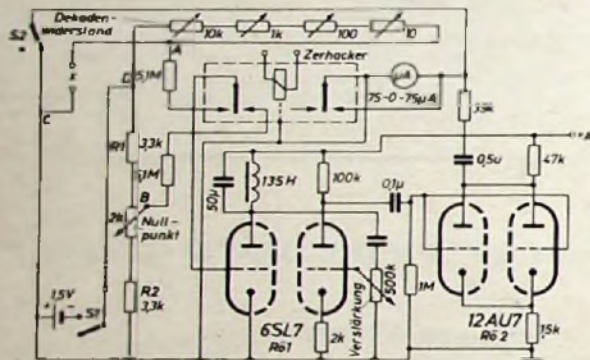


Bild 2. Vollständiges Schaltbild des Prüfgerätes

Die Spannung zwischen den Punkten A und B der Wheatstoneschen Brücke wird zerhackt, verstärkt sowie gleichgerichtet. Der durch die Gleichrichtung gewonnene Strom fließt durch ein Mikroammeter, das anzeigt, ob der Prüfling noch innerhalb der Toleranzgrenzen liegt. Das Kernstück des Gerätes ist ein Vibrator mit zwei synchron schwingenden Kontaktzungen, der gleichzeitig die Spannung zwischen A und B zerhackt und die verstärkte zerhackte Spannung wieder gleichrichtet. Zu diesem Zweck sind die Punkte A und B der Brücke über je einen Schutzwiderstand an die festen Kontakte des Zerhackerteiles des Vibrators geführt; die Kontaktzunge, die zwischen diesen festen Kontakten schwingt, ist mit dem Eingang des Verstärkers verbunden.

Dadurch, daß die Zunge abwechselnd die beiden Kontakte berührt, wird ebenfalls abwechselnd die Spannung von B gegen C mit der Spannung von A gegen C verglichen. Wenn diese beiden Spannungen genau gleich sind, tritt am Eingang des Verstärkers keine Wechselspannung auf. Sind die beiden Spannungen aber verschieden, dann entsteht am Verstärkereingang eine Rechteckspannung, deren Amplitude und Richtung ein Maß für die Abweichung des Prüflings vom Sollwert sind.

Mechanisch gekoppelt mit der Zunge des Zerhackerteiles ist die Zunge des Gleichrichterteiles des Vibrators, so daß beide Zungen phasengleich schwingen. Das Mikroammeter wird immer während einer Halbperiode der Rechteckspannung kurzgeschlossen. Die andere Halbperiode der Rechteckspannung ist aber hinsichtlich Amplitudengröße und -richtung der Abweichung des Prüflings vom Sollwert proportional, und ein dieser Abweichung proportionaler Strom fließt durch das Mikroammeter. Dieses muß selbstverständlich ein Nullinstrument sein, da es Abweichungen nach beiden Richtungen anzeigen soll.

Die vollständige Schaltung des Prüfgerätes ist im Bild 2 dargestellt. Mit S1 wird die Batteriespannung an die Brücke gelegt, während S2 normalerweise geschlossen ist und das Mikroammeter kurzschließt. S2 ist ein Mikroschalter, der beim Anschalten des Prüflings an das Gerät automatisch geöffnet wird. Die Skala des Mikroammeters kann entweder direkt in Toleranzen geeicht werden oder erhält nur zwei Indexstriche, die die untere und obere Toleranzgrenze andeuten, während der vorgegebene Toleranzwert selbst durch den Verstärkungsregler eingestellt wird. Zum Eichen des Gerätes wird in diesem Falle an die Klemmen ein Normalwiderstand von beispielsweise 1000 Ohm gelegt. Ist die zulässige Toleranz etwa $\pm 10\%$, so schaltet man den Dekadenwiderstand zunächst auf 1100 Ohm und darauf auf 900 Ohm und sorgt mit Hilfe des Verstärkungsreglers und der Nullpunkteinstellung dafür, daß der Zeiger des Mikroammeters auf den oberen beziehungsweise den unteren Indexstrich einspielt.

(R and all, Donn S.: Go-no-go meter speeds resistance check. Electronics Bd 31 (1958) Nr. 9, S. 66)

Television Receiving Equipment. Von W. T. Cocking. 4. Aufl., London 1957, Hiffe & Sons, Ltd. 454 S. m. 279 B. 14x22 cm. Preis in Ganzl. geb. 30 s. Die 4. Auflage dieses bekannten Standardwerkes der britischen Fachliteratur ist dem heutigen Stand der Technik angepaßt worden. Drei Viertel des Textes wurden neu geschrieben und der Umfang um 169 Seiten erweitert. Obwohl die Ausführungen auf die britische Fernsehnorm abgestellt sind, ist doch immer auch auf die anderen Normen hingewiesen, so daß es ohne Schwierigkeiten möglich ist, die Ausführungen beispielsweise auch auf die CCIR-Norm zu übertragen. Der Text ist frei von mathematischen Formeln; für den Entwickler im Labor nützliche Formeln sind im Anhang zusammengestellt, zum Beispiel für Integrier- und Differenzglieder, magnetische Bild- und Zeilenablenkung sowie für die Dimensionierung von HF-Verstärkern. Dadurch ergibt sich eine gut lesbare und klare Darstellung der Arbeitsweise der einzelnen Stufen eines Fernsehempfängers, die abschließend noch einmal zu einem Gesamtüberblick über einen vollständigen Fernsehempfänger zusammengelaßt ist.

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



WELLPAPPE UND WELLPAPPENERZEUGNISSE

DER ZELLSTOFFFABRIK WALDHOF ZEWÄ-FALTKISTENWERK
 MANNHEIM-RHEINAU

EMIL STAHL K.-G.

FURTH (Bay.)
 Nürnberger Str. 159
 Fernsprecher 70098
 73585 und 71394

MÜNCHEN
 Elisabethstr. 73
 Fernruf 372582

Fernschreiber Nr. 062550 · Tel.-Adr.: Wellpappenstahl

MULTIPLIERT 931A

fabrikneu, Stückpreis:
DM 39,90

Fordern Sie unsere Elektronikliste

Alfred Neye, Enatechnik
Frankfurt/Main
Zimmerweg 10 - Telefon 72 29 15

SEAS HI-FI-Lautsprecher

für höchste Ansprüche



Type 250 D, Spezialausführ.
mit Hochtenkegel, **30-16000**
Hz, 9 Watt, 5 Ohm, 10000 Gauß.
Netto-Preis nur **DM 17,95**

Type 210 D, Spezialausführ.
mit Hochtenkegel, **40-16000**
Hz, 7 Watt, 5 Ohm, 10000 Gauß.
Netto-Preis nur **DM 15,80**

Type 150 TV, 205 mm, 5 Watt
4 Ohm **DM 11,90**

weitere Typen 4-15 Watt auf
Anfrage, fordern Sie Prospekte

F. A. Gräter, Soest, Tel. 2037
Elektronik-, Radio-, Fernseh-Großhandel

Kaufgesuche

Rundfunk- u. Spezialröhren
aller Art in großen und
kleinen Posten werden
laufend angekauft



Dr. Hans Bürklin - Spezialgroßhandel
MÜNCHEN 15, SCHILLERSTR. 27, 55 03 40

Hans Hermann Fromm bittet um An-
gebot kleiner und großer Sonderposten
in Empfangs-, Sende- und Spezialröhren
aller Art. Berlin-Wilmersdorf, Fehr-
belliner Platz 3

Radioröhren, Spezialröhren, Sende-
röhren gegen Kasse zu kaufen gesucht.
Szebehelyi, Hamburg-Altona, Schlachter-
buden 8. Tel.: 31 23 50

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

Labor-Instr., Kathodenröhren, Charlotten-
burger Motoren, Berlin W 35

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

Verkäufe

Tonbandgerät zur Aufnahme von Sprache
und Musik. Baupreis ab 50,- DM. Pro-
spekt frei! F. auf der Lake & Co.,
Mülheim/Ruhr

Selen-Gleichrichter, Triacos liefert Kurtz
KG, Bln.-Charlottenburg 4, Giesebrecht-
straße 10, Tel. 32 21 69

Rundfunktechniker

ohne Anhang, als tätiger Teil-
haber in ein Elektro-Rundfunk-
geschäft, Umsatz 200.000,- DM,
m. ein. Einlage v. 18.-20.000 DM
nach Norddeutschland gesucht.
Jetziger Alleininhaber Jungge-
gesells. 45 Jahre.

Zuschriften erb. und F. N. 8257

1106/458

KORTING
Radio

VIDEVOX 5930 (43 cm)
VIDEVOX 5950 (53 cm)
VIDEVOX 5956 (SCHRANK 53 cm)
FS-LUXUS-KOMBINATION 5958

KORTING RADIO WERKE GMBH GRASSAU/CHIEMGAU

AUFSTIEG vom Elektrohandwerker zum

Techniker für Elektronik und H.F.-Technik

Die dazu notwendige theoretische u. praktische Grund-
lage erhalten Sie in einem sechsw. Tagaskursus durch das

SEMINAR FÜR MODERNE TECHNISCHE GEBIETE, Weil/Rheln, Baslerstr. 1
Fordern Sie Prospekte!

BERU

Funkentstörmittel

ENTSTOR-ZÜNDKERZEN
ENTSTOR-KONDENSATOREN
ENTSTOR-STECKER usw.

für alle Kraftfahrzeuge

BERU VERKAUFS-GESELLSCHAFT MBH., LUDWIGSBURG

Verlangen Sie die Sonderschrift ENTSTÖRMITTEL Nr. 412a/4

Automatenfirma

sucht an allen Plätzen der Bundesrepublik Rundfunk od. Hoch-
frequenz-Firmen, die in der Lage sind, Reparaturen u. Kunden-
dienst an Musikautomaten als Vertragswerkstatt durchzuführen.
Evtl. auch Vertretung möglich. Angebote erbitten unter F. N. 8256

Erfolgreich Radiobasteln

mit RIM-Basteljahrbuch
Ausgabe 1958 - 192 Seiten
DM 2,- bei Vorausbezahlung
Postsch.-Kto. München 137 53

RADIO-RIM

München 15
Bayerstr. 25

Lichtblitz- Stroboscope



transportabel

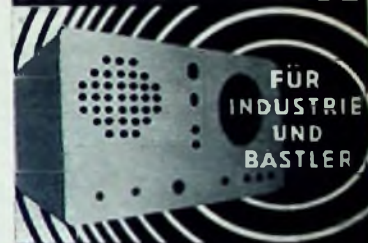
mit sep. Blitzlampe; Frequenzbereich:
8 bis 240 Hz, Genauigkeit: $\pm 1\%$

Fabrikneu, mit Garantie zum Nettopreis
DM 516,-

Für Hochschulen und unabhängige
Forschungsinstitute DM 490,-

L. Meyer Technische
Industrieerzeugnisse
Frankfurt/M., Mainzer Landstr. 178

METALLGEHÄUSE



PAUL LEISTNER HAMBURG
HAMBURG-ALTONA-CLAUSSTR. 4-6

Tonbandamateure!

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

Tonband-Versand Dr. G. Schröter,
Korbbrunn-Durlach, Schinrainstraße 16

Für Fernstudien



Kontaktsicher
Leistungstark
Preiswert
Dauerhaft

Dr. Th. Dumke KG
RHEYDT, Postf. 75

77

Gerdt Koch
E-Brandström-Str. 208

TELEFUNKEN

VISIOMAT



Die Zukunft stand Pate

Vor einem Jahr wurde von TELEFUNKEN eine neue Linie im Fernsehgeräte-Bau gestartet. Der Erfolg hat uns Recht gegeben, so daß wir Ihnen für die neue Saison ein geschlossenes VISIOMAT-Programm mit weiteren Verbesserungen vorstellen können.

Die hervorstechendsten Merkmale

EIN + AUS - das ist alles - Weiterentwickelte gedruckte Schaltung - Zwei-Punkt-Chassisbefestigung bei allen Tischgeräten - ... und alle Typen jetzt mit der Abstimm-Anzeige VISIOTEST



VISIONAT II
43 cm-Bildröhre DM 878,-



VISIONAT II M
43 cm-Bildröhre DM 888,-



VISIONAT III
53 cm-Bildröhre DM 1048,-



VISIONAT II S
43 cm-Bildröhre DM 1078,-



VISIONAT III S
53 cm-Bildröhre DM 1298,-

Die ausführliche Beschreibung des neuen VISIOMAT-Programms finden Sie im TELEFUNKEN-Tip Nr. 4, der unseren verehrten Geschäftsfreunden in diesen Tagen zugeht.