

A 3109 D

BERLIN

FUNK- TECHNIK

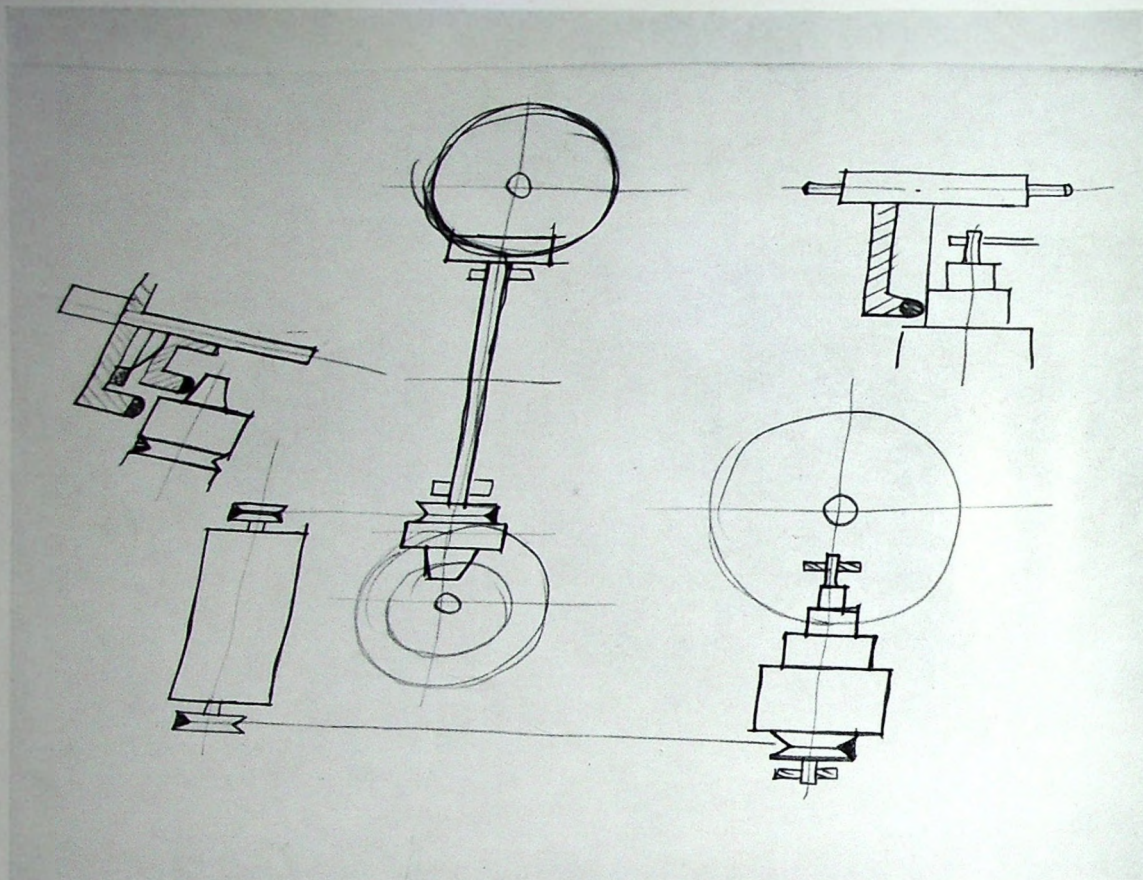
3

1967 +

1. FEBRUARHEFT

Die frühen Entwicklungsunterlagen des 4000 Report schienen uns so interessant zu sein, daß wir sie Ihnen in Form einer Anzeigerserie vorstellen möchten.

1



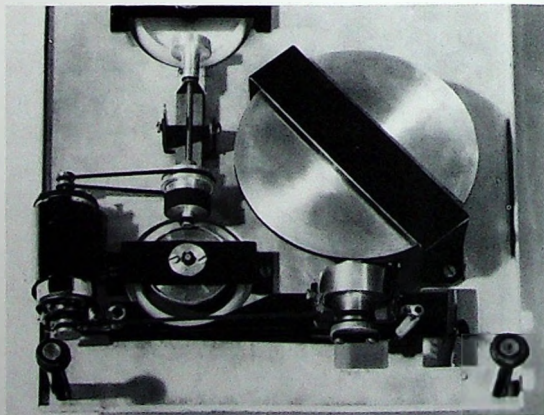
Entwicklungsstadien eines berühmten Tonbandgerätes

Und es bewegt sich doch

Das war die erste Skizze für das Uher 4000 Report. Scheinbar noch ganz roh. Und doch zeigt diese Zeichnung deutlich das mechanische Prinzip: Ein Elektromotor trägt an beiden Stirnseiten eine Schnurrolle. Die eine treibt die Schwungmasse an, die andere ein Vorgelege für den schnellen Vor- und Rücklauf. Die Schwungmasse in Form eines Stufenzylinders weist vier verschiedene Antriebsdurchmesser auf. Die Antriebsscheibe ist massearm und besitzt deshalb ein geringes Trägheitsmoment. Wie gesagt: Das war die erste Skizze. Schon wenige Wochen später erweist sich am Modell, wie gut das Prinzip »arbeitet«.

UHER

UHER WERKE MÜNCHEN
Spezialfabrik für Tonbandgeräte 8 München 47 Postfach 37



UHER 4000 REPORT L

AUS DEM INHALT

1. Februarheft 1967

gelesen · gehört · gesehen	68
FT meldet	71
Halbleiter-Prosperity	73
Hi-Fi-Technik Stereo-Steuergerät „3110 HiFi“	74
Magnetton Archiv-Kartei für Tonbänder	78
Stereophonie Entwurf eines Stereo-Entzerrerverstärkers mit Silizium- Planartransistoren für magnetische Tonabnehmer	79
Persönliches	80
Farbfernsehen Einführung in die Farbfernsehtechnik	F 73
Lautsprecher Die technisch-akustischen Probleme von Lautsprecherboxen	81
Meßtechnik Schaltungen zum Messen der Gleich- und Wechselstrom- parameter von Feldeffekttransistoren	84
Ferritkerne für Transduktoren in Farbfernsehempfängern	86
Für den KW-Amateur Allband-Transceiver „350“	87
FT-Bastel-Ecke Einfacher Belichtungsautomat für Vergrößerungsgeräte	88
Technik von morgen Holographie und Hologramme	89
Neue Bücher	94

Unser Titelbild: Verschweißung von Diodenplättchen und Zu-
leitungen im Ofen Aufnahme: SGS-Fairchild

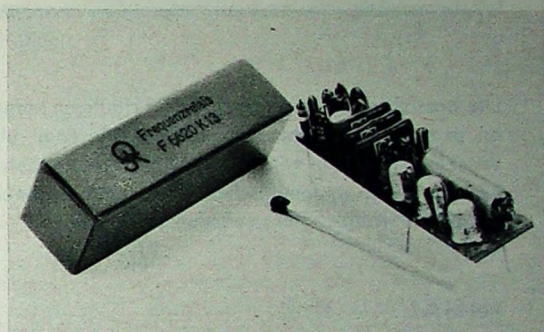
Aufnahmen: Verfasser, Werkaufnahmen. Zeichnungen vom FT-Atelier
nach Angaben der Verfasser. Seiten 66, 70, 72, 91, 95 und 96 ohne
redaktionellen Teil

RICHARD JAHRE

Spezialfabrik für Kondensatoren

Elektronisches Resonanzrelais F 6620

Neu



Das elektronische Resonanzrelais mit Vakuumkontakt ist ein Baustein für die frequenzselektive Übertragungstechnik mit außergewöhnlichen Eigenschaften:

- Kleine Abmessungen; geringes Gewicht
- Alle Funktionselemente in einem Baustein
- Als Schaltglied Reed-Kontakt mit Schnappcharakteristik
- Übersteuerungsfest
- Temperaturstabil
- Resonanzfrequenzen f_0 : 810...6400 Hz (22 Kanäle)
min. 400 Hz... max. 100 kHz
- Bandbreite: $\pm 1...5\%$ von f_0 (Standardwert $\pm 2...3,5\%$)
- Umgebungsschutz durch Kunstharzhülle

Anwendungen:

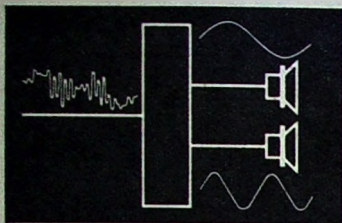
Personenruf-Funkanlagen, Funkfernsteuerungen, Fernwirk-
technik, Datenübertragung, Programmsteuerung

Weitere Informationen geben wir Ihnen gern auf Anfrage.

RICHARD JAHRE

SPEZIALFABRIK FÜR KONDENSATOREN
1000 BERLIN 30 · LÜTZOWSTRASSE 90
TELEFON: 0311-131141 · TELEX: 184119

ULRICH
PRESTIN



Praxis des Stereo-Decoder-Service

Die Broschüre soll die wegen des vorläufigen Mangels an praktischen Erfahrungen entstehende Kluft überbrücken helfen, um von vornherein die Voraussetzungen für einen systematischen und damit rationalen Ablauf der Kundendienstarbeiten zu schaffen.

INHALT

Allgemeines zum Kundendienst an Stereo-Rundfunkempfängern

Elektrische Anforderungen an Stereo-Decoder und grundsätzliche Fehlermöglichkeiten

Prüfung von Stereo-Rundfunkempfängern

Messungen an Stereo-Rundfunkempfängern

Typische Fehlerquellen

Ausrüstung eines Service-Meßplatzes

70 Seiten · 62 Bilder

Broschiert 7,80 DM

Ein Urteil von vielen . . .

„... Ein im Kundendienst erfahrener Mitarbeiter einer bekannten Empfängerfabrik hat hier alles zusammengefaßt, was man zum Einarbeiten in die Servicetechnik braucht...“

Funkschau Nr. 23/1965

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

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

BERLIN-BORSIGWALDE · Postanschrift: 1 BERLIN 52



gelesen · gehört · gesehen



Neue Rundfunkempfänger von Nordmende

Nach der Fernsehgeräteserie „spectra-electronic“ brachte Nordmende unter der Bezeichnung „spectra-phonie“ jetzt auch eine entsprechende Rundfunkempfängerserie heraus. Das moderne Flachgehäuse (57 cm X 16,7 cm X 15 cm) dieser Serie wird in zehn verschiedenen Ausführungen geliefert, und zwar als Schleiflackgehäuse in den fünf „spectra“-Farben Weiß, Grün, Rot, Blau und Anthrazit sowie in fünf Edelhölzausführungen. Das Empfängerchassis ist voll transistorisiert (10 Trans + 4 Halbleiterdioden + 1 Se-Gl) und empfängt den UKW- und Mittelwellenbereich. Die eisenlose Gegenakt-Endstufe gibt 2 W Ausgangsleistung ab. Zum Ausgleich von Netzspannungsschwankungen ist der Netzteil stabilisiert. Ebenfalls neu im Nordmende-Heimempfängerprogramm sind die Mono-Geräte „Göteborg“ und „Skandia“, die mit Röhren bestückt sind. Die übersichtliche Skala unterstreicht das moderne Äußere dieser Empfänger und ermöglicht eine schnelle und präzise Sender-einstellung.

Schallplatten-Vorführkombination „VK 6“

Die neue Vorführkombination „VK 6“ von Dual enthält einen vierstufigen Stereo-Verstärker mit 2 X 4 W Ausgangsleistung, der in Verbindung mit dem Hi-Fi-Plattenspieler „1019“ die Schallplattenvorführung sowohl mittels Kopf- und Stielhörer als auch für größere Abhörkabinen oder -räume über Lautsprecher ermöglicht. Die „VK 6“ wird serienmäßig ohne Phonochassis geliefert. Für die Bestückung steht die Spezialausführung „1019 T 505“ mit Kristallsystem zur Verfügung. Für höchste Wiedergabeansprüche kann auch der „1019“ mit Magnetsystem und Entzerrervorverstärker eingesetzt werden. Für den Anschluß von Kopf- oder Stielhörern und Lautsprechern sind getrennte Anschlußbuchsen vorhanden, wobei der Kopf- bzw. Stielhöreranschluss über separate Spannungsteiler geführt wird. Dadurch ist auch bei Hörerbetrieb ein ausreichender Spannungsabstand gewährleistet und gleichzeitig der Parallelbetrieb mehrerer niederohmiger Hörer möglich.

Fernseh-Zimmerantenne „Super-Telix“

Die neue Fernseh-Zimmerantenne „Super-Telix“ von Kathrein ist für den Empfang von

Sendern in den Bereichen III und IV/V ausgelegt. Als VHF-Antenne dient ein Faltdipol; für UHF wird eine 5-Elemente-Yagi-Antenne mit 4...8 dB Gewinn und 12...17 dB Vorrück-Verhältnis verwendet. UHF- und VHF-Antenne sind unabhängig voneinander auszurichten. Jede der beiden Antennen hat eine eigene Anschlußleitung, so daß Verluste durch eine Frequenzweiche vermieden werden. Die „Super-Telix“ ist in fünf verschiedenen Ausführungen für verschiedene Empfangsbereiche beziehungsweise Kombinationen von Empfangsbereichen lieferbar.

Planar-Leistungstransistoren mit Chromnickel-Emitter

Die Planar-Leistungstransistoren CP 430, CP 431, CP 432 und CP 433 von SGS-Fairchild werden nach einem speziellen Verfahren hergestellt, bei dem ein Chromnickel-Film auf den Emitter aufgedampft wird. Dadurch läßt sich das Auftreten von partiellen Strombelastungen verhindern (der Chromnickel-Film wirkt als Gegenkopplung), die Sekundärdurchbrüche zur Folge haben könnten.

Do-it-yourself-Mikroschaltkreis

Für Forschungslaboratorien und kleinere Firmen, die Entwicklungen mit integrierten Schaltkreisen durchführen, aber nicht die Fertigungsmöglichkeiten für diese Elemente haben, liefert Westinghouse jetzt sogenannte „Insta-Circuit Breadboards“. Bei diesen Halbleiter-elementen handelt es sich um integrierte Schaltkreise, bei denen der letzte Herstellungsschritt, die Kontaktierung, vom Kunden nach seinen speziellen Wünschen selbst ausgeführt werden kann. Ein „Insta-Circuit Breadboard“ enthält auf einem Siliziumplättchen 8 Transistoren, 44 Widerstände und 5 Dioden. Zur Fertigstellung des Schaltkreises wird lediglich eine mit einem Mikroskop ausgerüstete Kontaktierungsmaschine benötigt, mit der man die Verbindungen zwischen den verschiedenen Bereichen des Siliziumplättchens herstellt.

Durch Laserstrahl gesteuerter Thyristor

Bei Westinghouse wurde ein Halbleiter-Bauelement entwickelt, mit dem sich hohe Ströme mittels eines infraroten Laserstrahls einschalten lassen. Dieser als „Lass“ (light-activated silicon switch) bezeichnete Schalter entspricht einem üblichen Thyristor, der aber nicht durch einen Zündimpuls an



der Steuerelektrode, sondern durch Bestrahlung mit Laserlicht gezündet wird. Dadurch ergeben sich verschiedene Vorteile, zum Beispiel die vollständige elektrische Trennung von Zünd- und Arbeitsstromkreis. Den Laserstrahl liefert eine Galliumarsenid-Laserdiode, die im Infrarotbereich strahlt. Daher ist eine zufällige Zündung durch Sonnenlicht oder übliche Beleuchtung ausgeschlossen.

Induktivitäts- und Kapazitätsmeßgerät „71 A“

Mit dem Induktivitäts- und Kapazitätsmeßgerät „71 A“ von Boonton Electronics (Deutsche Vertretung: Knott Elektronik GmbH) lassen sich Induktivitäten und Kapazitäten bei 1 MHz messen. Induktivitäten bis 100 μ H werden durch Zweipunkt-Messung, Kapazitätswerte bis 1000 pF durch Dreipunkt-Messung in jeweils sieben Bereichen erfaßt. Die Meßgenauigkeit ist $\pm 1\%$, die Auflösung 0,01 μ H bzw. 0,01 pF. Das Meßergebnis wird direkt auf einem Zeigerinstrument angezeigt. Das Gerät eignet sich besonders zur Messung der Sperrschichtkapazität von Halbleitern, da die Meßspannung nur 15 mV beträgt. Vorspannungen bis ± 200 V bei maximal 250 mA können zugeführt werden.

HF-Nebenwiderstand

Zur Verwendung von Elektronenstrahl-Oszillografen für Strommessungen hat die AEG einen HF-Nebenwiderstand entwickelt, der sich wegen seiner großen Bandbreite besonders zur Messung von impulsförmig verlaufenden HF-Strömen eignet. Der Meßwiderstand, der in doppelkoaxialer Bauform ausgeführt ist, hat folgende technische Daten: Wirkwiderstand 1 mOhm $\pm 2\%$, Dauerbelastbarkeit 100 A, Stromscheitelwert 10 kA, Grenzlastintegral 30 000 A's, Zeitkonstante der Meßspannung 1,2 ns, Grenzfrequenz 100 MHz.

Anzeigelampe mit großer Helligkeit und 10 000 Stunden Brenndauer

Bei einer neuen Anzeigelampe von Sylvania International wurde das Problem, große Helligkeit mit 10 000 Stunden Brenndauer zu vereinen, durch Verwendung einer Wendel für niedrige Temperaturen in Kombination mit einem Reflektor gelöst. Die Lampe, die 5 cm lang ist und am Reflektor 2,4 cm Durchmesser hat, wird für 12 V, 0,17 A, 60 V, 0,05 A und 120 V, 0,025 A hergestellt. Die Ausführung für 120 V kann mit Spannungen bis zu 130 V be-

trieben werden. Die Lampen sind mit Miniaturbajonett- und mit Schraubsockel lieferbar.

Transistorisierter 10-kW-Mittelwellensender

Marconi zeigte vor kurzem den Prototyp des 10-kW-Mittelwellensenders „B6029“, der bis auf die Endstufe, in der eine Tetrode verwendet wird, mit Transistoren bestückt ist. Die Modulation des Senders erfolgt in einer Vorstufe, wobei Übermodulation durch eine automatische Begrenzung auf 100 % Modulationsgrad verhindert wird. Ein besonderes Merkmal des neuen Senders ist die einfache Bedienung; die Frontseite weist nur drei Knöpfe auf, von denen einer zur Bedienung der Anlage bestimmt ist, während die beiden anderen zur Prüfung des Systems benutzt werden. Um eine einfache Fernbedienung zu erreichen, ist der gesamte Einschaltvorgang automatisiert und läuft nach Betätigung eines Schalters automatisch ab.

Weitere Richtfunkantenne auf der Zugschleife

Mitte Oktober 1966 ließ die Deutsche Bundespost eine zweite Hornparabolantenne auf der Zugschleife montieren. Die 800 kg schwere, von Siemens gebaute Antenne wurde mit einem Hubschrauber von Garmisch auf das Zugschleifenturm geflogen und von dort mit der Gipfelbahn zum Münchener Haus auf eine schon vorbereitete Plattform transportiert. Mit dieser Antenne sind die Voraussetzungen für den Betrieb einer weiteren Richtfunkverbindung zwischen Italien und der Bundesrepublik geschaffen.

Briefverteilautomat für 21 600 Sendungen je Stunde

In Zusammenarbeit mit der Bundespost entwickelte SEL eine Briefverteilanlage, die stündlich bis zu 21 600 Sendungen bearbeiten kann. Die Anlage besteht aus einer Formattrennmachine, einer Briefaufstellmaschine, mehreren Codierplätzen und der Briefverteilmaschine. Über eine Transportanlage gelangen die aufgestellten und gestempelten Briefe zu den Codierplätzen, wo die Postleitzahlen in verschlüsselter Form als fluoreszierende Zeichen in die rechte untere Ecke gedruckt werden. Die codierten Briefe kommen dann über ein Förderband zur Briefverteilmaschine, die aus Baugruppen mit je 20 Verteilfächern aufgebaut ist. Die erste derartige SEL-Anlage mit 100 Verteilfächern wurde kürzlich im Wiesbadener Hauptpostamt in Probebetrieb genommen.

ROKA

ANTENNENSTECKER UND BUCHSEN

NACH IEC- UND DIN-NORM

Kein Löten!

Montage der Stecker durch einfache und zeitsparende Quetschverbindung



Schnell · Bequem · Fortschrittlich

ROBERT KARST · 1 BERLIN 61

GNEISENAUSTRASSE 27 · TELEFON 86 86 36 · TELEX 018 3057

Einfacher geht es nicht mehr

Für alle gängigen Wagentypen gibt es auf die Erfordernisse genau abgestimmte

BERU-Entstörmittelsätze mit Einbauanleitung

Diese Anleitung zeigt Ihnen in Wort und Bild klar und deutlich, wie und wo die Teile bei der Entföhrung einzubauen sind. Das vermeidet Fehler und macht die Arbeit leicht.



160

BERU/7140 LUDWIGSBURG



Registered Trademark of General Electric Co.

„Wann kaufen Sie Ihren Chico?“ fragt Howard C. Bennett jr., TV Engineer, Syracuse, New York, das deutsche Publikum. Für unsere Geschäftsfreunde möchten wir noch hinzufügen:

„Ein Zweitgerät, vollgepackt mit erstklassigen Verkaufsargumenten!“

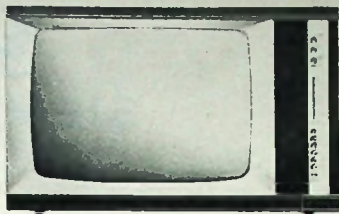
Das ist der „Chico“ von Kuba IMPERIAL: 30-cm-Vollbild 3:4, sagenhafte Bildschärfe, zwei Spezialantennen, auf Wunsch mit Kopfhörer lieferbar, Endverkaufspreis DM 498,—. Kopfhörer plus DM 17,—. Die neuartige Grauglas-P-Bildröhre sorgt dafür, daß das Bild sogar bei Sonnenlicht im Freien klar und kontrastreich bleibt. Das kleine Kraftpaket ist stabil gebaut und nicht leicht zu erschüttern. Kennen Sie einen tragbaren Fernsehkolfer,

der bei dieser Bildgröße und bei dieser Bildschärfe für diesen Preis zu haben ist? Das ist der Vorteil der Kuba IMPERIAL-Großserien.

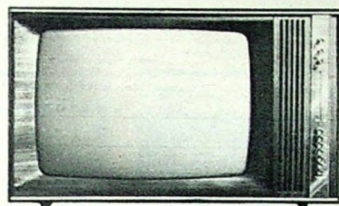
Die Umsatzziffern sprechen für sich. In den letzten 18 Monaten wurden über 80 000 „Chico“ verkauft. Das beweist, wie gut er sich verkaufen läßt. Monat für Monat ist der Umsatz gestiegen. Das beweist, daß er sich immer besser verkaufen läßt. Machen Sie mit bei diesem Geschäft.

**Kuba
IMPERIAL**

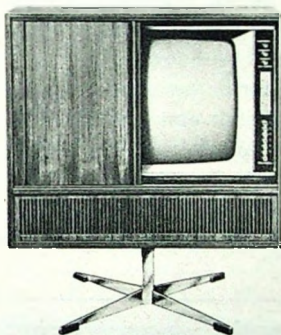
wirklich Klasse



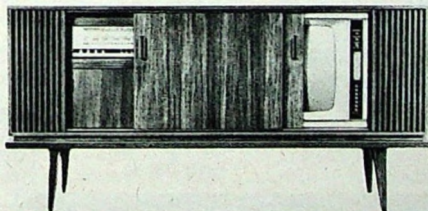
LIVORNO (Kuba) — KAIRO (Imperial)
59-cm-Vollbildfernseher 3:4. Lieferbar in dunkler und heller Ausführung.



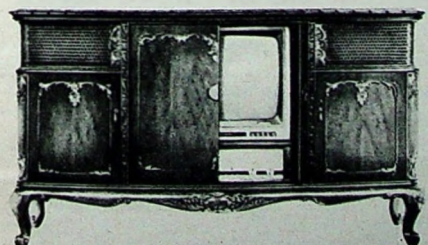
PORTOFINO (Kuba) — ADRIA (Imperial)
59-cm-Vollbildfernseher 3:4; mit echter Nußbaum-Frontblende. Lieferbar in dunkler und heller Ausführung.



MONTREAL (Kuba u. Imperial)
Vollbildfernseher 3:4. Lieferbar mit 59-cm- und 65-cm-Bildrohrdiagonale. In dunkler und heller Ausführung. Auf Wunsch mit echtem Rio-Palisander-Furnier.



FINALE (Kuba) — SILVANA (Imperial)
59-cm-Vollbild-Fernseher, Voll-Stereo-Super, 10-Platten-Wechsler, 4 Lautsprecher. Lieferbar in dunkler und heller Ausführung.



AKROPOLIS (Kuba)
59-cm-Vollbild-Fernseher, Voll-Stereo-Super, 10-Platten-Wechsler. Mit zwei großen Lautsprechergruppen, handgeschnitzten Dekors, einschiebbaren Türen und echtem Rohrgeflecht.

F m e l d e t . . F m e l d e t . . F m e l d e t . . F

Verordnung über Flugfunkzeugnisse

Im Amtsblatt des Bundesministers für das Post- und Fernmeldewesen, Ausgabe A, Nr. 141 vom 22. Dezember 1966, wurde die Verordnung über Flugfunkzeugnisse vom 29. November 1966 veröffentlicht. Die Verordnung trat am 1. Januar 1967 in Kraft. Gleichzeitig wurden die bisherigen Bestimmungen über den Erwerb von Flugfunkzeugnissen aufgehoben.

Grundig führt Vertriebsbindung ein

Mit Wirkung vom 1. Januar 1967 hat Grundig für den von ihm belieferten Großhandel die Vertriebsbindung eingeführt. Die betreffenden Großhändler verpflichten sich, Grundig-Rundfunk-, Fernseh- und Tonbandgeräte nur an Fachgeschäfte zu liefern, die angemessene Lagerhaltung, Ausstellung, Vorführung und Prüfung der Geräte bieten. Außerdem müssen diese einen ordnungsgemäßen Garantie- und Kundendienst gewährleisten, nur an Letztverbraucher verkaufen und nicht grob oder nachhaltig gegen die Wettbewerbsgesetze verstoßen. Autosuper, Autotonebandgeräte und Diktiergeräte werden von dieser Vertriebsbindung nicht erfaßt.

Zusammenschluß Tuchel-Amphenol-Borg

Am 10. Januar 1967 gab U. Tuchel, Geschäftsführer der Tuchel-Kontakt GmbH, bekannt, daß sich seine Gesellschaft der Amphenol-Borg Electronics GmbH, der deutschen Tochtergesellschaft der Amphenol Corporation, Ill., USA, angeschlossen hat. Geschäftsführer für beide Gesellschaften ist H. Zander, der bisherige Geschäftsführer der Amphenol-Borg Electronics GmbH. U. Tuchel bleibt weiterhin Vorsitzender des Aufsichtsrates und wird zusätzlich der Amphenol Corporation auf internationaler Ebene als Sonderberater zur Verfügung stehen.

Schulung der Führungskräfte bei fuba

Bei fuba finden im Winterhalbjahr 1966/67 insgesamt 13 Veranstaltungen für Führungskräfte des Stammhauses und der Schwestergesellschaft Geta statt, auf denen leitende Herren über aktuelle und zukunftsweisende Themen aus ihrem Arbeitsgebiet

vortragen. Durch anschließende Diskussionen wird das übermittelte Wissen abgerundet und vertieft.

Grundig-Niederlassungen unter neuer Leitung

Die Leitung der Grundig-Niederlassung München wurde am 1. Januar 1967 von Direktor G. Schulz übernommen. Er war bis 31. Dezember 1966 Leiter der Grundig-Niederlassung Nürnberg, nachdem er längere Zeit in der Vertriebsdirektion in Fürth tätig war. Zu demselben Termin trat Direktor W. Memmert auf eigenen Wunsch in den Ruhestand. Er wird seinem Nachfolger jedoch weiterhin zur Verfügung stehen und mit Sonderaufgaben der Vertriebsdirektion betraut werden.

Die Grundig-Niederlassung in Nürnberg, die für den gesamten nordbayerischen Raum zuständig ist, wird seit dem 1. Januar 1967 von H. Jöhner geführt, der bereits einige Jahre als ihr Verkaufsleiter tätig war.

Einführungskurse in das Farbfernsehen

Um die leitenden Mitarbeiter in den Fernsehstudios auf das Farbfernsehen vorzubereiten, veranstalten auf Anregung der Produktionschefs der ARD das Institut für Rundfunktechnik München und der WDR drei Einführungskurse in das Farbfernsehen. Die erste derartige Veranstaltung fand November 1966 in München und Köln statt. An ihr nahmen etwa 40 leitende Mitarbeiter aus den Fernsehproduktionsbetrieben und den fernsehtechnischen Betrieben des NDR, des WDR und des ZDF teil. Für Februar und März 1967 sind zwei weitere Einführungskurse für Mitarbeiter der übrigen Rundfunkanstalten vorgesehen.

Einführung in die Digitaltechnik

Das VDI-Bildungswerk veranstaltet vom 20. bis 24. Februar 1967 in Hamburg, Berliner Tor 21, Ingenieurschule der Freien und Hansestadt Hamburg, einen Lehrgang „Einführung in die Digitaltechnik“. Der Lehrgang wendet sich an Ingenieure und Naturwissenschaftler sowie Führungskräfte der Industrie und Verwaltung. Auskunft erteilt das VDI-Bildungswerk, 4 Düsseldorf 10, Postfach 10 250, Telefon-Nr. 44 33 51, Apparat 390.

10 Jahre Institut für Rundfunktechnik

Am 1. Januar 1967 beging das Institut für Rundfunktechnik (IRT), die Entwicklungs- und Forschungsstelle der öffentlichen Rundfunkanstalten der Bundesrepublik Deutschland, sein zehnjähriges Bestehen. Das Institut, ursprünglich eine Gründung der ARD, ist aus der Zusammenfassung der früheren Forschungsgruppen in Nord und Süd (Zentraltechnik NWDR Hamburg, RTI Nürnberg) entstanden und wird heute gemeinsam von der ARD und dem ZDF getragen.

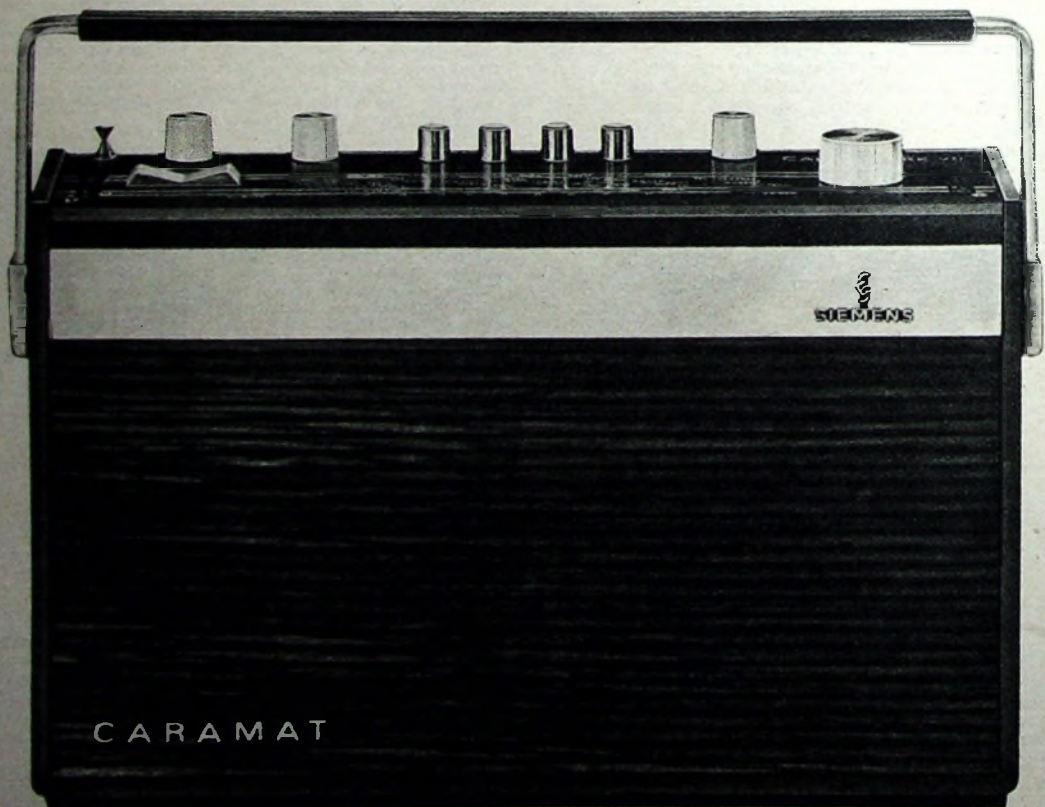
In seinen beiden Niederlassungen München und Hamburg werden technisch-wissenschaftliche Forschungs- und Entwicklungsarbeiten für das Rundfunkwesen durchgeführt. Im Vordergrund stehen dabei zur Zeit das Farbfernsehen, die Stereophonie und die Ergänzung der Sendernetze. Darüber hinaus stehen die Experten des Instituts den Rundfunkanstalten zur Beratung bei besonderen Aufgaben zur Verfügung; außerdem arbeiten die Mitarbeiter des Instituts in nationalen und internationalen Fachgremien mit.

Leiter des Instituts sind Dr. Heinrich Koesters in Hamburg und Professor Dr. Richard Theile in München.

Ein neues zugkräftiges Programm



Die Lokomotive: Der CARAMAT! Das Spitzengerät unseres neuen Koffersuper-Programms. Seine elektronische Sendersuchlaufautomatik, die auch über eine Fernbedienung betätigt werden kann, stellt mühelos jeden erreichbaren Sender ein. Auf allen 4 Wellenbereichen und immer genau abgestimmt. Für den guten Klang sorgt ein großer Konzertlautsprecher. Auch im Auto. Hier wird die Ausgangsleistung über die Autohalterung automatisch von 2 W auf 4 W gesteigert. Damit ist gerade der CARAMAT auch das ideale Gerät für Autofahrer unterwegs. Übrigens: Alle neuen Siemens-Koffersuper erhalten Sie in 2 oder 3 verschiedenen Gehäuseausführungen: Mit einer Vorderfront aus Weichplastic, Palisander oder Palisander-Dekor, verchromten Zierleisten oder Metallgitter. Ein Geräteprogramm mit sehr guten Verkaufschancen – technisch perfekt und ansprechend in der Gehäusegestaltung.





Chefredakteur: WILHELM ROTH

Chefkorrespondent: WERNER W. DIEFENBACH

Halbleiter-Prosperity

Etwa vor fünfzehn Jahren ließen die grundlegenden Erfolge der Halbleitertechnik nicht nur die Fachwelt aufhorchen. Damals war es aber schwierig, beispielsweise Transistoren rentabel zu fertigen, und ebenso kompliziert, lohnende Anwendungsbereiche zu finden. Heute sind Fertigungsprobleme und Anwendungsmöglichkeiten weitgehend geklärt. Fertigung und Entwicklung können zielbewußt planen und arbeiten. Hauptsächlich im Bereich der industriellen Technik und der kommerziellen Anwendung, aber auch auf dem Sektor Konsumgütertechnik spielen Halbleiter — vor allem Transistoren — eine bedeutende Rolle.

Als neuere Bauart sind die Vielfach-Emitter-Transistoren bekanntgeworden. Bei ihnen besteht die Emitterfläche aus einer großen Anzahl von Teil-Emittern. Den Anstoß zu dieser Entwicklung gab vor allem der Stromverdrängungseffekt. Dabei handelt es sich um eine durch den inneren Basiswiderstand entstehende Konzentration des Emitterstroms am Emitterrand. Über die zentralen Bereiche der Emitterfläche fließt nur ein kleiner Teil des Emitterstroms, gegen den Emitterrand wird jedoch die Stromdichte immer höher. Der Emitterstrom wird daher nicht durch die Fläche des Emitters begrenzt, sondern durch die Länge des Emitterumfangs, die möglichst groß sein sollte. Typische Vielfach-Emitter-Transistoren haben deswegen etwa 180 Teil-Emitter. Die Fertigung verlangt sehr hohe Genauigkeit, denn das ganze Siliziumplättchen dieser Transistoren ist nur etwa 0,8 mm x 0,8 mm groß. Diese Bauart eignet sich unter anderem für UHF-Leistungstransistoren. Es gibt Ausführungen, die bei 500 MHz bis zu 13 W HF-Ausgangsleistung liefern.

Neuerdings gewinnt der Feldeffekttransistor (FET) an Bedeutung, mit dem es gelang, ein (ähnlich der Elektronenröhre) elektrostatisch steuerbares Halbleiter-Verstärkerelement zu schaffen. Bei diesem Sperrschicht-Feldeffekttransistor wird der in einer Halbleiter-Längsschicht (Kanal) fließende Strom über eine Elektrode, die als gesperrte Diode wirkt, gesteuert. Damit ist eine weitgehend leistungslose Spannungssteuerung bis zu hohen Frequenzen möglich. Das Kennlinienfeld des FET ist dem einer Röhren-Pentode sehr ähnlich. Von Vorteil ist auch die quadratische Eingangskennlinie, die bei HF-Anwendungen des FET sehr gute Kreuzmodulationseigenschaften ergibt. Inzwischen sind bereits erste Empfänger mit Feldeffekttransistoren im UKW-Tuner auf dem Markt.

Eine Abart des erwähnten Feldeffekttransistors hat eine völlig isolierte Steuerelektrode (Gate). Diese als Metall-Oxid-Feldeffekttransistoren (MOS-FET) bezeichneten Bauelemente haben einen extrem hohen, von der Polarität und Größe (innerhalb der zulässigen Grenzwerte) der Gatespannung unabhängigen Eingangswiderstand und sehr kleine Rückwirkungskapazität.

Ganz allgemein konnten auf dem Sektor der Transistorfertigung wesentliche Preisensenkungen durch Transistoren in Plastikgehäusen erreicht werden. Für den Konsumgüterbereich, bei dem man gewohnt ist, scharf zu kalkulieren, hat dieser Fortschritt große Bedeutung, denn er schafft eine der wichtigsten Grundlagen zur vollständigen Transistorbestückung zahlreicher Gerätetypen vom Fernsehempfänger bis zum Rundfunkgerät.

In letzter Zeit sind von Wirtschaftsfachleuten der internationalen Halbleiterindustrie gründliche Überlegungen zum Halbleitermarkt in Gegenwart und Zukunft angestellt worden. Sie zeigen durchweg positive Tendenzen. So rechnet man beispielsweise mit einer starken Expansion der beweglichen Funkdienste, deren Geräte transistorisiert sind, oder im Zusammenhang mit der Weiterentwicklung der Transistoren in den noch mit Röhren bestückten Leistungsstufen HF-Leistungstransistoren erhalten werden. So nimmt man bei einem europäischen Unternehmen an, daß sich auf diesem Sektor die europäische Gesamtproduktion von 300 000 Geräten bis zum Jahre 1970 verdreifachen wird. Die benötigten Geräte

arbeiten praktisch alle im VHF- oder UHF-Bereich mit Sendeleistungen von 100 mW (Handfunksprecher) oder bei beweglichen Funkstellen bis zu 25 W. Im Zusammenhang mit der Ausweitung des Funksprechgerätemarktes wird auch der Absatz von Halbleiterbauelementen von etwa 40 Mill. DM im Jahre 1966 auf rund 72 Mill. DM im Jahre 1972 steigen. Innerhalb dieses Zeitraumes darf man ferner mit einem Preisrückgang der Halbleitererzeugnisse um mehr als 30% rechnen.

Eine gleichfalls günstige Prognose bietet sich der Halbleiterfertigung für den Sektor der Fernmeldelechnik. Möglichkeiten zur Transistorisierung bestehen bei Vermittlungen, Geräten für Anrufbeantwortung, Multiplexsystemen, Verstärkern für Boden- und Tiefseekabel sowie Geräten zur Datenübertragung. Gerade dieser letzte Sektor wird auf europäischem Gebiet als größtes und aussichtsreichstes Verkaufsgebiet angesehen. Man nimmt an, daß 1970 die Datenübertragung den Sprechverkehr auf Fernsprechkabeln übertreffen und daß dieser Zweig das Volumen der Konsumelektronik übersteigen wird.

Besondere Bedeutung haben die elektronischen Vermittlungseinrichtungen, ohne die eine moderne Informationsübertragung größeren Umfangs undenkbar wäre. Bis 1970 rechnet man in Europa mit Kapitalinvestitionen für neue Fernsprechvermittlungen in Höhe von 6800 Mill. DM allein für Zwecke der Datenübertragung und für Sondereinrichtungen, die vollständig mit Transistoren bestückt werden. Dieser große Markt für neue Geräte enthält einen Halbleiteranteil von rund 5%. Gegenwärtig arbeiten alle Hersteller von Fernmeldegeräten an der Entwicklung von Prototypen elektronischer und halblektronischer Vermittlungen.

Auf dem europäischen Computermarkt ist ebenfalls eine bemerkenswerte Aufwärtsentwicklung erkennbar. Man glaubt, daß sich die Umsätze von 2400 Mill. DM im Jahre 1966 auf etwa 6000 Mill. DM im Jahre 1970 erhöhen werden. Das bedeutet eine verdreifachte Nachfrage nach Transistoren und anderen Bauelementen. Gegenwärtig sind in Europa etwa 8000 Rechenanlagen in Betrieb. In den nächsten vier Jahren werden voraussichtlich weitere 10 000 Computer eingesetzt. Wegen ihrer hohen Zuverlässigkeit und wirtschaftlichen Fertigung werden Bauelemente in Silizium-Planartechnik einen bedeutenden Anteil an diesem Aufschwung der Computertechnik haben.

Mit steigender Komplexität der Computer überschreitet die Anzahl der je Rechner erforderlichen aktiven Bauelemente schnell die Millionengrenze. Wegen der größeren Zuverlässigkeit, höheren Operationsgeschwindigkeit, des kleineren Volumens sowie der einfacheren und kürzeren Verdrahtung verwendet man an Stelle diskreter Bauelemente in zunehmenden Maße integrierte Schaltungen. Auch sehr schnelle Speicher können durch Transistorerschaltungen realisiert werden. Kostensparende integrierte Schaltungen würden es ermöglichen, größere Speicher mit Schaltzeiten von etwa 10 ns auf Transistorbasis herzustellen.

Weitere aussichtsreiche Absatzgebiete für integrierte Schaltungen finden sich in der industriellen Steuerungs- und Regelungstechnik, auf dem Meßgerätesektor und — allmählich steigend — auch im Konsumgüterbereich. Vor allem auch die Entwicklung linearer Schaltkreise für Analoganwendungen und die MOS-Technik bei integrierten Schaltungen können bei entsprechender Stückzahl sinkenden Kosten in vielen konventionellen Schaltungen zur Ablösung der diskreten Bauelemente führen.

Ganz allgemein läßt sich sagen, daß mit den schon entwickelten und noch in der Entwicklung befindlichen Technologien eine kostensparende Halbleiterfertigung ermöglicht wird. Das erschließt den Halbleiterbauelementen viele neue Anwendungsgebiete, die ihrerseits zu stetig steigenden Umsätzen auf dem Halbleitermarkt führen.

Werner W. Diefenbach

Stereo-Steuergerät »3110 HiFi«



Das neue Stereo-Steuergerät „Wega 3110 HiFi“ ist ein ausschließlich mit Transistoren bestücktes Steuergerät, das einen Hochleistungs-UKW-Empfangsteil und einen Verstärkerteil für 2 X 40 W Sinusdauern hat. Alle für den Hi-Fi-Freund interessanten Betriebsarten und technischen Feinheiten sind bei diesem Gerät berücksichtigt.

UKW-Eingangsteil mit Feldeffekttransistoren

Der UKW-Tuner – hier soll darunter nur die Vor- und Mischstufe verstanden werden – ist mit Feldeffekttransistoren (FET) bestückt. Das Großsignalverhalten ist bei Bestückung mit herkömmlichen Transistoren außerordentlich ungünstig. Sind starke Sender zu empfangen, so erscheint jeder einzelne Sender mehrfach auf der Skala (Nebenwellenempfang), und außerdem entstehen durch Interferenzbildung zwischen den einzelnen Sendern zusätzliche Mischwellen, die die Modulation zweier oder mehrerer Stationen enthalten. Dieses ungünstige Verhalten des herkömmlichen Transistors beruht in erster Linie auf dem nichtlinearen niedrigen Eingangswiderstand.

Bild 1 zeigt die Nebenwellen und Mischwellen, die in einem Tuner, bestückt mit herkömmlichen Transistoren, entstehen, im Vergleich zu einem Tuner, der mit Feldeffekttransistoren bestückt ist. Beide Tuner haben gleiche Vorselektion und stimmen auch in der übrigen Schaltung weitgehend überein. Die Vorteile der Bestückung mit Feldeffekttransistoren in Vor- und Mischstufe können selbstverständlich nur voll ausgeschöpft werden, wenn die Vorselektion sehr hoch ist. Aus dem Schaltbild des Tuners (Bild 2) geht hervor, daß insgesamt vier abgestimmte Kreise vorhanden sind, und zwar drei HF-Kreise sowie der Oszillatorkreis. Die damit erreichte Vorselektion ist für den Abstand der halben ZF (5,35 MHz) größer als 80 dB.

Um die Vorteile des Feldeffekttransistors besser zu verstehen, folgen einige kurze Erläuterungen seiner Eigenschaften. Bild 3 zeigt das Schema und ein typisches Kennlinienfeld eines Feldeffekttransistors mit N-Kanal. Dieser Kanal ist ein Stück N-leitendes Silizium mit Anschlußstellen für Source und Drain. Source und Drain treten an die Stelle von Emitter und Kollektor des herkömmlichen Transistors. Das Gate ist um den Kanal herum aufgebracht. Es ist in Sperrrichtung vorgespannt, so daß praktisch kein Strom zwischen Gate und Kanal fließt. Allein die Raumladungseinwirkung des Gate auf den Kanal steuert den Stromfluß zwischen Source und Drain. Der Steuermechanismus und die Betriebsspannungen sind denen einer Röhrentriode sehr ähnlich, jedoch hat das Kennlinienfeld Pentodencharakter, das heißt, die Drainspannung hat auf den Drainstrom verhältnismäßig wenig Einfluß. Bei zunehmender Drainspannung wird nämlich auch die Durchschnittsspannung zwischen Kanal und Gate größer, so daß die

wirksame negative Vorspannung des Gate gegenüber dem Kanal zunimmt und dem Anwachsen des Drainstromes entgegenwirkt.

Folgende Eigenschaften kennzeichnen den Feldeffekttransistor: hoher Eingangswiderstand, geringes Eigenrauschen, gute Regelbarkeit durch Veränderung der Gatespan-

nung, kleine Kapazitätsschwankungen bei Änderung des Arbeitspunktes und der Temperatur, fast exakt quadratische Kennlinie. Diese Eigenschaften machen den Feldeffekttransistor für Eingangsstufen besonders geeignet. Besonders die rein quadratische Steuerkennlinie bringt den großen Vorteil, daß man bei allen Neben-

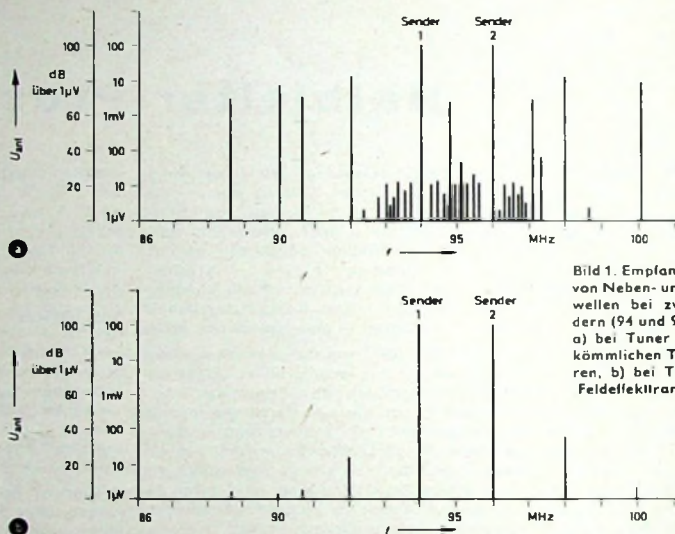


Bild 1. Empfangsstellen von Neben- und Mischwellen bei zwei Sendern (94 und 96 MHz): a) bei Tuner mit herkömmlichen Transistoren, b) bei Tuner mit Feldeffekttransistoren

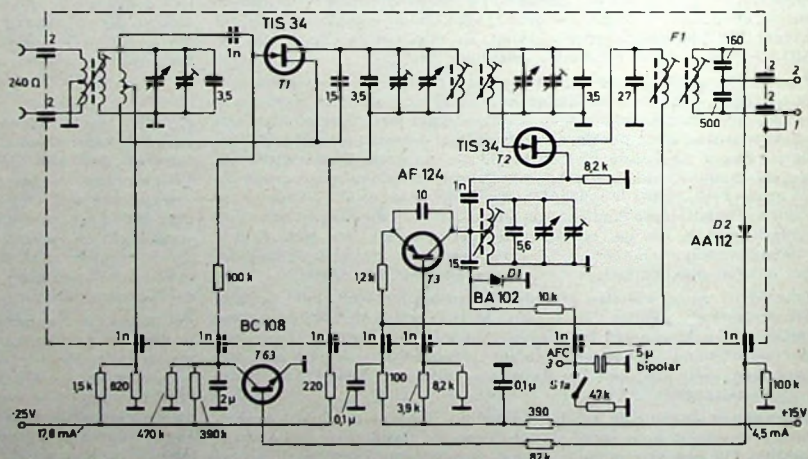


Bild 2 (oben). Schaltbild des Tuners mit Feldeffekttransistoren in der Vor- und Mischstufe

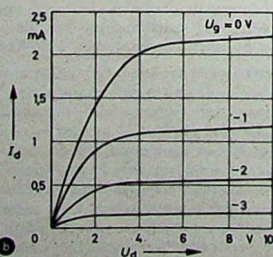
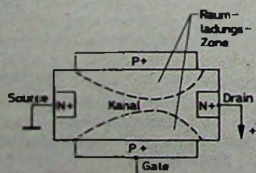


Bild 3. Schema und typisches Kennlinienfeld eines Feldeffekttransistors

Dipl.-Ing. Ernst Zetzmann ist Technischer Leiter der Wega-Radio GmbH, Fellbach bei Stuttgart

und Mischwellen nur mit den zweiten Harmonischen zu rechnen hat. Tatsächlich sind Produkte durch höhere Harmonischen praktisch nicht mehr feststellbar. Als Nachteil ist nur eine geringere Verstärkung zu vermerken, die aber durch entsprechende ZF-Verstärkung wieder ausgeglichen werden kann.

Als Schaltungsmerkmale, die den UKW-Tuner als zur Spitzenklasse gehörend kennzeichnen, sind noch die folgenden zu erwähnen: Mit der getrennten, lose angekoppelten Oszillatorstufe vermeidet man jede Frequenzbeeinflussung und mögliche Modulation des Oszillators durch Eingangssignale. Die Vorstufe ist zur Vermeidung von Übersteuerung geregelt. Die volle ZF-Spannung am Ausgang wird über die Diode D 2 gleichgerichtet. Bei etwa

Spannung aus, um auch den Transistor T 10 zu öffnen. Die Kollektorspannung von T 10, die ohne Signal positiv ist, sinkt dadurch auf die Restspannung ab. Am Punkt 5 steht damit eine Triggerspannung zur Verfügung, die bei Eingangsspannungen von über 10 μ V von einem positiven Niveau auf etwa Null schaltet. Diese Triggerspannung dient zur Freigabe des Decoders und über den Transistor T 11 zur Betätigung der Rauschsperr.

Der dem letzten ZF-Transistor T 8 vorgeschaltete Emittorfolger T 7 verhindert jede Rückwirkung des Ratiodektors. Gleichzeitig ergibt sich am Emittorwiderstand von T 7 ein rückwirkungsfreier Meßpunkt zum Abgleichen der Durchlaßkurve des ZF-Verstärkers. Ist die Rauschsperr eingeschaltet, dann ist der letzte ZF-Tran-

gehoben, und das verstärkte Signal kann an den beiden Ausgängen L und R abgenommen werden.

Bei einem Stereo-Signal koppelt das Filter DF 2 das 19-kHz-Pilotonsignal aus und führt es dem Transistor T 13 zu. Im Kollektorkreis von T 13 wird der Piloton mit den Dioden D 7 und D 8 auf 38 kHz verdoppelt und T 15 zugeleitet, der normalerweise gesperrt ist. Erreicht jedoch das 38-kHz-Signal an der Basis große Werte, dann entsteht am Kollektor ein verstärktes Signal, das mit der Diode D 13 gleichgerichtet wird und als positive Basissspannung am Transistor wirksam wird. Dadurch verschiebt sich der Arbeitspunkt auf volle Verstärkung. Bei einem ausreichend großen Piloton signal schaltet sich also der Transistor T 15 selbst ein. Wenn das

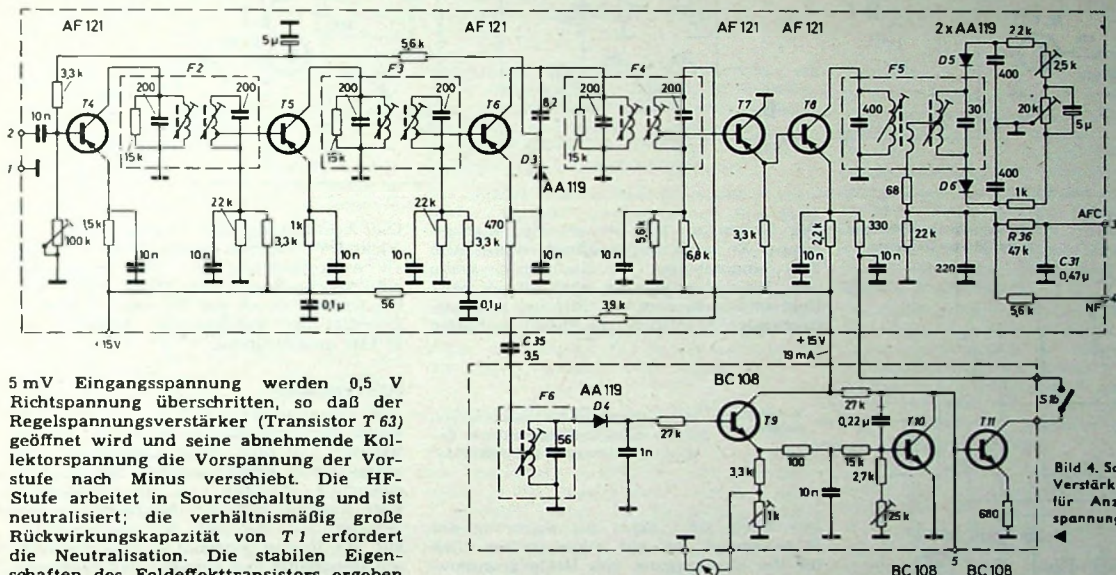


Bild 4. Schaltbild des ZF-Verstärkers mit Stufen für Anzeige, Triggerspannung und Rauschsperr

5 mV Eingangsspannung werden 0,5 V Richtspannung überschritten, so daß der Regelspannungsverstärker (Transistor T 63) geöffnet wird und seine abnehmende Kollektorspannung die Vorspannung der Vorstufe nach Minus verschiebt. Die HF-Stufe arbeitet in Sourceschaltung und ist neutralisiert; die verhältnismäßig große Rückwirkungskapazität von T 1 erfordert die Neutralisation. Die stabilen Eigenschaften des Feldeffekttransistors ergeben dabei eine große Stabilität über den gesamten Abstimmbereich. Der Oszillator ist in üblicher Art mit der Nachstimm diode D 1 für den Betrieb mit Nachstimmautomatik geschaltet.

Der UKW-Tuner ermöglicht auch bei sehr starken Signalen einen nur wenig durch Neben- und Mischwellen gestörten Fernempfang. Die Rauschzahl liegt zwischen 4 und 9 dB, das entspricht bei Mono-Empfang einer erforderlichen Eingangsspannung von 1,2 ... 2 μ V mit 15 kHz Hub an 240 Ohm für einen Signal-Rausch-Abstand von 26 dB.

ZF-Verstärker mit automatischer Rauschsperr

Bild 4 zeigt das Schaltbild des ZF-Verstärkers mit zusätzlichen Stufen für die Anzeige, die Triggerung des Stereo-Decoders und die automatische Rauschsperr. Die erste ZF-Stufe mit T 4 ist abwärts geregelt. Die Regelspannung wird nach der dritten Stufe mit der Diode D 3 gewonnen. Vom Sekundärkreis des ZF-Filters F 4 wird die ZF-Spannung über C 35 zusätzlich auf den Anzeigekreis F 6 gegeben.

Die an der Diode D 4 gleichgerichtete ZF-Spannung öffnet den Transistor T 9, in dessen Emittorkreis das Anzeigeelement liegt. Bei einem Antennensignal von mehr als 10 μ V und richtiger Abstimmung reicht die am Emittor von T 9 auftretende

sistor T 8 für Signale unter 10 μ V gesperrt. Das bewirkt der Transistor T 11, der bei kleinem Eingangssignal voll geöffnet ist und dadurch die Spannung am Emittor von T 8 in Richtung negativer Spannung verschiebt. Bei Eingangsspannungen über 10 μ V schaltet die Triggerspannung den Transistor T 11 auf gesperrt um, so daß T 8 dann den normalen Arbeitspunkt hat. Die Rauschsperr läßt sich durch Unterbrechen des Schalters S 1 ausschalten.

Der Ratiodektor F 5, D 5, D 6 ist symmetrisch aufgebaut, so daß neben dem NF-Signal über das Siebglied R 36, C 31 eine Regelspannung zur Betätigung der Abstimmautomatik zur Verfügung steht.

Stereo-Decoder

Bild 5 zeigt die Schaltung des Stereo-Decoders. Er ist unmittelbar mit dem Ratiodektor ohne Stereo-Mono-Umschalteneinrichtung verbunden. Wenn ein Mono-Signal vorliegt, wird dieses über den Eingangs-impedanzwandler T 12 praktisch unbeeinflusst an die Mittelanzapfung des Sekundärkreises des Filters DF 4 weitergeleitet. Die Diodenzweige des Quartetts D 9 ... D 12 sind durch eine Vorspannung über die Widerstände R 423 und R 428 geöffnet, so daß das Mono-Signal direkt an die beiden Ausgangstransistoren T 17 und T 18 gelangt. Der Pegel wird hier um etwa 10 dB

Signal unter einen bestimmten Pegel sinkt, schaltet sich der Transistor automatisch ab.

Das verstärkte 38-kHz-Signal dient zum Schalten des Dioden-Quartetts D 9 ... D 12, das seinerseits das in der Mitte der Sekundärwicklung von DF 4 eingespeiste Stereo-Signal dem linken und rechten Kanal abwechselnd „zuteilt“. Mit dem Einstellregler R 438 kann das Übersprechen zwischen den Kanälen durch gegenphasiges Einspeisen kompensiert werden.

Der Transistor T 14 ist ein Hilfstransistor zum Schalten des 19-kHz-Verstärkers T 13. Wenn T 14 Strom führt, ist T 13 normalerweise gesperrt, da seine Basis auf Chassispotential liegt. Der Anschlußpunkt 5 ist mit dem entsprechend bezeichneten Anschluß im ZF-Verstärker verbunden. Er liefert die Triggerspannung, die bei etwa 10 μ V Eingangsspannung von positiven Werten auf Chassispotential umspringt, so daß dann T 14 gesperrt ist, wodurch T 13 freigegeben wird. Diese zusätzliche Triggerung sperrt den Decoder bei Antennenspannungen, die kleiner als 10 μ V sind. Mit der Mono-Taste kann man die Basis von T 13 nach Masse schalten, so daß T 13 immer gesperrt ist und der Decoder dann auch bei höheren Eingangsspannungen und bei Anwesenheit eines 19-kHz-Trägers abgeschaltet bleibt.

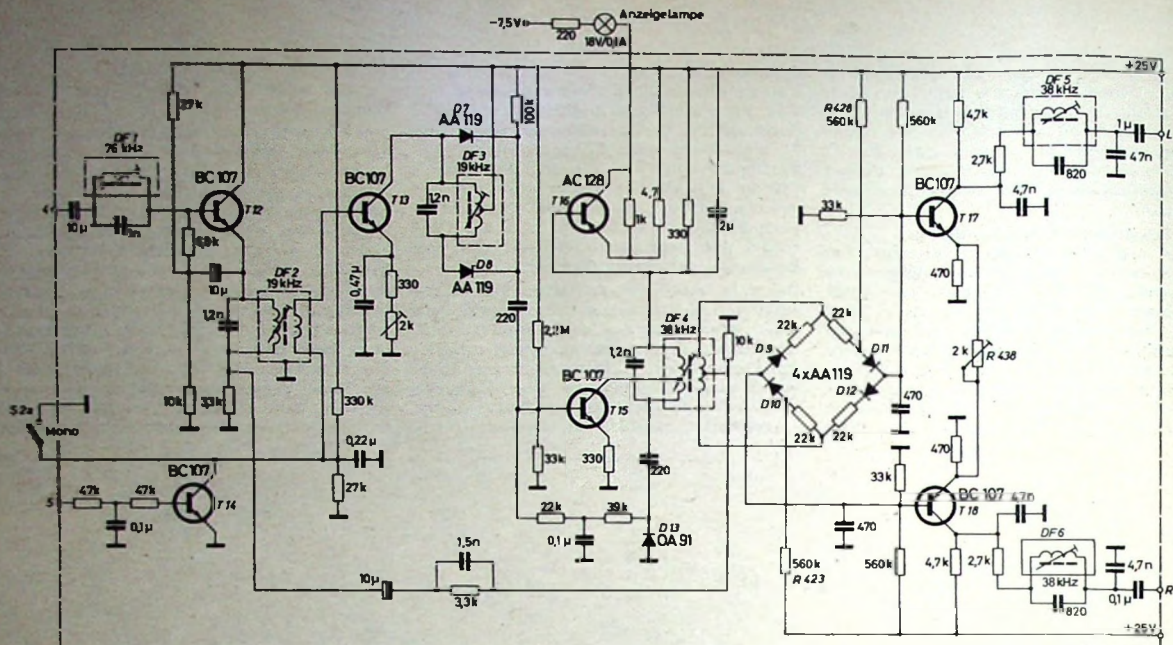


Bild 5 (oben). Schaltbild des Stereo-Decoders

Der Transistor T16 steuert die Anzeigelampe. Er wird nur geöffnet, wenn auch T15 eingeschaltet ist, das heißt, wenn eine Eingangsspannung über 10 µV vorliegt und außerdem ein Pilotton mit ausreichender Amplitude im Signal enthalten ist.

Die Ausfilterung des 19-kHz-Signals bewirkt DF2 zugleich neben seiner Funktion als Auskoppelkreis. An den Ausgängen sind 38-kHz-Sperrkreise (DF5, DF6) vorhanden, die durch das Umschalten bei der Decodierung entstehende Anteile von 38 kHz unterdrücken.

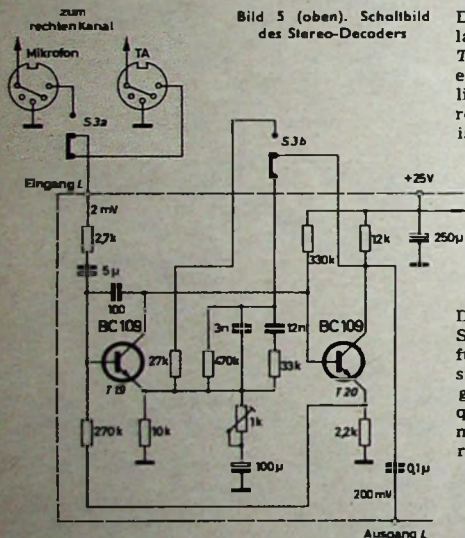


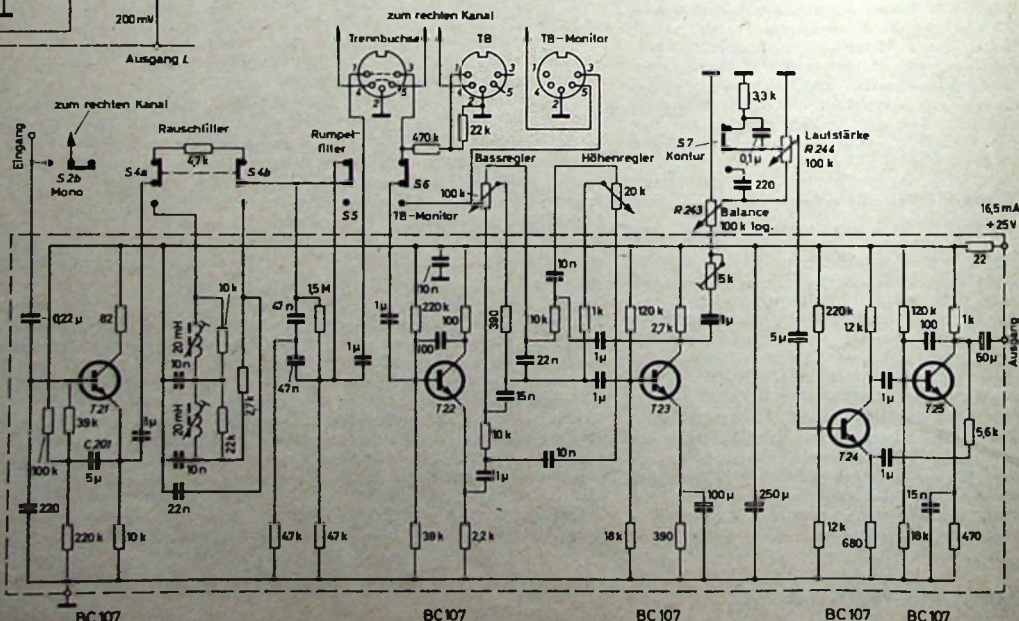
Bild 6. Schaltbild des Vorverstärkers (linker Kanal) mit abschaltbarer Entzerrung bei „Mikrofon“

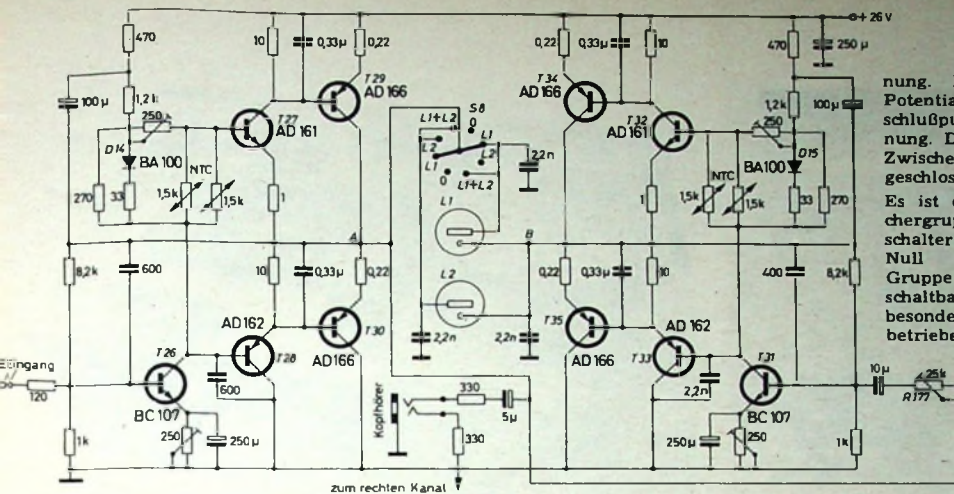
Der Kreis DF1 dient zur Sperrung des SCA-Trägers, der vor allem in den USA für die Übertragung von Hintergrundmusik von den FM-Sendern zusätzlich ausgestrahlt wird. Der SCA-Träger ist frequenzmoduliert und kann durch Mischung mit der 2. Harmonischen von 38 kHz Störungen verursachen.

NF-Verstärker

Der Vorverstärker (Bild 6, nur der linke Kanal ist gezeichnet) wird nur in der Betriebsart „Phono“ oder „Mikrofon“ benötigt. Seine Empfindlichkeit für Vollaussteuerung ist 2 mV. An der Geräterückseite befindet sich der Mikro-Phono-Umschalter S3, der den Verstärkereingang auf die beiden getrennten Eingangsbuchsen umschaltet und zugleich den Frequenzgang von „Entzerrung“ bei „Phono“ auf „linear“ bei „Mikro“ umschaltet. Die Entzerrung nach DIN/CCIR erfolgt ausschließlich durch die Gegenkopplung über beide Stufen des Verstärkers.

Bild 7. NF-Verstärker (linker Kanal) mit Filtern, Klangregelnetzwerken und Trennstellen für Hall und TB-Monitor





Der Haupt-NF-Verstärker (Bild 7) ist mit 5 Transistoren (T21...T25) je Kanal bestückt. Die Eingangsempfindlichkeit beträgt 200 mV für Vollaussteuerung. Dabei ist noch eine Übersteuerungsfähigkeit von 26 dB gewährleistet. Die ersten beiden Transistoren arbeiten als Emitterfolger. Sie bringen daher keine Spannungsverstärkung, stellen aber für die dazwischenliegenden Netzwerke Spannungsquellen mit sehr kleinem Innenwiderstand dar. Die Basis und der Emitter des Eingangstransistors sind über C201 gekoppelt, so daß ein sehr hoher Eingangswiderstand (> 500 kOhm) entsteht. An den Eingang können mittels eines (im Bild 7 nicht gezeichneten) Drucktastensatzes die verschiedenen Programmquellen (Rundfunk, TA, TB, Reserve) angeschaltet werden.

Zwischen der ersten und zweiten Stufe liegen die Netzwerke für das Rausch- und Rumpelfilter. Hinter den Filtern kann der Verstärkungsweg aufgetrennt werden, um spezielle Filter oder eine Hallenrichtung einzuschleifen. Für Tonbandaufnahmen wird das Signal nach der Trennbuchse abgezweigt, so daß Rausch- und Rumpelfilter sowie eventuelle Zusatzeinrichtungen auch bei der Tonbandaufnahme wirksam sind. Unmittelbar nach der Abzweigung läßt sich der Verstärker für die Betriebsart „TB-Monitor“ auftrennen.

Zwischen der zweiten und dritten Stufe liegt das Klangregelnetzwerk. Der Regelungsbereich für den Baßregler beträgt +14...-18dB, für den Höhenregler ± 12 dB. Die in den Netzwerken zwangsläufig entstehende Signaldämpfung wird mit dem folgenden Transistor T23 wieder ausgeglichen. Erst nach diesem Transistor folgt der Lautstärkeregler R244, dem der Balanceregler R243 vorgeschaltet ist. Die Lautstärkeregelung nach der dritten Verstärkerstufe stellt an die Übersteuerungsfähigkeit der vorhergehenden Stufen große Anforderungen. Sie hat jedoch den Vorteil, daß der Fremdspannungsabstand auch bei geringen Lautstärken sehr gute Werte erreicht.

Der strikt lineare Frequenzgang führt wegen des lautstärkeabhängigen Ohrfre-

quenzgangs bei leiser Wiedergabe zu einem flachen Klangeindruck. Beim Drücken der „Kontur“-Taste werden deshalb die Höhen und Bässe in Abhängigkeit von der eingestellten Lautstärke angehoben (gehörrichtige Lautstärkeregelung).

Die letzten beiden Stufen ergeben etwa 2fache Spannungsverstärkung. Sie sind stark gegengekoppelt, um auch bei großen Aussteuerungen den Klirrfaktor weit unter den von der Norm gesetzten Grenzen zu halten. Insgesamt ergibt sich mit dem 5stufigen NF-Hauptverstärker bei Mittelstellung der Klangregler keine Pegelanhebung, das heißt, die Spannungsverstärkung ist etwa Eins.

Leistungs-Endstufen in Brückenschaltung

Die Leistungs-Endstufen (Bild 8) sind in Brückenschaltung aufgebaut. Die linke und die rechte Halbbrücke sind untereinander gleich, jedoch wird nur der linke Brückenanteil vom NF-Verstärker angesteuert. Der rechte Brückenast wird vom Ausgangssignal des linken Brückenastes gespeist und mit R177 so eingestellt, daß er ein gleich großes, aber gegenphasiges Signal liefert. Zwischen den Brückenasten entsteht so die doppelte Ausgangsspannung, und es ergibt sich mit 5 Ohm Lastwiderstand eine Dauerleistung von 40 W bei 1000 Hz.

Jeder Brückenast ist in sich ein vollständiger Endverstärker, der nach dem Prinzip der Komplementärschaltung ohne Verwendung eines Transformators arbeitet. Der Transistor T26 steuert die Transistoren T27 und T28 (Komplementärpaar) gleichzeitig an. Am Kollektor von T27 und am Emitter von T28 entstehen die Signalhalbwellen, die die Endtransistoren T29 und T30 ansteuern. Am Anschlußpunkt A zwischen den beiden Endtransistoren steht wieder das komplette Ausgangssignal zur Verfügung. Der Lautsprecher liegt zwischen dem Punkt A des linken Brückenastes und dem Punkt B des rechten Brückenastes. Das Gleichspannungspotential dieser beiden Punkte entspricht etwa der halben Batteriespan-

nung. Da beide Punkte auf gleichem Potential liegen, steht zwischen den Anschlußpunkten selbst keine Gleichspannung. Der Lautsprecher kann daher ohne Zwischenschaltung eines Kondensators angeschlossen werden.

Es ist der Anschluß von zwei Lautsprechergruppen möglich, die mit dem Umschalter S8 auf die Betriebsstellungen Null (keine Gruppe angeschlossen), Gruppe L1, Gruppe L2, Gruppe L1 und L2 schaltbar sind. Außerdem kann an einer besonderen Buchse ein Stereo-Kopfhörer betrieben werden.

Bild 8. Endverstärker (linker Kanal) in eisenloser Brückenschaltung

Netzteile

In den Bildern 9 und 10 ist die Netzteil-schaltung wiedergegeben. Der Vorstufen-netzteil liefert zwei stabilisierte Spannungen (+15 und +25 V) zum Betrieb des gesamten Gerätes mit Ausnahme der Leistungs-Endstufen. Die Spannungen sind in üblicher Weise mit je einem Transistor und einer Zenerdiode stabilisiert. Eine negative Spannung für die Stereo-Anzeigelampe wird unter Umgehung der Stabilisierung abgenommen.

Die Leistungsnetzteile (getrennt für jeden Kanal) liefern eine ebenfalls stabilisierte Spannung von 26 V bei einer maximalen Stromentnahme von rund 3 A. Mit der Stabilisierung ist eine elektronische Sicherung gekoppelt, die beim Überschreiten eines bestimmten Stromes den Netzteil automatisch abschaltet.

Die Stabilisierung erfolgt mit dem Transistor T38, der als regelbarer Widerstand wirkt. Bei Schwankungen der am Regler R131 abgenommenen Spannung infolge von Netzspannungs- oder von Lastschwankungen wird T38 über den zweistufigen Gleichspannungsverstärker T39, T40 geregelt. Die damit erreichte Widerstandsänderung der Kollektor-Emitter-Strecke wirkt der Spannungsänderung entgegen, so daß die Ausgangsspannung praktisch konstant bleibt.

Die elektronische Sicherung wird durch zu großen Spannungsabfall an R128 ausgelöst. Der Transistor T41 ist normalerweise gesperrt, so daß er die Basisspannung am Eingang des Transistors T40 nicht beeinflusst. Wird jedoch der Spannungsabfall an R128 sehr groß, dann beginnt T41 zu lei-

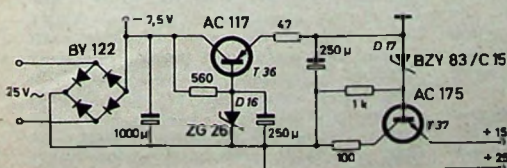
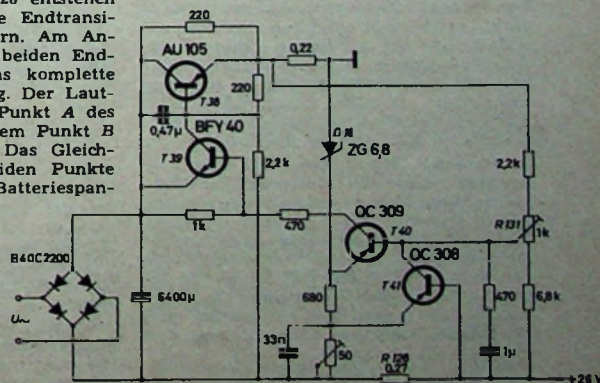


Bild 9. Netzteil für alle Baugruppen mit Ausnahme der Endverstärker

Bild 10. Leistungsnetzteil für Endverstärker mit Stabilisierung und elektronischer Sicherung



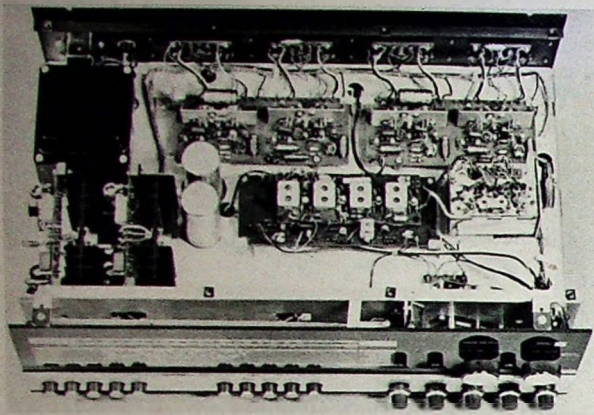


Bild 11. Chassisansicht von oben

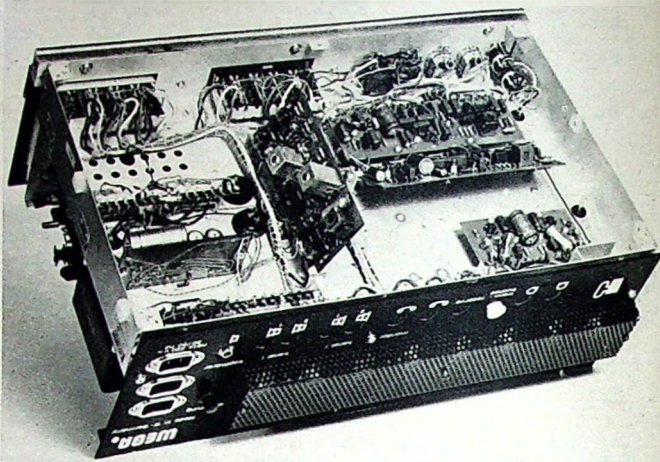


Bild 12. Chassisunterseite; zwei Platinen sind hochgeklappt

ten und verschiebt die Basisspannung an T 40 in positiver Richtung, so daß nun T 40, T 39 und der Leistungstransistor T 38 gesperrt werden. Diese elektronische Sicherung unterbricht den Strom so lange, wie die Belastung einen vorher eingestellten Wert überschreitet. Die Sicherung ermöglicht die Verwendung von mehreren parallel geschalteten Lautsprechern je Kanal ohne Gefahr für die Endstufe. Wenn durch zu große Belastung der Strom mit zunehmender Aussteuerung ansteigt, be-

grenzt die Sicherung den Strom in den Aussteuerungsspitzen automatisch durch kurzzeitiges Abschalten.

Servicefreundlichkeit

Die Bilder 11 und 12 zeigen die Ansicht des Chassis von der Ober- und Unterseite. Das Gehäuse besteht nur aus der Decke und seitlichen Metallplatten, so daß ein Chassisausbau im üblichen Sinne nicht notwendig ist. Nach Abnehmen der Ge-

häusedecke und der Bodenplatte sind alle Teile frei zugänglich. Die wichtigen Platinen sind klappbar befestigt. Nach Lösen von zwei Schrauben läßt sich so die Platte mühelos anheben, und jeder Punkt der Schaltung ist gut erreichbar. Dabei bleiben alle Leitungen angeschlossen, und das Gerät ist voll funktionsfähig. Viele Transistoren sind in Fassungen angeordnet, so daß auch von dieser Seite her alles getan ist, um dem Servicetechniker die Arbeit zu erleichtern.

Magnetton

Archiv-Kartei für Tonbänder

Viele ernsthafte Tonbandamateure haben im Laufe der Zeit eine stattliche Anzahl von Aufnahmen gesammelt. Bald wird dann das Problem einer übersichtlichen Archivierung aktuell. Dabei sollten Gesichtspunkte berücksichtigt werden, die etwa den bei Bucharchivierungen üblichen entsprechen.

Ein bewährtes Hilfsmittel ist die Karteikarte. Speziell für ein Tonband-Archiv vorbereitete Karteikarten sind auch im Handel erhältlich. Die im Bild 1 dargestellte Karte¹⁾ hat im Original das Format DIN A 5 (210 mm × 145 mm). Oben rechts ist Platz für die Eintragung der laufenden Bandnummer. Die unter dem ersten Querbalken stehenden Angaben geben Aufschluß über Art des Bandes, Spurtechnik, Aufnahmetechnik, Geschwindigkeit, Spulengröße und Bandlänge. Ob die in Frage kommenden Begriffe unterstrichen oder die nicht zutreffenden gestrichen werden, bleibt dem Karteiführer überlassen.

Im Hauptteil „Inhalt“ der Karte kann man Angaben über den Zeitpunkt der Aufnahme, über Mitwirkende, Orchester, Dirigenten, Sprecher und dergleichen eintragen. Das genaue Auffinden der einzelnen registrierten Titel an einer bestimmten Stelle des Bandes ist durch den in der Spalte „ZW“ vermerkten Zählwerksstand gewährleistet (sofern bei Aufnahme und Wiedergabe stets eine Leerspule mit dem

gleichen Spulenkerndurchmesser verwendet wird).

Für die Registrierung der Spielzeit (Spieldauer) ist die Spalte „Z“ bestimmt. Genaue Zeitangaben sind wichtig: Oft kommt es sonst bei Einfügungen in andere Aufnahmen oder bei Film- und Dia-Synchronisationen wegen Sekunden zu unliebsamen

oder bezogen werden können) und auch vielleicht näheren Angaben über bei der Aufnahme benutzte Geräte oder verwendete Aufnahmetechniken vorbehalten.

Außer der Tonband-Archiv-Kartei sollte man sich noch ein getrenntes Sachregister in Form einer Liste zum schnellen Herausuchen von Aufnahmen anlegen. Dazu ist für jede Aufnahme ein sie charakterisierendes Stichwort oder es sind mehrere Stichworte festzulegen. Wird zum Beispiel die Neunte Sinfonie von Beethoven unter Leitung Furtwänglers, gespielt von den Berliner Philharmonikern, archiviert, dann sind vier Stichworte im Sachregister zweck-

TONBAND - ARCHIV - KARTEI

Nr.

Standardband - Langspielband - Doppelapfelband - Dreifachspielband		
Vollspur - Halbspur - Vierspür		
Mono - Stereo	Bandlänge in m:	
cm/s: 2,38 - 4,75 - 9,5 - 19 - 38		
Spulengröße in cm: 8 - 9 - 10 - 11 - 13 - 15 - 18		
Inhalt:	*ZW	*Z

Überschneidungen oder peinlichen Pausen. Auf der Rückseite der Karteikarte ist der Hauptteil „Inhalt“ (mit den „ZW“- und „Z“-Spalten) fortgesetzt. Das untere Drittel der Rückseite enthält noch Zeilen für „Sonstiges“ und „Stichwort für das Sachregister“.

Der Teil „Sonstiges“ ist speziellen Eintragungen über Aufnahmequellen, Anschriften von Tonbandfreunden (über die bestimmte Aufnahmen bezogen worden sind

mäßig: „Beethoven“, „Neunte Sinfonie“, „Furtwängler“ und „Berliner Philharmoniker“. In das Sachregister trägt man hinter dem jeweiligen Stichwort alle Nummern der im Bandarchiv mit diesem Stichwort erfaßten Aufnahmen ein. (An Stelle von Stichworten lassen sich für das Sachregister natürlich auch Zahlen nach der internationalen Dezimalklassifikation oder einer beliebigen, individuell aufgestellten Ordnung wählen.)

¹⁾ Berliner presse-bild, 1 Berlin 52, Schulenburgstraße 3

Entwurf eines Stereo-Entzerrerverstärkers mit Silizium-Planartransistoren für magnetische Tonabnehmer

Schluß von FUNK-TECHNIK Bd. 22 (1967) Nr. 2, S. 50

DK 621.375.4:681.04.081.47

2.2. Berechnung der Schaltung
Die Betriebsspannung ist mit etwa 30 V recht hoch gewählt, um eine große Verstärkung zu erreichen und dadurch stark gegenkoppeln zu können sowie um Siebmittel im Netzteil zu sparen.

2.2.1. Wahl der Transistoren und ihrer Arbeitspunkte

Die Eingangsstufe der Schaltung nach Bild 2 ist im Interesse kleinen Rauschens mit dem Transistor 2N930 (T1) bestückt. Das ist ein Silizium-Planartransistor, der bei kleinem Kollektorstrom noch eine hohe Stromverstärkung hat und für den dabei eine kleine Rauschzahl garantiert wird. Der Generatorwiderstand des auf den Eingang arbeitenden Tonabnehmer-Magnetsystems ($\approx 700 \text{ Ohm}$, $\approx 580 \text{ mH}$) liegt bei tiefen Frequenzen, bei denen die Verstärkung des Entzerrerverstärkers am höchsten ist, in der Größenordnung von 1 kOhm . Laut Datenblatt des 2N930 hat die Kurve $F = f(I_{C1})$ für einen Kollektorstrom von $30 \mu\text{A}$ in der Gegend von einigen Kiloohm ihr Minimum. Das ist für den vorliegenden Fall günstig, und es wird ein Kollektorstrom $I_{C1} \approx 30 \mu\text{A}$ für den 2N930 gewählt.

Der Strom im Emittewiderstand R5 des ersten Transistors T1 setzt sich zusammen aus dem Emittewiderstand I_{E1} und dem durch den Gegenkopplungswiderstand R1 vom Kollektor des letzten Transistors T3 gelieferten Strom I_{R1} . Diese beiden Ströme seien etwa gleich groß. Dann fließt durch den Emittewiderstand R5 ein Strom $I_{R5} = 2 \cdot 30 = 60 \mu\text{A}$. Damit ergibt sich ein Wert $R5 = 30 \text{ V} : 60 \mu\text{A} = 0,5 \text{ MOhm}$; gewählt wird als Normwert $R5 = 0,47 \text{ MOhm}$.

Als Betriebsspannungen für die ersten beiden Stufen T1, T2 seien etwa 15...17 V (im Mittel 16 V) angenommen. Die Spannung am Kollektor des 2N930 wird rund 1 V sein. Damit am Kollektorwiderstand R4 der ersten Stufe etwa 15 V abfallen, muß er einen Wert $R4 = 15 \text{ V} : 30 \mu\text{A} = 0,5 \text{ MOhm}$ haben; gewählt werden 470 kOhm.

Die zweite Stufe T2 und die dritte Stufe T3 sollen mit dem gegenüber dem 2N930 sehr viel preiswerteren BFY 39/3 bestückt werden. Zunächst sei die letzte Stufe T3 betrachtet. Dazu wird angenommen, daß der Eingangswiderstand des nachgeschalteten Verstärkers $> 100 \text{ kOhm}$ ist. Der mit dem Ausgangskoppelkondensator C3 in Reihe geschaltete 10-kOhm -Widerstand R3 beeinträchtigt dabei die Verstärkung praktisch nicht. Er bewirkt aber, daß ein eventuell wesentlich kleinerer Eingangswiderstand des nachfolgenden Verstärkers den Frequenzgang des Entzerrerverstärkers nicht beeinflußt, da der Lastwiderstand für den letzten Transistor stets $> 10 \text{ kOhm}$ ist.

Für den letzten Transistor T3 wird ein Kollektorstrom I_{C3} von etwa 3 mA und eine Kollektorspannung U_{C3} von etwa der halben Betriebsspannung festgelegt. Unter Zugrundelegung eines Spannungsabfalls U_{R9} von etwa 15 V muß der Kollektor-

widerstand R9 dann einen Wert von $R9 = U_{R9} : I_{C3} = 15 \text{ V} : 3 \text{ mA} = 5 \text{ kOhm}$ erhalten; gewählt werden $4,7 \text{ kOhm}$. Bei dieser Dimensionierung ist auch bei hoher Frequenz, wenn das dann niederohmige Gegenkopplungsnetzwerk einen großen Strom aufnimmt, der Aussteuerbereich des Transistors genügend groß, um mehr als 5 V_{eff} unverzerrt abzugeben.

Um die durch den Kollektorstromabhängigen inneren Emittewiderstand $r_{e3} = U_T : I_{E3}$ erzeugten Oberwellen kleinzuhalten, sei in die Emittewiderleitung ein Widerstand $R10 = 22 \text{ Ohm}$ eingefügt, der mehr als doppelt so groß ist wie der innere Emittewiderstand $r_{e3} = 26 \text{ mV} : 3 \text{ mA} = 8,7 \text{ Ohm}$. Für den Kollektorstrom $I_{C3} = 3 \text{ mA}$ hat der BFY 39/3 eine mittlere Gleichstromverstärkung B von etwa 240, und man kann nach [2] etwa eine Kleinsignalstromverstärkung β von 290 erwarten. Damit läßt sich der Basisstrom $I_{B3} = I_{C3} : B = 3 \text{ mA} : 240 = 12,5 \mu\text{A}$ und der Eingangswiderstand zu $R_{E3} = (r_{e3} + R10) \cdot \beta = (8,7 \text{ Ohm} + 22 \text{ Ohm}) \times 290 \approx 8900 \text{ Ohm}$ errechnen.

Der zweite Transistor T2 wird mit einem Kollektorstrom $I_{C2} \approx 100 \mu\text{A}$ betrieben, weil dabei die Stromverstärkung höher ist als bei $12,5 \mu\text{A}$ (Basisstrom der letzten Stufe). Zu diesem Zweck wird der Basis-Emitter-Strecke des letzten Transistors ein Widerstand R7 parallel geschaltet, dessen Wert die folgende Rechnung ergibt: Die Spannung U_{B3} an der Basis des letzten Transistors T3 ist $U_{B3} = U_{E3} + U_{BE3}$. Mit $U_{E3} = I_{E3} \cdot R10 = 3 \text{ mA} \cdot 22 \text{ Ohm} = 66 \text{ mV}$ und einer Basis-Emitter-Spannung $U_{BE3} \approx 550 \text{ mV}$ ist $U_{B3} = 66 \text{ mV} + 550 \text{ mV} \approx 620 \text{ mV}$.

Wenn von $I_{C2} = 100 \mu\text{A}$ etwa $10 \mu\text{A}$ in die Basis von T3 fließen, ist der Strom durch R7 etwa $I_{R7} = 90 \mu\text{A}$. Damit ergibt sich der Emittewiderstand R7 der zweiten Stufe zu $R7 = U_{B3} : I_{R7} = 620 \text{ mV} : 90 \mu\text{A} = 6,9 \text{ kOhm}$; gewählt werden $6,8 \text{ kOhm}$.

Für den BFY 39/3 kann bei $I_C = 0,1 \text{ mA}$ laut Datenbuch mit $B = 125$ gerechnet werden, und nach [2] dürfte β etwa 160 sein. Der Basisstrom der zweiten Stufe T2 ist damit $I_{B2} = I_{C2} : B = 100 \mu\text{A} : 125 = 0,8 \mu\text{A}$; er ist also klein gegenüber dem Kollektorstrom von $30 \mu\text{A}$ der ersten Stufe. Der Eingangswiderstand R_{E2} der zweiten Stufe ergibt sich aus der Parallelschaltung des $8,9 \text{ kOhm}$ betragenden Eingangswiderstandes R_{E3} der letzten Stufe mit dem Emittewiderstand R7 ($6,8 \text{ kOhm}$) der zweiten Stufe, indem man zu

$$6,8 \text{ kOhm} \parallel 8,9 \text{ kOhm} = 3,86 \text{ kOhm}$$

den inneren Emittewiderstand

$$r_{e2} = \frac{U_T}{I_{E2}} = \frac{26 \text{ mV}}{0,1 \text{ mA}} = 260 \text{ Ohm}$$

der zweiten Stufe T2 addiert und diesen Wert mit der Kleinsignalstromverstärkung β_2 des Transistors multipliziert:

$$\begin{aligned} R_{E2} &= (R7 \parallel R_{E3} + r_{e2}) \cdot \beta_2 \\ &= (3,86 \text{ kOhm} + 0,260 \text{ kOhm}) \cdot 160 \\ &\approx 660 \text{ kOhm} \end{aligned}$$

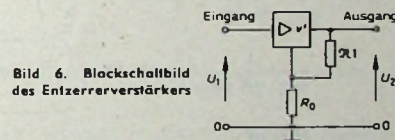
Das heißt, der erste Transistor T1, der mit seinem Kollektorwiderstand R4 (470 kOhm) für die folgende Stufe T2 einen Generator mit etwa 470 kOhm Generatorwiderstand darstellt, wird ungefähr mit Leistungsanpassung betrieben.

Nun ist der Wert des vom Kollektor des letzten Transistors T3 zum Emitter des ersten Transistors T1 führende Gegenkopplungswiderstand R1 zu ermitteln. Er ist rechnerisch $15 \text{ V} : 30 \mu\text{A} = 0,5 \text{ MOhm}$, jedoch wurde beim Erproben der Schaltung der Wert 390 kOhm als zweckmäßig für den gewünschten Arbeitspunkt ($12 \dots 17 \text{ V}$ am Kollektor des letzten Transistors T3) gefunden.

Der Siebwiderstand R8 für den ersten und zweiten Transistor muß etwa $13 \text{ V} : 130 \mu\text{A} = 100 \text{ kOhm}$ sein; er wurde auf 82 kOhm festgelegt. Die Größe des Siebkondensators C4 wurde empirisch zu $1 \mu\text{F}$ ermittelt. Der 10-kOhm -Widerstand R6 in der Kollektoreitung des zweiten Transistors T2 hat auf die normale Arbeitsweise des Verstärkers keinen Einfluß. Er begrenzt jedoch im Zusammenhang mit der Rückwirkungskapazität dieses Transistors die Verstärkung zu sehr hohen Frequenzen hin und verhindert, daß der Verstärker in der Gegend von einigen Megahertz schwingt.

2.2.2. Berechnung der Schaltelemente für das Entzerrungsnetzwerk

Bild 6 zeigt das Blockschaltbild des Verstärkers. Es gelten die gleichen Überlegungen wie bei dem zweistufigen Verstärker.



Um die Spannungsverstärkung v' ohne Gegenkopplung zu ermitteln, wird für die letzte Stufe der Quotient Arbeitswiderstand R9 zu Emittewiderstand R_{E3} gebildet. Die Summe von innerem Emittewiderstand r_{e3} und äußerem Emittewiderstand R10 ist $R_{E3} = 8,7 \text{ Ohm} + 22 \text{ Ohm} = 30,7 \text{ Ohm}$. Die Spannungsverstärkung der letzten Stufe wird damit $v' = R9 : R_{E3} = 4700 \text{ Ohm} : 30,7 \text{ Ohm} = 153$.

Die Spannungsverstärkung der zweiten Stufe, die in Kollektorschaltung arbeitet, ist praktisch gleich Eins.

Der Arbeitswiderstand R_{A1} der ersten Stufe ist gleich der Parallelschaltung der Widerstände

R4 (470 kOhm) und R_{E2} (660 kOhm)

$$R_{A1} = R4 \parallel R_{E2} \approx 275 \text{ kOhm}$$

Wie vorher, ist die Spannungsverstärkung gleich dem Quotienten Arbeitswiderstand zu Emittewiderstand. Der Emittewiderstand setzt sich zusammen aus dem inneren Emittewiderstand

$$r_{e1} = \frac{U_T}{I_{E1}} = \frac{26 \text{ mV}}{30 \mu\text{A}} = 870 \text{ Ohm}$$

und dem äußerem Emittterwiderstand R_0 , der später ermittelt werden soll.

Für die Gesamtverstärkung ohne Gegenkopplung gilt nach Gl. (7)*

Bild 7. Gegenkopplungswiderstand R_1

$$v' = 153 \cdot \frac{275 \cdot 10^3 \text{ Ohm}}{870 \text{ Ohm} + R_0}$$

Gl. (22)* ergibt für

$$|v(1000)| = 100$$

$$|v(0)| = |v(1000)| \cdot 9,82 = 100 \cdot 9,82 = 982$$

Der für $p = 0$ wirksame Widerstand R_1 (Bild 7) ist bereits zu 390 kOhm gegeben. Es läßt sich abschätzen, daß v' etwa 50 000 betragen wird. Damit wird der Quotient im Nenner von Gl. (19)*

$$\frac{v(0)}{v'} \approx \frac{982}{50 000} = 0,0196$$

und kann vernachlässigt werden. Dann ist

$$R_1 = R_0 \cdot v(0)$$

$$R_0 = \frac{R_1}{v(0)} = \frac{390 \cdot 10^3 \text{ Ohm}}{982} = 397 \text{ Ohm}$$

Die Kondensatoren C_1 und C_2 werden mit Hilfe von Gl. (16)* und (17)* ermittelt zu

$$C_1 = \frac{1}{v(0) \cdot R_0} \cdot \frac{\tau_1 \cdot \tau_2}{\tau_2}$$

$$C_1 = \frac{1}{982 \cdot 397 \text{ Ohm}} \times \frac{3180 \cdot 10^{-4} \text{ s} \cdot 75 \cdot 10^{-4} \text{ s}}{318 \cdot 10^{-4} \text{ s}}$$

$$C_1 = 1925 \text{ pF}$$

$$C_2 = \frac{1}{v(0) \cdot R_0} \left(\tau_1 + \tau_2 - \tau_2 - \frac{\tau_1 \cdot \tau_2}{\tau_2} \right)$$

$$C_2 = \frac{1}{982 \cdot 397 \text{ Ohm}} \left(3180 \cdot 10^{-4} \text{ s} + 75 \cdot 10^{-4} \text{ s} - 318 \cdot 10^{-4} \text{ s} - \frac{3180 \cdot 10^{-4} \text{ s} \cdot 75 \cdot 10^{-4} \text{ s}}{318 \cdot 10^{-4} \text{ s}} \right)$$

$$C_2 = 5600 \text{ pF}$$

Nun ist noch R_2 nach Gl. (13a)* zu bestimmen:

$$C_1 \cdot R_2 = \tau_2$$

$$R_2 = \frac{\tau_2}{C_1} = \frac{318 \cdot 10^{-4} \text{ s}}{5,6 \cdot 10^{-8} \text{ A s}} = 56,8 \text{ kOhm} \approx 56 \text{ kOhm}$$

Damit liegen alle Bauelemente fest, die Verstärkung und Frequenzgang bestimmen. Für $R_0 = 397 \text{ Ohm}$ wurde ein 500-Ohm-Trimpotentiometer gewählt, mit dem bei Inbetriebnahme des Verstärkers $v(1000)$ auf 100 einzustellen ist. Der mit dem Potentiometer in Reihe geschaltete Kondensator C_5 muß einen Scheinwiderstand haben, der bei der unteren Grenzfrequenz des Verstärkers gleich R_0 ist. Für $f_u = 10 \text{ Hz}$ muß also $1/\omega C \approx 397 \text{ Ohm}$ sein. Das ergibt einen Elektrolytkondensator von $50 \mu\text{F}$, für den das kleinen Reststromes wegen ein Tantal-Elektrolytkondensator gewählt wurde.

*) Die angegebene Numerierung dieser Gleichung und der folgenden Gleichungen bezieht sich auf die Numerierung im Schrifttum [1], das heißt in Funk-Techn. Bd. 20 (1965) Nr. 13, S. 513-516.

Tab. II. Technische Daten des Stereo-Entzerrungsverstärkers

Anschlußspannung:	220 V, 50 Hz
Stromaufnahme:	$\approx 7 \text{ mA}$ bei 220 V
Spannungsverstärkung bei 1000 Hz:	$100 \pm 40 \text{ dB}$
Frequenzgang nach DIN 45546 u. DIN 45547: a. Bild 1 u. Tab. I	
Eingangswiderstand:	50 kOhm
Ausgangswiderstand:	10 kOhm
Klirrfaktor:	$\leq 0,1\%$
maximale unverzerrte Ausgangsspannung für 10 Hz...20 kHz:	$\geq 5 \text{ V}$
Fremdspannungsabstand (unbewertet), bezogen auf $U_2 = 5 \text{ V}$ bei offenem Eingang:	$\approx 75 \text{ dB}$

Nun folgt noch die Betrachtung der Klirrkompensation. Der Eingangswiderstand am Emittter des 2N930 ist für die gegengekoppelten Klirrkompensationen des Ausgangssignals bei 30 μA Kollektorstrom gleich dem inneren Emittterwiderstand

$$r_{e1} = \frac{U_T}{I_{E1}} = \frac{26 \text{ mV}}{30 \mu\text{A}} = 870 \text{ Ohm},$$

also mehr als doppelt so groß wie der Quellwiderstand der Gegenkopplung R_0 mit 397 Ohm. Die Klirrkompensation ist also praktisch genauso groß wie die den Frequenzgang bestimmende Gegenkopplung der Grundwelle.

3. Schlußbetrachtung und technische Daten des Verstärkers

Auf Grund der sehr starken Gegenkopplung werden Verstärkung und Frequenzgang nur durch die Widerstände R_1 und R_2 , die Kondensatoren C_1 und C_2 sowie durch das auf $v(1000) = 100$ einzustellende 500-Ohm-Potentiometer R_0 bestimmt. Bei Wahl eng tolerierter Bauelemente ($\pm 2\%$ oder besser) ist deshalb die Abweichung der wirklichen Kurve $v(p) = f(f)$ von der er-

rechneten praktisch Null. Streuungen der Transistoren gehen nicht in die Eigenschaften des Verstärkers ein. Der Eingangswiderstand des Verstärkers ist frequenzunabhängig; er wird praktisch nur durch den Widerstand R_{11} (56 kOhm) bestimmt, da der Transistoreingangswiderstand an der Basis des 2N930 auf Grund der starken Gegenkopplung wesentlich höher ist.

Die technischen Daten des dreistufigen Verstärkers nach Bild 2 sind in Tab. II zusammengefaßt.

Schrifttum

- [2] Mielke, H.: Der Zusammenhang zwischen β und β bei Transistoren. Internat. Elektron. Rdsch. Bd. 19 (1965) Nr. 6, S. 337 und 338

Weiteres Schrifttum

- DIN 45 546, Schallplatte St 45 (Stereo-Schallplatte für 45 U/min), Nov. 1962
DIN 45 547, Schallplatte St 33 (Stereo-Schallplatte für 33 1/3 U/min), Nov. 1962
K ä m m e r, H. W.: Die Dimensionierung von Schneidkennlinien-Entzerrern. Funk-Techn. Bd. 17 (1962) Nr. 20, S. 688-690
G r a u m a n n, H. O.: Schallplatten-Schneidkennlinien und ihre Entzerrung. Funkschau Bd. 30 (1958) S. 359-362 u. 386

Persönliches

Veränderungen in der Geschäftsführung von Loewe Opta

Generaldirektor Konsul Bruno Piper ist aus der Geschäftsführung der Loewe Opta GmbH, Berlin — Kronach — Düsseldorf, ausgeschieden und wird den Vorsitz des Aufsichtsrats dieser Gesellschaft übernehmen.

Dr. Hans Heinz Griesmeier und Cay Baron Brockdorff sind in die Geschäftsführung der Loewe Opta GmbH berufen worden.

Konsul Piper bleibt, wie bisher, Vorstandsmitglied der IVAG, Internationale Industrie- und Verwaltungs-Aktiengesellschaft, vormals Loewe Opta AG, Berlin.

F. van der Heijden 65 Jahre

Franz van der Heijden, Prokurist und Administrator der Elektra Spezial GmbH und der Philips Industrie Elektronik GmbH in Hamburg, vollendete am 6. Januar 1967 sein 65. Lebensjahr. Er war im Philips-Konzern mit den verschiedensten Aufgaben betraut und arbeitete unter anderem in Weißwasser (Niedersachsen), Aachen und Weizlar, bis er 1952 nach Hamburg berufen wurde.

J. Sindel 65 Jahre

Direktor Johann Sindel, Technischer Geschäftsführer der Varta-Peritrix-Union GmbH in Ellwangen/Jagst, vollendete am 25. Dezember 1966 sein 65. Lebensjahr.

Nach Beendigung seines Ingenieurstudiums an der Ingenieur-Akademie Wismar und 15jähriger Tätigkeit als stellvertretender Betriebsleiter bei der AEG, Nürnberg, trat J. Sindel am 1. Juni 1937 in das Werk der Peritrix in Berlin ein. Im Jahre 1939 wurde er zum Betriebsdirektor ernannt, 1941 übernahm er als stellvertretender Geschäftsführer die technische Leitung eines Zweigunternehmens, und 1943 wurde er zum Geschäftsführer ernannt. Nach dem Kriege wurde er Technischer Direktor der 1947 neugegründeten Peritrix-Union GmbH und Geschäftsführer des Gesamtunternehmens. Auch nach seiner Pensionierung am 31. Dezember 1966 steht J. Sindel als technischer Berater der Geschäftsführung der Varta Peritrix-Union GmbH zur Verfügung.

F. Schilgen 25 Jahre bei Telefunken

Dipl.-Ing. Fritz Schilgen, Leiter der technischen Informationsstelle des Fachbereiches Anlagen Hochfrequenz der Telefunken AG, blickte am 21.12.1966 auf eine 25jährige Tätigkeit im Hause Telefunken zurück.

Der Jubilar trat nach Abschluß seines Studiums an der TH Darmstadt im August 1933 bei Telefunken in Berlin ein. Dort war er an Entwicklungsarbeiten in der Niederfrequenztechnik beteiligt, hatte dann als Leiter des Zerkhacker-Labors wesentlichen Anteil an Neukonstruktionen und arbeitete auch mit an Entwicklungen auf den Gebieten der nachteffektiven Peilung und der Radartechnik.

Nach einer mehrjährigen anderweitigen Tätigkeit (ab 1946), während der er unter anderem als Dozent an der Staatlichen Ingenieur-Schule Hamburg wirkte, kam er 1954 wieder zu Telefunken zurück.

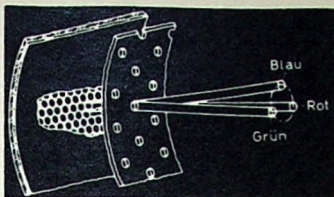
J. F. Henderson trat in den Ruhestand

J. F. Henderson, Geschäftsführer der Valvo GmbH Keramik Werke, Hamburg-Langenhorn, trat mit dem 31.12.1966 in den Ruhestand. Mehr als 37 Jahre stand Henderson, der am 1.4.1966 seinen 65. Geburtstag beging, im Dienste der Philips-Unternehmungen. Das Langenhorn-Werk der Valvo GmbH, dessen Leitung ihm 1952 übertragen wurde, baute er zu einer der bedeutendsten europäischen Produktionsstätten für Keramik-kondensatoren und Ferritbauteile aus. Zum Nachfolger J. F. Hendersons wurde der bisher stellvertretende Geschäftsführer J. Möllers ernannt.

B. F. Weißmann trat in den Ruhestand

Am 31.12.1966 trat Bernhard Franz Weißmann, Prokurist und Leiter der Import-Export-Abteilung der Deutschen Philips GmbH, wegen Erreichen der Altersgrenze in den Ruhestand.

B. F. Weißmann, geboren am 10. Juni 1901 in Berlin, kam 1925 zu Philips. Im Laufe seiner über vierzigjährigen Firmenzugehörigkeit war er auf den verschiedensten Gebieten im In- und Ausland für Philips auf verantwortlichem Posten tätig.



Einführung in die Farbfernsehtechnik*)

Fortsetzung von FUNK-TECHNIK Bd. 22 (1967) Nr. 2, S. F 72

8.4. Hochfrequenz-, Zwischenfrequenz- und Tonteil

Das HF-Farbsignal unterscheidet sich vom Schwarz-Weiß-Signal nur dadurch, daß im oberen Frequenzbereich (etwa 3 bis 5 MHz) verhältnismäßig stark durchmodulierte Anteile zur Übertragung der Farbinformation vorhanden sind. Im Unterschied zum Schwarz-Weiß-Empfänger ergibt sich beim Farbpfänger nun die Aufgabe, auch die zusätzliche Farbinformation möglichst unverzerrt an den Decoder weiterzugeben. Der grundsätzliche Aufbau dieser Funktionsgruppe wurde bereits im Bild 152 dargestellt. Nähere Angaben über zwei zur Diskussion stehende Ausführungsmöglichkeiten werden im folgenden gemacht.

8.4.1. Kanalwähler

Der Kanalwähler setzt - wie bei einem Schwarz-Weiß-Empfänger - die HF-Eingangsfrequenzen bei möglichst geringem Eigenrauschen in die ZF-Lage um. Dabei tritt außer dem Bildträger bei 38,9 MHz und dem Tonträger bei 33,4 MHz beim Farbpfänger zusätzlich der Farbträger bei 34,47 MHz auf. Der Kanalwähler des Farbpfängers enthält keine zusätzlichen Baueinheiten, die für den Schwarz-Weiß-Empfang nicht benötigt werden. Trotzdem müssen auch hier erhöhte Anforderungen an die Stabilität des Oszillators gestellt werden, die sich aus den verschärften Bedingungen für den ZF-Verstärker ergeben. Gegebenenfalls kann der Oszillator eine automatische Frequenznachstimmung (AFC) erhalten. Es ist wichtig, daß Bild-, Ton- und Farbbildträger in ihren relativen Amplituden zueinander erhalten bleiben, da sonst schon im Eingangsteil Farbverfälschungen entstehen können. Natürlich gilt diese Forderung auch bei Umschaltung auf beliebige Kanäle innerhalb der Bereiche I/III und IV/V.

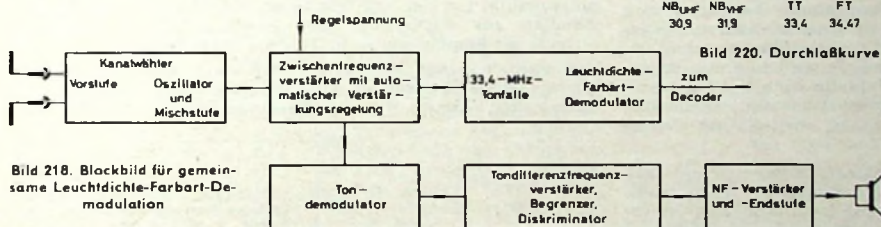


Bild 218. Blockbild für gemeinsame Leuchtdichte-Farbart-Demodulation

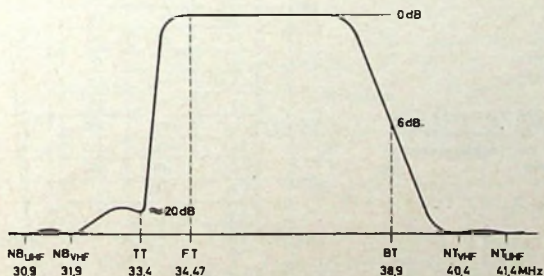


Bild 219. Durchlaßkurve bis zur Tondiode

8.4.2. Zwischenfrequenzverstärker und Demodulator

8.4.2.1. Amplitudengang

Der ZF-Verstärker muß das vom Kanalwähler kommende Signal so weit verstärken, daß die richtige Aussteuerung des Demodulators und der Schaltung zur Regelspannungserzeugung gewährleistet ist. Außerdem erfolgt hier die Bildung der Nyquistflanke, wodurch ein linearer Amplitudengang beim Übergang vom Zweiseitenband- zum Einseitenbandbetrieb erreicht wird. Bei der Demodulation eines Farb-HF-Signals in bisher

üblicher Weise (Bild und Ton an einer Diode) treten jedoch zusätzliche Probleme auf, die besondere Beachtung erfordern. Im Unterschied zum Schwarz-Weiß-Signal entsteht nämlich hier ein zusätzlicher starker Träger bei 34,47 MHz, der bei der Demodulation zusammen mit dem Tonträger (33,40 MHz) ein Kreuzmodulationsprodukt von 1,07 MHz ergibt, das, einmal entstanden, nicht mehr aus dem Videosignal des Empfängers entfernt werden kann. Um Abhilfe zu schaffen, bedient man sich der Methode, die drei Informationen Leuchtdichte, Farbart und Ton getrennt mit zwei Dioden zu demodulieren. Grundsätzlich gibt es dafür zwei verschiedene Möglichkeiten.

8.4.2.1.1. Gemeinsame Leuchtdichte-Farbart-Demodulation

Eine Möglichkeit besteht darin, die Tonzwischenfrequenz vor der eigentlichen Videodemodulation zu gewinnen und dann den Leuchtdichte- und den Farbartanteil gemeinsam zu demodulieren. Dabei muß der Tonträger (33,4 MHz) um mehr als 50 dB abgesenkt sein, damit eine Kreuzmodulationsbildung sicher verhindert werden kann.

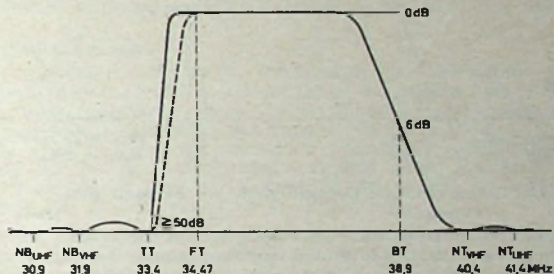


Bild 220. Durchlaßkurve bis zum Leuchtdichte-Farbart-Demodulator

Die einfachste und im Aufwand günstigste Lösung nach dieser Methode ist schematisch im Bild 218 dargestellt. Auf die letzte ZF-Verstärkerstufe folgt zunächst die Tondemodulation. Den zugehörigen Amplitudenverlauf zeigt Bild 219. Man sieht, daß die Durchlaßkurve bereits vollständig ausgebildet ist; der Tonträger soll etwa 20...26 dB unterhalb des Daches der Kurve liegen. Bei der Tondemodulation entsteht jetzt zwar die Kreuzmodulation von 1,07 MHz, dies ist aber unwesentlich, da diese Frequenz im ZF-Tonkanal nicht verstärkt wird und nicht stören kann. Nach der Umsetzung des zwischenfrequenten Tonträgers (33,4 MHz) in den Differenzträger (5,5 MHz) wird die 33,4-MHz-Schwingung stark unterdrückt. Man erhält an dieser Stelle einen Amplitudenverlauf, wie ihn Bild 220 zeigt.

Der Tonträger sollte an dieser Stelle um mindestens 50 dB abgesenkt sein, so daß bei der nun folgenden Videodemodulation keine unerwünschten Nebenprodukte mehr auftreten können. Da es nicht ganz einfach ist, in einem Frequenzbereich von 33,9 bis 34,4 MHz (dies entspricht im Videobereich 5,0...5,5 MHz) einen Abfall von über 50 dB zu erreichen, ist im Bild 220 eine weitere Flanke gestrichelt eingezeichnet, die einen gewissen Kompromiß darstellt. Dadurch wird jedoch das obere Seitenband der Farbträgerinformation teilweise beschnitten. Falls erforderlich, muß dies im Farbartkanal wieder ausgeglichen werden. Beim PAL-Verfahren kann die Korrektur in den meisten Fällen entfallen, da dieses Verfahren gegen Amplitudenfehler im oberen Seitenbandbereich weitgehend unempfindlich ist. In den Bildern 219 und 220 ist zusätzlich noch die Lage der Nachbar- (NT) und Nachbarbildfallen (NB) angegeben, wie sie von der Schwarz-Weiß-Technik hinreichend bekannt sind.

*) Die Autoren sind Angehörige des Instituts für Rundfunktechnik München (Direktor: Prof. Dr. Richard Theile); Koordination der Beitragsreihe: Dipl.-Ing. H. Fix

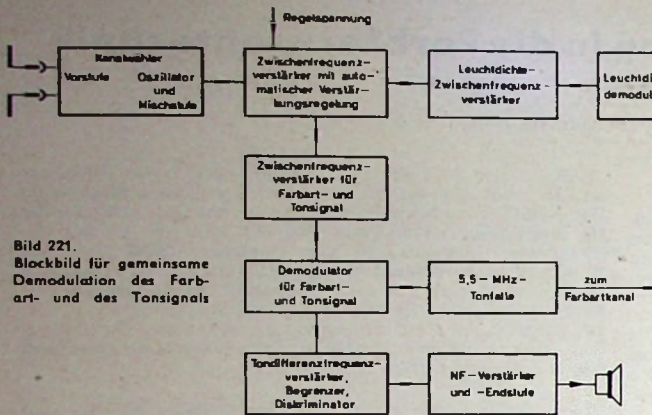


Bild 221.
Blockbild für gemeinsame
Demodulation des Farb-
art- und des Tonsignals

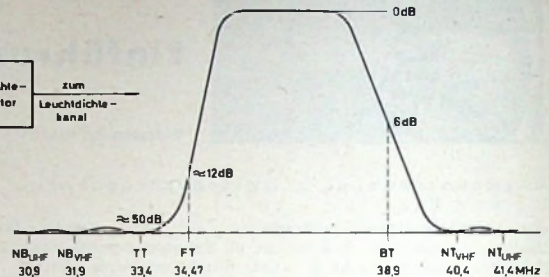


Bild 222. Durchlaßkurve an der Leuchtdiende

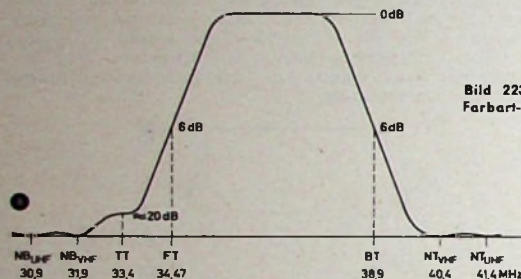
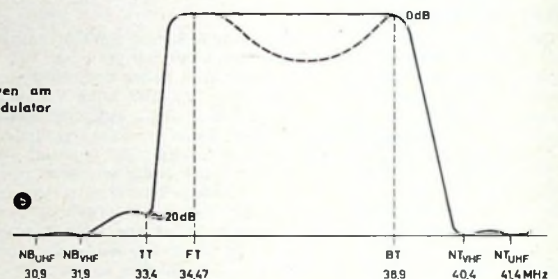


Bild 223. Durchlaßkurven am
Farbart-Tonsignal-Demodulator



8.4.2.1.2. Gemeinsame Demodulation des Farbart- und Tonsignals

Eine grundsätzlich andere Methode besteht darin, schon im ZF-Verstärker die Leuchtdichteinformation allein abzuspalten und Farbart- und Tonsignal gemeinsam zu demodulieren, wie es im Bild 221 dargestellt ist. Bild 222 zeigt den Amplitudenverlauf am Leuchtdichtegleichrichter. Der Farbträger wird hier bereits um etwa 12 dB abgesenkt, so daß die Tonfalle dann keine Schwierigkeiten mehr bereitet. Der Kreuzmodulationsstörabstand läßt sich hier noch besser beherrschen als im vorher besprochenen Fall.

Für die Demodulation des Farbartsignals zusammen mit dem Tonträger kann man die im Bild 223 dargestellten Amplitudenverläufe zugrunde legen. Bei der Lösung nach Bild 223a ist sowohl am Bildträger als auch am Farbträger eine Nyquistflanke vorhanden, das heißt, das Farbartsignal erhält ZF-mäßig eine Amplitudenverfälschung, die natürlich im anschließenden Farbartverstärker durch einen umgekehrten Amplitudenverlauf wieder ausgeglichen werden muß. In diesem Fall muß der Farbartverstärker eine Tonfalle haben. Das Kreuzmodulationsprodukt von 1,07 MHz kann jedoch weder im Farbartverstärker noch im Ton-ZF-Verstärker stören.

Bei der Lösung nach Bild 223b sieht man, daß weder Farbträger noch Bildträger abgesenkt sind, wodurch sich für den Empfänger einige Vorteile ergeben können. Der Farbartsignalgleichrichter wird hier weiter und damit in einem günstigeren Bereich angesteuert als im vorhergehenden Fall. Auf diese Weise kann die Linearität im Farbartkanal des Empfängers verbessert werden. Wie bei Bild 223a, wird auch hier der Modulationsgrad des Farbartsignals verringert, wodurch die Quadraturfehler im Farbartkanal erheblich verkleinert werden. Sollte jedoch in Zukunft am Sender eine Vorentzerrung der Quadraturfehler erfolgen, dann würde sich das als Überkompensation nachteilig auswirken. Dann wäre eine Kombination der beiden Möglichkeiten am geeignetsten, und zwar in der Art, daß nur am Bildträger die Nyquistflanke erscheint, jedoch nicht am Farbträger. Der Farbartverstärker kann dann in seinem Übertragungsreich geradlinig bleiben.

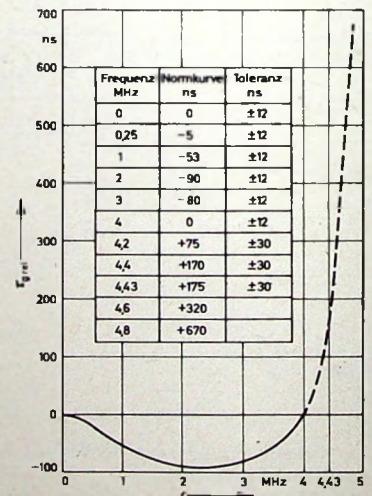
8.4.2.2. Gruppenlaufzeit

Für das Schwarz-Weiß-Fernsehen ist der Verlauf der Gruppenlaufzeit nur bis 4,0 MHz festgelegt. Mit Einführung der Farbübertragung muß dieser Bereich jedoch sinnvoll nach oben erweitert werden, da es besonders wichtig ist, daß zwischen Farb-

träger und Leuchtdichtesignal keine größeren Phasenverschiebungen auftreten. Auch die Verzerrungen innerhalb des Farbkanales muß man in engen Grenzen halten, wenn die Übertragungsqualität gut sein soll. Ein erster Vorschlag der Rundfunkanstalten zur Festlegung des „Über-alles“-Gruppenlaufzeitverlaufs des Empfängers ist im Bild 224 dargestellt.

Man sieht, daß sich an der Toleranz bis 4 MHz, wie sie für Schwarz-Weiß-Übertragung gilt, nichts geändert hat. Im anschließenden Bereich bis zum Farbträger wird eine Toleranz

Bild 224. Vorläufige „Über
alles“-Gruppenlaufzeit-
toleranz des Farbiernseh-
empfängers



von ± 30 ns vorgeschlagen. Oberhalb des Farbträgers gibt es vorläufig noch keine Toleranz. Wenn der Empfänger diese Forderungen erfüllt, dürften die Schwankungen über Sender und Empfänger bis 4,5 MHz nicht mehr als ± 50 ns, von 4,5 bis 4,8 MHz maximal ± 100 ns betragen.

8.4.3. Tonteil

Der Begleitton wird auch beim Farbfernsehen mit dem Differenzträgerverfahren übertragen. Daher ändert sich am eigent-

lichen Tonteil (Ton-ZF-Verstärker, Diskriminator, NF-Verstärker) praktisch nichts gegenüber der Schwarz-Weiß-Technik. Lediglich die Gewinnung des Tondifferenzträgers erfolgt anders als bisher, was unter Umständen einen Einfluß auf den Inter-carrier-Störabstand haben kann. Die Hauptstörung beim Differenzträger-Tonempfang entsteht im Bereich der mittleren Videofrequenzen an diskreten Punkten, den sogenannten Unterharmonischen der Tondifferenzfrequenz (1,375, 1,833 und 2,75 MHz). Durch Quadraturverzerrung entstehen Oberwellen dieser Frequenzen, die in den Durchlaßbereich des 5,5-MHz-Ton-ZF-Verstärkers fallen und je nach Frequenzlage am Diskriminator starke Störspannungen hervorrufen. Durch die Tastung mit den Synchronimpulsen ergibt sich dann als Hauptstörung ein 50-Hz-Impuls, das sogenannte „Intercarrierknattern“.

Eine Verhinderung dieser Erscheinung ist nur durch getrennte Tondemodulation bei gleichzeitiger Herabsetzung des Modulationsgrades der mittleren Videofrequenzen möglich, wie es im Bild 223b dargestellt ist. Der gestrichelt gezeichnete Verlauf kann sich hier nur günstig auswirken. Aber auch bei der getrennten Tondemodulation, entsprechend Bild 219, kann eine Verbesserung erreicht werden, wenn man nur dafür sorgt, daß der Ton an einer Stelle abgenommen wird, wo die mittleren Videofrequenzen abgesenkt sind. Ob man jedoch später von einer dieser Möglichkeiten der Qualitätsverbesserung des Differenzträger-tones Gebrauch macht, kann heute noch nicht vorausgesagt werden.

8.4.4. Automatische Verstärkungsregelung

Auch an der Technik der Empfängerregelung wird sich gegenüber der Schwarz-Weiß-Technik kaum etwas ändern. Hier wäre nur ergänzend zu bemerken, daß beim Farbempfänger wegen der engeren Amplitudengängertoleranzen sich bei der Regelung die Kurvenform nicht verändern darf. Die Regelung muß außerdem so dimensioniert sein, daß es nicht schon infolge Übersteuerung im Kanalwähler oder ZF-Verstärker zur Entstehung von Kreuzmodulation zwischen Ton- und Farbhilfsträger kommen kann.

9. Schaltungsbeschreibung eines Farbfernseh-Heimempfängers

P. ALBRECHT, D. KIEFER und R. SAND

Im folgenden wird nun als Beispiel die Schaltung eines Farbfernseh-Heimempfängers des Standard-PAL-Typs beschrieben und erläutert, wobei die in den vorangegangenen Abschnitten behandelten Grundlagen vorausgesetzt werden. Das Schaltbild wurde freundlicherweise von AEG-Telefunken zur Verfügung gestellt. Es ist anzunehmen, daß Farbfernsehgeräte anderer Firmen ähnliche Schaltungen aufweisen werden. Entsprechend der heute üblichen Technik ist dieser Farbfernsehempfänger gemischt mit Transistoren und Röhren bestückt.

Bild 225 zeigt das Blockbild des Empfängers, wobei die Aufteilung entsprechend der Unterteilung der Gesamtschaltung in Teilschaltbilder erfolgte. Die hier angegebenen Bezeichnungen der Anschlußpunkte stimmen mit denen in den Teilschaltbildern überein, so daß man an Hand des Blockbildes leicht feststellen kann, wohin eine Leitung führt.

9.1. Tuner

Der Tuner ist als kombinierter VHF-UHF-(Allbereich-)Kanalwähler ausgeführt, der insgesamt fünf Transistoren enthält (Bild 226). Die Programmspeicherung erfolgt mechanisch mittels Drucktasten. Es können bis zu sechs Sender voreingestellt werden.

9.1.1. UHF-Bereich

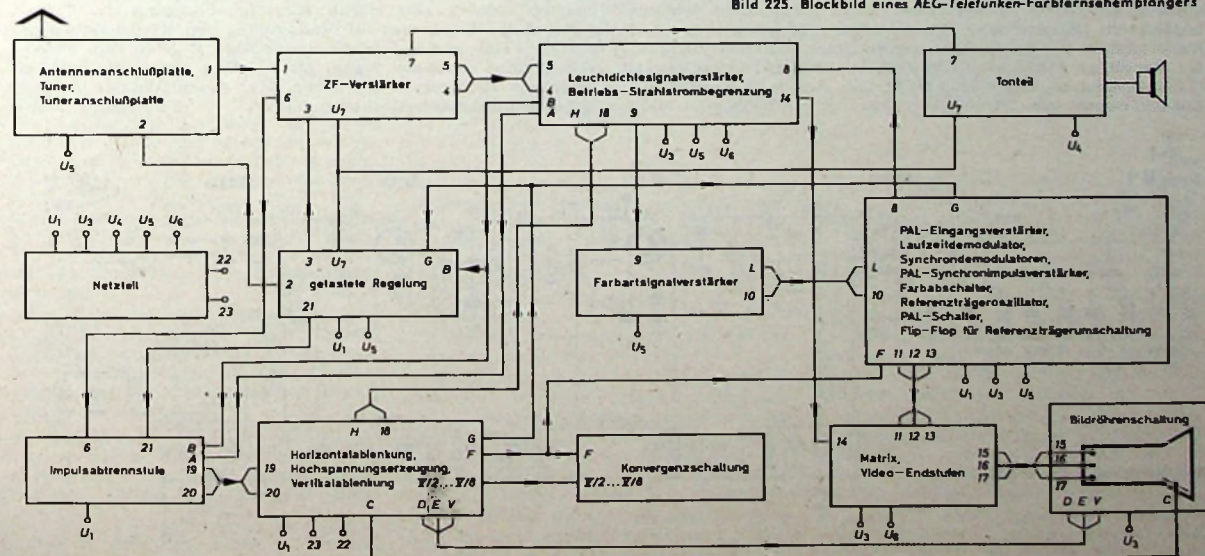
Das in der Antennenanschlußplatte unsymmetrierte und an den Transistoreingang angepaßte HF-Eingangssignal gelangt über eine VHF-Sperre zum π -Eingangsfilter des HF-Vorstufentransistors T 951. Die Vorstufe arbeitet in Basisschaltung. Am Kollektor ist ein überkritisch gekoppeltes zweikreisiges Topfkreisbandfilter angeschlossen, das mit den Drehkondensatoren C 965 und C 970 über den gesamten UHF-Bereich durchgestimmt werden kann. Über die Schleife L 969 wird das vorverstärkte Antennensignal an den Emittor der selbstschwingenden Mischstufe T 954 gekoppelt, deren Oszillatorkreis mit C 982 abgestimmt wird. Über das Bandfilter L 965, L 966 gelangt dann die Zwischenfrequenz zur Basis des VHF-Mischtransistors T 953, der bei UHF-Betrieb als ZF-Verstärker arbeitet. Über C 975 und L 967 wird die Zwischenfrequenz ausgekoppelt.

9.1.2. VHF-Bereich

Im VHF-Bereich arbeitet die HF-Vorstufe T 952 im Bereich I in Basisschaltung und im Bereich III in Emitterschaltung. Bei Betrieb im Bereich I gelangt das HF-Eingangssignal zunächst zu dem fest abgestimmten Bandfilter C 959, L 956, C 957, L 954, L 952, C 955 und von dort zum Emittor des HF-Vorverstärkers T 952. Die Basis ist in diesem Fall über C 963 hochfrequenzmäßig an Masse gelegt. Bei Verwendung im Bereich III wird der Emittor der Vorstufe über C 961 kurzgeschlossen.

Das Eingangssignal liegt an dem verhältnismäßig breit abgestimmten Resonanzkreis L 957, C 954, der mit C 953 über den ganzen Bereich abgestimmt werden kann. Zwischen der HF-Vorstufe und der Mischstufe liegt ein zweikreisiges umschaltbares Bandfilter, das wieder mit den Drehkondensatoren C 965 und C 970 abgestimmt wird. Zur Basis des Mischtransistors T 953 gelangt über C 987 gleichzeitig die Schwingung des Oszillators T 955, der in Basisschaltung arbeitet und über C 989 rückgekoppelt ist. Der Oszillatorkreis besteht im Bereich I aus L 964, L 963, C 983, C 984 und dem Drehkondensator C 982. Im Bereich III wird der Kreis L 963, C 984 kurzgeschlossen. Die ZF-Auskopplung erfolgt wie bei UHF-Betrieb, bei dem die VHF-Mischstufe T 953 als ZF-Geräteausverstärker arbeitet.

Bild 225. Blockbild eines AEG-Telefunken-Farbfernsehempfängers



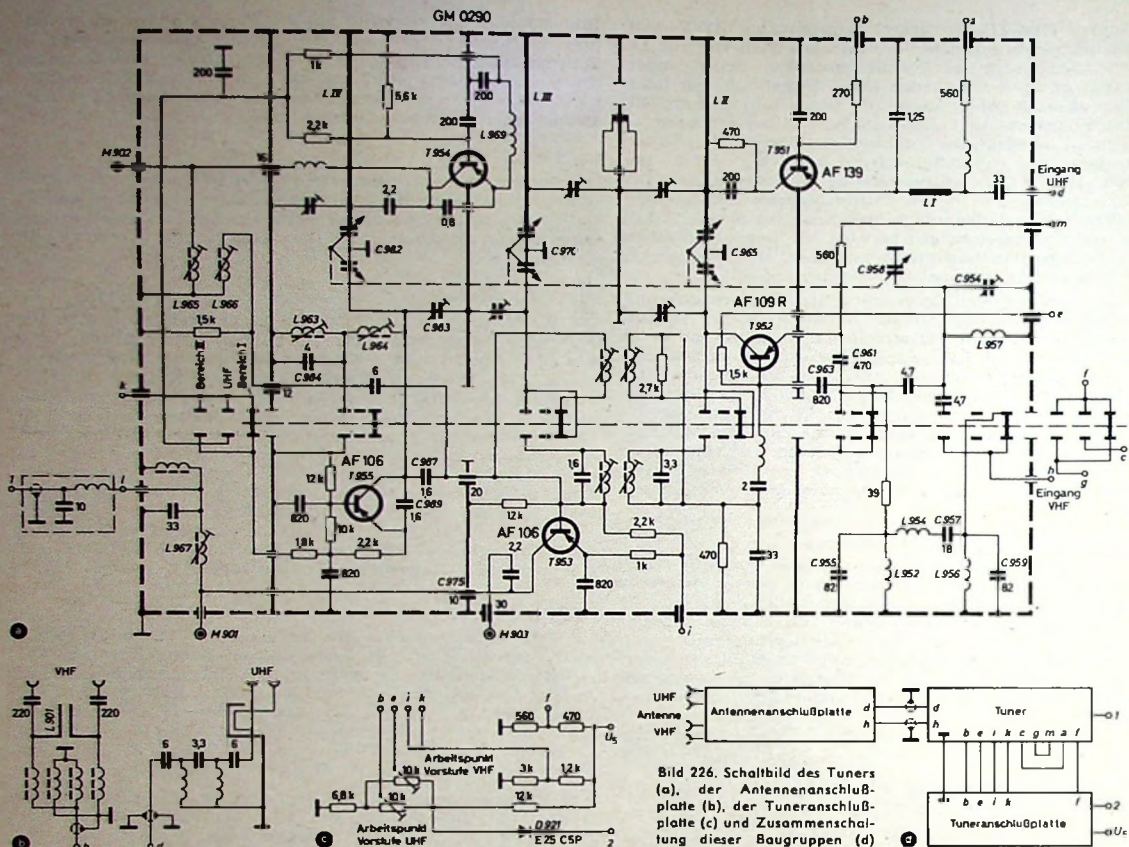


Bild 226. Schaltbild des Tuners (a), der Antennenanschlüsse (b), der Tuneranschlüsse (c) und Zusammenschaltung dieser Baugruppen (d)

9.2. ZF-Verstärker

Der ZF-Verstärker (Bild 227) ist dreistufig; die erste Stufe T 101 wird geregelt. Am Eingang des ZF-Verstärkers liegt der Sekundärkreis L 100, C 101 des ersten ZF-Filters, dessen Primärkreis im Kanalwähler eingebaut ist. Daran sind vier Fallen (für Eigentön, Nachbarton UHF, Nachbarbild und Nachbarton VHF) angeschlossen. Die erste ZF-Stufe T 101, die die gesamte Regelung im ZF-Verstärker übernimmt, arbeitet (wie auch die beiden anderen ZF-Stufen) in Emitterschaltung. Am Kollektor liegt das zweikreisige Bandfilter Fi 102, Fi 103, an dessen Sekundärkreis die zweite ZF-Verstärkerstufe T 102 kapazitiv teillangegekoppelt ist. Dadurch wird die Anpassung verbessert. An diese Stufe schließt sich wieder ein zweikreisiges, kapazitiv gekoppeltes Bandfilter Fi 104, Fi 105 an, dessen Primärkreis mit C 122 zusammen mit C 127, C 125 und der inneren Rückwirkungskapazität von T 102 eine Brücke zur Neutralisation bildet.

Die nun folgende ZF-Endstufe T 103 ist wieder am Sekundärkreis des Bandfilters Fi 105 kapazitiv teillangegekoppelt. Die Neutralisationsspannung wird hier induktiv vom Kollektorkreis über L 130 abgenommen und über R 137, C 135 der Basis zugeführt.

Am Kollektorkreis der ZF-Endstufe T 103 wird das Signal aufgeteilt. Einerseits gelangt es über C 133 zur Tonmodulatoriode D 103. An R 134 entsteht dann der Tondifferenzträger von 5,5 MHz. Andererseits wird das ZF-Signal über L 133 auf eine weitere Tonfalle geführt, die auf 33,4 MHz abgestimmt ist. Man erreicht dadurch eine starke Trägersenkung am Videodemodulator D 104, was zur Vermeidung von Kreuzmodulation zwischen Ton- und Farbtönen unerlässlich ist. Nach dem Videodemodulator wird das Signal mit C 146, L 146, C 148 von der restlichen ZF befreit und über den Anschlußpunkt 5 dem Leuchtdichtesignalverstärker zugeführt. (Fortsetzung folgt)

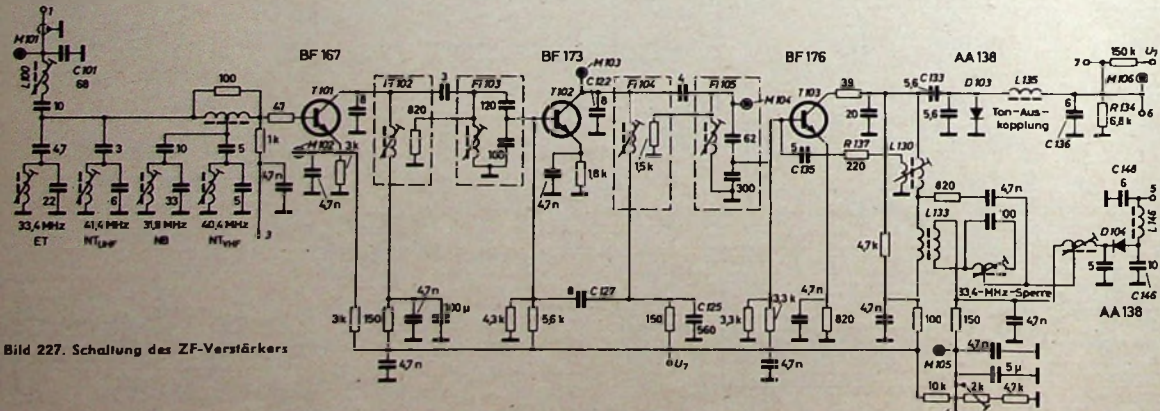


Bild 227. Schaltung des ZF-Verstärkers

Die technisch-akustischen Probleme der Lautsprecherboxen

DK 621.395.623.7

1. Konstruktionsprinzipien

1.1. Abstrahlungsbedingungen

Der Lautsprecher ist auch heute noch das schwächste Glied in der elektroakustischen Übertragungskette. Das ist keinesfalls auf das Unvermögen der Ingenieure und Konstrukteure, sondern auf physikalische Gesetzmäßigkeiten zurückzuführen. Die „Schwäche“ resultiert einerseits aus der Unmöglichkeit, einen Qualitäts-Einzellautsprecher zu schaffen, der den gesamten Tonfrequenzbereich von 16 Hz bis 20 kHz gleichmäßig abstrahlt, sowie andererseits aus den komplexen Wechselbeziehungen zwischen Lautsprecher und Wiedergaberaum.

Der Lautsprecher ist ein elektroakustischer Wandler. Er wandelt die vom Verstärker kommenden elektrischen Schwingungen (Tonfrequenzstrom) in mechanische Schwingungen einer Membran um. Diese wiederum ruft dadurch in ihrer Umgebung Schallschwingungen hervor, die vom Ohr wahrgenommen werden können. Somit stellt der Lautsprecher in der Übertragungskette das Endglied dar, an das zur naturgetreuen Übertragung von Musik und Sprache die gleichen Anforderungen wie an alle anderen Bausteine der Kette gestellt werden müssen: Übertragung des gesamten Tonfrequenzspektrums ohne hörbare Verzerrung. Der Tonfrequenzbereich umfaßt mindestens 10 Oktaven. Diesen Bereich muß ein Lautsprecher linear und unverzerrt sowie mit gleichbleibender breiter Richtcharakteristik und in Originallautstärke abstrahlen. Daß in diesen Anforderungen bereits die ganze Problematik des Lautsprechers überhaupt begründet ist, zeigen folgende Gesetzmäßigkeiten:

- ① Die Abstrahlung der tiefen Frequenzen in genügender Stärke wird nur mit einem großen Lautsprecher (großer Membrandurchmesser) erreicht.
- ② Je größer der wirksame Membrandurchmesser ist, um so tiefer liegt die obere Grenzfrequenz, die unverzerrt abgestrahlt werden kann, um so eher wird also der Lautsprecher zum speziellen Tieftonlautsprecher.
- ③ Die Abstrahlung der hohen und höchsten Frequenzen muß daher mit einem möglichst kleinen Lautsprecher erfolgen. Dieser würde gleichzeitig eine breite Richtcharakteristik (große Hörfläche) ergeben, wenn seine Abmessungen – wie dies analog auch beim Tieftonlautsprecher der Fall ist – kleiner als die abzustrahlenden Wellenlängen sind.
- ④ Kleine Abmessungen haben einen geringeren Wirkungsgrad des Lautsprechers in den Tiefen zur Folge, denn die Größe des erzeugten Schalldruckes nimmt mit kleiner werdendem Membrandurchmesser ab.

Diese Grundgesetze erfordern letzten Endes einen Lautsprecher, der gleichzeitig groß und klein sein muß! Es gibt natürlich manche Kniffe, um diese gegensätz-

lichen Bedingungen einigermaßen in Übereinstimmung zu bringen. Tatsächlich findet man auch viele gute Allbereichlautsprecher mit mehr oder weniger großen Kompromißkonstruktionen. In der Hi-Fi-Technik ist es jedoch mit Kompromissen nicht getan, und so gibt es nur einen Weg, einen Lautsprecher mit den erforderlichen Eigenschaften zu schaffen: Man verwendet mehrere Lautsprecher in einer Lautsprecherkombination. Jeder Lautsprecher wird mit einer bestimmten Funktion betraut, die er dann optimal erfüllen kann. Die Funktion eines Lautsprechers innerhalb der Kombination ist gewöhnlich an seiner Bezeichnung zu erkennen: Tiefton-, Mittelton- oder Hochtontlautsprecher. Bei kleineren Kombinationen sind oft die Funktionen des Mitteltonlautsprechers und des Hochtontlautsprechers in einem System vereinigt; man spricht dann von einem Mittelton-Hochtont-Lautsprecher.

1.2. Tieftonlautsprecher

1.2.1. Lautsprechersystem

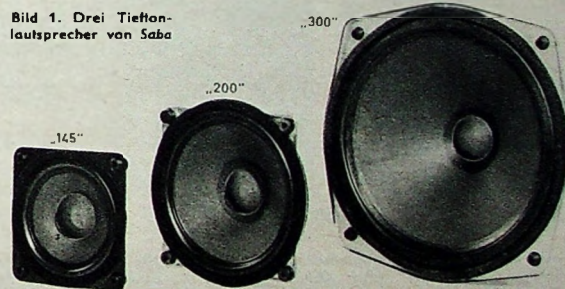
Zur Abstrahlung der Tiefen wird ein tiefabgestimmtes Schwingensystem mit tiefliegender Resonanzfrequenz und großem Membrandurchmesser benötigt. Unterhalb der Resonanzfrequenz ist der Tieftonlautsprecher nur in einem kleinen Bereich in der Lage, Schwingungen mit genügender Intensität und Verzerrungsfreiheit abzustrahlen. Man ist daher bestrebt, die Resonanz an das untere Ende des Hörbereiches zu legen, das heißt das aus der Einspannung der

nicht von der Resonanzfrequenz, sondern vom Membrandurchmesser und der Schallwandgröße abhängig. Wäre die Schallwand unendlich groß, dann könnte man die Auslöschung vollkommen unterbinden. Der Größe der Schallwand sind natürlich in der Praxis Grenzen gesetzt. Man kann zwar den Lautsprecher in eine Zimmerwand einfügen, so daß seine Vorderseite in das eine und die Rückseite in das andere Zimmer Schall abstrahlt. Von dieser Lösung wird jedoch recht selten Gebrauch gemacht, da sie mit manchen Schwierigkeiten verbunden ist. Deshalb baut man üblicherweise den Lautsprecher in ein Gehäuse ein. Das Gehäuse kann auf der Rückseite ganz oder teilweise offen sein oder auch eine genau auf die Tieftonwiedergabe abgestimmte Öffnung (Baßreflexgehäuse) aufweisen. In dieser Form stellt es eine endliche, abgewinkelte Schallwand dar.

1.2.3. Einbau des Lautsprechersystems in eine allseitig geschlossene Box

Heute sind die meisten Gehäuse nach dem Prinzip der allseitig geschlossenen Lautsprecherbox aufgebaut; diese Lösung kommt theoretisch einer unendlich großen Schallwand gleich. Durch den Einbau des Lautsprechers in ein vollkommen geschlossenes und abgedichtetes Gehäuse – man spricht dann von einer Schallbox – steigt seine Eigenresonanz an, da das eingeschlossene Luftvolumen der Membranbewegung entgegenwirkt. Der Anstieg ist

Bild 1. Drei Tieftonlautsprecher von Saba



Membran zwischen Sicke und Zentrierung bestehende Schwingensystem tief abzustimmen. Das erfolgt durch sorgfältige Wahl und Dimensionierung der Massen, Federkräfte und dergleichen und bildet die Hauptschwierigkeit bei der Entwicklung des Tieftonlautsprechersystems.

1.2.2. Einbau des Lautsprechersystems in eine Schallwand

Da sowohl die Vorder- als auch die Rückseite der Membran Schallschwingungen erzeugt, die gegenphasig sind und sich im Schallfeld auslöschen können, setzt man den Lautsprecher auf eine Schallwand, die den akustischen Kurzschluß verhindert. Eine Auslöschung wirkt sich besonders bei den tiefen Frequenzen aus; deshalb muß sie bei einem Tieftonlautsprecher auf jeden Fall vermieden werden. Sie ist

von zwei Faktoren abhängig: Je größer das Gehäuse und je kleiner die Membranfläche ist, um so geringer ist die Erhöhung der Resonanzfrequenz. Eine solche ist unerwünscht, da sie eine Verringerung der Tiefenwiedergabe bewirkt.

Verwendet man nun eine sehr kleine Membran, dann wird ebenfalls der Wirkungsgrad verkleinert. Dem kann man zwar durch große Membranhübe entgegenwirken, doch ist die Auslenkung aus der Ruhelage mechanisch begrenzt.

Auch der Größe des Gehäuses sind Grenzen gesetzt, denn welcher Hi-Fi-Freund kann schon zwei Lautsprecherboxen je 100 oder 200 Liter Volumen ohne weiteres in seiner Wohnung unterbringen?

Es gilt also, einen Ausgleich zwischen Resonanzfrequenz, Membranfläche und Gehäusevolumen zu finden, wenn man

Peter Schinnerling ist Entwicklungsingenieur im Saba-Akustik-Labor, Villingen, Schwarzwald

voraussetzt, daß die Eigenresonanz des Tieftonlautsprechers bereits sehr niedrig liegt. Ein kleines Gehäuse ermöglicht nur den Einbau eines kleinen Lautsprechers; dadurch wird zwar der Wirkungsgrad nicht sehr hoch sein, jedoch steigt auch die Resonanzfrequenz nicht derart an, daß die Tiefenwiedergabe wesentlich verschlechtert wird. Ein großer Tieftonlautsprecher erfordert auf jeden Fall ein Gehäuse mit großem Volumen; der Wirkungsgrad einer großen Box ist entsprechend gut. Der Wirkungsgrad der kleineren Box ist im allgemeinen geringer, so daß höhere Verstärkerleistungen benötigt werden (in Watt etwa das Zwei- bis Dreifache).

Der Einbau in ein geschlossenes Gehäuse hat jedoch besonders bei kleinen Gehäusen einen wichtigen Vorteil: Die Ein- und Ausschwingzeiten des Lautsprechers werden stark verkleinert (große Ein- und Ausschwingzeiten erkennt man am „Bum-sen“ und „Dröhnen“ der Bässe); die Tiefenwiedergabe wird trocken und naturgetreu. Bild 1 zeigt drei moderne Tieftonlautsprecher unterschiedlicher Größe: einen 30-cm-Lautsprecher mit 18 Hz Resonanzfrequenz, einen 20-cm-Lautsprecher mit 25 Hz und einen 14,5-cm-Lautsprecher mit 30 Hz Resonanzfrequenz. Der große Lautsprecher wurde für den Einbau in ein 50-Liter-Gehäuse entwickelt; in diesem steigt die Resonanzfrequenz auf 45 Hz an. Der mittlere Lautsprecher hat in dem 25-Liter-Gehäuse, in dem er betrieben wird, 55 Hz Resonanzfrequenz. Der kleine Lautsprecher wird in einer Kleinstbox mit nur 6 Liter Volumen verwendet, die dann eine Resonanzfrequenz von 75 Hz ergibt.

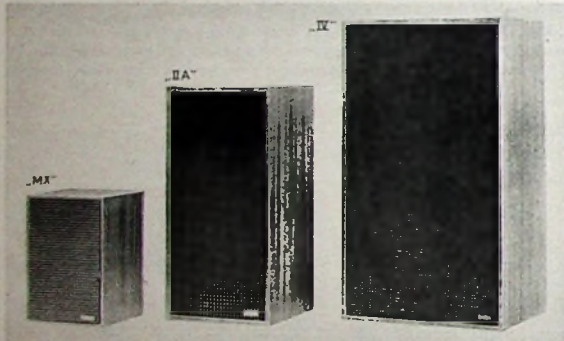


Bild 2. Außenansicht der Hi-Fi-Lautsprecherboxen „IV“ (50 Liter), „IIA“ (25 Liter) und „MX“ (6 Liter) von Saba

Im Bild 2 sind die drei entsprechenden Lautsprecherboxen „IV“, „IIA“ und „MX“ wiedergegeben. Man kann bei Boxen der genannten Größenordnung mit einer guten Tiefenabstrahlung bis etwa eine Oktave unter der sich einstellenden Resonanzfrequenz rechnen; die Grenzfrequenzen der im Bild 2 gezeigten Boxen liegen bei 25, 30 und 45 Hz. Alle drei Boxen sind vollkommen mit Steinwolle ausgefüllt, so daß eine zusätzliche Dämpfung zur Verkleinerung der Einschwingvorgänge entsteht; außerdem werden Rückwirkungen zwischen Gehäuse und Membran unterbunden.

Das Problem der Lautsprecherbox ist somit in erster Linie ein Problem des Tieftonlautsprechers und der Tieftonwiedergabe. Das Gehäuse ist theoretisch nur für den Tieftonlautsprecher da, wenn man von der Anordnung und Befestigung der außerdem verwendeten anderen Lautsprecher (Mittel- und Hochtonlautsprecher) absieht. Das Gehäuse und sein darin eingeschlossenes Luftvolumen bilden einen nicht zu trennenden Bestandteil des Tieftonlaut-

sprechers. Diese Tatsache wird von vielen Hi-Fi-Amateuren und Bastlern übersehen, sonst würden sie zum Beispiel große, teure Tieftonlautsprecher nicht in viel zu kleine, schwingende und schlecht gedämpfte Boxen einbauen.

Hier noch einmal die wichtigsten Zusammenhänge:

- ① Beim Einbau eines Tieftonlautsprechers in eine geschlossene Box steigt seine Resonanzfrequenz an, so daß die untere Grenzfrequenz nach oben verschoben wird.
- ② Die Eigenresonanz des Tieftonlautsprechers wird daher schon von der Lautsprecherkonstruktion her so tief wie möglich gelegt.
- ③ Kleines Gehäusevolumen und große Membranflächen bedingen einen starken Anstieg der Resonanzfrequenz.
- ④ Deshalb erfordert ein großer Tieftonlautsprecher (25 bis 35 cm) auch ein großes Gehäuse (mindestens 50 Liter), während der Einbau eines kleinen Tieftonlautsprechers in eine kleine Box nicht so sehr die Tiefenabstrahlung, sondern mehr den Wirkungsgrad verringert erscheinen läßt.

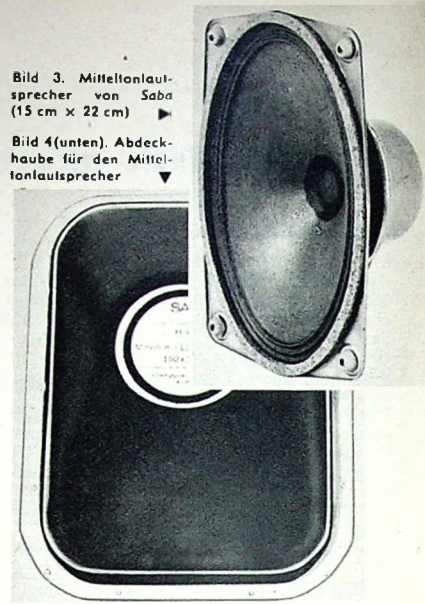
1.3. Mittel- und Hochtonlautsprecher

1.3.1. Einbau von Mittel- und Hochtonlautsprechern in die Box

Die obere Frequenz, die ein Tieftonlautsprecher abstrahlen kann, ist von seinen Membranabmessungen abhängig. Oberhalb dieser sogenannten Anpassungsfrequenz schwingt die Membran nicht mehr kolben-

Bild 3. Mitteltonlautsprecher von Saba (15 cm x 22 cm)

Bild 4 (unten). Abdeckhaube für den Mitteltonlautsprecher



Welche Maßnahmen sind nun für Mittel- und Hochtonlautsprecher zu treffen, wenn sie in einer Lautsprecherbox verwendet werden sollen? Grundsätzlich müssen ihre Membranen vor den Druckwellen des Tieftonlautsprechers geschützt werden, die ja über das Boxinnere Einfluß auf die Gehäusewände und die außerdem eingebauten Lautsprecher ausüben. Eine Einwärtsbewegung des Tieftonlautsprechers würde die Membran des Mittel- oder Hochtonlautsprechers ohne weiteres nach außen drücken, das heißt, diese schwingen – unter der Voraussetzung, daß sie nicht überhaupt zerstört werden – gegenphasig im Takt des Tieftonsystems, und dieser Schwingung ist noch die ihnen eingeprägte Modulation überlagert. Das würde zu untragbaren Verzerrungen führen! Die hermetische Abdichtung des Mittel- und Hochtonlautsprechers erreicht man entweder durch die Verwendung einer Abdeckhaube oder durch einen sowieso geschlossenen Korb, wie ihn ja heute ausnahmslos alle Hochtonlautsprecher haben.

1.3.2. Mitteltonlautsprecher, Mittelton-Hochton-Lautsprecher und Hochtonlautsprecher mit Abdeckhaube

Ein Mitteltonlautsprecher oder Mittelton-Hochton-Lautsprecher mit geschlossenem Korb hat eine sehr hohe Resonanzfrequenz von zum Beispiel 1000 Hz, so daß dieser nur in einer Kombination mit sehr hochreichenden Tieftonlautsprechern in Frage kommt. Wie schon im Abschnitt 1.2. gesagt, ist bei jedem Lautsprecher der Bereich unterhalb der Resonanz nur in kleinem Umfange nutzbar; man wird sie bei einem Mitteltonlautsprecher im allgemeinen sowieso noch durch die Frequenzweiche unterdrücken, da dann noch das Einschwingverhalten des Lautsprechers wesentlich verbessert wird.

Soll der Mitteltonlautsprecher recht weit auch im Tiefenbereich wirksam sein, dann wird ein offenes System mit Abdeckhaube benutzt. Diese läßt ein gewisses Luftvolumen zwischen sich und der Membran bestehen; die Resonanzfrequenz und damit die untere Grenzfrequenz liegen recht tief (200 ... 300 Hz). Man hat hier praktisch noch einmal eine kleine allseitig geschlossene Box in der eigentlichen Box. Um Rückwirkungen und Verzerrungen zu vermeiden, wird auch die Haube mit Dämpfungs-

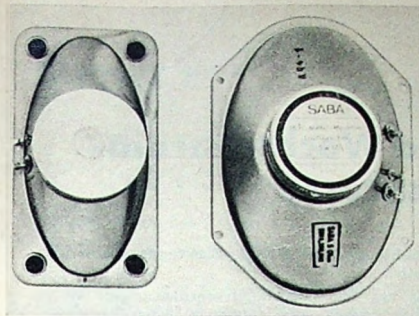


Bild 5. Mittelton-Hochton-Lautsprecher „80 x 150“ (links) und „115 x 170“ (rechts) mit geschlossenem beflacktem Korb

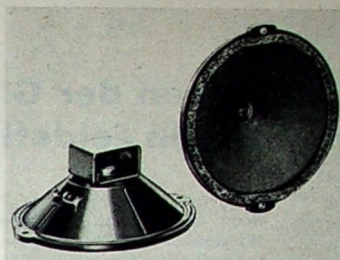
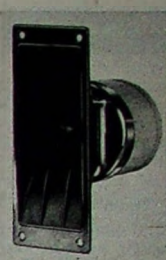


Bild 6. Hochtonlautsprecher „110“ (11 cm Ø) mit geschlossenem beflacktem Korb

Bild 7. Druckkammertrichter-Hochtonlautsprecher „T 35“ von Electro-Voice



material ausgekleidet. In den Bildern 3 und 4 sind ein großer Mitteltonlautsprecher (15 cm x 22 cm) und die zugehörige Abdeckhaube aus verwindungssteifem Kunststoff zu sehen.

Bild 5 zeigt zwei Mittelton-Hochton-Lautsprecher mit geschlossenem Korb, wie sie in den Boxen „MX“ und „IIA“ verwendet werden. Da man auch hier Sorge dafür tragen muß, daß es zu keinen Reflexionen an der Wandung des Lautsprecherkorbes kommt, ist diese innen mit einer filzartigen Schicht beflackt. Das gleiche Verfahren wird auch bei Hochtonlautsprechern angewandt (Bild 6).

1.3.3. Hochtonlautsprecher in Druckkammertrichter-Ausführung

Ein großer Mitteltonlautsprecher weist schon bei relativ niedrigen Höhen (2...4 kHz) eine starke Richtwirkung auf; der Hörer würde daher nur in der Mittellachse der Box eine gute Höhenwiedergabe vorfinden. In einer Stereo-Wiedergabeanlage stellt man die Boxen in einem Abstand von mindestens 2 m auf. Wenn die Boxen nicht schräg nach innen gerichtet werden können oder wenn der Hörer nicht an eine sehr kleine Zone guter Wiedergabe in seinem Raum gebunden sein will, muß man für eine breite Richtcharakteristik auch im Hochtonbereich sorgen. Die Hochtonlautsprecher müssen dann recht kleine Abmessungen oder ganz bestimmt geformte Membranen haben. Auch die Verwendung von mehreren gleichen Hochtonlautsprechern ist möglich, jedoch müssen diese genügend weit entfernt voneinander (was meistens wenig zweckmäßig ist) oder aber verwickelt angebracht werden, da sonst die Hörfläche nicht größer, sondern im Gegenteil erheblich kleiner wird (größere Bündelung durch Gruppenstrahlung).

Im allgemeinen kommt man in Wohnräumen mit nur einem kleinen Hochtonlautsprecher aus; dieser hat jedoch unter Umständen einen zu geringen Wirkungsgrad. Es gibt deshalb auch Spezialhochtonlautsprecher, die auf Grund ihrer besonderen Konstruktion einen hohen Wirkungsgrad

haben: die sogenannten Druckkammersysteme. Bei ihnen ist vor der Membran ein Druckraum vorhanden, der in Abstrahlrichtung nur eine sehr kleine Öffnung aufweist. Die Luft muß durch diese Öffnung gepreßt werden, erfährt dadurch eine Geschwindigkeitstransformation, und über einen angesetzten Trichter wird sie an den umliegenden Luftraum angepaßt. Systeme dieser Art haben einen sehr hohen Wirkungsgrad und eine ausgezeichnete Richtcharakteristik.

Bei dem im Bild 7 gezeigten Druckkammertrichter-Hochtonlautsprecher der Box „IV“ ist der Abstrahlwinkel bei 12,5 kHz noch über 100°; ein herkömmlicher Konus-Hochtonlautsprecher hat hier günstigenfalls noch 60°. Außerhalb dieses Winkels sinkt die Abstrahlung rapid ab. Die Druckkammertrichter-Konstruktion ergibt demnach kleine Einschwingzeiten, daß diese nicht mehr gemessen oder gar gehört werden können. Man könnte solche Systeme auch im Tief- oder Mitteltonbereich verwenden, doch dafür würden ihre Abmessungen derart groß sein, daß ihr Einsatz in Wohnräumen indiskutabel ist.

1.4. Frequenzweiche

Die Frequenzweiche ist ein obligatorisches Bauteil einer jeden Lautsprecherkombination. Sie hat die Aufgabe, den Lautsprechern aus dem vom Verstärker gelieferten gesamten Spektrum nur ihren spezifisch zugehörigen Anteil zuzuführen, dem Tieftonlautsprecher nur die zugehörigen tiefen Frequenzen, dem Mitteltonlautsprecher nur die Mitten usw. Das erfolgt mit Hilfe frequenzabhängiger Bauelemente, und zwar Spulen und Kondensatoren. Die Spulen verändern ihren Widerstand in Abhängigkeit von der Frequenz derart, daß tiefe Frequenzen von ihnen durchgelassen,

hohe Frequenzen aber gesperrt werden. Vor einen Tieftonlautsprecher ist also eine Spule geschaltet, die ihm die tiefen Frequenzen zuführt und die hohen Frequenzen von ihm fernhält. Der Kondensator verhält sich umgekehrt: Er läßt die hohen Frequenzen passieren und sperrt die tiefen. Ihn findet man also vor einem Mittel- oder Hochtonlautsprecher. Bei sehr aufwendigen Weichen werden aber auch noch Spulen und Kondensatoren parallel zu den Lautsprechern geschaltet. So leitet zum Beispiel ein Kondensator, der parallel zum Tieftonlautsprecher gelegt wird, die hohen Frequenzen, die trotz der vorgeschalteten Spule noch passieren konnten, an ihm vorbei.

Die Dimensionierung und Schaltung von Frequenzweichen ist schwierig, da viele – oft auch gegensätzliche – Faktoren beachtet werden müssen: Frequenzbereich, Klirrfaktor, Belastbarkeit, Scheinwiderstand und dergleichen mehr. Man kann die durch die Weiche festgesetzten Überlappungsfrequenzen zwischen den einzelnen Lautsprechern wohl genau berechnen, jedoch muß man auch ausführliche Hörversuche vornehmen, um die endgültige Dimensionierung festzulegen. Als Bestandteile der Frequenzweiche sind auch Regelwiderstände anzusehen, die die Beeinflussung des Frequenzganges der Lautsprecherbox ermöglichen.

Im Bild 8 ist die relativ einfache Weiche der Box „MX“, die einen Tieftonlautsprecher und einen Mittelton-Hochton-Lautsprecher enthält, zu sehen. Bild 9 zeigt die aufwendige Weiche der Box „IV“, die vier Lautsprechersysteme und zwei Regler zur Präsenz- und Brillanzregelung hat.

Die Bilder 10 und 11 geben noch den Blick in das Innere der Boxen „IIA“ und „IV“ wieder. (Schluß folgt)

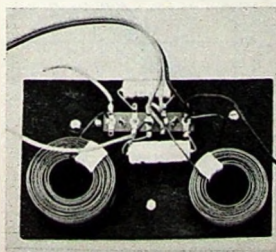


Bild 8. Frequenzweiche der Box „MX“

Bild 9. Frequenzweiche und Anschlußblock mit Präsenz- und Brillanzregler der Box „IV“

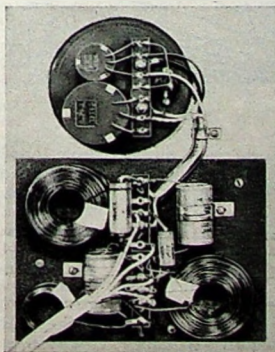


Bild 10. Blick in das Gehäuse der Box „IIA“

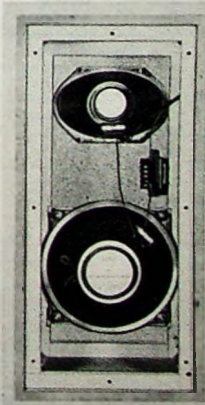
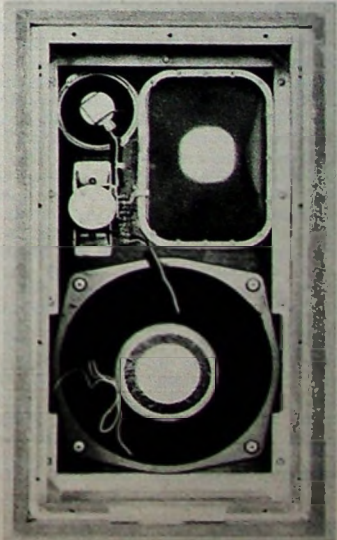


Bild 11. Blick in das Gehäuse der Box „IV“



Schaltungen zum Messen der Gleich- und Wechselstromparameter von Feldeffekttransistoren

DK 621.382.323

1. Definitionen

Im folgenden werden Meßschaltungen für einige wichtige Gleich- und Wechselstromparameter von Feldeffekttransistoren [1-7] angegeben. Bild 1 zeigt zunächst die Schaltzeichen von drei verschiedenen Junction-Gate-Feldeffekttransistoren mit den konventionellen Richtungen der Strom- und Spannungspfeile. Im Bild 1a

als dritten Index auch ein R oder ein U; dann ist die dritte Elektrode für einen Widerstand beziehungsweise eine Spannungsquelle mit der Referenzelektrode verbunden. Ist die dritte Elektrode mit der Referenzelektrode über ein komplizierteres (komplexes) Netzwerk verbunden, dann wird als dritter Index zum Formelbuchstaben manchmal ein X gesetzt.

Elektrode und Source-Elektrode gemessen wird.

Es ist bei Wechselstrommessungen stets zweckmäßig, die Gleichstrombedingungen mit anzugeben. Bild 2a zeigt ein Ausgangskennlinienfeld und Bild 2b ein Eingangskennlinienfeld, wie sie für Feldeffekttransistoren mit N-Kanal typisch sind. In das Ausgangskennlinienfeld (auch Drain-Charakteristik genannt) im Bild 2a ist eine Arbeitspunkteinstellung für den Pinch-off-Bereich eingezeichnet. Die schräg nach unten verlaufende gestrichelte Arbeitskennlinie wird mit einem Lastwiderstand von 40 kOhm und einer Speisespannung von 24 V erreicht. Der mit A gekennzeichnete Arbeitspunkt des Feldeffekttransistors stellt sich ein, wenn die Gate-Vorspannung -0,6 V beträgt.

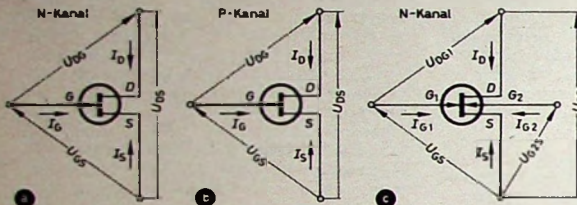


Bild 1. Schaltzeichen für Junction-Gate-Feldeffekttransistoren mit den konventionellen Richtungen der Strom- und Spannungspfeile; a) Junction-Gate-Feldeffekttransistor mit N-Kanal, b) Junction-Gate-Feldeffekttransistor mit P-Kanal, c) Junction-Gate-Feldeffekttransistor mit N-Kanal und zwei Gate-Elektroden

handelt es sich um das Schaltzeichen eines Junction-Gate-Feldeffekttransistors mit N-Kanal. Ein Feldeffekttransistor mit N-Kanal weist im Kanal Elektronenleitung auf. Beim P-Kanal-Feldeffekttransistor ist im Kanal Löcherleitung vorhanden. Wie ein Vergleich zwischen Bild 1a und Bild 1b zeigt, verwendet man für N-Kanal- und P-Kanal-Feldeffekttransistoren die gleiche Richtung der Strom- und Spannungspfeile. Im Bild 1c ist das Schaltzeichen eines Junction-Gate-Feldeffekttransistors dargestellt, der eine zweite Gate-Elektrode besitzt. Die beiden Gate-Elektroden G_1 und G_2 sind im Transistor durch den Kanal getrennt; sie liegen einander gegenüber. (Mit der zweiten Gate-Elektrode kann man eine vielseitigere Anwendbarkeit des Feldeffekttransistors erreichen.)

Ist in der Praxis ein Strom- oder Spannungspfeil entgegen der Darstellung nach Bild 1 gerichtet, dann muß er ein negatives Vorzeichen erhalten. Die angegebenen Meßschaltungen sind für N-Kanal-Transistoren gezeichnet. Sie gelten jedoch auch für P-Kanal-Transistoren, wenn alle Polaritäten vertauscht werden. Die im Bild 1 und auch im weiteren verwendeten Symbole und Formelbuchstaben für Ströme und Spannungen entsprechen der amerikanischen Norm des Institute of Electrical and Electronic Engineers [8] und sind international üblich. Besondere deutsche Normenvorschläge für Feldeffekttransistoren liegen bisher nicht vor. Die (auch in deutschen Datenblättern übliche) Groß- oder Kleinschreibung von Formelbuchstaben und/oder deren Indizes hat in der Transistortechnik eine bestimmte Bedeutung. Auch die Reihenfolge der Indizes zu einem Formelbuchstaben enthält eine gewisse Information: Der erste Index zu Strom- oder Spannungs-Formelbuchstaben kennzeichnet die Elektrode, an der gemessen wird, der zweite Index gibt die Referenzelektrode an. Mit dem dritten Index wird angedeutet, wie die dritte Elektrode beim Messen geschaltet ist. Wird die dritte Elektrode frei gelassen, steht als dritter Index O (von open), wird sie mit der Referenzelektrode kurzgeschlossen, steht S (von shorted). Mitunter setzt man

Die Groß- oder Kleinschreibung der Formelbuchstaben hängt davon ab, ob es sich um eine Spitzenmessung, eine Kleinsignalmessung oder eine Gleichstrommessung handelt. Für Momentanwerte zeitabhängiger Größen werden als Formelbuchstaben durchweg Kleinbuchstaben verwendet. Großbuchstaben werden herangezogen, wenn es sich um reine Effektivwerte, um Effektivwerte von gleichanteilüberlagerten Wechselgrößen oder um Gleichstrommittelwerte handelt. Kleinschreibung der Indizes benutzt man für den Momentanwert und den Effektivwert einer Wechselgröße, die einem Gleichanteil überlagert ist. Von der Großschreibung der Indizes macht man immer dann Gebrauch, wenn es sich entweder um Momentan-Gesamtwerte oder um Gleichstrommittelwerte handelt.

Wechselstromparameter von Feldeffekttransistoren werden gewöhnlich durch Kleinsignalmessungen ermittelt. In diesem Fall erhält der Feldeffekttransistor seine

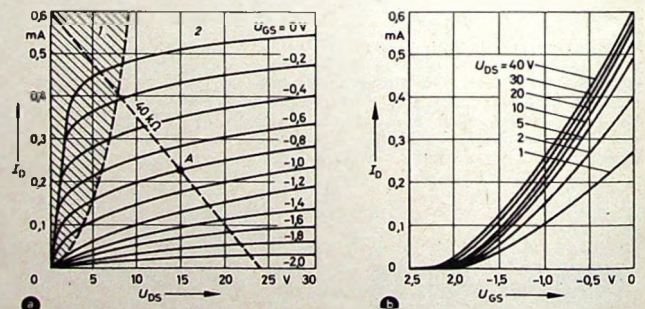
2. Messung der Gleichstromparameter

2.1. Pinch-off-Spannung

Zu den wichtigen Gleichstrom-Kenngrößen eines Feldeffekttransistors gehört seine Pinch-off-Spannung U_p . Die Pinch-off-Spannung kann durch die Drain-Spannung oder durch die Gate-Spannung definiert werden. Hier wird von der zweiten Möglichkeit Gebrauch gemacht.

Sobald die zwischen der Gate-Elektrode und dem Kanal in Sperrichtung wirkende Spannungsdifferenz zunimmt, dehnt sich auch die Entleerungszone zwischen beiden weiter aus. Auf diese Weise wird der Stromfluß im Kanal stark behindert. Ist dieser Effekt weit genug fortgeschritten, dann kommt ein Zustand, bei dem im Kanal praktisch kaum noch freie Ladungsträger vorhanden sind. Dann ist die Pinch-off-Bedingung erreicht. Der Pinch-off-Zustand macht sich in dem Ausgangskennlinienfeld eines Feldeffekttransistors dadurch bemerkbar, daß bei konstanter Gate-Vorspannung der Drain-Strom sich in Abhängigkeit von der Drain-Spannung kaum

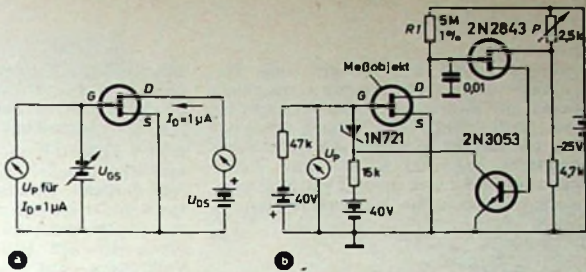
Bild 2. Typische Drain-Charakteristik für einen Junction-Gate-Feldeffekttransistor mit N-Kanal. Die schraffierte Fläche 1 kennzeichnet den sogenannten Vor-Pinch-off-Bereich, während die unschraffierte Fläche 2 des Kennlinienfeldes den Pinch-off-Bereich darstellt



vorgeschriebene Vorspannung, und dieser wird eine verhältnismäßig kleine Wechselspannung überlagert. Bezieht man sich bei Wechselstrommessungen auf die dritte Elektrode, wird nur die Wechselstrombedingung berücksichtigt. Zum Beispiel bedeutet U_{ds} den Effektivwert einer Wechselspannung zwischen der Drain-Elektrode und der Source-Elektrode, die bei wechselstrommäßigem Kurzschluß (gewöhnlich mittels einer großen Kapazität) von Gate-

noch ändert. Die Gate-Spannung, die man zum Erreichen des Pinch-off-Zustandes anlegen muß, ist die Pinch-off-Spannung U_p . Im Bild 2a sind der sogenannte Vor-Pinch-off-Bereich und der Pinch-off-Bereich angedeutet. Der Übergang zwischen beiden ist fließend. (Im Vor-Pinch-off-Bereich werden Feldeffekttransistoren vorwiegend als spannungsabhängige Widerstände betrieben, im Pinch-off-Bereich dagegen als Verstärker.)

Bild 3. Meßschaltungen:
a) zum Messen der Pinch-off-Spannung U_p ,
b) zur direkten Messung der Pinch-off-Spannung U_p bei einer Drain-Spannung $U_{DS} = 20\text{ V}$ und bei einem Drain-Strom von $I_D = 1\text{ }\mu\text{A}$



I_D sinkt (im Bild 2b nicht mehr erkennbar) nicht vollkommen auf Null, wenn die negative Gate-Vorspannung ansteigt. Dieses Verhalten der Feldeffekttransistoren läßt sich auf eine innere Rückwirkung zu rückführen. Infolge dieses Verhaltens ist es nicht leicht, eine eindeutige Messung der Pinch-off-Spannung vorzunehmen. Man hilft sich deshalb auf folgende Weise: Die Gate-Vorspannung U_{GS} wird so eingestellt, daß sich ein Drain-Strom I_D ergibt, der sehr klein ist gegenüber dem normalen Arbeitsstrom, jedoch wesentlich über dem Leckstrompegel liegt. Dies ist bei Feldeffekttransistoren gewöhnlich bei einem Drain-Strom $I_D = 1\text{ }\mu\text{A}$ der Fall. Die Gate-Vorspannung für den Drain-Strom von $1\text{ }\mu\text{A}$ wird dann als Pinch-off-Spannung U_p bezeichnet.

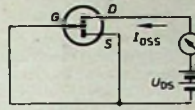
Eine einfache Schaltungsanordnung, mit der eine derartige Messung durchgeführt werden kann, zeigt Bild 3a. Die Gate-Vorspannung U_{GS} wird mit Hilfe einer veränderbaren Spannungsquelle eingestellt, bis das Mikroamperemeter im Drain-Stromkreis des Feldeffekttransistors einen Strom von $1\text{ }\mu\text{A}$ anzeigt. An der veränderbaren Vorspannungsquelle liegt ein Voltmeter, an dem die Pinch-off-Spannung U_p für diese Einstellung abzulesen ist.

Bild 3b zeigt eine Meßschaltung, die automatisch für den zu testenden Feldeffekttransistor einen Drain-Strom von $1\text{ }\mu\text{A}$ einstellt. Auf diese Weise ermöglicht die Schaltung die Direktablesung der Pinch-off-Spannung U_p . Die als Referenzelement dienende Zenerdiode 1N721 sowie der P-Kanal-Feldeffekttransistor 2N2843 sind Fabrikate von Dickson¹⁾. Der Transistor 2N3053 ist ein NPN-Silizium-Typ von RCA²⁾. Der Ohmwert des Widerstandes R_1 soll möglichst innerhalb 1% genau sein. Mit Hilfe des Potentiometers P wird der Drain-Strom I_D eingeregelt. Für die gewählten Werte ergibt sich eine Drain-Spannung $U_{DS} = 20\text{ V}$.

2.2. Messen des Drain-Stroms ohne Gate-Vorspannung

Ein sehr nützlicher Gleichstromkennwert eines Feldeffekttransistors ist der Drain-Strom bei 0V Gate-Vorspannung. Das Symbol für diesen Strom ist I_{DSS} . Man mißt diesen Strom unter natürlichen Pinch-off-Bedingungen. Unter natürlichen Pinch-off-Bedingungen ist bei einem Feldeffekttransistor folgendes zu verstehen: Ist die Gate-Elektrode mit der Source-Elektrode kurzgeschlossen, dann liegt keine äußere Gate-Vorspannung an. Liegt jedoch im Drain-Stromkreis eine Spannungsquelle, dann tritt längs des Kanals ein Spannungsabfall auf. Dadurch entsteht zwischen der Gate-Elektrode und dem Kanal eine Spannungsdifferenz, die mit steigender Drain-Spannung ansteigt. Diese Spannungsdifferenz hat die gleiche Wir-

Bild 4. Meßschaltung für I_{DSS} des Drain-Stroms bei 0V Gate-Spannung



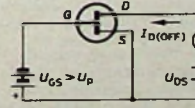
kung wie eine von außen angelegte Gate-Vorspannung, das heißt, sie kann den Kanal des Feldeffekttransistors ebenfalls in den Pinch-off-Zustand überführen [9].

Die Indizes des Symbols I_{DSS} geben an, daß es sich um einen Drain-Strom handelt, der in Source-Basischaltung bei Kurzschluß zwischen Source- und Gate-Elektrode gemessen wird. Die Drain-Spannung U_{DS} , bei der die Messung durchgeführt wird, muß möglichst tief im Pinch-off-Bereich liegen; dann ist gewährleistet, daß Stromsättigung eingetreten ist oder der Drain-Strom einen verhältnismäßig konstanten Wert angenommen hat. Bild 4 zeigt die einfache Schaltung, mit der die Messung des Stroms I_{DSS} durchführbar ist.

2.3. Messen des Drain-Sperrstroms

Der Drain-Sperrstrom hat die Bezeichnung $I_{D(OFF)}$. Beim Messen der Pinch-off-Spannung mit den Schaltungen nach den Bildern 3a und 3b wird die Gate-Vorspannung verändert, bis der Drain-Strom einen vorgegebenen (kleinen) Bezugswert erreicht hat. Wird der Kanal des Feldeffekttransistors durch Erhöhen der negativen Gate-Vorspannung U_{GS} noch weiter entleert, dann kann der Drain-Strom I_D auf einen noch kleineren Wert absinken. Tatsächlich ist es so, daß der Drain-Strom bei weiter ansteigender Gate-Source-Spannung einen minimalen Wert erreicht und anschließend auf Grund der zunehmenden Leckströme wieder allmählich größer wird. Im allgemeinen wird der Strom $I_{D(OFF)}$ bei einer Gate-Vorspannung gemessen, die um einiges größer ist als die zum Erreichen des Drain-Strom-Minimums erforderliche Gate-Vorspannung. In der Praxis wählt man bei der Messung des Stroms $I_{D(OFF)}$ eine Gate-Vorspannung, die etwa um 1V größer ist als die erwartete Pinch-off-Spannung U_p . Wie die für die Messung des Drain-Sperrstroms $I_{D(OFF)}$ erforderliche Meßschaltung aufgebaut ist, zeigt Bild 5. Da der zu mes-

Bild 5. Schaltung zum Messen des Drain-Sperrstroms $I_{D(OFF)}$



sende Drain-Strom außerordentlich klein ist, muß man beim Schaltungsaufbau sorgfältig darauf achten, daß keine parasitären Leckstromwege die Messung verfälschen.

2.4. Messen des Gate-Drain-Leckstroms

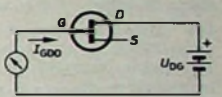
Ist die Gate-Kanal-Verbindung in Sperrichtung gepolt, fließen winzige Leckströme zwischen Gate-Elektrode und Drain-Elek-

trode sowie Gate-Elektrode und Source-Elektrode.

Der Gate-Leckstrom hat den Formelbuchstaben I_{GDO} . Dieser Strom gehört zu den Leckströmen, die den Gleichstrom-Eingangswiderstand von Feldeffekttransistoren begrenzen. Der Gleichstrom-Eingangswiderstand wird in erster Linie durch die im Gate-Kreis fließenden Leckströme begrenzt. Bei Junction-Gate-Feldeffekttransistoren fließen hier Leckströme, weil Gate-Elektrode und Kanal unter normalen Arbeitsbedingungen eine in Sperrichtung gepolte PN-Verbindung darstellen. Die Leckströme sind also die Sperrströme einer Diode. Der größte Spannungsabfall entsteht über der aus Gate-Elektrode und Drain-Elektrode gebildeten Diode. Gewöhnlich fließt durch diese Diode daher auch der größere Leckstrom. Die Source-Elektrode wird beim Messen des Gate-Drain-Leckstroms nicht beschaltet. Es ist jedoch noch ein kleiner zusätzlicher Leckstrom wirksam, der seinen Weg über die Diode an dem der Source-Elektrode zugewandten Ende des Kanals und über den ziemlich hohen Kanalwiderstand nimmt. Wie alle Dioden-Sperrströme, zeigt auch der Gate-Drain-Leckstrom I_{GDO} des Feldeffekttransistors eine starke Temperaturabhängigkeit.

Wie die Meßschaltung aufzubauen ist, zeigt Bild 6. Da der zu messende Strom wieder-

Bild 6. Schaltung zum Messen des Gate-Drain-Leckstroms I_{GDO} ; die Source-Elektrode bleibt frei

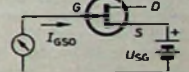


um sehr klein ist, muß darauf geachtet werden, daß keine durch den Schaltungsaufbau bedingten parasitären Strompfade die Messung verfälschen.

2.5. Messen des Gate-Source-Leckstroms

Für den Gate-Source-Leckstrom wird das Symbol I_{GSO} verwendet. Der Gate-Source-Leckstrom kann mit einer ähnlichen Meßschaltung wie im Bild 6 ermittelt werden; es ist lediglich der Drain-Anschluß mit dem Source-Anschluß zu vertauschen. Dies veranschaulicht Bild 7. Mit dieser Methode

Bild 7. Schaltung zum Messen des Gate-Source-Leckstroms I_{GSO} ; die Drain-Elektrode bleibt frei



mißt man in erster Linie den Sperrstrom der Diode am Source-Ende des Kanals. Ein geringfügiger Leckstrom fließt zusätzlich über den hohen Kanalwiderstand von der Diodenstrecke am Drain-Ende des Kanals. Natürlich ist auch der Gate-Source-Leckstrom stark temperaturabhängig, und auch hier müssen parasitäre Strompfade beim Aufbau der Schaltung vermieden werden.

2.6. Messen des Gesamtleckstroms

Der Gesamtleckstrom wird mit dem Formelbuchstaben I_{GSS} gekennzeichnet. Um den Gesamtleckstrom zu messen, schließt man die Drain-Elektrode mit der Source-Elektrode kurz. Daß diese Maßnahme getroffen werden muß, geht - wie in den vorangegangenen Beispielen auch - unmittelbar aus der Reihenfolge der Indizes zum Formelbuchstaben I_{GSS} hervor. Der gemessene Gesamtleckstrom ist etwas klei-

¹⁾ Deutsche Vertretung: Schneider, Henley & Co., München

²⁾ Deutsche Vertretung: Alfred Neye, Enatechnik, Hamburg-Quickborn

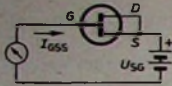


Bild 8. Schaltung zum Messen des Gesamtstroms I_{GSS} ; die Drain-Elektrode wird mit der Source-Elektrode kurzgeschlossen

ner als die Summe aus dem Gate-Drain-Leckstrom I_{GDO} und dem Gate-Source-Leckstrom I_{GSO} . Er verdoppelt sich für jede Temperaturzunahme um etwa 10 grd. Die zum Messen des Gesamtstroms erforderliche Schaltung zeigt Bild 8. Sie muß ebenfalls sorgfältig aufgebaut werden.

2.7. Messen von Durchbruchspannungen

Auch hinsichtlich der Durchbrücheffekte bei hohen in Sperrrichtung gepolten Spannungen verhalten sich die PN-Übergänge eines Feldeffekttransistors wie gewöhnliche Dioden. Zum Spannungsdurchbruch kann es im Feldeffekttransistor an verschiedenen Stellen kommen. Am häufigsten kommt es jedoch im Bezirk am Drain-Ende des Kanals dazu. Dort nämlich herrschen die weitaus größten Spannungsunterschiede bei normalen Arbeitsbedingungen. Es gibt eine ganze Reihe von Möglichkeiten, das Durchbruchverhalten von Feldeffekttransistoren durch Spannungsangaben auszudrücken. Insgesamt fünf verschiedene Definitionen mit jeweils zwei voneinander abweichenden Spannungswerten können benutzt werden. Gewöhnlich ist jedoch die Angabe einer einzigen Durchbruchspannung hinreichend.

Die Durchbruchspannung zwischen der Drain-Elektrode und der Source-Elektrode bei freier Gate-Elektrode trägt die Bezeichnungen $U_{BR(DSO)}$ oder $U_{BR(SDO)}$. Die beiden Buchstaben BR kürzen das englische Wort breakdown (= Durchbruch) ab. Die Durchbruchspannung $U_{BR(DSO)}$ unterscheidet sich kaum von anderen Durchbruchspannungen, deren Werte sich aber bequemer messen lassen. Die Durchbruchspannung $U_{BR(DSO)}$ müßte bei einem Drain-Strom gemessen werden, der größer ist als der Strom I_{DSS} , damit der Betrieb in dem sich an den Pinch-off-Bereich anschließenden Durchbruchbereich (im Bild 2 nicht eingezeichnet) gewährleistet ist. Bei vielen Feldeffekttransistoren würde dies eine Wärmeverlustleistung erzeugen, die die erlaubten Werte übersteigt.

Der gleiche Nachteil ergibt sich bei der Messung der Durchbruchspannung $U_{BR(DSS)}$ oder $U_{BR(DGS)}$, die zwischen der Drain-Elektrode und der Source-Elektrode bei Kurzschluß von Source-Elektrode und Gate-Elektrode zu bestimmen ist.

Für die Praxis am günstigsten ist die Messung der Durchbruchspannung $U_{BR(DGO)}$ oder $U_{BR(GDO)}$, die zwischen der Drain-Elektrode und der Gate-Elektrode bei freier Source-Elektrode auftritt. Sie läßt sich nämlich bei geringer Wärmeverlustleistung messen. Bei normaler Betriebsweise eines Feldeffekttransistors vom Entleerungstyp setzt sich die Spannung zwischen der Drain-Elektrode und der Gate-Elektrode aus den Spannungen U_{DS} und U_{GS} zusammen. Die Durchbruchspannung $U_{BR(DGO)}$ setzt der Summe dieser beiden Spannungen also eine bestimmte Grenze. Wird die Source-Elektrode freigelassen, dann fließt ein vernachlässigbarer Strom, bevor der Durchbruch beginnt.

Mit $U_{BR(GSO)}$ oder $U_{BR(SGO)}$ wird die Durchbruchspannung zwischen der Gate-Elektrode und der Source-Elektrode bei freier Drain-Elektrode gekennzeichnet. Für die normale Betriebsweise eines Feldeffekttransistors stellt diese Durchbruch-

spannung jedoch keine Begrenzung dar. Die Höhe dieser Durchbruchspannung liegt nämlich im allgemeinen noch beträchtlich über dem Wert der Pinch-off-Spannung U_P , die zur Sperrung des Feldeffekttransistors erforderlich ist. Für solche Sonderanwendungen eines Feldeffekttransistors, bei denen die Durchbruchspannung

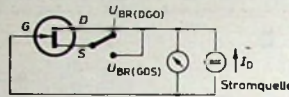


Bild 9. Schaltungsanordnung zum Messen der Durchbruchspannungen $U_{BR(DGO)}$ und $U_{BR(GDS)}$ bei freier oder bei mit der Drain-Elektrode kurzgeschlossener Source-Elektrode

$U_{BR(GSO)}$ eine Begrenzung darstellen kann, ist ihre Messung dennoch nicht erforderlich; denn wegen der weitgehenden Symmetrie der Feldeffekttransistoren ist diese Durchbruchspannung fast genauso groß wie die leicht meßbare Durchbruchspannung $U_{BR(DGO)}$. Es kann jedoch erforderlich werden, die Durchbruchspannung $U_{BR(GSO)}$ ebenfalls zu messen, wenn es in einer Schaltungsanwendung besonders auf die Symmetrie ankommt.

Die Durchbruchspannung zwischen der Gate-Elektrode und der Source-Elektrode bei Kurzschluß zwischen der Drain-Elektrode und der Source-Elektrode führt die Bezeichnung $U_{BR(GSS)}$ oder $U_{BR(GDS)}$. Die Messung dieser Durchbruchspannung ist eine Kombination der Messungen von $U_{BR(DGO)}$ und $U_{BR(SGO)}$. Bei der Messung ergibt sich daher der kleinere dieser beiden Werte. Da die Durchbruchspannung $U_{BR(SGO)}$ bei den meisten Anwendungen keine begrenzende Kenngröße darstellt, ist ihre Messung nicht unbedingt erforderlich, kann jedoch als Probe dienen. Für Feldeffekttransistoren, die für symmetrische

Schaltungen Verwendung finden sollen, tritt die Durchbruchspannung $U_{BR(GSS)}$ an die Stelle der gewöhnlich angegebenen Durchbruchspannung $U_{BR(DGO)}$.

Bild 9 zeigt die zur Messung der Durchbruchspannungen $U_{BR(DGO)}$ oder $U_{BR(GDS)}$ erforderliche Schaltungsanordnung. Eine in den Drain-Stromkreis eingeschaltete Konstantstromquelle liefert den Drain-Strom I_D . Mit Hilfe eines hochohmigen Voltmeters wird die Durchbruchspannung gemessen. (Schluß folgt)

Schrifttum

- Sevin, L. J.: Field-effect transistors. New York 1965, McGraw-Hill
- Walston, J. A.: Transistor circuit design. New York 1963, McGraw-Hill
- Evans, A. D.: Characteristics of unipolar field-effect transistors. Electronics Industries Bd. 22 (1963) Nr. 3, S. 99-101
- Evans, A. D.: Measurement of I_{DSS} in field-effect transistors. Electrical Design News Bd. 9 (1964) Nr. 3, S. 122-123
- Tatom, C., u. Wilcox, D.: How to measure Y-parameters of field-effect transistors. Electron. Equip. Engng. Bd. 11 (1963) Nr. 11, S. 95-97
- Tompkins, J. D.: An inside look at FET terminology and parameters. Electrical Design News Bd. 9 (1964) Nr. 7, S. 48 bis 58
- Olsen, D. R.: Equivalent Circuit for a field-effect transistor. Proc. IEEE Bd. 51 (1963) Nr. 1, S. 254-255
- IEEE Standard letter symbols for semiconductor devices. Trans. IEEE Electron Devices Bd. ED-12 (1964) Nr. 8, S. 15-21
- Büttner, L.: Aufbau und Eigenschaften von Metall-Oxid-Feldeffekttransistoren. Funk-Techn. Bd. 21 (1966) Nr. 5, S. 163 bis 164, u. Nr. 6, S. 203-205

Weiteres Schrifttum

Unterlagen der Dickson Electronics Corp., Scottsdale, Ariz., USA

Ferrikerne für Transduktoren in Farbfernsehempfängern

Der Elektronenstrahl, der das Fernsehbild zeichnet, ist in den Ecken des flachen Bildschirms länger als mitten auf den Bildkanten. Eine kissenförmige Rasterverzerrung ist die Folge. Die bekannte Kissenverzerrung mit Dauermagneten führt zu einem geringen Verlust an Punktschärfe in den Bilddecken, der bei Schwarz-Weiß-Fernsehgeräten unbedeutend ist, weil er nicht stört. In Farbfernsehempfängern mit 90° Ablenkung führt diese Punktschärfe jedoch zu Farbsäumen, die - besonders in weißen Bildpartien - durchaus stören können.

Zur Kissenverzerrung in Farbfernsehempfängern wird deshalb der Ablenkungswinkel durch eine Verzerrung der Ablenkströme in einem Transduktor korrigiert. Die Steuerung des Transduktors liegt in Serie mit der Vertikalablenkpule und die Arbeitswicklung parallel zur Horizontalablenkstufe, so daß sich folgende Funktion ergibt: Der Strom in der Steuerwicklung steigt mit zunehmender Vertikalablenkung und magnetisiert den Transduktorkern (beispielsweise aus „Keraperm 409“ der Stenag nach Bild 1) bis in den stark gekrümmten Abschnitt der Magnetisierungskennlinie hinein, der vor dem Gebiet der magnetischen Sättigung liegt. In diesem stark gekrümmten Abschnitt nehmen die Permeabilität des Kerns und mit ihr die Induktivität der Arbeitswicklung rasch ab, wenn der magnetisierende Vertikalablenkstrom weiter zunimmt. Die Arbeitswicklung übernimmt dann einen zunehmenden Anteil

des Horizontalablenkstroms und reduziert somit den horizontalen Ablenkungswinkel auf das zur Kissenentzerrung notwendige Maß. Durch Rückwirkung des Horizontalablenkstroms auf den Vertikalablenkstrom werden auch die vertikalen Bildkanten linearisiert. Da der Kern des Transduktors im gekrümmten Teil der Magnetisierungskennlinie arbei-

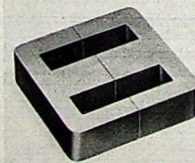


Bild 1. Doppel-E-Kern aus „Keraperm 409“ für Transduktoren zur Kissenentzerrung in Farbfernsehempfängern in etwa natürlicher Größe (Kantenlänge 25 mm)

tet, moduliert er beide Ablenkströme wechselseitig. Wegen der relativ hohen Sättigungsmagnetisierung von „Keraperm 409“ darf das Volumen des im Bild 1 gezeigten Kernes kleingehalten werden; die Kantenlänge ist nur 25 mm. Die Energieverluste im Transduktor bleiben gering, weil „Keraperm 409“ - eine schon für U-Kerne in Zellentransformatoren bewährte Ferritsorte - nur geringe Ummagnetisierungsverluste hat und es zudem auf Grund der hohen maximalen Permeabilität ermöglicht, die Verluste in der Kupferwicklung ebenfalls geringzuhalten.

Allband-Transceiver „350“

Zu den amerikanischen Transceivern, die sich durch gute technische Eigenschaften, günstigen Preis (betriebsfertig rund 2200 D-Mark) und verhältnismäßig kleine Abmessungen auszeichnen, gehört auch der Allband-Transceiver „350“ (Bilder 1 und 2) von Swan¹⁾. Er hat fünf umschaltbare Wellenbereiche (10 ... 80 m), eine Eingangsleistung von 400 W PEP bei SSB (beziehungsweise 320 W bei CW oder 125 W bei AM), etwa -30 dB Oberwellenunterdrückung, -50 dB Trägerunterdrückung und eine Unterdrückung des unerwünschten Seitenbandes von -40 dB. Die Empfängerempfindlichkeit ist 0,5 μ V an 50 Ohm für 10 dB Signal-Rausch-Abstand. Am Empfängeranfang stehen 4 W an 3,2 Ohm zur Verfügung. Der NF-Übertragungsbereich wird mit 300 ... 3000 Hz angegeben. Am Senderausgang liegt ein Pi-Filter für 15 ... 500 Ohm Antennenimpedanz. Das Gerät wird aus einem getrennten Netzteil gespeist, in dem der Lautsprecher eingebaut ist.

Blockschema

Wie das Blockschema (Bild 3) des Gerätes erkennen läßt, entspricht der Swan-Transceiver weitgehend dem üblichen Standard. Die Voice-Control für den Transceiver wird als betriebsfertiger Baustein (Bild 4) in einem Metallgehäuse mit von außen zugänglichen Reglern zum Anstecken an die Geräterückseite geliefert und ist auch nachträglich erhältlich.

Senderschaltung

Die folgende Schaltungsbeschreibung bezieht sich vorwiegend auf das Blockschema. Gemeinsam für Sendung und Empfang benutzte Stufen sind durch grauen Ton gekennzeichnet.

Das 5172,8-kHz-Signal des quartzesteuerten Trägeroszillators mit der Röhre 12BA6 (Rö 14) gelangt zum Balancemodulator mit der Röhre 7360 (Rö 13), an deren Anoden das aus der Trägeroszillator- und der NF-Spannung gewonnene DSB-Signal liegt. Mit dem folgenden Quarzfilter läßt sich durch entsprechende Lage der Trägerfrequenz von 5172,8 kHz auf der Durchlaßkurve das untere Seitenband unterdrücken (Bild 5). Durch einmaliges Umsetzen steht auf 3,5 MHz und 7 MHz das untere Seitenband und auf den übrigen Bändern das



Bild 1. Transceiver „350“ von Swan

Bild 2. Chassisansicht von oben mit Sender-Endstufe (rechts hinten im Abschirmkäfig)

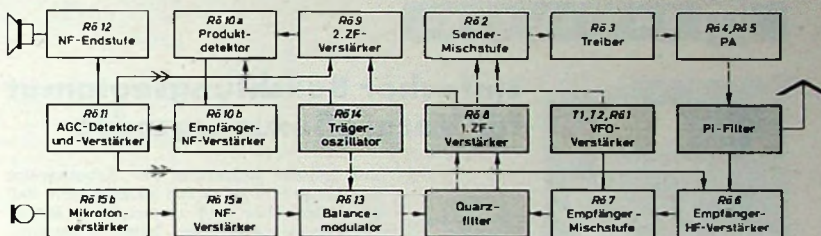


Bild 3. Blockschema des Allband-Transceivers „350“

obere Seitenband am Senderausgang zur Verfügung.

Der transistorisierte VFO (Bild 6) des Gerätes enthält einen Colpitts-Oszillator in Basisschaltung. Auf die Pufferstufe T2 (2N706) in Kollektorschaltung folgt die VFO-Verstärkerstufe R6 1 (6EW6) mit abgestimmtem Anodenkreis. Die VFO-Transistoren sind temperaturkompensiert und arbeiten mit stabilisierter Betriebsspannung. Daher hat der VFO eine sehr gute Frequenzstabilität.

Zur Sender-Mischstufe R6 2 (12BE6) gelangen das SSB-Signal des 1. ZF-Verstärkers R6 8 (6EW6) und das VFO-Signal. Im 3,5- und 7-MHz-Band entsteht das richtige Seitenband durch subtraktive, in den anderen Bändern durch additive Mischung. Anschließend folgen der Treiber mit der Röhre 6GK6 (R6 3) und die Sender-Endstufe mit den Röhren 2 X 6HF5 (R6 4, R6 5) in Parallelschaltung. Im Senderausgang liegt das übliche Pi-Filter. Ein Teil der Endstufensteuerleistung wird gleichgerichtet und als ALC der 1. ZF-Verstärkerstufe zugeführt. Bei sehr großen NF-Eingangssignalen vermeidet man auf diese Weise Übersteuerungen der Endstufe.

Für Telegrafiebetrieb (und auch zum Abstimmen) verändert man die Frequenz des Trägeroszillators durch Zuschalten eines Kondensators um rund 500 Hz. Außerdem wird die Hilfsanode der Balancemodulatorröhre R6 13 an Masse gelegt. Der bei dieser Betriebsart benötigte Trägerzusatz läßt sich in seiner Intensität regeln. Schließlich wird auch noch die Modulation abgetrennt.

Empfängerschaltung

Das Pi-Filter der Sender-Endstufe ist bei Empfang als Eingangskreis wirksam. Nach Vorverstärkung in der Empfänger-HF-Stufe gelangt das Empfangssignal zur Empfänger-Mischstufe 12BE6 (R6 7). Dem Steuergitter der Mischröhre wird außerdem das VFO-Signal zugeführt. Die entstehende Zwischenfrequenz von 5174,5 kHz wird in einem zweistufigen ZF-Verstärker mit den Röhren 6EW6 und 12BA6 (R6 8, R6 9) ausreichend verstärkt.

Der Produkt-detektor ist mit einer 12AX7-Triode (R6 10a) bestückt. Aus dem Mischprodukt von Trägeroszillator- und ZF-Spannung entsteht im Anodenkreis von

¹⁾ Deutsche Allein-Fabrikvertretung Dresting GmbH, Osnabrück

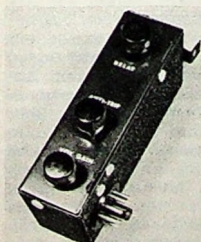
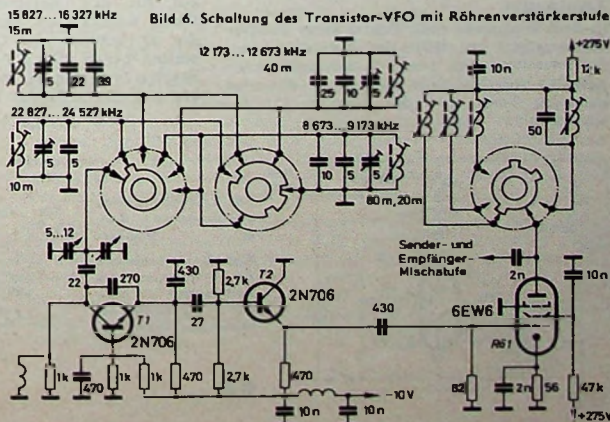
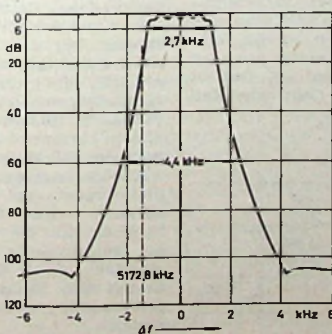
Bild 4. Baustein für Voice-Control mit Steckverbindung
Bild 5. Durchlaßkurve des Quarzfilters

Bild 6. Schaltung des Transistor-VFO mit Röhrenverstärkerstufe

Rö 10a die NF. Nach Vorverstärkung in einer Triode (Rö 10b) wird die NF der NF-Endstufe Rö 12 (8GK6) und dem AGC-Verstärker mit der Röhre 6BN8 (Rö 11) zugeführt. Die AGC-Spannung regelt die HF- und die 2. ZF-Stufe.

Beurteilung

Der Swan-Transceiver „350“ wurde auf allen Bändern praktisch erprobt. Durch den hoch übersetzten Feintrieb ist die Frequenzwahl sehr leicht. Die Sprachwiedergabe des Einfachsups ist erfreulich natürlich. Empfindlichkeit und Trennschärfe entsprechen den Anforderungen. Die Skalen sind übersichtlich in Frequenzen geeicht. Beim Senden ist die rund doppelt so hohe Leistung gegenüber den bisher bekannten Standard-Transceivern vor allem beim Weitverkehr ein nennens-

wertiger Vorzug. Allerdings muß der Sender sorgfältig und rasch abgestimmt werden, um eine Überlastung der Endröhren zu vermeiden. Auch die SSB-Sprachqualität ist ausgezeichnet.

Zu dem Transceiver werden weitere Zusatzgeräte angeboten, beispielsweise zwei getrennte VFO (Modell „420“ mit 200 kHz Bandbreite, Modell „210“ mit 500 kHz Bandbreite) für getrennten Sende- und Empfangsbetrieb. Ein anderes Ergänzungsgerät, der Mobil-VFO „406 B“, gestattet zusammen mit dem Baukasten „RC 2“, den Swan-Transceiver „350“ bei Mobilbetrieb im Kofferraum des Wagens unterzubringen. Für den Mobilbetrieb steht auch ein Transistor-Gleichspannungswandler zur Verfügung. Praktische Steckverbindungen erleichtern den Zusammenbau der Geräte.

Werner W. Diefenbach

bei $R_3 = 1 \text{ k}\Omega$ und $C_1 = 8 \mu\text{F}$ also nach
 $t = 4,6 \cdot 10^3 \cdot 8 \cdot 10^{-6} = 37 \text{ ms}$.

R 5 wird je nach der Anzugsempfindlichkeit des verwendeten Relais so gewählt, daß der Anodenstrom i_a etwa 5 mA nicht überschreitet; die Röhre arbeitet nach Angaben des Herstellers optimal mit $i_a = 2 \dots 4 \text{ mA}$.

In den Sonderangebotslisten der Bauelemente-Versandgeschäfte findet man oft Posten von Starkstromrelais, die weniger als 5 DM kosten. Im Mustergerät wurde ein solches Relais zum Preis von 3,60 DM verwendet (2900 Ohm, 48 V, 4 U-Kontakte für 6 A). Drei der vier vorhandenen Umschaltkontakt-Federsätze wurden entfernt. Danach lag die Anzugsempfindlichkeit bei 3 mA; das reicht vollkommen aus. Der Anodenstrom i_a wurde mit Hilfe von $R_5 = 47 \text{ k}\Omega$ auf 3,5 mA eingestellt.

Die Gleichspannung zum Betrieb des Relais A und zum Aufladen von C_1 läßt sich mit einer Silizium-Netzgleichrichterdioden BY 103 (D 1) gewinnen und mit C_2 glätten. Schwankt die Netzspannung, dann ist auch die Dauer der Aufladung von C_1 – also die Belichtungszeit – nicht konstant. Aber das ist hier, wie bei allen Schaltungen, die die Aufladung und nicht die Entladung eines Kondensators zur Zeitbestimmung heranziehen, ein Vorteil, denn die größere Helligkeit der Belichtungsampe L_a bei Überspannung im Netz wird durch eine kürzere Belichtungszeit ausgeglichen und umgekehrt.

Belichtungsautomat (Lichtmengenmesser)

Wie man die elektronische Belichtungs-schaltuhr nach Bild 2 zu einem Belichtungsautomaten ausbauen kann, zeigt die Teilschaltung Bild 3. Der zeitbestimmende Kondensator C_1 wird dann über einen CdS-Photowiderstand RPY 17 aufgeladen. Für die Anordnung des Photowiderstandes gibt es viele Möglichkeiten. Eine exakte Methode ist die Messung des aus dem Objektiv austretenden Lichtes mit Hilfe einer Lichtteilerplatte.

Mit dem Potentiometer P_2 lassen sich Unterschiede in der Lichtempfindlichkeit der verschiedenen Papiersorten ausgleichen. Wenn bei sehr starker Vergrößerung oder bei sehr kleiner Blende die Belichtung länger dauern muß als etwa 30 Sekunden, dann sollte man nicht mit der Automatik arbeiten, weil der Dunkelstrom durch den Photowiderstand sonst die Belichtungszeit merkbar verkürzt. Die Möglichkeit der individuellen Wahl der Betriebsart (automatische Belichtung oder manuell einstellbare Zeituhr) gibt der Schalter S_2a , S_2b .

Das Gehäuseformat des Belichtungsautomaten wird durch die Abmessungen der verwendeten Bauteile (vor allem des Relais A und des MP-Kondensators C_1) bestimmt. Für das Mustergerät wurde ein Jautz-Bakelitkästchen „7006 s“ mit Boden gewählt. Bild 1 zeigt es in geöffnetem Zustand. Wegen seiner kleinen Abmessungen (Gehäuse: 146 mm \times 74 mm \times 45 mm; über alles: 146 mm \times 74 mm \times 80 mm) kann man das Gerät fest neben der Säule des Vergrößerungsapparates auf der Grundplatte montieren. Im Mustergerät wurde übrigens (wie links im Bild 1 erkennbar) für die Schalter S_1 , S_2a , S_2b ein gemeinsamer preisgünstiger Kellogg-schalter mit 4 Umschaltätzen gewählt, dessen drei Stellungen die Betriebsarten „Automatik“, „Dauerlicht“ und „Zeituhr“ ergeben.

J. Becker



BASTEL-ECKE

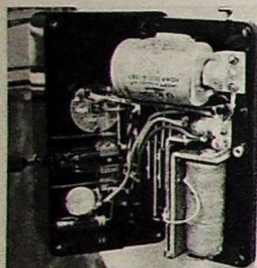


Bild 1. Ansicht des Belichtungsautomaten

Einfacher Belichtungsautomat für Vergrößerungsgeräte

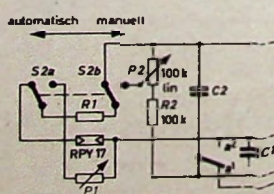
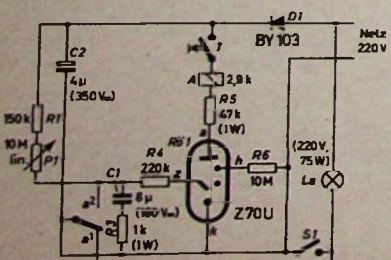
Zur kurzen Erklärung der Arbeitsweise des Zeitgebers sei davon ausgegangen, daß die Relaisröhre Rö 1 stromlos ist. Mithin ist auch der Anker des Relais A abgefallen; die Lampe L_a im Vergrößerungsgerät ist über den Ruhekontakt a' eingeschaltet. Über R_1 , P_1 und R_3 wird jetzt der MP-Kondensator C_1 aufgeladen. Erreicht die Spannung an C_1 die Zündspannung der Hilfsanode z (145 V), dann wird zunächst die Glimmstrecke $z - k$ gezündet. Die Glimmladung greift sofort auf die Hauptstrecke $a - k$ über: Das Relais A erhält Strom und schaltet die Lampe L_a aus. Der Arbeitskontakt a' schließt über R_3 den Ladekondensator C_1 kurz. Dieser Zustand bleibt so lange bestehen, bis die Starttaste T gedrückt wird. Dadurch wird der Relaisstromkreis unterbrochen und A fällt ab. Infolgedessen wird der Kurzschluß des Ladekondensators C_1 aufgehoben und über a' die Lampe L_a eingeschaltet. Sie erlischt erst wieder, wenn C_1 so weit aufgeladen ist, daß Rö 1 zündet. Ein versehentliches Betätigen der Starttaste T während der Belichtung hat bei dieser Anordnung keinen Einfluß auf die Belichtungszeit.

Rö 1 (Z 70 U) hat noch eine zweite Hilfs-glimmstrecke $a - h$, über die ständig ein durch R_6 begrenzter, sehr geringer Strom fließt, der die Zündspannung der Röhre von Lichteinstrahlung und kosmischer Strahlung unabhängig macht. R_3 soll einerseits den Kurzschlußstrom von C_1 auf für den Relaiskontakt verträgliche Werte herabsetzen; andererseits muß aber die Entladung von C_1 so schnell vorstatten gehen, daß C_1 vor einem erneuten Starten vollständig entladen ist. Das ist bis auf etwa $1/4$ der Fall nach einer Zeit

$$t = 4,6 \cdot R_3 \cdot C_1$$

Bild 2. Schaltung eines elektronischen Zeit-schalters

Bild 3. Teilschaltbild zur Erweiterung des Zeit-schalters nach Bild 2 zu einem Belichtungsautomaten



Holographie und Hologramme

Die in den letzten Jahren entwickelte „Hologramm-Technik“ hat vollkommen neue Prinzipien der fotografischen Informations-speicherung für die Praxis interessant gemacht. Das Wesentliche dieser neuen Aufzeichnungs- und Wiedergabetechnik besteht in der Möglichkeit, die von einem beleuchteten Objekt ausgehenden Lichtwellen in Form einer Interferenzerscheinung in einer beliebigen Ebene auf der Fotoschicht festzuhalten und den so „eingefrorenen“ Lichtzustand in dieser Ebene – das sogenannte Hologramm – zu einem beliebigen späteren Zeitpunkt wieder reproduzieren zu können. Diese Rekonstruktion des ursprünglichen Zustandes ist dem Objekt praktisch gleichwertig. Die Lichtwellen der Rekonstruktion haben also dieselben Eigenschaften wie die direkt vom Objekt ausgehenden. Sie können auch mit den üblichen optischen Mitteln weiterverarbeitet werden, das heißt, man kann zum Beispiel eine konventionelle fotografische Aufnahme mit der möglichen Variation von Einstellebene, Tiefenschärfe und in beschränktem Maße auch der Perspektive noch nachträglich aus einem Hologramm herstellen.

Die letzten Tatsachen lassen erkennen, daß im Hologramm mehr Information als in einer „gewöhnlichen“ fotografischen Aufnahme enthalten ist. Aus der Technik der Hologramm-Aufnahme und -Wiedergabe ergeben sich auch noch andere Anwendungsmöglichkeiten außer zur Herstellung von dreidimensional wirkenden Bildern. Zunächst sei jedoch über die physikalischen Vorgänge, die zum Hologramm führen, etwas gesagt.

Physikalische Grundlagen der Holographie

Zur Beschreibung des Lichtzustandes an einem Ort sind neben der Angabe der Lichtfrequenz noch Aussagen über die Amplitude und die Phase des Lichtes notwendig. Fotoschichten reagieren nur auf die Lichtintensität, die proportional dem Quadrat der Schwingungsamplitude des Lichtes ist, jedoch nicht auf die Phasenlage des Lichtes. Dazu kommt, daß zum Beispiel im Streulichtfeld eines mit weißem Licht beleuchteten Objektes die Phasenverhältnisse gänzlich undefiniert sind. Bei Verwendung von streng monochromatischem Licht (auch als zeitlich kohärent bezeichnet) zur Objektbeleuchtung kann man erreichen, daß die Phasendifferenz des Lichtes zwischen zwei beliebigen Punkten zeitlich konstant bleibt. Es werden also durch Interferenz erzeugte sogenannte Fresnelsche Beugungsbilder in der Umgebung des Objektes beobachtbar beziehungsweise auffangbar. Bei ausgedehnten monochromatischen Lichtquellen werden sich viele solcher meist sehr fein strukturierten Beugungsbilder intensitätsmäßig (inkohärent) überlagern. Die resultierende Interferenzerscheinung wird kontrastarm, das heißt sehr wenig durchmoduliert sein. Erst die Verwendung von parallelem oder dem von einer kleinen Quelle ausgehenden Licht (auch als räumlich kohärent bezeichnet) zur Objektbeleuchtung schafft ein hinreichend eindeutiges Beugungsbild. Die erwähnten Bedingungen für die zur Hologramm-Aufnahme besonders geeignete Objektbeleuchtung erklären die rapide Entwicklung der Hologramm-Technik nach der Einführung der Laser. Hologramme lassen sich jedoch auch mit anderen Lichtquellen erzeugen, sofern sie nur genügend kohärentes Licht liefern. Gabor, der Begründer der Holographie, veröffentlichte seine entscheidenden Arbeiten schon lange vor der Erfindung des Lasers [1].

Der große Informationsinhalt des Fresnelschen Beugungsbildes ist nur bei einfachen Objekten gut auswertbar. Die Vielzahl der Phasenbeziehungen zwischen allen möglichen Objekt- und Beugungsfeldpunkten ist der Grund dafür, daß man aus dem Beugungsbild in einer Ebene meist nicht auf die Objektstruktur schließen kann. Definierte Verhältnisse lassen sich jedoch schaffen, wenn man einen Teil des Objektes so ausbildet, zum Beispiel als Spiegel, daß von ihm Lichtwellen bekannter Form ausgehen, die dann als Bezugswellen (Vergleichswellen) für die vom übrigen Objekt ausgehenden Streulichtwellen dienen. Die Phasenlage des Objektlichtes an jedem Ort, der auch von Bezugswellen erreicht wird, ist dann in Form von auswertbaren Interferenzen registrierbar. Das fotografische Abbild dieser Interferenzen nennt man Hologramm. Mehr oder weniger geschwächte Hologrammstellen bedeuten mehr oder weniger gute Gleichphasigkeit von Objekt- und Vergleichswelle. An den Stellen, an denen der Phasenunterschied 180° beträgt, bleibt das Fotomaterial

gänzlich unbelichtet (allerdings nur, wenn beide interferierenden Wellen gleiche Amplituden haben). Im Hologramm sind nun die Lichtverhältnisse eines flächenhaften Bereiches bezüglich Amplitude und Phase gespeichert.

Um das Prinzip der Wiederherstellung der Objektwellen mit Hilfe eines Hologramms zu erläutern, sei die Hologramm-Aufnahme und -Wiedergabe für den Fall des einfachsten Objektes, eines beleuchteten Punktes, genauer beschrieben. Zur Erzeugung der Vergleichswellen diene ein ebener Spiegel, und die Beleuchtung erfolge mit streng monochromatischem und parallelem Laserlicht (Bild 1).

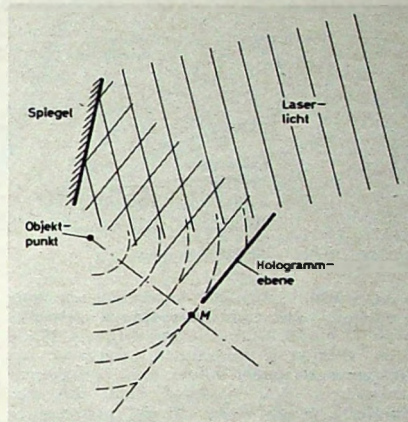


Bild 1. Prinzip der Hologramm-Entstehung

Am Ort der Aufzeichnung überlagern sich ebene Wellen und Kugelwellen. Die auffangbaren Interferenzen sind konzentrische helle und dunkle Kreisinge, wenn man die Auffangebene parallel zu den einfallenden ebenen Wellen anordnet, die vom Spiegel ausgehen. Der Spiegel selbst soll hier als nicht mehr zum Objekt gehörig angenommen werden.

Die Mittelpunkte M der konzentrischen Interferenzringe befinden sich im Durchstoßpunkt des Lotes vom Objektpunkt auf die Hologrammebene. Die Radien der Interferenzringe sind vom Abstand des Objektpunktes abhängig. Eine Abstandsänderung um einen Betrag von $\lambda/2$ (λ = Lichtwellenlänge) läßt näherungsweise zum Beispiel gerade die hellen und dunklen Ringe ihre Plätze tauschen.

Das auf einer fotografischen Schicht aufgezeichnete Interferenzbild ist dann ein Hologramm des im Bild 1 angedeuteten Objektes. Für den Fall, daß dieses Hologramm in einem Umkehrprozeß entwickelt wird, ist die Rekonstruktion des Objektes (besser: der Objektwellen) anschaulich zu erklären. Die Anordnung nach Bild 1 bleibe erhalten, und das Hologramm befinde sich am Ort seiner Aufzeichnung, werde jedoch genau entgegengesetzt, das heißt von hinten, mit Laserlicht beleuchtet. Von allen durchsichtigen Hologrammstellen gehen dann Huygenssche Elementarwellen aus, die sich im Raum um den Objektpunkt überlagern. An einem Ort jedoch nur kommen sehr viele dieser Wellen phasengleich an und können dort eine hohe Beleuchtungsstärke erzeugen, nämlich an der Stelle des Objektes. Das ist leicht einzusehen, wenn man berücksichtigt, daß bei der Hologramm-Aufnahme alle Stellen gleicher Phase der Objektwelle auch gleiche Schwärzungen auf dem Hologramm ergaben, da die Phase der Vergleichswelle über die ganze Auffangebene gleich war. Die Umkehrung der Verhältnisse wird also auch zur Gleichphasigkeit aller von gleichgeschwächten Hologrammstellen am Objektpunkt ankommenden Wellen führen, da ja die Phase des Lichtes auf dem ganzen beleuchteten (ebenen) Hologramm gleich ist.

Die soeben durchgeführte Betrachtung ist jedoch nicht ganz exakt; erst die Berücksichtigung aller auftretenden Interferenzen kann die vollständige Wiederentstehung des Objektpunktes richtig erklären.

Die Gesamtheit der im Objektpunkt gleichphasig zusammenlaufenden Elementarwellen bildet eine um diesen Punkt konzentrische Kugelwelle, das heißt, die ursprüngliche Wellenform

Dipl.-Ing. Claus Großkopf ist Hilfsassistent am Optischen Institut der Technischen Universität Berlin

wurde „rekonstruiert“. Die Hologramm-Technik wird daher oft auch als Wellenfront-Rekonstruktion bezeichnet.

Die Zusammensetzung der Elementarwellen zur zusammenlaufenden Kugelwelle entspricht den Verhältnissen bei der Gitterbeugung. Dort entstehen bei einfallender ebener Welle aus den Elementarwellen, die von den Gitterelementen ausgehen, zusätzlich zur durchgehenden ebenen Welle (der nullten Beugungsordnung) noch weitere Paare von ebenen Wellen (1., 2., ... Beugungsordnung).

Hier sind die beugenden Elemente nicht Geraden, sondern Kreisbögen. Aus den Elementarwellen setzen sich daher auch keine ebenen Wellen, sondern Kugelwellen zusammen. Die Analogie zur Gitterbeugung geht sehr weit, denn auch bei der Hologramm-Rekonstruktion werden neben dem direkt durchgehenden Licht wenigstens zwei gleichberechtigte Beugungswellen beobachtet (Bild 2). Die höheren Beugungswellen sind intensitäts-

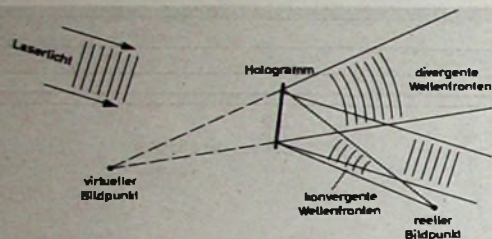


Bild 2. Entstehung des reellen und des virtuellen Bildes bei der Hologramm-Rekonstruktion

schwach und stören daher nicht. Neben der beschriebenen konvergenten Kugelwelle entsteht noch eine divergente Kugelwelle. Beide Wellen gehören zu je einem Bild: Die konvergente Welle läuft in einem reellen Bildpunkt zusammen, während die divergente ein virtuelles, gewissermaßen hinter dem Hologramm befindliches Bild repräsentiert. Auf letzteres kann das vor dem Hologramm befindliche Auge meist direkt akkomodieren, während das reelle Bild dem Auge unscharf erscheint. Beide Bilder sind winkelmäßig gleich weit vom direkt durchgehenden Licht (der nullten Beugungsordnung) entfernt.

Bei ausgedehnten Objekten überlagern sich die vielen, von den einzelnen Objektpunkten ausgehenden Kugelwellen bei der Hologrammaufnahme zu einem komplizierten Interferenzmuster, das sich aus vielen der eben beschriebenen Interferenzringe zusammensetzt, die scheinbar unregelmäßig über- und nebeneinanderliegen.

Die Rekonstruktion des aufgenommenen Hologramms ergibt jedoch wegen der automatisch phasenrichtigen Überlagerung aller entstehenden Elementarwellen Lichtwellen, die den ursprünglichen Objektwellen gleichwertig sind. Der Blick durch ein mit genügend kohärentem Licht beleuchtetes Hologramm zeigt also ein räumliches Objektbild: Das Wandern der Augen verändert die Perspektive, unter der der Gegenstand erscheint, und auch die Akkomodation und Konvergenz der Augen erfolgt wie bei der Betrachtung des originalen Objekts. Das Hologramm selbst wirkt dabei als Fenster, durch welches das Bild betrachtet wird. Ein kleines Hologramm hat dementsprechend auch die Eigenschaften eines kleinen Fensters: Man kann den Gegenstand nur mit wenig Veränderung der Perspektive sehen. Wenn das Hologramm zu klein ist, wird das Bild sogar nicht mehr räumlich erscheinen, weil die beiden Augen des Beobachters nicht gleichzeitig denselben Objektpunkt erblicken können. Da jedoch auch ein kleines Hologramm immer noch genügend Information zur Rekonstruktion eines kompletten Objektbildes enthält, wird die zuerst unverständliche Eigenschaft von Hologrammen erklärbar, daß auch ein zerschnittenes Hologramm den aufgenommenen Gegenstand noch vollständig zeigt. In dieser Eigenschaft liegt auch die Tatsache begründet, daß Kratzer und ähnliche Beschädigungen einem Hologramm wenig anhaben können. Die Objektinformation ist also unter Ausnutzung der gesamten Informations-speicherkapazität feinkörniger Fotoschichten auf der Hologrammfläche äußerst redundant gespeichert.

Der Verlust, der beim Zerschneiden eines Hologramms in mehrere kleinere auftritt, liegt in der zunehmenden Beugungsunschärfe bei den Rekonstruktionen. Die Verhältnisse sind dabei analog der üblichen optischen Abbildung, bei der eine Verkleinerung der Blende eine größere Beugungsunschärfe, aber auch zunehmende Schärfentiefe bewirkt. Das letzte wird bei der Verwendung des kleineren Hologramms tatsächlich ebenfalls beob-

achtet. Der Kratzer auf dem Hologramm hat dementsprechend die gleiche Wirkung wie ein Kratzer auf der Linsenoberfläche eines Fotoobjektivs.

Es sollen noch einige Tatsachen erwähnt werden, die die Hologramm-Technik in der Praxis wesentlich vereinfachen. So ist es beispielsweise nicht notwendig, das aufgenommene Hologramm im Umkehrverfahren zu entwickeln, um mit seiner Hilfe die Objektwellenfronten rekonstruieren zu können. Das Negativ-Hologramm liefert nach dem sogenannten Babinet-Theorem der physikalischen Optik das gleiche Objektbild. Die hohe Kohärenz des Laserlichtes ist bei der Wellenfront-Rekonstruktion ebenfalls nicht immer erforderlich. Mangelnde Monochromasie und räumliche Kohärenz ergeben jedoch – wenigstens bei der hier beschriebenen Anordnung zur Hologrammaufnahme – unschärfere Abbildungen, da sich Bilder etwas unterschiedlicher Größe und Lage intensitätsmäßig überlagern. Man kann jedoch das Verfahren der Wellenfront-Rekonstruktion auch in Verbindung mit konventionellen optischen Abbildungen anwenden, die man mit Vergleichswellen überlagert. Bei solchen Anwendungen ist es möglich, brauchbare Hologramm-Rekonstruktionen mit Licht geringerer Kohärenz durchzuführen.

Die Schwierigkeit, größere Flächen mit parallelem Laserlicht auszuleuchten, wird durch Verwendung divergenten Lichtes bei Aufnahme und Rekonstruktion umgangen. Wenn dabei die gleichen Vergleichswellenkrümmungen verwendet werden, wird das Ergebnis trotzdem wieder eine Objektabbildung im Maßstab 1:1 sein. Eine Variation dieser Krümmungen dagegen ändert die Bildparameter in der Weise, wie es auch bei der üblichen optischen Abbildung mit Linsen geschieht: Schwächer gekrümmte Wellen ergeben bei der Rekonstruktion weiter entfernt liegende und größere Bilder. Die Winkelgröße bleibt dagegen ebenso wie bei der Rekonstruktion mit kleineren Vergleichswellenradien am Hologrammort, bei der die Bilder als Hologramm heranrücken und kleiner werden, erhalten. Eine Wellenlängenänderung dagegen verändert die Bilder auch in ihrer Winkelausdehnung. Der Grund dafür ist der gleiche wie der für die Änderung des Ablenkungswinkels mit der Wellenlänge bei der Gitterbeugung. Bei der Rekonstruktion wird mit zunehmender Wellenlänge auch das Bild größer.

Hologramm-Aufnahme

Die Praxis der Hologramm-Aufnahme ist einfach. Das Prinzip ist schon im Bild 1 dargestellt. Eine praktische Anordnung zeigt Bild 3 [2]. Das Lichtbündel des Lasers wird mit einer Positiv-

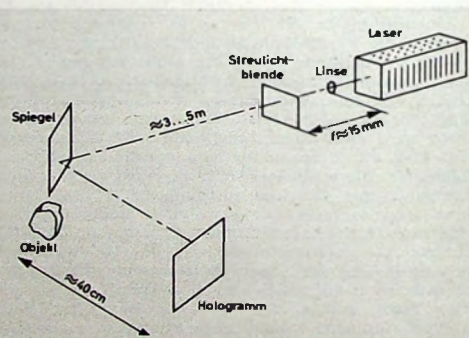
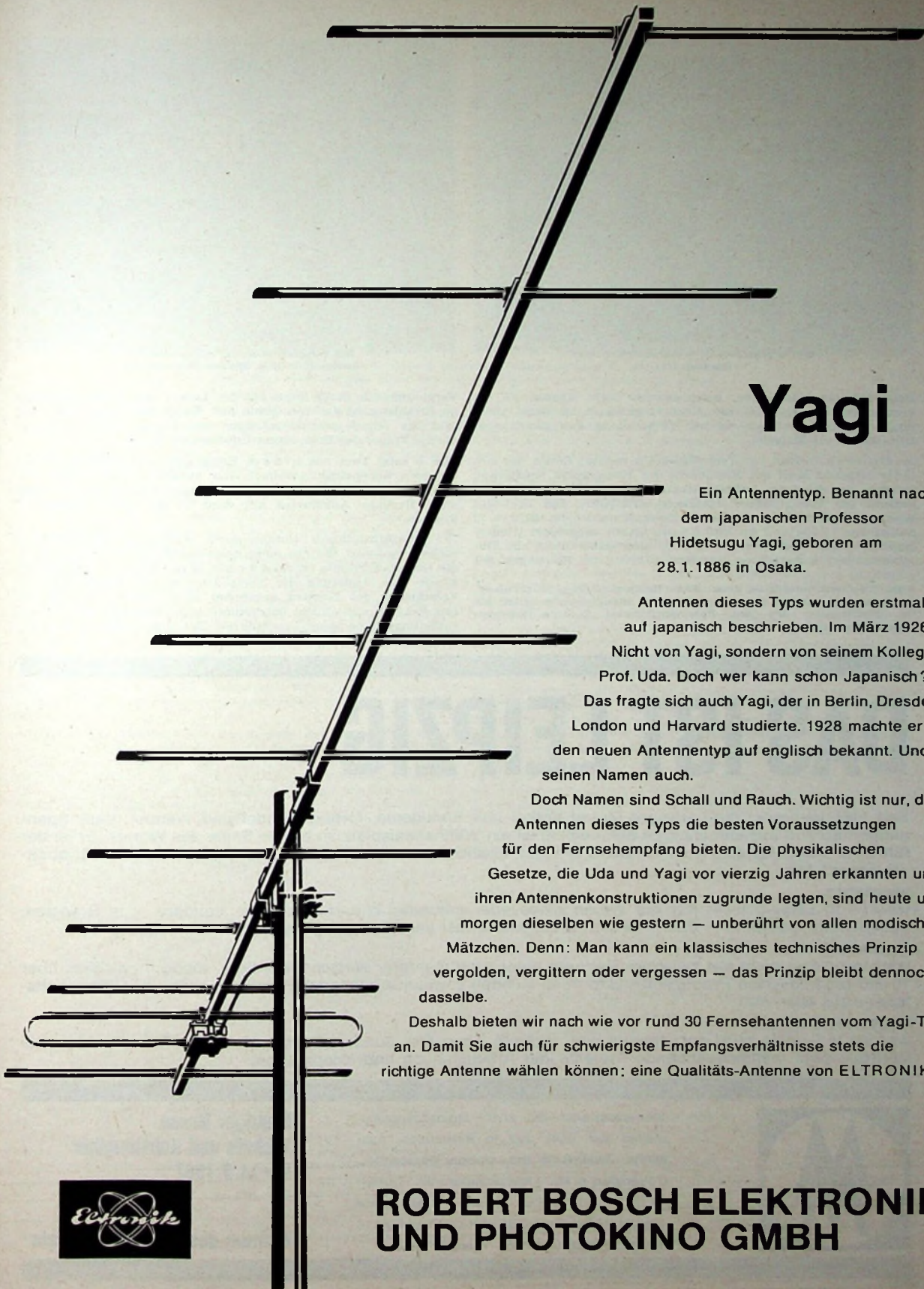


Bild 3. Schematische Darstellung einer Anordnung zur Herstellung von Hologramm-Aufnahmen; die Streulichtblende befindet sich im Brennpunkt der Linse

linse aufgefächert und beleuchtet das Objekt und den Vergleichsspiegel. Der das Hologramm aufnehmende Film (oder eine Platte) befindet sich an einem beliebigen Ort im Interferenzfeld. Die Belichtung erfolgt zweckmäßigerweise mit Hilfe eines Zentralverschlusses direkt am Laser. Auf die Stabilität des gesamten Aufbaus muß allerdings streng geachtet werden. Mißerfolge bei Hologramm-Aufnahmen sind zum großen Teil auf Vibrationen der einzelnen Elemente gegeneinander oder auf Verschiebungen des Aufnahmematerials in der Halterung während der Belichtung zurückzuführen.

Als Aufnahmematerial wird in fast allen Veröffentlichungen über Holographie die Kodak-Spektralplatte 649F erwähnt, wenn mit Helium-Neon-Lasern ($\lambda = 6328 \text{ \AA}$) gearbeitet wurde. Das extrem hohe Auflösungsvermögen dieser Platte ist dabei von Vorteil, da ja auch die feinsten Interferenzstreifen aufgezeichnet werden sollten. Prinzipiell ist es jedoch auch möglich, sehr feinkörnige



Yagi

Ein Antennentyp. Benannt nach dem japanischen Professor Hidetsugu Yagi, geboren am 28.1.1886 in Osaka.

Antennen dieses Typs wurden erstmals auf japanisch beschrieben. Im März 1926. Nicht von Yagi, sondern von seinem Kollegen Prof. Uda. Doch wer kann schon Japanisch? Das fragte sich auch Yagi, der in Berlin, Dresden, London und Harvard studierte. 1928 machte er den neuen Antennentyp auf englisch bekannt. Und seinen Namen auch.

Doch Namen sind Schall und Rauch. Wichtig ist nur, daß Antennen dieses Typs die besten Voraussetzungen für den Fernsehempfang bieten. Die physikalischen Gesetze, die Uda und Yagi vor vierzig Jahren erkannten und ihren Antennenkonstruktionen zugrunde legten, sind heute und morgen dieselben wie gestern — unberührt von allen modischen Mätzchen. Denn: Man kann ein klassisches technisches Prinzip vergolden, vergittern oder vergessen — das Prinzip bleibt dennoch dasselbe.

Deshalb bieten wir nach wie vor rund 30 Fernsehantennen vom Yagi-Typ an. Damit Sie auch für schwierigste Empfangsverhältnisse stets die richtige Antenne wählen können: eine Qualitäts-Antenne von ELTRONIK.



**ROBERT BOSCH ELEKTRONIK
UND PHOTOKINO GMBH**



Bild 4. Beispiel einer Hologramm-Aufnahme
(Maßstab 1:1)

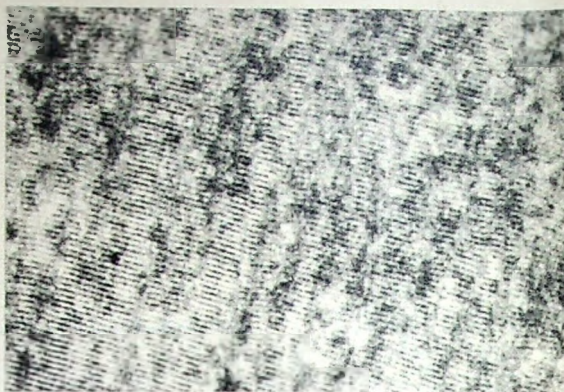


Bild 5. Ausschnitt aus der Hologramm-Aufnahme (Bild 4) in 60facher Vergrößerung

Reproduktions-Materialien, beispielsweise Agfa Agepan FF, zu verwenden. Die Qualität der Rekonstruktionen ist dann allerdings merklich geringer als bei Verwendung von panchromatischem Mikrat-Material.

Im Optischen Institut der Technischen Universität Berlin, das sich unter anderem auch mit Problemen der Holographie beschäftigt, wurden verschiedene Aufnahmematerialien auf ihre Verwendbarkeit zur Hologramm-Herstellung untersucht. Ein dort auf Agepan-Planfilm aufgenommenes Hologramm ist im Bild 4 in natürlicher Größe und im Bild 5 etwa 60fach vergrößert wiedergegeben¹⁾. Die sichtbaren Strukturen sind dabei nicht aus Objekteinzelheiten herleitbar, sondern rühren von Störungen der

¹⁾ Der Verfasser möchte an dieser Stelle Herrn cand. phys. J. Gruber, der in diesem Institut auf dem Gebiet der Holographie arbeitet, für die Überlassung des den Rekonstruktionen zugrundeliegenden Hologramms danken.

Vergleichswelle durch Staub auf den Laser- oder Umlenkspiegeln im Strahlengang der Aufnahme her. Unter dem Mikroskop erst sind die feinen perlschnurartigen Interferenzstreifen sichtbar, die die Träger der Hologramm-Information sind.

Bild 6 zeigt zwei aus einem Hologramm auf 649F-Platte gewonnene Rekonstruktionsbilder. Das aufgenommene Objekt bestand dabei aus einem nur wenige Zentimeter hohen Modell eines alten Berliner Autobusses mit dazu in der Größe passenden Figuren.

Die Rekonstruktionen wurden durch Aufnahme des virtuellen Bildes gewonnen, das mit einer normalen Kleinbildkamera durch die Hologrammplatte (Format 9 cm × 12 cm) hindurch fotografiert wurde. Die Änderung der Perspektive wurde durch seitliches Verschieben der Kamera gegenüber dem Hologramm erreicht. Das Rekonstruktionslicht entstammte einer konventionellen Gasentladungslampe hoher Leuchtdichte. Der Unterschied in der Per-

DAS IST LEIPZIG

Seit 1165 verbindet die Leipziger Messe Völker und Kontinente, fördert Handel und Wandel, baut Spannungen ab und Zusammenarbeit auf. Leipzig ist ein Welthandelsplatz im echten Sinne des Wortes. Er ist der führende Handelsplatz zwischen Ost und West. Freilich auch in Leipzig wird verglichen, verhandelt, abgeschlossen. Aber

verglichen

werden in Leipzig nicht nur die Waren eines oder mehrerer Wirtschaftszweige, sondern — in Branchen übersichtlich geordnet — über 1 Million Erzeugnisse fast aller Fertigungszweige aus 70 Ländern

verhandelt

wird in Leipzig nicht nur zwischen Partnern eines oder mehrerer Wirtschaftsgebiete, sondern zwischen über 10 000 renommierten Produzenten und ihren Kunden sowie maßgebenden Persönlichkeiten des Wirtschaftslebens aus aller Welt

abgeschlossen

werden in Leipzig nicht nur kleinere oder größere Geschäfte, sondern auch weit in die Zukunft reichende Verträge über weltumspannende Projekte der Arbeitsteilung und Kooperation.



Messeausweise an allen Grenzübergangsstellen der DDR und in Reisebüros. Auskünfte: Zweigstelle des Leipziger Messeamtes, 6 Frankfurt a. M., Liebfrauenberg 37, Telefon 28 72 07 und 28 72 08, Telex: 411 394 sowie Leipziger Messeamt, DDR-701 Leipzig, Markt 14 Telefon 2 95 60 und 71 51, Telex: 051/294.

**Leipziger Messe
Technik und Konsumgüter
5. – 14.3.1967**

Zentrum des Ost-West-Handels



Bild 6. Zwei aus demselben Hologramm gewonnene Rekonstruktionsbilder mit veränderter Perspektive durch seitliches Verschieben der Kamera (Aufnahme des virtuellen Bildes)

spektive der beiden Bilder im Bild 6 ist wegen der relativ geringen Größe der Hologrammplatte nicht besonders auffällig. Er entspricht jedoch der Verschiebung des Aufnahmestandpunktes um etwa einen Augenabstand, das heißt, die beiden Aufnahmen bilden ein stereoskopisches Bildpaar.

Anwendung der Holographie

Anschließend soll über einige Anwendungen der Holographie, soweit sie sich überhaupt bis jetzt übersehen lassen, berichtet werden. Die ursprünglichen Arbeiten von Leith und Upatnieks [3] waren auf die Rekonstruktion räumlicher Objektbilder aus zweidimensionalen Hologrammen gerichtet. Der eigentliche Erfinder der Holographie, Gabor, hatte jedoch schon andere Anwendungsmöglichkeiten vorgeschlagen, zum Beispiel die linsenlose Vergrößerung kleiner Objekte durch Hologramm-Aufnahme mit elektromagnetischen Wellen kleiner Wellenlänge und anschließender Rekonstruktion mit sichtbarem Licht. Bei der Aufnahme war dabei an die Verwendung von Röntgenstrahlen oder Elektronenwellen gedacht worden. Die linsenlose Vergrößerung unter Ausnutzung solch extremer Wellenlängenverhältnisse konnte jedoch noch nicht bis zur praktischen Anwendbarkeit entwickelt werden.

Dagegen sind Versuche zur Ausnutzung der Hologrammtechnik bei Film und Fernsehen durchaus erfolgversprechend verlaufen, zumal es in der letzten Zeit gelungen ist, Impuls-Laser hoher Leistung zu bauen, die zur Ausleuchtung großer Objekte geeignet sind. Vorschläge zum Bau kompakter Hologramm-Kameras, bei denen die Vergleichswelle von hinten auf das Hologramm-Material geschickt wird, scheinen in den USA schon verwirklicht zu sein (Bild 7).

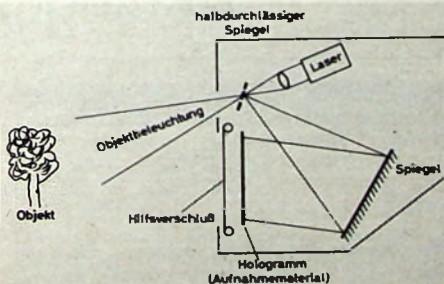


Bild 7. Prinzip einer Hologramm-Kamera in Kompaktausführung

Die Wiederentdecker der Holographie, Leith und Upatnieks, haben selbst ein Fernsehsystem beschrieben [4]. Die Hologramm-Aufnahme mit Impulsbeleuchtung und speichernden Aufnahmehöhlen bietet dabei ebenso wie die Informationsübertragung keine prinzipiellen Schwierigkeiten. Zur Hologramm-Wiedergabe schlagen die Autoren die Ausnutzung des Eidophor-Verfahrens vor oder die Verwendung von unter Einfluß von Lichtstrahlung die Durchlässigkeit verändernden („photochromen“) Glases, auf dem das Hologramm als Schwärzungsverteilung (zum Beispiel zeilenweise mit moduliertem Laserlicht) hervorgerufen werden

kann. Mit Hilfe einer zusätzlichen Rekonstruktions-Beleuchtung soll dann das räumliche Bild vor den Augen der Zuschauer entstehen. Die Hologramm-Wiedergabe auf dem Schirm müßte jedoch mit äußerst hoher Zeilenzahl erfolgen, wobei etwa 1000 MHz Übertragungsbandbreite erforderlich wären! Dieses Problem aber ist noch nicht gelöst.

Eine besonders aktuelle Frage betrifft die Herstellung von farbigen Hologramm-Rekonstruktionen. Das Problem ist schon verschiedenartig behandelt worden. Die einfachste Methode benutzt drei verschiedenfarbige Laser bei Aufnahme und Rekonstruktion. Man kann dann bei der Aufnahme normales Schwarz-Weiß-Fotomaterial verwenden. Bei der Wiedergabe entstehen neben dem richtig gefärbten Objektbild noch verschiedene „verkehrt eingefärbte“ Bilder, die zwar räumlich getrennt liegen und prinzipiell ausgeblendet werden können, das ausnutzbare Gesichtsfeld jedoch stark einschränken. Außerdem machen sich bei diesem System die Justierschwierigkeiten infolge der gleichzeitigen Verwendung von drei Lasern bei Aufnahme und Rekonstruktion sehr nachteilig bemerkbar.

Ein sehr interessantes Farb-Hologramm-Verfahren von Stroke nutzt die stehenden Wellen aus, die beim rückwärtigen Einfall der Vergleichswelle in der Fotoschicht entstehen. Es arbeitet analog dem Lippmann-Verfahren in der Farbfotografie, bei dem in den verwendeten Emulsionen übereinandergelagerte Schwärzungsverteilungen entstehen, die bei Beleuchtung mit weißem Licht eine Farbselektion wie bei Farbbinterferenzfiltern bewirken. Es erscheinen dann nur diejenigen Farben in der Hologramm-Rekonstruktion, die auch im Aufnahmelicht enthalten waren. Das Verfahren eignet sich natürlich auch für die einfarbige Holographie und hat dann den besonderen Vorteil, daß bei der Rekonstruktion eines solchen Hologramms nur räumlich kohärentes Licht benötigt wird. Die zeitliche Kohärenz, das heißt die notwendige Monochromasie, erzeugt sich das Hologramm gewissermaßen selbst.

Die Verwendung einer reflektierenden Hologramm-Rückseite ergibt eine modifizierte Rekonstruktionstechnik. Bei Ausleuchtung eines solchen Hologramms mit einem Spotlight erscheint das farbige Objekt plastisch „hinter der Wand“. Stroke konnte zeigen, daß sogar bei Verwendung von nur zwei Lasern eine ausreichende Farbwiedergabe möglich ist. Er nutzte dabei einen von Land genauer untersuchten Effekt aus.

Die Möglichkeit der nachträglichen Messungen im Hologramm macht die Holographie auch für den Photogrammetrie interessant. Dasselbe gilt für Windkanaluntersuchungen, bei denen sich nun mit nur einer Hologramm-Aufnahme die räumlichen Verhältnisse vollständig erfassen lassen. Besonders wichtig ist in dem Zusammenhang, daß auch Phasenobjekte exakt rekonstruiert werden können, das heißt, die bei solchen Untersuchungen interessierende Variation des Brechungsindex im Windkanal wird im Hologramm besser festgehalten als mit jeder konventionellen Aufnahme.

Die Ausnutzung eines Hologramms als berührungslose „Lehre“ zum besseren Anpassen eines Werkstücks an ein vorgegebenes Muster ist ebenfalls möglich. Die Abweichungen werden dann in Form von Interferenzstreifen sichtbar. Das Verfahren entspricht also genau der Verwendung von Probegläsern in der optischen Fertigung.

Weiterhin sind Anwendungen der Hologramm-Technik überall dort zu erwarten, wo schon bisher interferometrische oder Schlieren-Methoden verwendet wurden.

Neben der Erzeugung von Raumbildern sind noch andere Anwendungen der Hologramm-Technik wichtig geworden. Die neue Tatsache, daß die Speicherung von Lichtwellen in Amplitude und Phase auf gewöhnlichem Fotomaterial in einer gegenüber der üblichen Fotoaufzeichnung wenig störanfälligen Art möglich ist, macht die Holographie auch für die Nachrichtenverarbeitung interessant. Als Beispiel für eine solche Anwendung sei hier die Funktionsweise eines besonders eleganten Verfahrens zur Buchstaben- und Buchstabenreihenfolge beschrieben. Der Vorschlag für diese Lesemaschine stammt von Gabor selbst [5].

Das Verfahren basiert auf einer Verallgemeinerung der Holographie. Die bei dieser Technik auf der Fotoschicht zur Interferenz gebrachten kohärenten Wellen sind prinzipiell gleichberechtigt, das heißt, der Begriff „Vergleichswelle“ kann wechselseitig auf jede der beiden Wellen angewendet werden. Das Prinzip der Buchstabenreihenfolge besteht nun darin, daß eine der beiden Wellen, die mit A bezeichnet, von dem zu lesenden Buchstaben herrührt, der mit Laserlicht beleuchtet wird. Derselbe Laser erzeugt auch die Welle B, die nun aber nicht mehr eine besonders einfache Form hat, sondern aus einer vom Computer lesbaren Lochkombination (zum Beispiel in Maskenform gegeben) herrührt. Das erzeugte Hologramm hat dann die Eigenschaft, daß beim Auftreten einer der beiden Wellen A oder B die jeweils andere erscheint. Das Hologramm kann also als Übersetzer oder Code-Gerät dienen. Erst die Ausnutzung der enormen Speicherbeziehungswise Wiedererkennungs-Kapazität eines einzigen Hologramms macht jedoch das Prinzip technisch interessant. Man kann durch geeignete Unterteilung der Hologrammfläche mit Hilfe von Lochmasken bei der Belichtung und Aufeinanderbelichten der Hologramme für verschiedene Buchstaben das gesamte Alphabet in mehreren Schriftarten so unterbringen, daß das einmal erzeugte „Master-Hologramm“ in der Lage ist, jedem ihm vorgelegten Buchstaben das zugehörige Codewort zuzuordnen, gleichgültig in welcher Schriftart der Buchstabe eingegeben wird. Gabor hat dieses Verfahren so weit entwickelt, daß die Buchstabenlage im Lesefenster für das Erkennen keine Rolle mehr spielt. Er gibt an, daß sich auf einer Hologramm-Platte von 50 mm x 50 mm das Alphabet und alle Ziffern in 30 Schriftarten unterbringen lassen.

Die zuletzt beschriebene Anwendungsart ist für die Möglichkeiten der Holographie charakteristisch, da sie über die augenfälligen Anwendungen zur Erzeugung von Raumbildern hinwegführt und die allgemeinen Prinzipien der Holographie besser erkennen läßt.

Die Ausnutzung dieser Prinzipien in der Praxis wird mit Sicherheit noch weitere interessante technische Lösungen bringen. Vorerst jedoch werden die neuen Möglichkeiten der naturgetreuen Objekt-Rekonstruktion im Vordergrund der Entwicklung stehen.

Schrifttum

- [1] Gabor, D.: New microscopic principle. Nature Bd. 161 (1948) S. 777-778
Gabor, D.: Microscopy by reconstructed wavefronts I. Proc. Roy. Soc. A Bd. 197 (1949) S. 454-487
Gabor, D.: Microscopy by reconstructed wavefronts II. Proc. Roy. Soc. B Bd. 64 (1951) S. 449-469
- [2] Großkopf, C.: Holographie mit einfachen Mitteln. Mitt. und Ber. des Optischen Instituts der Techn. Universität Berlin, Heft 9 (1966)
- [3] Leith, E. N., u. Upatnieks, J.: Photography by Laser. Scient. Am. Bd. 212 (1965) S. 24-35
Leith, E. N., u. Upatnieks, J.: Reconstructed wavefronts and communication theory. J. Opt. Soc. Am. Bd. 52 (1962) S. 1123 bis 1130
Leith, E. N., u. Upatnieks, J.: Wavefront reconstruction with diffused illumination on three-dimensional objects. J. Opt. Soc. Am. Bd. 54 (1964) S. 1295-1301
- [4] Leith, E. N., u. Upatnieks, J.: Requirements for a wavefront reconstruction television facsimile system. J. SMPTE Bd. 74 (1965) S. 893-896
- [5] Gabor, D.: Character recognition by holography. Nature Bd. 208 (1965) S. 422-423

Neue Bücher

gehäuse-praktikum. Von Marcus Tuner. Unna 1965. Verlag F. W. Rubens. 48 S. m. 51 B. 20 cm x 14 cm. Preis brosch. 4,80 DM.

In dem Buch wird eine Vielzahl von Hinweisen zur Beseitigung von Schrammen, Rissen und Druckstellen und ähnlichen Schäden an den Gehäusen von Rundfunk-, Fernsehempfänger- und anderen Geräten gegeben. Die Einleitung vermittelt einen warenkundlichen Überblick über die verschiedenen Oberflächen vom hochglanzpolierten bis zum gedruckten Fournier. Das kleine Buch soll nach der Lektüre als Nachschlagewerk für den Service dienen. Daher enthält es am Schluß - nach den verschiedenen Oberflächen geordnet - übersichtliche Tabellen, die für jeden häufiger vorkommenden Gehäuseschaden eine Reparaturanleitung in Stichworten geben.

-dt

Berichtigung

Mindestanforderungen an Schallplatten-Abspielgeräte. Funk-Techn. Bd. 22 (1966) Nr. 2, S. 46-47

Zu 3.5. Auflagekraft: Es muß richtig heißen: ≤ 5 p (nicht ≥ 5 p).

auch für Suchende



Das Heninger-Sortiment kommt jedem entgegen: 900 Fernseh-Ersatzteile alle von namhaften Herstellern. Qualität im Original - greifbar ohne Lieferfristen, zum Industriepreis und zu den günstigen Heninger-Konditionen.

h Lieferung nur an Fernwerkstätten (Privat-Besteller bleiben unbefriedigt)
Ersatzteile durch Heninger

KROHA-HI-FI-Transistor-Stereo-Verstärker LSV 40



Höchste Zuverlässigkeit durch elektrische Sicherung
Vielfältige Möglichkeiten zur Klangbeeinflussung
Sieben verschiedene Eingänge

Technische Daten

Nennleistung: 2 x 20 Watt
Klirrfaktor: bei 2 x 20 Watt kleiner als $1\frac{1}{2}\%$ von 20 Hz ... 20 kHz
Klirrfaktor: bei 2 x 16 Watt kleiner als $0,2\frac{1}{2}\%$ von 20 Hz ... 20 kHz
Leistungsfrequenz 10 ... 50 kHz

Preis für fertiges Gerät: 590,- DM Preis für Bausatz LSV 40: 480,- DM
Wir übersenden Ihnen gern unser Prospektmaterial.

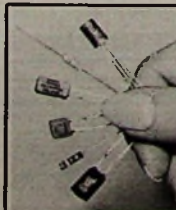
KROHA · Elektronische Geräte, 731 Plochingen, Friedrichstr. 3

Schallplatten von Ihren Tonbandaufnahmen

Durchmesser	Umdrehung	Laufzeit max.	1-9 Stück	10-100 Stück
17,5 cm	45 p. Min.	2 x 4 Min.	DM 10,-	DM 8,-
25 cm	33 p. Min.	2 x 16 Min.	DM 20,-	DM 16,-
30 cm	33 p. Min.	2 x 24 Min.	DM 30,-	DM 24,-

Bitte Preisliste mit Erläuterungen und technischen Daten anfordern!

REUTERTON-STUDIO 535 Euskirchen, Wilhelmstr. 46, Tel. 28 01



Elektronische Bauteile

Besondere preisgünstige Miniatur-Bauteile für transistorisierte Schaltungen. In unserer kostenlosen Preisliste finden Sie:

SI- und Ge-Transistoren und Dioden, Widerstände, Elmielregler, Myster - Keramikk - Elektrolytkondensatoren, Schminktorne, Luftschaltungen usw.

Prompter NR.-Versand ab Lager! Preisliste anfordern!

M. LITZ elektronische Bauteile
7742 St. Georgen · Postfach 55



Wir suchen für unsere Prüffelder und für Aufgaben auf dem Gebiet der elektronischen Datenverarbeitung einige jüngere

Rundfunk- und Fernsehtechniker Techniker für Elektronik und Datenverarbeitung

mit soliden Fachkenntnissen. Sie finden bei uns vielseitige und interessante Aufgaben, keine Fließbandarbeit, gute Fortkommensmöglichkeiten und einen sicheren Arbeitsplatz.

Bitte bewerben Sie sich mit Lichtbild, Lebenslauf und Zeugnisabschriften.

SIEMENS AKTIENGESellschaft
Wernerwerk für Medizinische Technik
Personalabteilung/Angestellte
8520 Erlangen, Henkestraße 127

Sie sind unser Mann! als

VERKAUFSLEITER

für unser ständig steigendes Europa- und Inlandsgeschäft in RUNDfunk-, PHONO- und FERNSEH-GERÄTEN, wenn Sie Dynamik, Ideen, Verhandlungsgeschick mitbringen.

Wir setzen voraus, daß Sie bereits eine ähnliche Position in unserer oder der Elektrobranche bekleidet haben.

Wir erwarten verantwortliche, selbstständige Handlungsweise und bieten dafür eine der Position angemessene Dotierung.

Haben Sie Interesse, so rufen Sie uns sofort an, oder schreiben Sie uns.

|| bruns ||-radio

Kurt M. Bruns
2 Hamburg 39 - Leinpfad 74 - Telefon 47 17 31

Unterricht

Theoretische Fachkenntnisse durch die bewährten Christiani-Fernlehrgänge Radio- und Fernsehtechnik, Automation, Steuerungs- und Regelungstechnik. Sie erhalten kostenlos und unverbindlich einen Studienführer mit ausführlichen Lehrplänen. Schreiben Sie eine Postkarte: Schickt Studienführer. Karte heute noch absenden an Technisches Lehrinstitut Dr.-Ing. Christiani, 775 Konstanz, Postfach 1257

Wer schreibt der bleibt

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

Kaufgesuche

Labor-Meßinstrumente aller Art. Charlottenburger Motoren, Berlin 30

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

Die Fachschule für Optik und Fototechnik Berlin

Abt. Film- und Fernsehtechnik
1 Berlin 10, Einsteinufer 43-53
stellt sofort ein:

Hochfrequenz-Ingenieur

Verg. Gr. Vc BAT

Sachgebiet:

Selbständige Betreuung und Wartung einer kompletten Fernsehaufnahme- und Wiedergabe-Anlage für den Lehrbetrieb

Anforderungen:

Einschlägige Ausbildung und möglichst mehrjährige Praxis

Betriebsstunden- zähler „Horacont“

Einbau: 25 x 50 mm
Type 550 = DM 34,-



Unentbehrlich für einen wirtschaftlichen Austausch von Abtastsystemen u. Tonköpfen bei Hi-Fi- und Bandgeräten. Höchste Aufnahme- u. Wiedergabe-Qualität sind somit jederzeit gewährleistet.

Kontrolluhrenfabrik Julius Bauser
7241 Emptingen, Horberg 34

Alle
Einzelteile
und Bausätze für
elektronische Orgeln
Bitte Liste T66
anfordern!



DR. BÖHM
495 Minden, Postfach 290/40

Auf Draht bleiben

durch Studium moderner
FACHBÜCHER

Immer dabei mit neuer „RIM-Literaturfibel“ und Katalog „Meß- und Prüferäte“ gratis - Postkarte genügt

„RIM-Bausteinbibel“ Schutzgebühr DM 3,50 Nachnahme Inland DM 5,20. Vorkasse Ausland DM 5,-.

RADIO-RIM • Abt. Literatur
8 München 15 • Postfach 275

Jetzt kaufen!

Preise stark herabgesetzt für Schreibmaschinen aus Vorführung und Retouren, trotzdem Garantie u. Umtauschrecht. Kleinste Rollen. Fordern Sie Gratis-Katalog H 907
NOTHEL Deutschlands größtes Schreibmaschinenhaus
34 GÖTTINGEN, Postfach 601

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH, Berlin-Borsigwalde. Postanschrift: 1 Berlin 52, Eichborndamm 141-167. Tel.: (0311) 4121031. Telegramme: Funktechnik Berlin. Fernschreiber: 01 81 632 vrkt. Chefredakteur: Wilhelm Roth. Stellvertreter: Albert Jänicke. Techn. Redakteure: Ulrich Radke, Fritz Gutschmidt, sämtlich Berlin. Chefkorrespondent: Werner W. Diefenbach, Kempten/Allgäu. Anzeigendirektion: Walter Bartsch. Anzeigenleitung: Marianne Weidemann. Berlin. Chefgraphiker: B. W. Beerwirth, Berlin. Zahlungen an VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH. Postscheck: Berlin West 7664 oder Bank für Handel und Industrie AG, 1 Berlin 65, Konto 7 9302. Die FUNK-TECHNIK erscheint monatlich zweimal. Preis je Heft 2,80 DM. Auslandspreis lt. Preisliste. Die FUNK-TECHNIK darf nicht in Lesezirkel aufgenommen werden. Nachdruck - auch in fremden Sprachen - und Vervielfältigungen (Fotokopie, Mikrokopie, Mikrofilm usw.) von Beiträgen oder einzelnen Teilen daraus sind nicht gestattet. Satz und Druck: Druckhaus Tempelhof, Berlin



F&G liefert HF-Kabel für Großgemeinschafts- Antennen-Anlagen (Ortsantennen-Anlagen)

10020

Thälmann-Str. 56



Wählen Sie selbst!

Für jedes System
das passende Kabel:

Außenleiter aus nahtlosem Al-Rohr

Außenleiter aus gefalztem
und gerilltem Kupferband

Außenleiter
aus gekrepptem Kupferband

Jede dieser Ausführungen
ist in 3 Durchmessern
mit niedriger Dämpfung
und kleinster Reflexion erhältlich.

Alle Kabel sind mit Korrosions-
schutz für direkte Erdverlegung
und Verlegung in Gebäuden
sowie mit angespritztem Tragseil
als Luftpipeline lieferbar.

11 04



Felten & Guillaume
Carlswerk AG
Köln-Mülheim

Über weitere Details informiert Sie unsere
Spezial-Druckschrift.