

98329

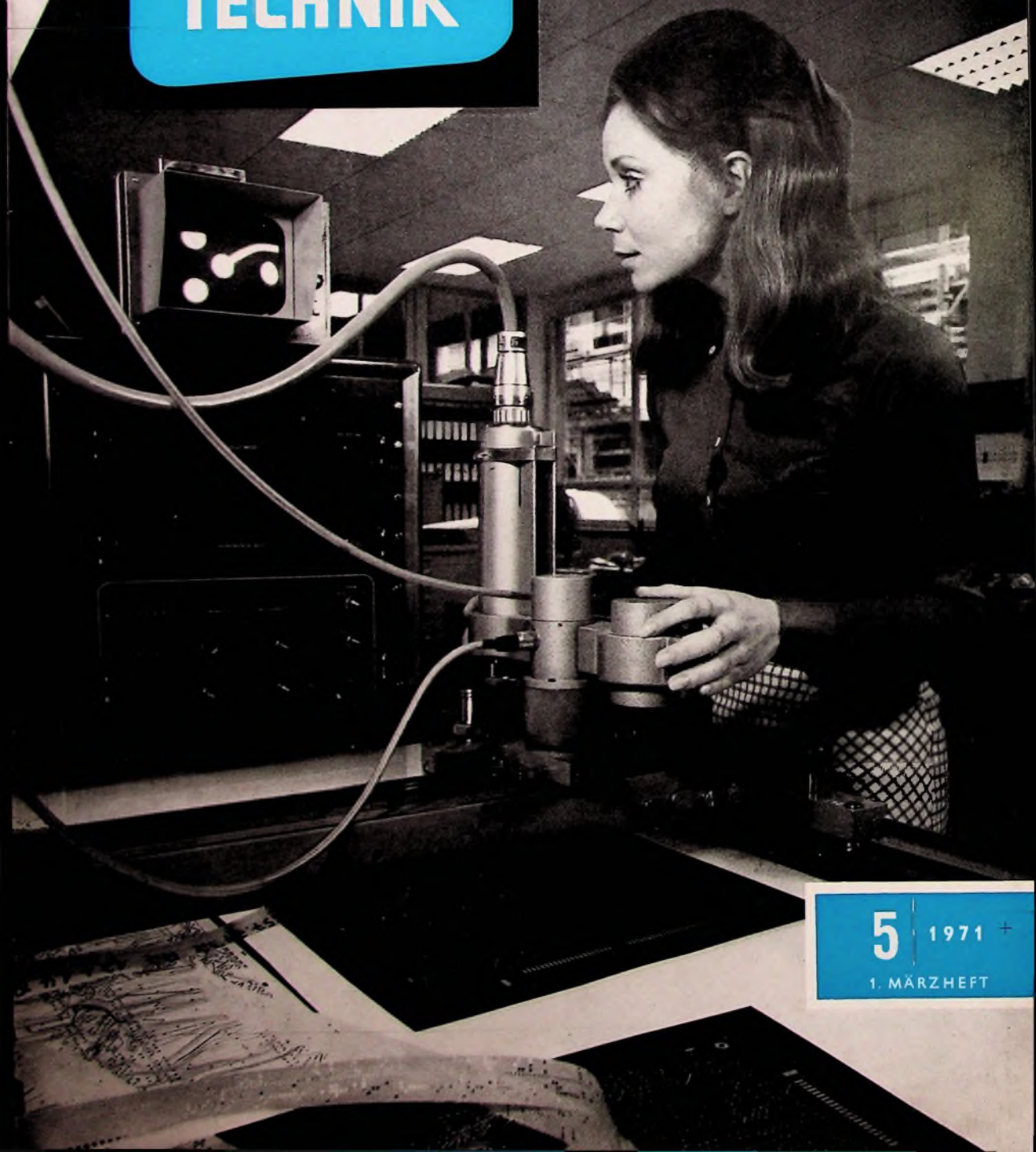
A 3109 D

BERLIN

FUNK- TECHNIK

10020

E.-Thälmann-Str. 56



5 1971 +

1. MÄRZHEFT



SELBOND®-Bildröhren ermöglichen moderne Formgebung

Bei Fernsehgeräten. Nicht nur die Innereien unserer Bildröhren haben wir grundlegend verbessert – sondern auch die äußere Form. Der Metallrahmen der SELBOND®-Röhre ist neu. Kein modischer Effekt, sondern die Voraussetzung für die Gestaltung neuer, noch modernerer Geräte. Das heißt aber auch: SELBOND®-Röhren bieten Ihnen viele positive Verkaufsargumente. Brillante Bildschärfe, hohe Lebensdauer, optimale Zuverlässigkeit, volle Ausnutzung der Bildfläche, geringes Gewicht, moderne und neue Form und nicht zuletzt – leichte und einfache Montage. Auch wichtig für Sie! Alle SELBOND®-Bildröhren sind hochmoderne Superrechteck-Röhren mit vergrößerter Bildfläche.

Sie sind in den beliebten Bildschirmformaten von 17" Typ A 44-13 W, 20" Typ A 51-10 W und 24" Typ A 61-120 W/2 in SELBOND®-Ausführung erhältlich. Für batterie- oder netzbetriebene Portables empfehlen wir unsere 11"-Röhre A 28-13 W oder die 12"-Typen A 31-15 W und A 31-19 W.

Standard Elektrik Lorenz AG
Geschäftsbereich Bauelemente, Vertrieb Röhren
7300 Eßlingen, Fritz-Müller-Straße 112
Telefon: (07 11) 3 51 41 · Telex: 07-23594

ITT Bauelemente – Bausteine der Zukunft

BAUELEMENTE

ITT

gelesen · gehört · gesehen	152
FT meldet	154
Die Wettervorhersage — Ein Problem der Datenverarbeitung	155
Rundfunk	
Digitale Frequenzanzeige in Rundfunkempfängern	157
Kurzwellenvorsatz „KWV 1000“ für Autosuper	160
Farbfernsehen	
Eidophor-Projektor „5070“ für die Großprojektion von Farbfernseh Bildern	161
Fernsehen	
„Weißbalken“ im Gitterraster · Ein elektronisches Testbild	163
Persönliches	166
Sendertechnik	
Moderne Überwachungsverfahren für UKW- und Fernseh-Rundfunksender	167
Elektronik in der Luftfahrt	
Datenregistrierung in Flugzeugen	171
Meßtechnik	
Ein 20stufiger Ringzähler mit TTL-Bausteinen der Serie 74	173
Generator für Dreieck-, Sägezahn- und Rechteckschwingungen	174
Antennen	
Empfangsantennen im Eis	176
Verstärker	
Leistungsverstärker 2 x 60 W für den Selbstbau	177
Für den jungen Techniker	
Feldeffekttransistoren	181
Neue Bücher und Druckschriften	182

Unser Titelbild: Bei der Fertigung der Leiterplatten ist das numerisch gesteuerte Bohren ein wichtiger Arbeitsschritt. Als Programmträger dient hierfür ein Lochstreifen. Ausgangspunkt für die Herstellung des Lochstreifens ist ein Film, dessen Positionen auf einem Koordinatentisch Punkt für Punkt abgetastet werden. Hierzu dient ein Sichtgerät, das der Bedienungsperson das genaue Einstellen der Programmpunkte mit Hilfe eines Fadenkreuzes ermöglicht. Ein Geber wandelt die Wegstrecken in Digitalimpulse um und überträgt sie an die numerische Meßanlage. Die Bedienungsperson ruft die Meßwerte ab und löst gleichzeitig das Stanzen des Lochstreifens aus. *Aufnahme: Telefonbau und Normalzeit*

Aufnahmen: Verlasser, Werkaufnahmen, Zeichnungen vom FT-Atelier nach Angaben der Verlasser

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH, 1 Berlin 52 (Borsigwalde), Eichborndamm 141—167. Tel.: (03 11) 4 12 10 31. Telex: 01 81 632 vrkt. Telegramme: Funktechnik Berlin. Chefredakteur: Wilhelm Roth. Stellvertreter: Albert Jänicke, Ulrich Radke, sämtlich Berlin. Chefredakteur: Werner W. Dieffenbach, Kempten/Allgäu. Anzeigenleitung: Marianne Weidemann; Chefredakteur: B. W. Beerwirth. Zahlungen an: VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH. Postcheck-Konto: Berlin West 76 64 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 laut 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

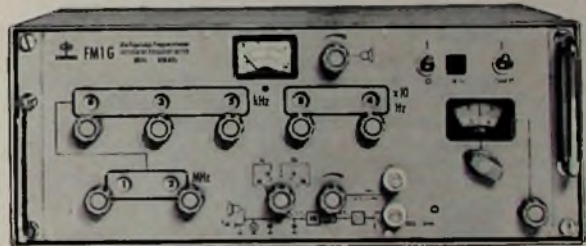


Dekadischer Überlagerungs-Frequenzmesser

FM 1 G

300 Hz ... 1 GHz

- Frequenzmeßbereich 300 Hz ... 1 GHz (Grundbereich 300 Hz ... 31 MHz)
- Fehlergrenzen der Vergleichsfrequenz $< 5 \cdot 10^{-8}$ /Monat
- Erforderliche Eingangsspannung $\cong 10 \text{ mV}_{\text{eff}}$ an 50 Ω
- Differenzfrequenz: Bandbreite (umschaltbar) 10 Hz, 100 Hz, 1 kHz, 10 kHz, 100 kHz
- Ausgang für Frequenzzeiger und Schreiber $\cong 1,0 \text{ V}_{\text{eff}}$ EMK, $R_i = 600 \Omega$
- Anzeige: optisch (Schwebungsinstrument); akustisch (Lautsprecherlautstärke regelbar)
- Abmessungen: 444 x 184 x 300 mm, Gewicht: ca. 15 kg



Die für Geräte dieser Preisklasse ungewöhnlich feine Abstufung im Grundfrequenzbereich 300 Hz bis 31 MHz (quarzgenaue 10-Hz-Schritte) ergibt in Verbindung mit dem kleinen Fehler (0,05 Hz) der abschaltbaren Interpolationsstufe auch bei Messungen mit Oberwellen außerordentlich kleine Fehlergrenzen. Das Gerät besitzt optische und akustische Schwebungsanzeige sowie einen auf fünf Bandbreiten zwischen 10 Hz und 100 kHz umschaltbaren Frequenzdifferenzgang. Netz- und Batteriebetrieb ist möglich (mit Stand-by-Schaltung bei beiden Betriebsarten sofortige Betriebsbereitschaft).

Der Dekadische Überlagerungsfrequenzmesser eignet sich hervorragend für den Service an Sprechfunkanlagen, vor allem zum Eichen und Nachstellen der Quarzoszillatoren und für Messungen an den Selektiv-Rufeinrichtungen.

ROHDE & SCHWARZ

8 München 80, Mühlhofstraße 15, Telefon (08 11) 40 19 81, Telex 5 237 03



Neue Philips-Phonogeräte

Netz-Batterie-Electrophon „GF 504“: Plattenspieler-Verstärkerkoffer mit automatischer Umschaltung von Batterie- auf Netzbetrieb, Drehzahlen 33, 45 und 78 U/min, Tonarmlift, Stereo-Keramiksystem „GP 224“ mit Mikro- und Normalsaphir, Ausgangsleistung 2,5 W, Lautsprecher im Kofferdeckel.

Stereo-Electrophon „GF 604“: Stereo-Plattenspieler-Verstärkerkoffer mit dem Laufwerk des „GF 504“, automatische Umschaltung von Batterie- auf Netzbetrieb, Anschlüsse für Tonbandaufnahme und -wiedergabe, Ausgangsleistung 2 x 2 W, Lautsprecher in geteiltem Kofferdeckel.

Stereo-Electrophon „GF 705“: Stereo-Plattenspieler-Heimgerät mit Plattenspielerchassis „GC 005“, Stereo-Keramiksystem „GP 200“ mit Mikrodiamant und Normalsaphir, Anschlüsse für Tonbandaufnahme und -wiedergabe, Ausgangsleistung 2 x 5 W, zwei Lautsprecherboxen.

Zubehör für Grundig-Autosuper

Das umfangreiche Einbauszubehör-Angebot für Grundig-„Weltklang“-Autosuper wurde jetzt auf zehn weitere Kraftfahrzeug-Modelle ausgedehnt, um auch für die neuesten Automobile gerüstet zu sein. Dabei sind erstmals das für den Geräteeinbau erforderliche Material und der Lautsprecher getrennt gehalten. Die separaten Zubehör- und Lautsprechersätze lassen sich untereinander kombinieren und für mehrere Wagentypen universell ausnutzen. Auf dieses neue System wird – von wenigen Ausnahmen abgesehen – das gesamte Grundig-Autosuper-Zubehör umgestellt werden.

Neuer dynamischer Stereo-Kopfhörer „KH 10“ im PE-Lieferprogramm

Im vergangenen Jahr brachte Perpetuum-Ebner erstmalig den Hi-Fi-Stereo-Verstärker „SKV 10“ für Kopfhörer auf den Markt. Dieser Kleinverstärker nach DIN 45500 wurde durch den Stereo-Kopfhörer „KH 10“ ergänzt. Neben der Anwendung als Hi-Fi-Verstärker für Plattenspieler eignet sich der Verstärker für den Anschluß an Cassetten-Decks, das heißt an Stereo-Cassetten-Recorder ohne eingebauten Verstärker.

Zur weiteren Ergänzung wurde nunmehr der hochwertige dynamische Stereo-Kopfhörer „KH 14“ in das Lieferprogramm aufgenommen. Er ist serienmäßig mit dem Lautsprecherstecker nach DIN 41 529 ausgerüstet und eignet sich nicht nur für den Anschluß an den Kopfhörer-Verstärker „SKV 10“, sondern auch zum Anschluß an alle anderen PE-Verstärker und PE-Tuner. Die wichtigsten technischen Daten sind nachstehend kurz aufgeführt.

Übertragungsbereich: 20 ... 20 000 Hz am Ohr, geradlinig nach Vergleich im freien Schallfeld; Impedanz: etwa 2 kOhm; normaler Leistungsbedarf 1 mW je System, entsprechend 1,41 V an 2 kOhm für 102 dB (25 µbar) bei 1000 Hz; Klirrgrad bei 1000 Hz: $\leq 1\%$ bei 240 mW, entsprechend 22 V je System und einem Schalldruck von 126 dB (400 µbar); Gewicht: etwa 135 g.

Der millionste Plattenwechsler „GC 036“ lief vom Band

In der Berliner Apparatefabrik der Deutschen Philips GmbH lief am 3. Februar der einmillionste Plattenwechsler vom Typ „GC 036“ vom Band. Dieser Typ ist die Fortsetzung einer Wechslerfamilie von insgesamt mehr als fünf Millionen Stück, die als Einbauchassis, Tischgeräte und Electrophone an den Weltmarkt geliefert worden sind.

Anteil der Stereo-Sendungen am Rundfunkprogramm wird unterschätzt

Mehr als 600 Programmstunden in Stereo strahlen die Rundfunksender in der Bundesrepublik und in West-Berlin je Woche aus. Darüber sind große Teile der Bevölkerung allerdings nicht informiert, wie eine mit einem Preisausschreiben verbundene Umfrage der Braun AG ergab. Rund ein Drittel (32%) der Teilnehmer war nämlich der Meinung, daß nicht die richtige Antwort „mehr als 600“, sondern eine der falschen Antwortvorgaben „etwa 90“ oder „300“ Programmstunden zuträfe.

Deutsche Welle bestellte Sendeanlagen für Relaisstation Malta

Für eine Relaisstation der Deutschen Welle auf Malta wird AEG-Telefunken die Sendeanlagen liefern. Der jetzt erteilte Auftrag hat einen Wert von 12,8 Millionen DM und umfaßt

zwei 600-kW-Mittelwellen-Rundfunksender – einer davon ist für die Regierung von Malta bestimmt –, drei 250-kW-Kurzwellen-Rundfunksender und eine Kurzwellen-Antennenanlage. Die Mittelwellensender sollen im Sommer 1972, die Kurzwellensender sowie die dazugehörige Antennenanlage bis zum Frühjahr 1973 ihren Betrieb aufnehmen. Die Anlagen für diese Sender werden bei AEG-Telefunken in Berlin gebaut, ebenso die Kurzwellen-Antennenanlage.

Europas stärkster Laser

In einem schottischen Werk von Rolls-Royce wurde kürzlich Europas leistungsstärkster Laser installiert, der zur Bearbeitung von Flugtriebwerksmaterialien benutzt wird. Vorangegangen waren erfolgreiche Arbeitsversuche in den Edinburgher Laboratorien von Ferranti, wo der CO₂-Laser gebaut wurde. Er hat eine Ausgangsleistung von 600 W, doch kann erforderlichenfalls auch eine Dauerleistung von 1150 W abgegeben werden.

Neues Vermittlungssystem „EDS“ für den Datenverkehr

Das erste vollelektronische rechnergesteuerte Datenvermittlungssystem „EDS“ von Siemens, das zum Durchschalten der Verbindungen keinerlei mechanische Kontakte mehr enthält, will die Deutsche Bundespost zum Aufbau eines universellen öffentlichen Datennetzes verwenden, das im Lauf der nächsten Jahre die bisherigen digitalen Netze (zum Beispiel Telex und Datex) ablösen soll.

Esro-Auftrag für AEG-Telefunken

Die Europäische Raumfahrt-Organisation (Esro) erteilte AEG-Telefunken einen vorläufigen Auftrag für Definition und Entwurf eines Wanderfeldröhren-Verstärkers (12 GHz, 500 MHz Bandbreite, 10 W Ausgangsleistung) für Satelliten.

Studium der Informatik an deutschen Hochschulen

Im Sommersemester 1970 waren an sieben Hochschulen knapp 1100 Studenten für das Fach Informatik eingeschrieben. Zum Wintersemester 1970/71 war eine Immatrikulation für diesen Studiengang an folgenden Hochschulen möglich:

Technische Universität Berlin, Universität Bonn, Technische Hochschule Darmstadt, Universität Erlangen-Nürnberg, Universität Hamburg, Universität Karlsruhe, Universität Kiel, Technische Hochschule München, Universität Saarbrücken, Universität Stuttgart

Darüber hinaus werden in Aachen, Frankfurt, Freiburg, Hannover und Köln Informatik-Vorlesungen in größerer Zahl angeboten. Es wird damit gerechnet, daß sich zum Wintersemester 1970/71 etwa 1600 Studenten für das Fach Informatik eingeschrieben haben.

Fernsehlehrgang „Netzplantechnik“

Ein aus dreizehn halbstündigen Sendungen bestehender Fernsehlehrgang „Netzplantechnik“, der gemeinsam vom VDI-Bildungswerk des Vereins Deutscher Ingenieure und dem Westdeutschen Rundfunk entwickelt wurde, wird ab Herbst dieses Jahres in den 3 Fernsehprogrammen zunächst des WDR und mit geringer zeitlicher Verschiebung des Saarländischen Rundfunks, des Südfunks und des Südwestfunks ausgestrahlt werden. Es ist nicht ausgeschlossen, daß auch die übrigen Rundfunkanstalten diese Sendung übernehmen werden.

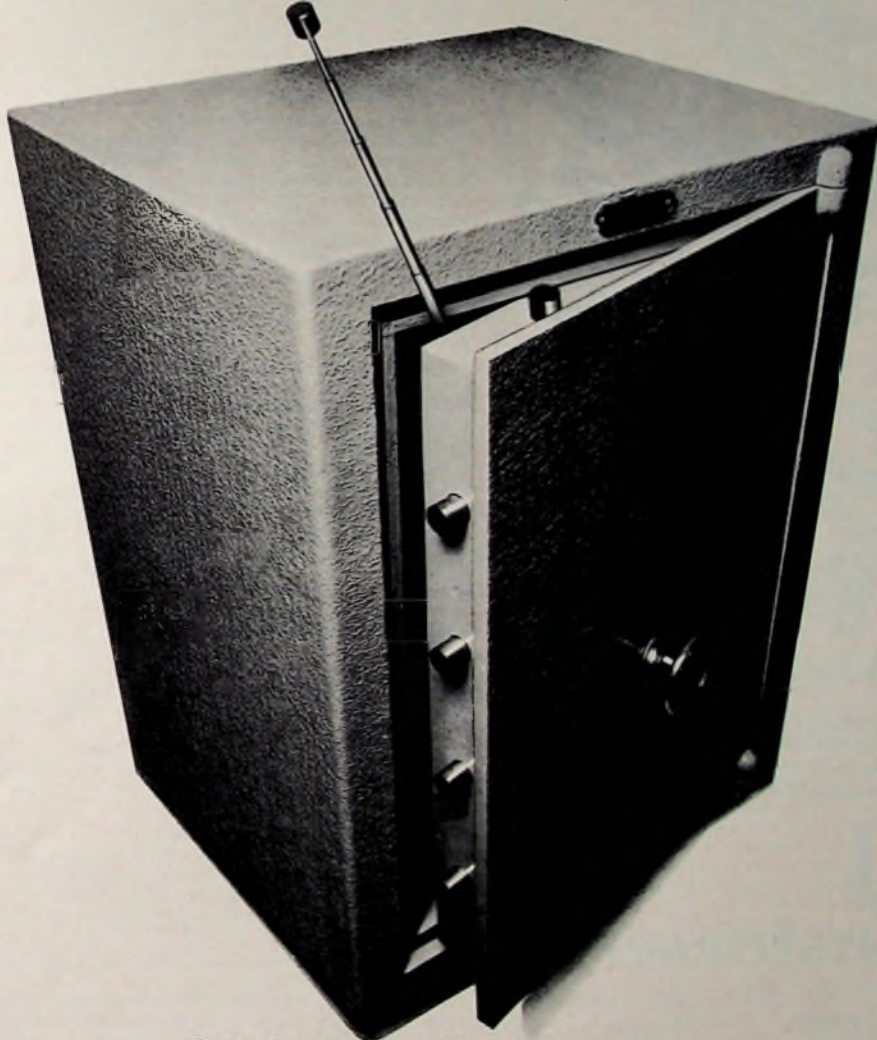
medicolloc-Programmstart am 1. Juli 1971

Die Ullstein AV hat jetzt den Starttermin für das audiovisuelle Fortbildungsprogramm für Ärzte – medicolloc – präzisiert. Im September 1970 hatte man zunächst das Frühjahr 1971 genannt. Nun sollen Ärzte ab 1. Juli 1971 die Möglichkeit haben, medicolloc-Kassetten zu abonnieren und Abspielgeräte zu kaufen. Im Rahmen eines Jahresabonnements gibt die Ullstein AV 48 Kassetten von jeweils einer Stunde Spieldauer an Ärzte in Deutschland aus. Die Programme werden in Kassetten-Pärchen etwa ein Jahr umlaufen, so daß jeder Abonnent jedes Programm zwei Wochen zur Verfügung hat. Ein beigelegtes Heft informiert in zusammenfassender Form über den Inhalt der Kassetten. Es verbleibt dem Arzt, so daß er später jederzeit die Möglichkeit hat, sich das Gesehene ins Gedächtnis zurückzurufen. Mit dem Einzelverkauf von Kassetten rechnet man angesichts der hohen Kopienkosten nur in geringem Maße. Ab 1. April 1971 werden den Ärzten Abspielgeräte und Abonnements über verschiedene Vertriebssysteme angeboten.

Was spricht für TELEFUNKEN?

Diese Neuheit!

Noch liegt unser neues Rundfunkkoffergerät hinter Schloß und Riegel.
„Knacken“ Sie den Safe. Holen Sie die Neuheit raus!
Sprechen Sie unseren Akquisiteur auf den Safe an.
Bei seinem nächsten Besuch.



TELEFUNKEN

Fernseh-, Rundfunk-, Phono- und Tonbandgeräte
aus dem Haus, in dem das erste Tonbandgerät und
das beste Farbfernseh-System der Welt - PAL - entwickelt wurden.

Alles spricht für TELEFUNKEN



Das ist Ihr Vorteil:

eine Anleitung

eine Packung

und immer die richtigen Teile

für jeden Wagentyp

So erleichtern wir Ihnen mit unseren Funkentstörmittelsätzen die Entstörung im Auto. Wollen Sie rationell arbeiten, verwenden Sie

**BERU
FUNKENTSTÖRMITTEL**

Verlangen Sie bitte die Schrift: „Funkentstörung leicht gemacht“ von BERU · D 7140 Ludwigsburg



Gmeldet... **F**meldet... **F**meldet... **F**

Grundig Bank mit hohen Konzerneinlagen

Nach einem für die Kreditwirtschaft recht problematischem Jahr veröffentlichte die Grundig Bank bereits jetzt ihre Zahlen auf den 31. Dezember 1970. Die Bilanzsumme liegt mit 215 Mill. DM etwas über der Höhe des Vorjahres, der versteuerte Gewinn von 2,1 Mill. DM deutlich über dem Ergebnis von 1969. Er dient teilweise zur Rücklagenstärkung, wodurch die haftenden Eigenmittel der Bank 27 Mill. DM erreichen. Außerdem wurden die stillen Reserven angereichert. Die flüssigen und sofort greifbaren Mittel betragen 75 Mill. D-Mark. Weitere 86 Mill. DM waren bei Kreditinstituten mit vereinbarten Laufzeiten von weniger als vier Jahren angelegt. Anleihen und Schuldverschreibungen werden mit etwa 39 Mill. DM ausgewiesen (davon 37 Mill. DM beleihbar bei der Deutschen Bundesbank). Die Kundenforderungen betragen rund 14 Mill. DM. Die Passivseite ist gekennzeichnet durch Verbindlichkeiten aus dem Bankgeschäft gegenüber anderen Gläubigern von 173 Mill. DM, von denen 151 Mill. DM Einlagen der Grundig-Gruppe sind.

Loewe Opta erreichte 200 Mill. DM Umsatz

Die Loewe Opta GmbH, Berlin/Kronach, erreichte nach einer Mitteilung ihres Geschäftsführers, Cay Baron Brockdorff, 1970 bei Photo-, Fernseh- und Bildbandgeräten einen Umsatz von rund 200 Mill. DM. Damit hält Loewe Opta einen Marktanteil von 10%. Die Exportquote liegt bei etwa 28%. Die rund 1800 Mitarbeiter in Kronach fertigen täglich etwa 800 Schwarz-Weiß- und etwa 200 Farbfernsehgeräte. In Berlin sind rund 900 Mitarbeiter in der Rundfunkgeräte- und Tonbandgeräteproduktion tätig.

Nixdorf steigerte Umsatz um 48%

Die Nixdorf Computer AG in Paderborn erreichte im Jahre 1970 einen Umsatz von 263 Mill. DM. Das bedeutet gegenüber dem Ergebnis des Vorjahres eine Steigerung um 48%. Bis Ende 1970 waren im In- und Ausland 18.150 Nixdorf-Computer der Serie „820“ installiert. Damit ist das Nixdorf-System „820“ die erfolgreichste europäische Computerserie. Im Jahre 1970 wurden 1300 Mitarbeiter neu eingestellt. Der Gesamtpersonalbestand belief sich im In- und Ausland am 31. 12. 1970 auf 4500 Mitarbeiter.

Hauptverwaltung der Digital Equipment GmbH umgezogen

Die Hauptverwaltung der Digital Equipment GmbH ist vor kurzem in ihr neues Haus in München 13, Wallensteinplatz 2, umgezogen. Hier sind die Abteilung Spezial-Systeme, die Abteilung Anwender-Software, der „PDP-10“-Großcomputer-Vertrieb, die Abteilung Presse und Werbung, ein Schulungszentrum sowie der Vertrieb und Kundendienst für Süddeutschland und Österreich untergebracht. DEC verfügt damit über vier Vertriebsniederlassungen in Deutschland, und zwar in München, Köln, Hannover und Neu-Isenburg bei Frankfurt. Die Eröffnung von Vertriebsniederlassungen in Stuttgart, Wien und Berlin ist für das laufende Jahr 1971 geplant.

Rank Arena konzentriert Fertigung

Die Produktion in der neuen Fabrik von Rank Arena in Horsens, Dänemark, die bis August 1971 voll einsatzbereit sein soll, wird sich auf die Herstellung von Stereo-Steuergeräten, Plattenspielern und Lautsprechern beschränken. Der jährliche Nettoumsatz soll sich bis Ende 1971 auf über 100 Mill. Kronen erhöhen. Pläne für die Herstellung von Farbfernsehgeräten in der Fabrik in Horsens wurden aus Rationalisierungsgründen aufgegeben. Die Fernsehgeräte für Rank Arena werden von Rank Bush Murphy in Plymouth gefertigt, erhalten jedoch Gehäuse, die in Dänemark entworfen und hergestellt werden.

Sescosem-Distributor-Organisation

Sescosem hat seine Distributor-Organisation erweitert. Mit den Firmen W. Meier & Co., WMC 5 Köln-Braunsfeld, Maarweg 66, und Assmy & Böttger Handelsgesellschaft, A + B Electronic, 28 Bremen, Admiralstr. 38-40, wurden Verträge abgeschlossen.

Fernseh- und Elektrotechnische Planung beim ZDF

Die bisherige Abteilung Fernseh- und Elektrotechnische Planung in der Technischen Direktion beim Zweiten Deutschen Fernsehen wurde in zwei neue Abteilungen aufgliedert. Die Leitung der Fernsehtechnischen Abteilung übernahm E. W. Hans; Leiter der Abteilung Versorgungstechnische Planung wurde M. Schuster.

Chefredakteur: WILHELM ROTH

Chefkorrespondent: WERNER W. DIEFENBACH

Die Wettervorhersage – Ein Problem der Datenverarbeitung

Schon vor mehreren Jahrzehnten hatte man die Erkenntnis, daß sich das Wetter berechnen lassen müsse. Es gab jedoch damals keine Möglichkeit, den erforderlichen ganz außergewöhnlichen Rechenaufwand zu bewältigen. Erst jetzt ist man auf dem Wege, die schnellen Rechen- geräte zu bauen, die für eine solche Aufgabe unabdingbare Voraussetzung sind. Bei einer umfassenden internationalen Zusammenarbeit läßt sich mit Hilfe vieler zu einem bestimmten Zeitpunkt in die Rechenanlage eingegebenen Daten der Mechanismus der Atmosphäre modellmäßig mathematisch nachbilden. „Läuft“ nun das Modell schneller als die Atmosphäre, dann könnte man — wie Prof. Dr. Ernst Lingelbach im Dezemberheft 1970 von „euro spectra“ in etwa nachstehender, sehr anschaulicher Weise ausführte — in absehbarer Zeit zu brauchbaren Voraussagen für 7 bis 10 Tage gelangen.

Die Wettervorhersage ist ein typisches Problem der Daten- beziehungsweise Informationsverarbeitung.

Die „Information“ wird im allgemeinen durch Beobachtungen gewonnen. Die Beobachtungen werden in bestimmter Weise „verarbeitet“. Das Ergebnis ist die Wetterprognose, eine — im Prinzip — je nach Fülle der Ausgangsdaten und Aufwand bei der Auswertung mehr oder weniger gute Annäherung an den eintretenden Wetterablauf.

Im einfachsten Fall sind die Beobachtungen mit geringem Aufwand zu gewinnen. Das Auswerten macht ebenfalls keine Schwierigkeiten. Das Ergebnis ist entsprechend schlecht:

Beobachtung	Prognose
Lichtmeß im Klee	Ostern im Schnee
Freitagswetter	Sonntagswetter (wie am Freitag)
Der Kater miaut	Es wird ein heißer Sommer

Jeder kennt diese Art Wetterprognosen. Sie sind amüsant und enthalten hin und wieder auch ein Körnchen Wahrheit, weil sie das Prinzip Beobachtung—Verarbeitung—Prognose, wenn auch in sehr einfacher Form, benutzen. Für ganz kurzfristige Prognosen, für einige Stunden, sind einige dieser Wetterregeln sogar ganz brauchbar. Die amtlichen Wetterdienste haben aber weitaus Besseres zu bieten. Dafür ist allerdings der Aufwand, den sie treiben, erheblich. Aber wie in vielen Bereichen, gilt bei der Wetterprognose ganz besonders der Satz: „Ohne Fleiß kein Preis.“

Die Wetterregeln der oben angeführten Art benutzen als „Verarbeitung“ der Beobachtung eine einmal gewonnene Statistik, die allerdings kaum jemals mit echten statistischen Methoden gewonnen, sondern „gefühlsmäßig“ ermittelt wurde. Ob das Freitagswetter zum Beispiel gleich dem Sonntagswetter ist, läßt sich jedoch kaum nach dem Gedächtnis beurteilen.

So zeigt auch für diesen Fall eine Statistik für die Jahre 1901—1910 (Kassner), daß in dieser Zeit 278 Sonntage das Wetter des vorangegangenen Freitags, 243 Sonntage dagegen unterschiedliches Wetter aufwiesen. Das Verhältnis war 53 zu 47. Darin spiegelt sich das Körnchen Wahrheit. Es wäre heute verhältnismäßig einfach, mit elektronischen Datenverarbeitungsanlagen Statistiken der genannten Art „exakt“ ohne Gedächtnislehler zu gewinnen. Ein Blick auf die physikalischen Vorgänge, die letztlich das Wetter ausmachen, zeigt jedoch, daß es keinen Sinn hätte, nach einfachen Zusammenhängen zwischen Beobachtung und folgendem Wetter nach Art der Wetterregeln zu suchen. Dazu ist der Mechanismus der Atmosphäre viel zu kompliziert.

Simulation des Mechanismus der Atmosphäre

Um eine optimale Wettervorhersage zu erhalten, muß man daher wohl oder übel den Mechanismus der Atmosphäre möglichst umfassend modellmäßig nachbilden, und zwar so, daß das Modell „schneller läuft“ als die Atmosphäre, ähnlich wie man in einem

Planetarium den Lauf der Gestirne am Firmament schneller ablaufen läßt. Dann zeigt das Modell, wenn es zu einem bestimmten Zeitpunkt mit der wirklichen Atmosphäre in Übereinstimmung gebracht wird, zum Beispiel bereits nach einer Stunde den Zustand an, den die Atmosphäre erst nach 24 Stunden erreichen wird. Das Modell liefert also eine 23stündige Vorhersage. Läßt man dieses Modell 2 Stunden laufen, dann gibt es den Zustand der Atmosphäre nach 46 Stunden an usw. Da die Naturwissenschaft heute mit sehr kurzen Zeiten rechnet, könnte man auch an ein Modell denken, das bereits in einer Sekunde das gewünschte Ergebnis brächte.

Wie ein solches Modell aussehen müßte, ist dabei zunächst nach oben. Zwei erhebliche Schwierigkeiten sind zu überwinden: Das Modell muß zu einem bestimmten Zeitpunkt mit der Atmosphäre in „Übereinstimmung“ gebracht werden, und es muß die Naturgesetze, die in der Atmosphäre wirksam sind, simulieren. Ein recht grobes Modell wäre zum Beispiel ein — entsprechend der Erdrotation — rotierender Wasserbehälter, in dem die Luft durch das Wasser dargestellt würde. Wie sollte man dieses Modell aber zu einem bestimmten Zeitpunkt mit der Atmosphäre in „Übereinstimmung“ bringen, Hochs und Tiefs, Stürme und Windstillen, Schnee und Regen unterbringen? Das ist ganz unmöglich.

Auch andere denkbare mechanische Modelle scheiden aus diesem Grunde zunächst aus. Es bieten sich nur mathematische Modelle an, die außerordentlich flexibel gestaltet werden können.

Beobachtung und Dateneingabe

Das mathematische Modell stellt den Zustand der Atmosphäre durch Zahlenangaben für jeden Raumpunkt dar. Die Raumpunkte selbst werden nach einem bestimmten System, zum Beispiel geographische Länge und Breite sowie Höhe des Punktes über dem Meeresspiegel numeriert. Die Zahlenangaben erhalten eine Kennung, damit man weiß, ab es sich um Angaben über Temperatur, Wind, Luftdruck, Feuchte und dergleichen handelt. Die Angaben werden in geeigneter Weise registriert, im einfachsten Fall in Listen eingetragen. Eine Registrierung könnte etwa so aussehen: Punkt 52° 30' N, 13° 20' E, 5 km Höhe, 1. September 1970, 06 Uhr Weltzeit, P 550, T + 16, F 80, W 230/38. Das würde bedeuten: Über Berlin herrschte in dieser Zeit in 5 km Höhe ein Luftdruck von 550 mb, die Temperatur betrug + 16°C; die relative Feuchte war 80%, und es herrschte Süd-Westwind (kam aus 230°) mit einer Geschwindigkeit von 38 km/h. Die Buchstaben könnten entfallen, wenn immer die gleiche Reihenfolge der Angaben gewählt würde. Es besteht keine Schwierigkeit, ein solches Modell auf den „Anfangszustand“ einzustellen. Allerdings lassen sich die Werte immer nur an diskreten Punkten, nicht kontinuierlich wie in der wirklichen Atmosphäre, angeben. Selbst wenn man ein relativ weitmaschiges räumliches Punktraster vorzieht, kommt man zu einer ganz erheblichen Anzahl von Modellpunkten. Wollte man etwa die Schnittpunkte von ganzzahligen Längen und Breitengraden und in der Höhe die Kilometerstufen wäh-

len, so benötigt man für die Darstellung des Zustandes der gesamten hier interessierenden Erdatmosphäre schon über eine Million Angaben etwa der oben geschilderten Art. Listenmäßig ist daher aus zeitlichen Gründen schon der Anfangszustand kaum zu erfassen, selbst wenn man das Netz erheblich vergrößert. Für große elektronische Datenverarbeitungsanlagen ist die Registrierung solcher Datenmengen kein Problem. Das stationäre Modell des Zustandes der Atmosphäre zu einem bestimmten Zeitpunkt kann von solchen Anlagen leicht realisiert werden.

Eine Schwierigkeit ergibt sich jedoch dadurch, daß aus praktischen Gründen die meteorologischen Messungen und Beobachtungen nicht in einem gleichmäßigen Gitternetz vorgenommen werden, sondern nur ganz selten einmal eine Beobachtungsstation an einem Gitterpunkt liegt. In manchen Gebieten befinden sich außerdem die Stationen relativ dicht beieinander, in anderen Gebieten, zum Beispiel über den Ozeanen oder in unwirtlichen Gegenden, trifft man nur hin und wieder eine Wetterstation an.

Die erwünschten Werte an den Gitterpunkten des Modells kann man jedoch durch Interpolation mit im allgemeinen befriedigender Genauigkeit ermitteln, wenn man entsprechend umfangreiche Interpolationsverfahren, gegebenenfalls auch unter Berücksichtigung des zeitlichen Verlaufs der Werte, anwendet. Eine lineare Interpolation wäre ungenügend. Die hohe Rechengeschwindigkeit der modernen elektronischen Anlagen läßt aufwendige Interpolationen zu. Nun sollen aber die Gesetzmäßigkeiten in der Atmosphäre in dem Modell wirksam werden.

Verknüpfung der Daten

Es müssen Vorschriften für die weitere Behandlung der Ausgangsdaten gegeben werden. Diese Vorschriften sind schwer in Worten, jedoch relativ leicht in mathematischen Symbolen auszudrücken. Es werden durch sie die Daten an benachbarten Raumpunkten verknüpft. So heißt zum Beispiel eine solche Verknüpfung:

Die West-Ost-Komponente des Windes ändert sich im Laufe der Zeiteinheit um einen Betrag, der sich errechnet aus dem Produkt der Komponente selbst mit der Änderung der Komponente beim Fortschreiten zum nächsten Beobachtungspunkt in Richtung Osten plus einem Betrag aus dem Produkt der Nord-Süd-Komponente des Windes mit der Änderung der West-Ost-Komponente beim Fortschreiten zum nächsten Beobachtungspunkt in Richtung Norden plus dem Produkt aus einer für den jeweiligen Ort geografisch gegebenen Konstante mit der Nord-Süd-Komponente des Windes plus einer Größe, die unter anderem von der Temperaturdifferenz vertikal übereinanderliegender Meßpunkte und der Differenz der Differenzen der West-Ost-Komponente an Meßpunkten oberhalb und unterhalb des betrachteten Meßpunktes abhängt. Außerdem gehen die Luftdichte am betrachteten Meßpunkt und die Luftdruckdifferenz zum nach Osten benachbarten Gitterpunkt mit ein.

Im einfachsten Fall bestehen sechs Vorschriften dieser Art, die außerdem noch miteinander gekoppelt sind.

Der Elektronenrechner hat nun die Aufgabe, unter Anwendung dieser Vorschriften die zeitliche Änderung der einzelnen Größen, wie zum Beispiel der oben genannten West-Ost-Komponente des Windes sowie der Temperatur, der Feuchte usw., für jeden Gitterpunkt zu bestimmen. Dabei kann aus physikalisch-mathematischen Gründen der Zeitschritt nicht viel größer als 10 Minuten gewählt werden.

Wenn die Maschine die Rechnung an allen Gitterpunkten ausgeführt hat, wobei sie wegen der Bindung der sechs genannten Vorschriften untereinander die Rechnungen mehrfach iterierend für jeden Punkt ausführen muß, „läuft“ das Modell. Es liegen jetzt im Modell die Werte der atmosphärischen Parameter vor, die 10 Minuten nach dem Anfangszustand eintreten werden. Das kommt einer Vorhersage gleich, wenn die Rechenanlage die Aufgabe in weniger als 10 Minuten, beispielsweise in einer Minute, erledigt.

Große Rechner — bessere Prognosen

Die ungeheure Fülle der Rechenarbeit kann man nur erahnen. Die Rechengeschwindigkeit der Anlagen — Millionen Operationen in einer Sekunde — überschreitet aber auch unser Vorstellungsvermögen. Wir können nur mit Befriedigung feststellen, daß die derzeit zur Verfügung stehenden großen Rechenanlagen tatsächlich Vorhersagen des Ablaufs atmosphärischer Vorgänge auf diese Weise ermöglichen.

Allerdings beschreibt das oben angedeutete Modell die Vorgänge in der Atmosphäre noch in sehr grober Weise. Man könnte es etwa mit dem Modell eines Flusses vergleichen, das aussagt, daß je Sekunde so und so viele Kubikmeter Wasser dem Meere zuströmen, das aber nichts von den Wirbeln hinter Brückenpfeilern und der speziellen Strömung am Rande, besonders hinter Buhnen, enthält. Ist man mit dem Abfluß zufrieden, so ist das Modell gut, für Feinheiten ist es dagegen sehr ergänzungsbedürftig.

Aus zwei Gründen muß der Modellablauf mit dem wirklichen Ablauf des Geschehens in der Atmosphäre divergieren, um so mehr, je länger man das Modell ohne erneute Eingabe von Beobachtungsdaten laufen läßt: Es ist schwierig, erstens den wirklichen Anfangszustand der Atmosphäre, der ja genau gemessen werden muß, an all den vielen Punkten zu ermitteln, und zweitens wirkt die Erfassung aller Prozesse, die in der Atmosphäre eine Rolle spielen, in Rechenvorschriften der genannten Art (die die sechs grundlegenden Vorschriften ergänzen müssen) große Probleme auf. Teilweise können, wie bei der Turbulenz in der Atmosphäre, die Vorgänge gar nicht im einzelnen, sondern nur summarisch behandelt werden.

Mit den heute zur Verfügung stehenden Beobachtungsdaten und den großen Rechenanlagen ist die Divergenz zwischen Modell und Atmosphäre bei Vorhersagen bis zu 36 Stunden im Mittel relativ gering. Auch für 72 Stunden im voraus werden brauchbare Ergebnisse gewonnen. Dabei liefern die Modelle zunächst allerdings nur die Grunddaten der Atmosphäre. In erster Linie beschreiben sie den Verlauf der Luftdruck- und Temperaturfelder sowie die Entwicklung des Windfeldes. Die meisten sagen nur wenig oder nichts aus über Niederschlagsgebiete, Wolkenfelder, Sichtverhältnisse und andere wichtige Parameter. Hier muß zur Zeit der Meteorologie die Maschinenprodukte noch in entscheidender Weise ergänzt werden. Die Entwicklung geht aber dahin, schließlich den Meteorologen von dieser Aufgabe ganz zu entlasten. Ihm wird dann auf diesem Teilgebiet der Meteorologie, der täglichen Wettervorhersage, die Aufgabe zufallen, ständig an der Verbesserung der Modelle zu arbeiten.

Fortschritte sind ohne Zweifel zu erreichen durch Verbesserung der Beobachtungsnetze und durch Verfeinerung der Vorschriften zur Verarbeitung der Daten. Damit ist ein engeres Gitternetz verbunden. Insgesamt steigt der Rechenaufwand ganz erheblich. Er kann dann nur durch allergrößte Rechenanlagen bewältigt werden. Im Bereich der derzeitigen technischen Möglichkeiten liegen im Mittel brauchbare Vorhersagen für 7 bis 10 Tage. Ob es je eine Modellmaschine geben wird, vor der 1000 Jahre wie ein Tag sind, bleibt abzuwarten.

Internationale Zusammenarbeit

In allen Ländern bemüht man sich zur Zeit darum, mehr und bessere Anfangsdaten zu liefern, durch Forschungsarbeiten umfassendere Datenverarbeitungsvorschriften zu gewinnen und Rechner größerer Leistungsfähigkeit einzusetzen.

Bessere Beobachtungsnetze über Land und See, spezielle Watterschiffe und Bojen, Wattersraketen und Satelliten werden in Zukunft gestaltet, den für das Modell benötigten Anfangszustand besser als heute festzustellen. Bei dieser Aufgabe sind nach Abschätzungen des Kosten-Nutzen-Verhältnisses wegen der großen wirtschaftlichen Bedeutung einer längerfristigen Wettervorhersage erhebliche finanzielle Aufwendungen tragbar.

Trotzdem empfiehlt sich natürlich zur Ergänzung der nationalen Anstrengungen auf diesem Gebiet eine enge internationale beziehungsweise regionale Zusammenarbeit. So ist zu verstehen, daß auch im europäischen Rahmen Vorschläge für ein meteorologisches Rechenzentrum gemacht wurden, dessen Aufgabe es sein würde, durch Forschungsarbeiten eine brauchbare 7- bis 10-Tage-Vorhersage zu ermöglichen und diese dann aktuell für Europa auszuarbeiten.

Die nationalen europäischen Wetterdienste könnten ihre Anstrengungen dann in erhöhtem Maße auf die kurzfristige Vorhersage in ihren Ländern mit unter Umständen sehr viel engeren Gitterabständen und nach weiter verfeinertem Rechenverfahren konzentrieren. Orographische Besonderheiten (Relieflampen des Landes) könnten so berücksichtigt und Einzelheiten erfaßt werden, die das „längerfristige“ Modell zu schwerfällig machen würden.

Das europäische Rechenzentrum könnte — um bei dem Beispiel des oben angeführten Flußmodells zu bleiben — den großräumigen Ablauf berechnen und damit den nationalen Diensten Stützwerke liefern für eine sehr eingehende Prognose kleinerer Wirbel und lokaler Vorgänge.

Diese Arbeitsteilung wird erforderlich sein, da auch ein sehr großes Rechenzentrum nicht in der Lage sein wird, die in Europa benötigten meteorologischen Informationen für Luftfahrt, Seeschifffahrt, Landwirtschaft, Bau- und Gesundheitswesen und all die anderen Zweige der Volkswirtschaft zu erstellen. Es wäre zur Zeit auch unwirtschaftlich — selbst wenn man die gewünschten Angaben zentral erstellen könnte —, das erforderliche Netz zur schnellen Datenübermittlung aufzubauen.

Das Ziel ist klar erkennbar. Bessere Beobachtungsdaten, verfeinerte mathematische Modelle und schnelle Rechner mit großer Speicherkapazität werden im nächsten Jahrzehnt eine wesentliche Verbesserung der Wetterprognose bringen. Die Erfahrungen der letzten Jahre berechtigen zu diesem Optimismus.

Digitale Frequenzanzeige in Rundfunkempfängern

In den heutigen Rundfunkgeräten erfolgt die Senderanzeige durch einen Zeiger, der über einen Seilzug oder ähnliche mechanische Einrichtungen von dem Abstimmorgan - in den meisten Fällen einem Drehkondensator - angetrieben wird. Die Genauigkeit dieser Anzeige ist jedoch, abgesehen von kommerziellen Empfängern, recht ungenau. Im Mittelwellenbereich beträgt der Fehler einige kHz und im Kurzwellenbereich einige zehn kHz trotz Bereichaufteilung, so daß eine genaue Einstellung der gewünschten Sender nach der Skala sehr erschwert, wenn nicht gar unmöglich ist.

Die fortschreitende Miniaturisierung der Bauelemente und besonders die immer größer werdende Packungsdichte und Komplexität bei sinkenden Preisen der integrierten Schaltungen wird es voraussichtlich in Zukunft bei erträglichem Aufwand ermöglichen, in die Empfänger einen genauen digitalen Frequenzmesser einzubauen, der die Senderfrequenz mißt und dann zahlenmäßig anzeigt.

1. Prinzip und Genauigkeit der digitalen Frequenzanzeige

Eine direkte Messung der Eingangsfrequenz ist nicht möglich. Einerseits sind die Antennenspannungen der Empfänger zu niedrig (meistens einige zehn μV), und andererseits würde die Messung wegen der geringen Selektivität der Vorkreise durch benachbarte Sender stark gestört werden. In direktem Zusammenhang mit der Eingangsfrequenz des Empfängers steht jedoch die Frequenz des Überlagerungsoszillators. Mißt man dessen Frequenz und addiert beziehungsweise subtrahiert die Zwischenfrequenz (je nachdem, ob der Oszillator oberhalb oder unterhalb der Eingangsfrequenz schwingt), so erhält man eine genaue und jederzeit reproduzierbare Aussage über die Frequenz des empfangenen Senders

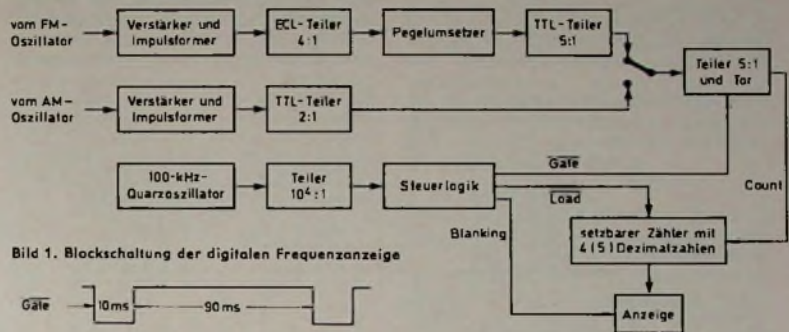


Bild 1. Blockschaltung der digitalen Frequenzanzeige

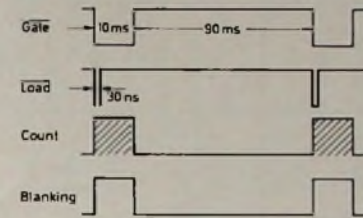


Bild 2. Impulsdiagramm der wichtigsten Signale

alle 100 ms für jeweils 10 ms den 5:1-Vorteiler frei, wodurch die heruntergeteilte Eingangsfrequenz in den Zähler gelangen kann. Zu Beginn des Zählvorganges setzt das Signal Load den Zähler auf die Zahl 00 000 - ZF. Bei UKW-Betrieb bedeutet das zahlenmäßig

$$\begin{array}{r} 000,0 \text{ MHz} \\ - 10,7 \text{ MHz} \\ \hline 989,3 \end{array}$$

und bei AM-Betrieb

$$\begin{array}{r} 00000 \text{ kHz} \\ - 460 \text{ kHz} \\ \hline 99540 \end{array}$$

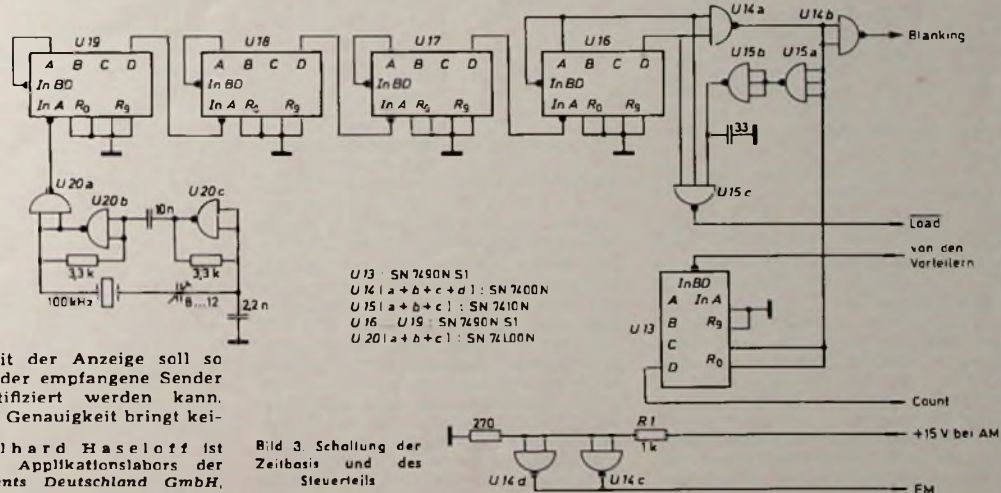
nen Vorteil, sondern verteuert nur die gesamte Anlage. Bei einem Kanalabstand von einigen kHz im Mittel- und Kurzwellenbereich ist es ausreichend, die Eingangsfrequenz auf 1 kHz genau anzuzeigen, während im UKW-Bereich wegen des Kanalabstandes von 100 kHz eine Auflösung von 100 kHz genügt.

2. Blockschaltung

Bild 1 zeigt die Blockschaltung der digitalen Frequenzanzeige. Das Kernstück bildet ein setzbarer Zähler mit fünf Dekaden, dessen Inhalt durch numerische Halbleiter-Anzeigeeinheiten angezeigt wird. Ein 100-kHz-Quarzoszillator dient als Zeitbasis. Seine Ausgangsfrequenz wird durch einen Teiler im Verhältnis $10^4:1$ heruntergeteilt. Die als Steuerlogik bezeichnete Einheit gibt

Da die zu messende Oszillatorfrequenz jeweils um die Zwischenfrequenz höher als die Empfangsfrequenz ist, wird auf diese Weise der beschriebene Fehler eliminiert. Um während der Messung ein Flackern der Anzeige zu verhindern, schaltet man mit dem Blanking-Signal (dem invertierten Gate-Signal) die Anzeige ab. Im Bild 2 ist das Impulsdiagramm der wichtigsten Signale dargestellt.

Die vom AM- und FM-Oszillator kommenden Signale werden zunächst verstärkt und dann mit einfachen Impuls-



- U13 : SN 7490N S1
- U14 (a+b+c+d) : SN 7400N
- U15 (a+b+c) : SN 7410N
- U16, U19 : SN 7490N S1
- U20 (a+b+c) : SN 74100N

Bild 3. Schaltung der Zeitbasis und des Steuerteils

Die Genauigkeit der Anzeige soll so groß sein, daß der empfangene Sender jederzeit identifiziert werden kann. Eine überhöhte Genauigkeit bringt kei-

Ing. (grad.) Eilhard Haseloff ist Mitarbeiter des Applikationslabors der Texas Instruments Deutschland GmbH, Frelsing.

formern in die für die digitalen Schaltungen benötigten Impulse umgeformt. Nachgeschaltete Teiler setzen die Eingangsfrequenz im geforderten Verhältnis (FM: 20 : 1, AM: 2 : 1) herunter.

3. Schaltungsbeschreibung

3.1. Zeitbasis und Steuerteil
Ein mit der Low-Power-IS SN 74L00N aufgebauter 100-kHz-Quarzoszillator

R1 läßt sich die Schaltung an jede Spannung > 3 V anpassen.

3.2. Zähler und Anzeige

Als Frequenzzähler werden die setzbaren Zähldekaden SN 74192N (U 8 bis U 12 im Bild 4) verwendet. Da der gemessene Wert jeweils um die Zwischenfrequenz des Empfängers zu groß ist, wird der Zähler vor jedem Zählvorgang

Der AM-Bereich reicht von 150 kHz bis etwa 30 MHz. Da die Anzeige grundsätzlich in MHz erfolgt, und zwar mit zwei Stellen vor dem Dezimalpunkt und drei Stellen dahinter, würde zum Beispiel bei einer Eingangsfrequenz von 150 kHz der angezeigte Wert 00 150 MHz lauten. Da die Nullen vor dem Dezimalpunkt die Ablesung unnötig erschweren, werden diese automatisch durch eine in den Decodern

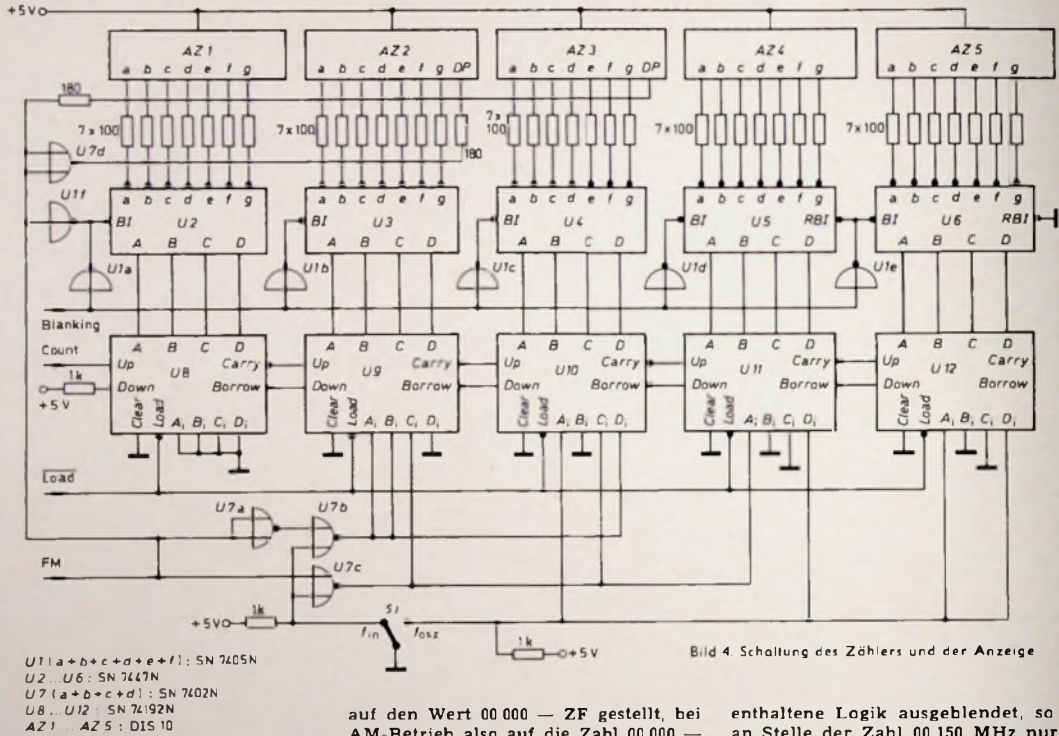


Bild 4. Schaltung des Zählers und der Anzeige

(Bild 3) arbeitet als Zeitnormal für die Frequenzmessung. Seine Ausgangsfrequenz wird in den vier dekadischen Frequenzteilern U 16... U 19 im Verhältnis 10⁴:1 heruntergeteilt. Das NAND-Gatter U14a bildet aus den Signalen A und D von U 16 den 10 ms langen Gate-Impuls, der die als 5:1-Teiler betriebene IS U 13 (SN 7490N S1) für die genannte Zeit jeweils freigibt, so daß die von den Vortreibern kommenden Impulse zum eigentlichen Zähler (U 8... U 12 im Bild 4) gelangen können. Das im Gatter U14b invertierte Signal Gate mit der Bezeichnung Blanking schaltet während des Zählvorganges die Anzeige ab. Gleichzeitig wird in U 15 (SN 7410N) mit der negativen Flanke des Gate-Signals der Load-Impuls erzeugt, der den Frequenzzähler auf den für die Korrektur benötigten Wert setzt.

Die Korrekturwertsteuerung und die Dezimalpunktschaltung erfolgen durch das Signal FM, das bei FM-Betrieb L ist. Das Eingangssignal für die Gatter U 14c und U 14d wird dem Drucktastenaggregat des Empfängers entnommen (Betriebsspannungsumschaltung für AM- beziehungsweise FM-Oszillator und -Vorstufen). Durch Verändern des 1-kOhm-Vorwiderstandes

auf den Wert 00 000 — ZF gestellt, bei AM-Betrieb also auf die Zahl 00 000 — 460 = 99540 und bei FM-Betrieb auf die Zahl 00 000 — 1070 = 98930. Im BCD-Code lauten die entsprechenden Zahlen, die dabei in den Zähldekaden stehen:

	U 12	U 11	U 10
	D C B A	D C B A	D C B A
AM:	L O O L	L O O L	O L O L
FM:	L O O L	L O O O	L O O L
	U 9	U 8	
	D C B A	D C B A	
AM:	O L O O	O O O O	
FM:	O O L L	O O O O	

Die Umschaltung der Korrekturwerte erfolgt durch das Signal FM und die Gatter U 7a, U 7b, U 7c. Mit dem Schalter S 1 kann die Korrektur abgeschaltet werden, so daß in diesem Fall die Oszillatorfrequenz direkt angezeigt wird.

Der Inhalt der Zähler wird mit den Sieben-Segment-Decodern U 2... U 6 (SN 7447N) decodiert und mit den Halbleiter-Anzeigeeinheiten AZ 1... AZ 5 (DIS 10) angezeigt. Über die Inverter U 1a... U 1e schaltet das Signal Blanking die Anzeige während des Zählvorganges ab, um ein Flackern der Zahlen zu vermeiden. Bei FM-Betrieb ist über den Inverter U 1f der Decoder U 2 ständig abgeschaltet, da in diesem Fall die 10-kHz-Stelle nicht angezeigt werden soll.

enthaltene Logik ausgeblendet, so daß an Stelle der Zahl 00.150 MHz nur der Wert .150 MHz angezeigt wird oder bei einer Empfangsfrequenz von 1300 kHz die Zahl 1.300 MHz erscheint. Ebenso wird bei eingeschaltetem UKW-Bereich

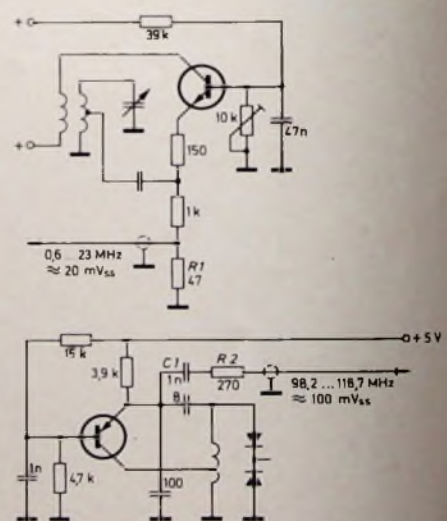


Bild 5. Vereinfachtes Schaltbild der Oszillatoren und der Auskopplung der HF-Signale

bei Frequenzen < 100 MHz die Null in der ersten Stelle ausgeblendet.

3.3. Verstärker, Impulsformer und Verteiler

Die beschriebene digitale Frequenzanzeige wurde an einem serienmäßig gefertigten Rundfunkgerät (Grundig „RTV 650“) erprobt. Da wegen der Bauweise der heutigen Rundfunkempfänger (hohe Packungsdichte und abschließliche Verwendung von gedruckten Schaltungen) nachträgliche Schaltungsänderungen praktisch unmöglich sind, mußten verhältnismäßig aufwendige Verstärker den digitalen Teilerstufen vorgeschaltet werden, um die für die Flip-Flop benötigte Steuerspan-

nung zu erreichen. Wird bereits bei der Entwicklung des Empfängers eine digitale Frequenzanzeige eingeplant, können an dieser Stelle erheblich einfachere Schaltungen verwendet werden. Bild 5 zeigt den AM- und den FM-Oszillator mit den zusätzlich eingebauten Widerständen und Kondensatoren R 1, R 2 und C 1.

Die vom UKW-Tuner kommende HF-Spannung wird in einem 4stufigen Breitbandverstärker T 5 bis T 8 (Bild 7) etwa 20fach verstärkt. Auch dieser Verstärker ist für hohe Frequenzen mit Induktivitäten kompensiert. Die Emittterfolger T 6 und T 8 sollen die Belastung durch die nachfolgenden Stufen gering halten. Da die Sinusspannung bei diesen Frequenzen bereits eine „Flankensteilheit“ von 3 ns hat, kann auf einen zusätzlichen Impulsformer verzichtet werden. Durch den Spannungsteiler R 1, R 2 am Emittter von T 8 wird lediglich die negative Halbwell-

Der Aufbau der Hochfrequenzverstärker in den Bildern 6 und 7 und des ECL-Teilers U 21a, U 21b muß sehr sorgfältig erfolgen, um Schwingneigungen und schaltungsinterne Störungen möglichst gering zu halten. Aus diesem Grunde sollte die eine Seite der gedruckten Schaltung als durchgehende Masseebene (Ground Plane) ausgeführt werden, an die alle Masseanschlüsse auf kürzestem Wege führen. Die niederinduktiven Masseverbindungen und keramische Abblockkondensatoren für die Versorgungsspannung sorgen dann für eine ausreichende Entkopplung der einzelnen Stufen.

4. Zusammenfassung

Dieser Bericht soll dem Entwickler in der Rundfunkindustrie Anregungen für den Aufbau einer digitalen Frequenzanzeige geben. Für die Großserienfertigung dürften die angegebenen Schaltungen jedoch aus preislichen Gründen nicht in Frage kommen. In diesem Falle empfiehlt sich die Entwicklung spezieller LSI- (Large Scale Integration-) Schaltkreise, bei denen dann in einer IS ganze Funktionsgruppen zusammengefaßt sind. Betrachtet man noch einmal die Blockschaltung im Bild 1, so erweist sich etwa folgende Aufteilung als günstig: Der setzbare Zähler und die Decoder für die Anzeige werden auf einem MOS-LSI-Kristall aufgebaut. Eine zweite MOS-LSI-Schaltung enthält den Oszillator – mit Ausnahme des Quarzes –, den 10^4 :1-Teiler und die Steuerlogik. An die Stelle des 4:1-ECL-Teilers und des 5:1-TTL-Teilers für den UKW-Bereich tritt eine Schottky-

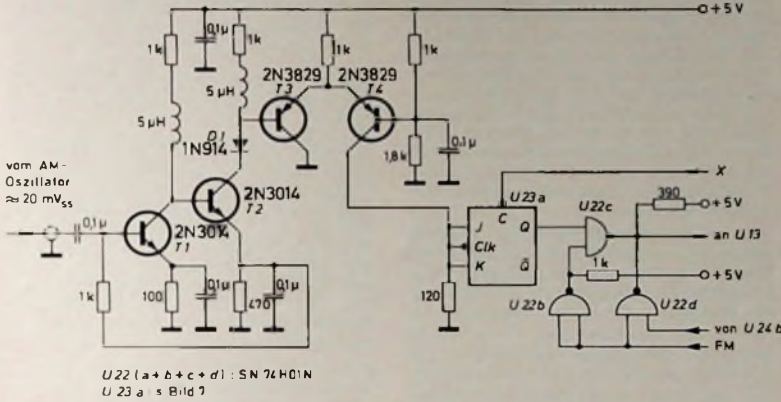


Bild 6. Schaltung des Verstärkers, Impulsformers und Teilers 2:1 für AM

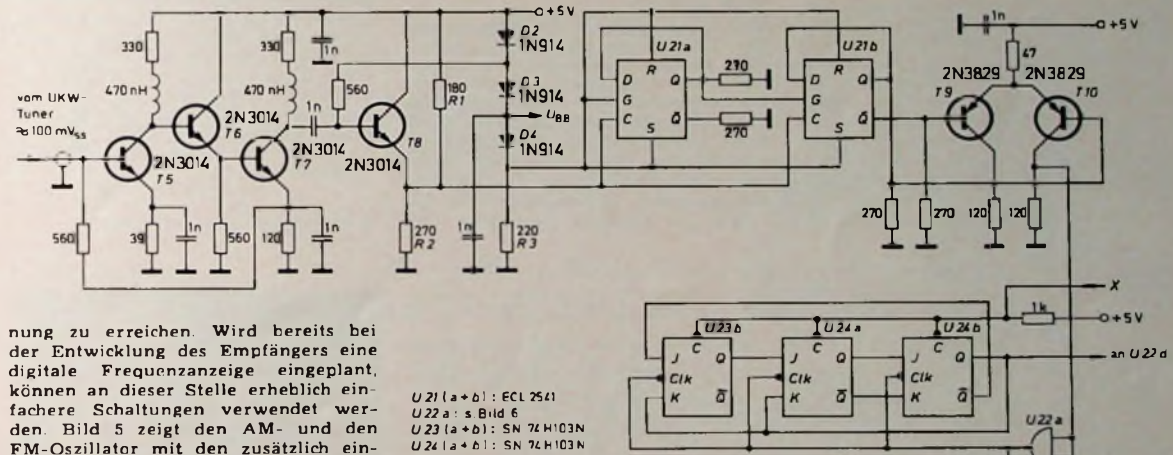


Bild 7. Schaltung des Verstärkers, Impulsformers und Teilers 20:1 für FM

leicht gekappt, wodurch ein Signal entsteht, das den aus ECL-Flip-Flop aufgebauten 4:1-Teiler U 21a, U 21b einwandfrei triggert. Ein Spannungsteiler, der aus den Dioden D 2, D 3, D 4 und dem Widerstand R 3 besteht, liefert verschiedene Hilfsspannungen für die ECL-Schaltung. Der Differenzverstärker T 9, T 10 setzt die ECL-Pegel in ein TTL-Signal um, das dann über das Gatter U 22a zum 5:1-Teiler U 23b, U 24a, U 24b gelangt. Zusammen mit der IS U 13 ergibt sich damit ein Teilungsverhältnis von $(4:1) \cdot (5:1) \cdot (5:1) = 100:1$.

Clamped-TTL-Schaltung, während die restlichen Teiler und Gatter zu einer zweiten TTL-LSI-Schaltung zusammengefaßt werden. Die Impulsformer sind dann ebenfalls in den entsprechenden TTL-Schaltungen enthalten. Auf die in dieser Applikation erforderlichen Breitbandverstärker kann bei entsprechender Auslegung der Oszillatoren verzichtet werden. Auf diese Weise würde man dann einen Aufbau erhalten, der wegen seines geringen schaltungstechnischen Aufwandes nicht nur für kommerzielle, sondern auch für hochwertige Konsumergeräte in Frage käme.



Bild 1. Innenansicht des „KWV 1000“

Kurzwellenvorsatz „KWV 1000“ für Autosuper

Nur ein Teil der auf dem Markt befindlichen Autosuper verfügt über einen Kurzwellenbereich, der sich meist auf das 49-m-Europaband erstreckt. Die maximale Reichweite dieser Wellen liegt tagsüber bei etwa 800 km, so daß vor allem in den Mittagsstunden in Mittel- und Südtalien, auf dem Balkan sowie in Spanien kein zufriedenstellender Empfang der mitteleuropäischen Stationen mehr möglich ist. Dagegen können um diese Zeit die im 19-, 25- und 31-m-Band arbeitenden europäischen Sender gut gehört werden.

Der neue Grundig-Kurzwellenvorsatz „KWV 1000“ (Bild 1) gestattet in Verbindung mit jedem Autosuper, die zehn Rundfunk-Kurzwellenbänder 13, 16, 19, 25, 31, 41, 49, 60, 75 und 90 m zu empfangen, also nicht nur europäische, sondern auch überseeische Stationen. Dadurch wird die Programmauswahl beachtlich vergrößert. Das Gerät arbeitet als Konverter. Es setzt die Signale der über Drucktasten wählbaren Kurzwellenbänder auf eine Mittenfrequenz von 1 MHz um, die über ein abgeschirmtes Kabel dem Antenneneingang des auf Mittelwelle geschalteten Autosupers zugeführt wird. Die Abstimmung auf die einzelnen Kurzwellensender erfolgt dann im Mittelwellenbereich, wobei die jeweilige Kurzwellenbandmitte bei der Skaleneichung von etwa 1 MHz liegt. Infolge der Banddehnung lassen sich Stationen auf Kurzwelle genauso leicht einstellen wie solche auf Mittel-

welle. Bei ausgeschaltetem Vorsatzteil ist der Autosuper direkt mit der Antenne verbunden.

Schaltung und Abgleich

Der KW-Vorsatz hat für jedes Band überkritisch gekoppelte fest abgestimmte Bandfilter-Eingangskreise (Bild 2) mit einer Bandbreite von etwa 400 kHz, die an der Basis des Mischtransistors T 2 (BF 237 oder BF 241) liegen. Das Oszillatorsignal wird am Emitter eingespeist. Der Oszillatortransistor wird je nach KW-Band noch Festkapazitäten oder Spulen und Festkapazitäten zugeschaltet. Die Durchgangungsverstärkung liegt im 90-m-Band bei 9 dB und im 13-m-Band bei 5 dB.

Die Stromversorgung (Minuspol an Masse) erfolgt über den Autosuper aus der 12-V-Wagenbatterie. Die Drossel L 1 in Verbindung mit dem Kondensator C 207 verhindert das Eindringen von Störsignalen aus dem Bordnetz. Die Z-Diode D 1 stabilisiert die Versorgungsspannung auf 8,1 V; es können daher keine Spannungsschwankungen auftreten, die sich sonst nachteilig auf die Stabilität der Oszillatorfrequenz auswirken würden.

Der mechanische Aufbau des Geräts ist entsprechend den Anforderungen bei Betrieb im Kraftfahrzeug äußerst stabil gehalten. Vergoldete Kontakte im verwendeten Drucklastenaggregat sichern die einwandfreie Umschaltung auf die einzelnen KW-Bänder. Der KW-Vorsatz mit schwarzem Stahlblech-Flachgehäuse (18 cm X 3 cm X 9 cm) wird mit zwei kleinen Haltewinkeln unter dem Armaturenbrett des Fahrzeugs montiert.

Wichtig für optimale Leistung ist, daß die Trimmkondensatoren zur Anpassung an die Autoantenne und an den Autosuper abgeglichen werden. Das Durchschleifen des Antennensignals über das Kurzwellenvorsatzgerät macht einen Neuabgleich des Eingangstrimmkondensators beim Autosuper nötig. Das erfolgt bei Empfang einer schwach ankommenden Mittelwellenstation bei 1 MHz auf optimale Lautstärke. Zur

Anpassung des Kurzwellenvorsatzes an die Autoantenne dient der Trimmkondensator C 204 (links oben im Bild 2) und an den Antenneneingang des Autosupers der Trimmer C 226 (rechts unten im Bild 2). Dieser Abgleich ist beim 49-m-Band vorzunehmen, wobei man den Autosuper bei einer schwach ankommenden KW-Station auf 1 MHz einstellt. Beide Trimmer werden auf optimale Lautstärke abgeglichen.

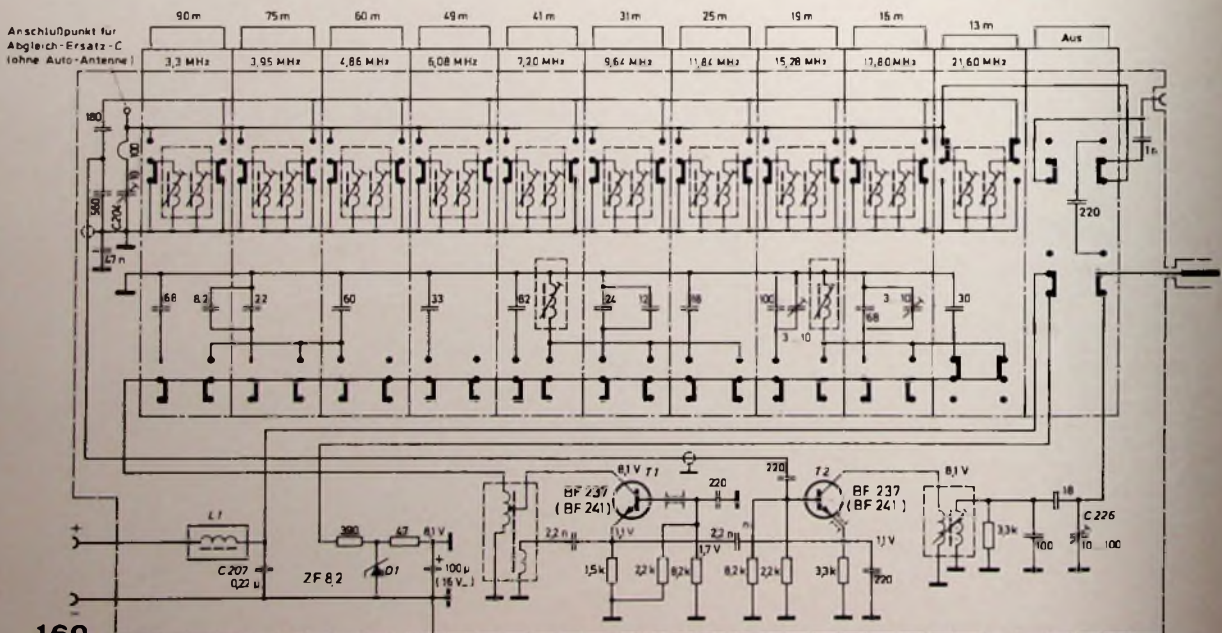
Empfängergebnisse

Der KW-Vorsatz wurde längere Zeit bei Tages- und Nachtfahrten getestet. Entsprechend den Tageszeiten und den eingestellten Bändern, konnten Frequenzstabil die maßgebenden europäischen und überseeischen Kurzwellen-Rundfunkstationen empfangen werden. Ein Nachstimmen war selbst im Wechsel zwischen Fahrt, Halten und bei ausgeschaltetem Motor nicht notwendig, was für die hohe Frequenzstabilität des Oszillators und den stabilen Aufbau spricht.

Mit dem Gerät wurden auch Amateurstationen im 80- (75-m-Taste), 40- (41-m-Taste) und im 15-m-Band (13-m-Taste) empfangen, jedoch müssen diese in Telefonie mit Amplitudenmodulation – also nicht mit SSB (unterdrückter Träger, Einseitenbandmodulation) – arbeiten, da die Autosuper keinen BFO haben. Das 20- und das 10-m-Amateurband werden von den Bereichen des KW-Vorsatzgeräts nicht erfaßt.

Als Antenne diente hierbei die Hirschmann-Versenkantenne „Auta 5200 CL“ mit 2,5-m-Teleskoplänge, die sich auf vielen Auslandsfahrten ausgezeichnet bewährt hat. Obwohl man im allgemeinen bei der üblichen Teleskoplänge von 1,10 m einen guten Empfang erreicht, waren beim Auszug des Teleskops auf 2,5 m Länge vorher nur schwach ankommende KW-Sender dann besser zu empfangen (Die lange Antennenrute bringt übrigens vor allem auch bei Langwelle eine beachtliche Empfangsverbesserung.) —ch

▼ Bild 2. Schaltung des „KWV 1000“



Eidophor-Projektor „5070“ für die Großprojektion von Farbfernsehbildern

Die Serie der Eidophor-Projektoren wurde um ein neues bemerkenswertes Modell erweitert, den Grelag „5070“. Mit der Möglichkeit, ein 12 m x 9 m großes Fernsehbild zu projizieren, dürfte dieser Typ alles bisher Dagewesene übertreffen. Es handelt sich bei dem „5070“ um ein Simultan-Farbsystem, das mit allen internationalen Farbfernsehnormen kompatibel ist. Gegenüber den Vorläufer Typen enthält das neue System zahlreiche Verbesserungen und Neuentwicklungen, die insbesondere die einfache Bedienung und Wartung betreffen.

1. Grundsätzliche Arbeitsweise

Die grundsätzliche Arbeitsweise ist auch beim neuen Modell „5070“ unverändert geblieben, das heißt, man benutzt das Prinzip der durch einen modulierten Elektronenstrahl gesteuerten Ölschicht (Steuerschicht), die in Verbindung mit einem System von Spiegelstreifen wie ein „Lichtventil“ den Lichtstrom einer sehr hellen Lichtquelle entsprechend dem Informationsinhalt des Fernsehsignals steuert. Lichtquelle, Steuerschicht und optisches System bilden ein Dunkelfeld-Projektionssystem, das nach dem Prinzip des Phasenkontrasts arbeitet.

Der prinzipielle Aufbau des Eidophor-Systems ist im Bild 1 schematisch dar-

gemungsmittelpunkt des Hohlspiegels 10. Er bildet die Streifen gegenseitig aufeinander ab, so daß bei ungestörter Oberfläche der Steuerschicht das gesamte Licht wieder zur Lampe reflektiert wird. Die Steuerschicht besteht aus einem dünnen Ölfilm mit ganz bestimmten physikalischen Eigenschaften. Von einem Elektronenstrahlssystem mit den entsprechenden Mitteln zur Fokussierung und Ablenkung wird der von der Katode 17 ausgehende Elektronenstrahl 13 auf die Ölschicht gelenkt. Solange der Elektronenstrahl nicht fokussiert ist, bildet sich auf der Ölfläche eine homogene Ladungsverteilung aus, und die Oberfläche ist vollkommen glatt.

Wird nun der Elektronenstrahl auf einen bestimmten Punkt der Ölschicht fokussiert, dann entsteht dort eine ungleichmäßige Ladungsverteilung, unter

signal modulierten Elektronenstrahl jetzt zeilenweise entsprechend dem Fernsehraster über die Steuerschicht, dann wird das durch die Spiegelstreifen hindurchtretende Licht entsprechend dem Bildinhalt gesteuert, und man erhält auf der Bildwand ein Lichtbild, das genau dem Fernsehbild entspricht.

Die „Nachleuchtdauer“ des Bildes hängt von der Viskosität des Öls ab; sie läßt sich durch entsprechende Temperaturregulation beeinflussen. Der sich dadurch ergebende Speichereffekt kann praktisch die Zeitdauer eines Teilbildes erreichen, und durch diesen Effekt erklärt sich zum Teil die bemerkenswerte große Lichtausgangsleistung des Eidophor-Projektors.

Der wesentliche Vorteil des Steuerschicht-Prinzips ist die eindeutige Trennung von Bilderzeugung und Hochleistungs-Lichtquelle, die es ermöglicht, auf die sonst notwendige Kompromisse zwischen Helligkeit, Auflösung und Kontrast des wiedergegebenen Bilds zu verzichten.

Für die simultane Projektion von Farbfernsehbildern benutzt der Grelag

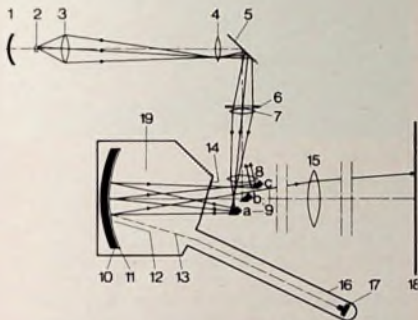


Bild 1. Schematischer Aufbau des Eidophor-Projektors (1 Hilzhohlspiegel, 2 Externpunkt der Lichtquelle, 3 Kondensator, 4 Korrekturlinse, 5 Kaltlichtspiegel, 6 Bildfenster, 7 Sammellinse, 8 Feldlinse, 9a, 9b, 9c Spiegelstreifen, 10 Hohlspiegel, 11 Steuerschicht, 12 Deformation auf der Steuerschicht, 13 Elektronenstrahl, 14 Abschlußglas, 15 Projektionsobjektiv, 16 Kalodenstrahlröhre, 17 Katode, 18 Bildwand, 19 Vakuumkammer)

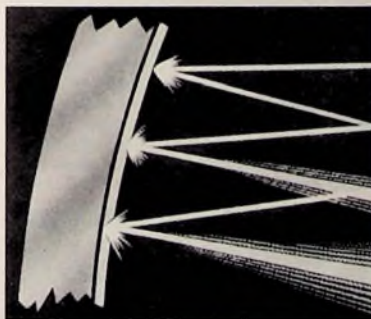


Bild 2. Lichtablenkung an der Steuerschicht. Oben: glatte Oberfläche; Mitte: geringe Deformation; unten: starke Deformation der Oberfläche

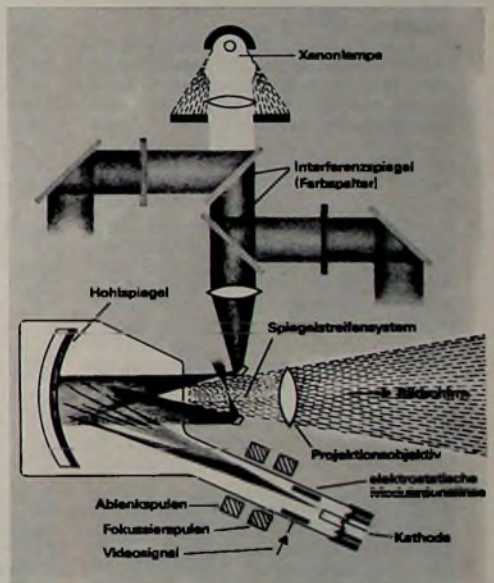


Bild 3. Aufteilung des Lichts der Xenonlampe durch dichroitische Filter und Spiegel

gestellt. Das von der Lichtquelle 2 ausgehende Licht gelangt über den Hilzhohlspiegel 1, den Kondensator 3, die Korrekturlinse 4, den Kaltlichtspiegel 5, das Bildfenster 6, die Sammellinse 7 und die Feldlinse 8 über das Spiegelstreifensystem 9a, 9b, 9c auf den sphärischen Konkavspiegel 10, der mit der Steuerschicht 11 bedeckt ist. Die Spiegelstreifen 9a, 9b, 9c liegen im Krü-

deren Einfluß sich die Oberfläche deformiert. Es entstehen gewissermaßen „Runzeln“, und an diesen gestörten Stellen wird das an der Ölfläche reflektierte Licht je nach Grad der Deformation mehr oder weniger abgelenkt (Bild 2), so daß es an den Spiegelstreifen vorbeigeht und durch das Projektionsobjektiv 15 auf die Bildwand 18 gelangt. Führt man den mit dem Bild-

„5070“ drei mechanisch integrierte Projektionssysteme mit getrennten Steuerschichten, Elektronenkanonen und Spiegelstreifensystemen für die roten, grünen und blauen Bilder. Das von einer 2,5-kW-Xenonlampe ausgehende Licht wird über ein System dichroitischer Filter und Spiegel in die drei Farben Rot, Grün und Blau aufgeteilt (Bild 3) und in je einem der oben beschriebenen



Bild 4 Vorderansicht des Eidophor - Projektors Gretag „5070“

Bild 5 Rückansicht des Gretag „5070“: Links: Bedienpult und Elektronik; rechts: optisch-mechanischer Teil



Bild 6 Bedienpult des Farbfernseh-Großprojektors



nen Systeme entsprechend den Werten der Farbsignale gesteuert. Durch die additive Mischung der roten, grünen und blauen Bilder auf der Bildwand entstehen dann die dem Originalbild entsprechenden Farbbilder. Besonderen Wert hat man bei der Entwicklung des „5070“ auf einfache Bedienung gelegt. Wesentliches Merkmal der technischen Konzeption ist dabei unter anderem eine Automatik für die Farbdeckung; die exakte Farbdeckung der drei Bilder wird durch ein Servosystem erreicht. Für die Einstellung der Farbbalance verfügt der „5070“ über ein halbautomatisch arbeitendes System.

2. Aufbau des Eidophor-Projektors Gretag „5070“

Die Vorder- und die Rückansicht des „5070“ (Bilder 4 und 5) lassen schon äußerlich die klare Trennung in einen optisch-mechanischen und einen elektronischen Teil erkennen.

2.1. Optisch-mechanischer Teil

Der optisch-mechanische Teil enthält außer der Xenonlampe mit der Farbteilungs- und Beleuchtungsoptik drei abnehmbare Vakuumgefäße, die sogenannten Kassetten. Jede von ihnen enthält einen Hohlspiegel mit der Steuerschicht, eine thermostatisch gesteuerte Heizung für die Regelung der Viskosität des Öls der Steuerschicht und sogenannte Index-Elektroden für die automatische Steuerung der Farbdeckung. Ein Kühlgebläse mit eingebautem Filter und entsprechenden Luftführungen ergänzt diesen Teil des Geräts.

2.2. Elektronischer Teil

Wie Bild 5 zeigt, ist der elektronische Teil des „5070“ in Form von steckbaren Kassetten aufgebaut. Für die Schaltungen selbst werden diskrete Halbleiterbauelemente sowie integrierte Schaltungen benutzt. Die Elektronik besteht im wesentlichen aus fünf bestimmten Funktionen zugeordneten Gruppen:

1. Drei identische Videokanäle mit je einem Trennverstärker. Sie haben $15 \text{ MHz} \pm 3 \text{ dB}$ Bandbreite, Eingänge für mit $\Gamma = 0,45$ korrigierte Signale und eine auf 0, 2,5, 5, 7,5 oder 10 % einstellbare Schwarzabhebung.

2. Zeitbasis- und Ablenkschaltungen. Die drei identischen Ablenkanäle werden von Zeitbasis-Muttergeneratoren mit Horizontal- und Vertikalfrequenz gesteuert. Da der Elektronenstrahl nicht senkrecht, sondern unter einem sich entsprechend dem geschriebenen Fernsehtraster ändernden Winkel schräg auf die Steuerschicht auftritt, sind in jedem Kanal Möglichkeiten zur Korrektur der dadurch entstehenden Trapezverzerrungen und dynamischen Fokusabweichungen vorhanden. Außerdem ist es möglich, den Zeilen-Durchhang und die Geometrieverzerrungen zu korrigieren.

3. Automatische Steuer- und Regelschaltungen machen den zeitraubenden Abgleich überflüssig, indem sie während des Betriebs kontinuierlich alle Abweichungen zwischen den Rot-, Grün- und Blaukanälen ausgleichen. Von zwei Servosystemen steuert das eine automatisch die Farbdeckung und das andere halbautomatisch die Farbbalance.

4. Das Bedienpult (Bild 6) enthält alle notwendigen Schalter, Regler und Kanalwähler sowie ein Anzeiginstrument für die wichtigsten Betriebswerte. Erwähnt sei noch, daß ein Teil des Bedienpultes abnehmbar ist und über ein 50 m langes Fernbedienungskabel abgesetzt vom Gerät benutzt werden kann.

5. Das Stromversorgungsteil liefert alle für den Betrieb des „5070“ notwendigen Spannungen, darunter auch die Heizspannung und die Hochspannung für die Elektronenstrahlensysteme. Es ist für den Anschluß an $190 \dots 250 \text{ V} \pm 5 \%$ Wechselspannung ausgelegt und nimmt etwa 3 kVA auf. Getrennt davon ist der Gleichrichter für die Xenonlampe ($190 \dots 240 \text{ V}$, $6,6 \text{ kVA}$, Drehstrom).

3. Technische Daten

Der Gretag „5070“ liefert bei 95 A Lampenstrom einen Lichtstrom von $3600 \text{ lm} \pm 10 \%$, berechnet aus der Beleuchtungsstärke in Bildmitte bei voller Aussteuerung für Bildweiß. Benutzt man eine Bildwand mit dem Reflexionsfaktor 1,8, dann ergibt sich für Weiß in Bildmitte eine Leuchtdichte von 320 asb für 20 m^2 Bildfläche beziehungsweise von 65 asb bei 100 m^2 Bildfläche. Die maximale Bildfläche liegt bei etwa 120 m^2 . Es stehen sechs

verschiedene Objektiv mit Brennweiten zwischen 150 und 500 mm und Bildwinkeln (Bildwinkel = $\text{Bildbreite} : \text{Projektionsentfernung}$) zwischen $1:2,1$ und $1:7,0$ zur Verfügung. Je nach Objektiv kann man mit Projektionsentfernungen bis maximal etwa 80 m und minimal $4 \dots 13 \text{ m}$ arbeiten. Bei voller Schwarz-Weiß-Aussteuerung erreicht man ein Kontrastverhältnis von mindestens $100:1$.

Das Auflösungsvermögen für jeden Farbkanal wird mit mindestens 800 Zeilen in Bildmitte mit höchstens 30% Abfall innerhalb eines Qualitätskreises vom Durchmesser der Bildbreite angegeben. Die Bildgeometrie innerhalb eines Qualitätskreises vom $0,8$ fachen Durchmesser der Bildhöhe ist besser als 1% und besser als 2% im restlichen Bild. Auch die erreichten Werte für die Farbdeckung (Rot und Blau bezogen auf Grün) sind bemerkenswert: Sie ist besser als $0,2 \%$ der Bildhöhe in einem Kreis vom $0,8$ fachen Durchmesser der Bildhöhe, besser als $0,35 \%$ in einem Kreis vom Durchmesser der Bildhöhe und besser als $0,5 \%$ im restlichen Bild. Der Eidophor-Projektor „5070“ ist für die Wiedergabe von Fernsehbildern nach CCIR-Norm (625 Zeilen, 50 Halbbilder/s) und nach EIA-Norm (525 Zeilen, 60 Halbbilder/s) geeignet. Für die Wiedergabe von Farbfernsehbildern stehen ein PAL- und ein NTSC-Decoder zur Verfügung.

W. Roth

Weißbalken im Gitterraster

Ein elektronisches Testbild

Die hier beschriebene Platine liefert zusammen mit einem Normtaktgeber, einem normalen Gittermustergeber und einem Fernseh-Signalmischer wahlweise drei Testbilder: ein weißes Gittermuster auf schwarzem Hintergrund, ein schwarzes Gittermuster auf weißem Hintergrund und einen waagerechten Weißbalken im Gittermuster mit weißen Linien auf schwarzem Grund. Einige Anwendungen dieses Testbildes werden dargestellt.

1. Testbild „Weißbalken“

Ein bekanntes Testbild zur Beurteilung von Geometriefehlern bei Schwarz-Weiß-Fernsehgeräten und zur Einstellung von Konvergenz- und Kissenverzerrungs-Korrekturschaltungen in Farbfernsehgeräten ist das Gitterraster, das normalerweise weiße dünne Linien auf schwarzem Hintergrund zeigt. Wenn man dieses Testbild umkehrt, so erhält man schwarze Gitterlinien auf weißem Grund.

Während das erste Raster ein typisches „Schwarzbild“ darstellt, ist das zweite Raster ein typisches „Weißbild“. Zur Prüfung des Verhaltens einer Fernseh-Ablenk- und -Hochspannungsschaltung bei einem Sprung von einem „Schwarzbild“ in ein „Weißbild“ (und umgekehrt) kann man mit einem gegenüber dem Bildanfang verzögerten vertikal-frequenten Schaltimpuls einer Länge von etwa 2 bis 5 ms ein „Weißbild“ in ein „Schwarzbild“ – beide mit dem Gittermuster – einblenden. Man erhält so auf dem Schirm eines Schwarz-Weiß- oder Farbfernsehgerätes ein Testbild nach Bild 1.

Bei guten Regeleigenschaften der Ablenkung und Hochspannungserzeugung kann man im Verlauf vor allem der senkrechten Gitterlinien keine Veränderung beim Übergang vom „Schwarzbild“ in das „Weißbild“ (und umgekehrt) feststellen.

Bei mangelhaften Regeleigenschaften oder bei zu kleiner Kapazität des Bildröhrenbelages sieht das Schirmbild so aus, wie im Bild 2a dargestellt. Dort ist zu erkennen, daß die Bildbreite am unteren Rand des Weißbalkens größer ist als am oberen Rand. Beim genaueren Hinsehen bemerkt man, daß die Schwarzgitterlinien im Weißbalken nach unten zu in geringem Maße auseinanderlaufen. Die Abweichung von der senkrechten Verlängerung der weißen Linien am linken und rechten Bild-

rand ist ein Maß für den auftretenden Fehler. Im Falle des Bildes 2a ist lediglich die die Hochspannung führende Kapazität (im Beispiel nur die Eigenkapazität der kleinen Bildröhre A 31-376 W) zu klein. Daher entlädt sie sich während des Weißbildes sehr schnell – ohne daß die Ladung vom Hochspannungsteil rasch genug nachgeliefert werden kann – und das Absinken der Hochspannung bedingt ein Breiterwerden des Bildes. Auch die Bildhöhe nimmt während des Weißbildes zu. Das tritt aber nicht so deutlich hervor wie die Zunahme der Bildbreite. Beim nachfolgenden Schwarzbild ist – wegen des kleinen mittleren Strahlstromes – das Hochspannungsteil wieder imstande, die abgesunkene Spannung innerhalb einiger ms auf den ursprünglichen Wert anzuheben, das heißt die Kapazität nachzuladen.

Legt man parallel zur Bildröhrenkapazität einen Hochspannungskondensator von 1000 pF/20 kV, so reicht dessen Ladung zusammen mit der Bildröhrenladung aus, um die Hochspannung während des 4 ms dauernden Weißbildes konstant zu halten oder doch wenigstens nur sehr wenig absinken zu lassen. Bild 2b ist bei einer durch einen Kondensator von 1000 pF ergänzten Bildröhrenkapazität aufgenommen. Hier sind die Abweichungen der senkrechten Gitterlinien nur noch sehr klein.

Der Strahlstrom ist im Mittel während des Schwarzbildes etwa 50 μ A (bei Schwarz-Weiß-Bildröhren), während des Weißbildes 500 μ A bis 1 mA. Bei Farb-Bildröhren sind die entsprechenden Werte etwa: 50 μ A und 2,5 mA.

2. Schaltung zur Erzeugung des Weißbalken-Testbildes

Zur Erzeugung eines BAS-Signals, das das Weißbalken-Bildmuster enthält, braucht man einen Fernseh-Signal-

mischer. Diesem läßt sich ein Schwarzbild mit weißem Gitterraster als B-Signal zuführen, oder ein Weißbild mit schwarzem Gitterraster oder aber ein B-Signal, dessen Länge von 19 ms aus einem Schwarz-Teilbild (mit weißem Gitterraster) von der Länge 10 ms, aus einem Weiß-Teilbild (mit schwarzem Gitterraster) von 4 ms und wieder einem Schwarz-Teilbild von 5 ms besteht. Die Länge des Weiß-Teilbildes kann auch zum Beispiel 2 ms sein, das darauf folgende Schwarz-Teilbild 7 ms. Je kürzer die Zeit des Weiß-Teilbildes ist, je schmaler also der Weißbalken gewählt wird, um so größer kann der Strahlstrom während dieses Weißbildes sein.

Das ursprüngliche B-Signal, ein weißes Gitter auf schwarzem Grund, kann beispielsweise mit Hilfe eines handelsüblichen Gittergebers, der hier nur das B-Signal liefert, erzeugt werden. Ein V-Impuls läßt sich aus einem Norm-Taktgeber beziehen. Das B-Signal für den Fernseh-Signalmischer wird durch die nachstehend beschriebene Platine erzeugt, die man mit zwei Impulssignalen (einem V-Signal und dem normalen Gittersignal) speist.

Die Laborschaltung nach Bild 3 arbeitet mit 12 V Betriebsspannung. Der V-Impuls triggert einen Verzögerungs-Univibrator mit zwei Transistoren BCY 58 (T 1, T 2). Dieser erzeugt einen Rechteckimpuls von etwa einer halben Bildhöhe (entspricht etwa 10 ms Länge). Damit ist der Beginn des eigentlichen Weißbalkens festgelegt. Der anschließende BCY 78 (T 3) stellt eine Trennstufe dar. Die darauffolgenden beiden Transistoren BCY 58 (T 4, T 5) bilden den Univibrator, der den Weißbalken erzeugt. Mit einem BCY 78 (T 6) wird dann wieder eine Trennverstärkerstufe realisiert. Die nachfolgenden beiden BCY 58 (T 7, T 8) bilden einen Verstärker, der zwei symmetrische Impulsreihen erzeugt.

Damit sich die Begrenzungen des Weißbalkens mit den waagerechten Linien des Gitters decken, wird zusätzlich noch vom Eingang des B-Signals her ein leicht integriertes Gittersignal in die Basis von T 4 eingespeist. Durch die

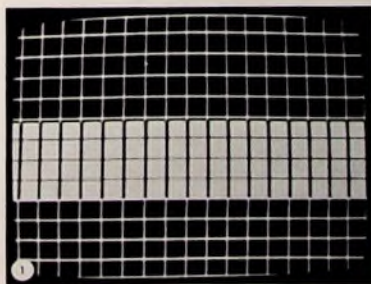


Bild 1. Testbild „Weißbalken“

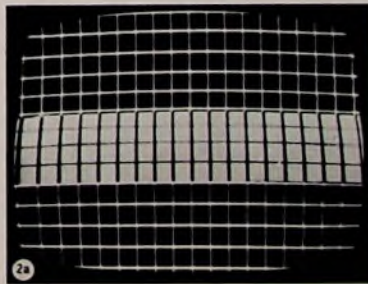
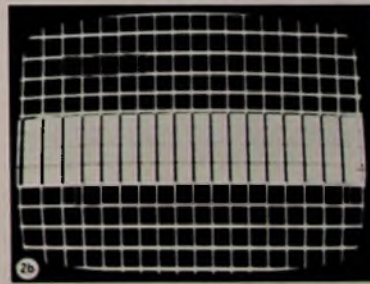


Bild 2a. Weißbalken-Testbild bei zu kleiner Bildröhrenkapazität.



b) Weißbalken-Testbild bei ausreichender Bildröhrenkapazität.

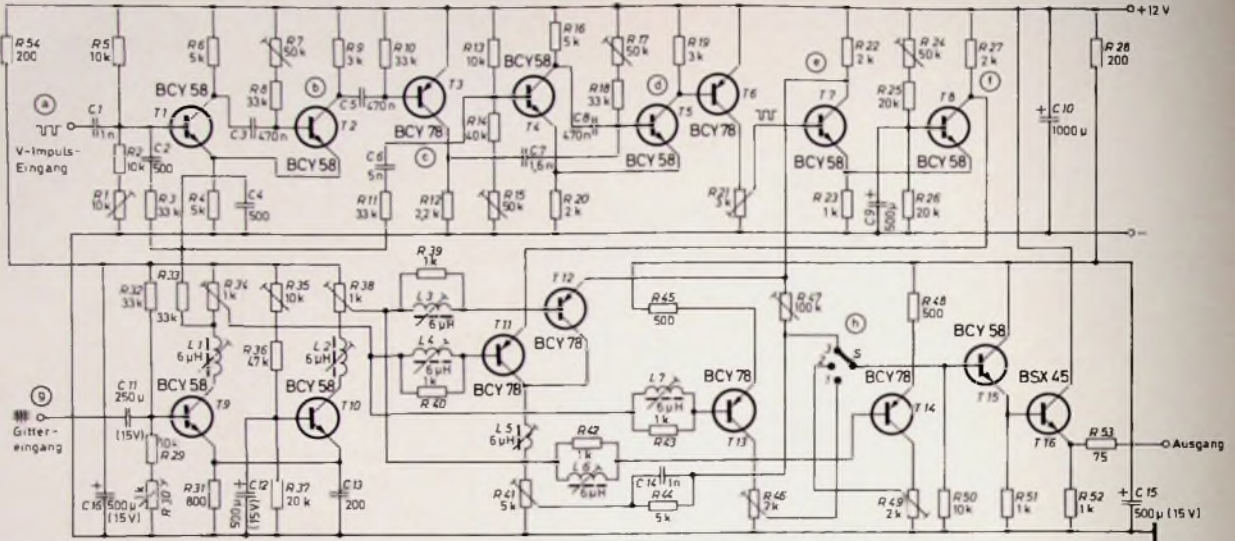


Bild 3. Schaltung der Platine zur Erzeugung eines weißen Balkens mit Gittermuster; an Stelle der kommerziellen Typen können auch Standard-Transistoren BC 108, BC 158 und ähnliche verwendet werden. Die größeren Streuungen sind dann jedoch zu berücksichtigen.

Integration werden die höherfrequenten schmalen Impulse, die die senkrechten Linien des Gittersignals bilden, unterdrückt; es bleiben nur die Weißzeilen übrig, die die waagerechten Linien darstellen. Die Weißzeilen-Impulse

dienen zur Präzisionsynchronisierung des zweiten Univibrators (T 4, T 5), des eigentlichen Weißbalkengenerators.

Die symmetrischen Austastimpulse für den Weißbalken werden von T 7 und T 8 her den Emittoren von T 11 und T 12 zugeführt. Diese beiden Transistoren bilden einen Austastmischer und legen abwechselnd im Rhythmus der Austastung zwei an ihre Basen gelegte Eingangssignale an den Ausgang. Die notwendigen Eingangssignale werden an T 9 und T 10 abgenommen, die einen Umkehrverstärker bilden. T 9 erhält das das Weißgitter auf schwarzem Grund darstellende B-Signal zugeführt; an seinem Kollektorwiderstand erscheint das umgekehrte Signal, ein schwarzes Gitter auf weißem Grund. Am Kollektorausgang von T 10 liegt das Signal für das weiße Gitter auf schwarzem Grund.

Im Austastmischer T 11, T 12 wird nun etwa 10 ms lang das Weißgitter an den Ausgang gegeben, dann etwa 4 ms lang das Schwarzgitter und dann für den Rest des Bildes wieder das Weißgitter. So entsteht das Bildsignal nach Bild 1.

Widerstände

Trimmerwiderstände
1/4 W

	kOhm
R 1	10
R 7	50
R 15	50
R 17	50
R 24	50
R 30	1
R 35	10
R 47	100

Trimpotentiometer
1/4 W

	kOhm
R 21	3
R 34	1
R 36	1
R 41	5
R 46	2
R 49	2

Schichtwiderstände
1/4 W

	kOhm
R 4	5
R 6	5
R 9	3
R 12	2,2
R 16	5
R 19	3
R 20	2
R 22	2
R 23	1
R 27	2
R 31	0,8
R 45	0,5
R 48	0,5
R 51	1

Schichtwiderstände
1/10 W

	kOhm
R 2	10
R 3	33
R 5	10
R 8	33
R 10	33
R 11	33
R 13	10
R 14	40
R 15	33
R 25	20
R 26	20
R 29	10
R 32	33
R 33	33
R 36	47
R 37	20
R 39	1
R 40	1
R 42	1
R 43	1
R 44	5
R 50	10

Schichtwiderstände
1/2 W

	kOhm
R 28	0,2
R 52	1
R 53	0,075
R 54	0,2

Kondensatoren

MKH

Prüfspannung
250 V: C 1, C 6
63 V: C 3, C 5, C 8

	nF
C 1	1
C 3	470
C 5	470
C 6	5
C 8	470
C 14	1

Styroflex

Prüfspannung: 250 V

	nF
C 2	0,5
C 4	0,5
C 7	1,6
C 13	0,2

Elektrolyt

Prüfspannung: 15 V

	µF
C 9	500
C 10	1000
C 11	250
C 12	500
C 15	500
C 16	500

Bei Verwendung von keramischen Kondensatoren: nur solche mit kleinem Verlustwinkel, keine mit großer Dielektrizitätskonstante

Spulen L 1 bis L 7

Induktivität: $\approx 6 \mu\text{H}$
Wicklung: 0,3 CuL, 20 Wdg.
Spulenkörper: „B 3,5/17,5-1336 (V'cgl)
Gewindekern: „B 63310-B 3021-X 012" K 12,
M 3,5 x 0,5 x 10,3 (Siemens)

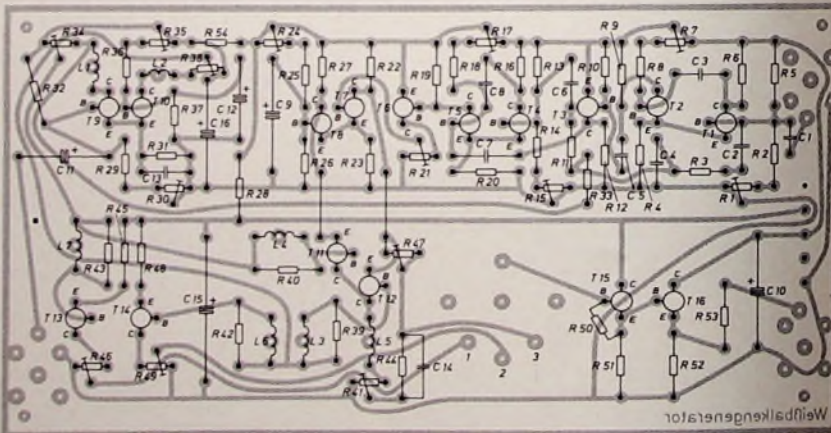


Bild 4. Bestückungsplan der gedruckten Schaltung der Platine von der Bauelementeseite her gesehen im Maßstab 1:2 (Vorlage der gedruckten Schaltung in Originalgröße 25,3 x 13,2 cm kann vom Verlag als Fotokopie bezogen werden)

Die restlichen vier Transistoren T 13, T 14, T 15, T 16 sind Verstärker, die es (zusammen mit einem Schalter) gestatten, drei dauernd vorhandene und daher auch konstante Testbilder an den Ausgang zu legen: In der Schalterstellung 1 erscheint ein weißes Gitter auf schwarzem Grund (Schwarzbild) auf der ganzen Bildfläche. In der Schalterstellung 2 tritt ein schwarzes Gitter auf weißem Grund (Weißbild) auf der ganzen Bildfläche auf. In der Schalterstellung 3 erscheint schließlich der im Bild 1 gezeigte Weißbalken, der sich aus den erwähnten beiden Elementen zusammensetzt.

Im Bild 4 ist die Platine mit der geätzten Schaltung (einschließlich Bestückungsplan) wiedergegeben, auf der die Bauelemente untergebracht werden. Die Platine wird mit 12 V (stabilisiert) betrieben.

3. Oszillogramme

Die Bilder 5, 6 und 7 zeigen Oszillogramme einiger Kurvenformen, die bei der Aufbereitung des Bildsignals

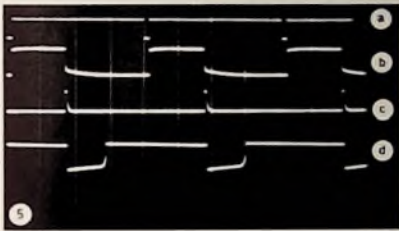


Bild 5. (a) V-Signal-Eingang, (b) Verschiebungs-Rechteck, (c) verschobener Triggerimpuls zur Auslösung des Weißbalken-Rechtecks, (d) Weißbalken-Rechteck

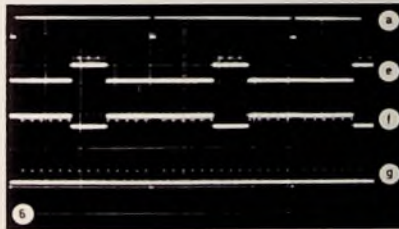


Bild 6. (a) V-Signal-Eingang als Bezugsphase, (e) herausgelastetes Teilsignal „weißes Gitter auf schwarzem Grund“, (f) herausgelastetes Teilsignal „schwarzes Gitter auf weißem Grund“, (g) Gittermuster-Eingang, weißes Gitter auf schwarzem Grund

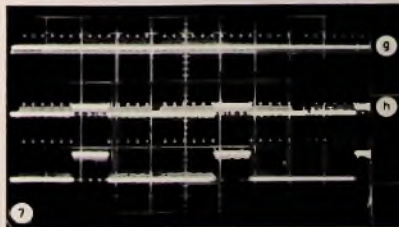


Bild 7. (g) Eingang: weißes Gitter auf schwarzem Grund, (h) Ausgangssignal „Weißbalken“ vor dem Endverstärker; ganz unten: Ausgangssignal „Weißbalken“ (die Weißamplitude des „Weißbalkens“ kann eingestellt werden)

„Weißbalken“ auftreten. Die Meßpunkte (a) bis (h), an denen die dargestellten Spannungen gemessen wurden, sind in der Schaltung nach Bild 3 eingezeichnet

Bild 5 zeigt in der ersten Zeile (a) den V-Impuls, der zur Auslösung des Verzögerungs-Multivibrators verwendet wird. (b) ist das Verzögerungs-(Verschiebe-)Rechteck, (c) der Triggerimpuls für das eigentliche Weißbalken-Rechteck, und (d) ist das Weißbalken-Rechteck selbst. Dieses Weißbalken-Rechteck wird dem Umkehrverstärker T 7, T 8 zugeführt, um es in beiden Phasenlagen zur Verfügung zu haben.

Im Bild 6 ist oben als Bezugsphase noch einmal der V-Impuls dargestellt. (e) und (f) sind die an den Kollektoren des Umkehrverstärkers T 7, T 8 beziehungsweise an den beiden Emitttern des Austastmischers T 11, T 12 auftretenden Spannungen. Man erkennt, daß an (e) das um 180° versetzte Weißbalkensignal und an (f) das um 180° versetzte Schwarzbild-Oszillogramm mit Gitter zu sehen ist, die beide über den aus den Transistoren T 9, T 10 bestehenden Bildsignal-Umkehrverstärker hereinkommen

Unten im Bild 6 ist das Signal für das weiße Gitter auf schwarzem Grund (g) dargestellt. Im Bild 7 ist oben zum Phasenvergleich das Gittersignal (g) zu sehen, darunter das Ergebnis (h) der Mischung im Austastmischer T 11, T 12, das im wesentlichen mit dem Ausgangssignal, dem „Weißbalken“, identisch ist.

4. Abgleich

Der V-Impuls-Eingang erhält das normgerechte negative V-Signal mit der Amplitude $4 V_{SS}$. An der Buchse (g), dem Gittereingang, liegt ein BA-Signal (Bildsignal plus Austastsignal) von etwa 1 bis $1,5 V_{SS}$ Amplitude.

Die Regler sind im allgemeinen in ihren Werten nur so groß bemessen, wie sie unbedingt sein müssen, um bei den vorhandenen Bauteiltoleranzen die verlangten Signale zu liefern.

Zunächst werden der Arbeitspunkt und die Impulslänge des aus T 1 und T 2 bestehenden Verzögerungs-Univibrators eingestellt. Dazu dienen die beiden Regler R 1 und R 7. Dann wird der den Weißbalken erzeugende Univibrator mit den Transistoren T 4, T 5 auf eine Impulslänge von etwa 4 ms mittels des Reglers R 17 eingestellt. Nun wird der Phasenumkehrverstärker (T 7, T 8) mittels der Regler R 21 und R 24 abgeglichen, so daß die Signalmischer T 11, T 12 voll ausgetastet werden und keine Signalreste vom Gittersignal in den Pausen übrigbleiben (Oszillograf an den Punkt (h)). Mit den beiden Reglern R 34, R 38 in den Kollektorkreisen des Bildsignal-Umkehrverstärkers T 9, T 10 und der Arbeitspunkteinstellung (R 30, R 35) wird das Weißbalkensignal (Oszillograf an (h)), grob eingestellt.

Die Amplituden des positiven Gittersignals (weiße Linien auf schwarzem Grund) und des negativen Gittersignals (schwarze Linien auf weißem Grund) müssen auf gleiche Amplitude am Ausgang eingestellt werden. Im allgemeinen werden auf Grund des Frequenzganges der Verstärker und Mischer die

den senkrechten Linien entsprechenden sehr schmalen Impulse schlechter verstärkt. Daher sollte zunächst für die Amplitudeneinstellung nur auf die Ganzzeilenimpulse geachtet werden. Zur Anhebung der hohen Frequenzen und damit der Amplitude der schmalen Impulse dienen die kleinen, mit einem Ferritkern abgleichbaren Spulen. Sie haben bei halb eingedrehtem Abgleichkern eine Selbstinduktion von etwa $6 \mu H$. Man beginnt mit dem Abgleich von L 1 und L 2, wobei der Oszillograf an die Schleifer der Potentiometer R 34 und R 38 gelegt wird. Die schmalen Impulse sollen mit gleich großer Amplitude wie die Ganzzeilenimpulse erscheinen, aber keine Einschwingvorgänge zeigen. Dann folgt der Abgleich der Spulen L 3 und L 4 (Oszillograf an den T 11 und T 12 gemeinsam Kollektor).

Zum Abgleich der weiteren Induktivitäten wird der Oszillograf an den Ausgang (an R 53) angelegt und zunächst der Schalter S auf die Stellung 1 (Schwarzbild mit weißem Gitter) gebracht. Mit L 7 kann die Gleichheit der Amplituden der schmalen Impulse und der Ganzzeilenimpulse hergestellt werden (kleine Unterschiede spielen übrigens für die Wirksamkeit des Signals keine Rolle). Bei dieser Abgleicharbeit geht die Stellung des Potentiometers R 46 mit ein. R 46 wird so eingestellt, daß die Ausgangsamplitude $1 V_{SS}$ oder (wenn erforderlich) $1,5 V_{SS}$ beträgt.

In der Schalterstellung 2 (Weißbild mit schwarzem Gitter) wird mit R 49 die Amplitude (hauptsächlich der Ganzzeilenimpulse) und mit L 6 der Frequenzgang (das heißt die Amplitude der schmalen Impulse) eingestellt.

In der Schalterstellung 3, dem eigentlichen Weißbalken, wird mit R 41 die Amplitude und mit L 5 der Frequenzgang abgeglichen.

Der einstellbare Widerstand R 47 gibt einen Korrekturimpuls von der Umschaltfrequenz (V-Frequenz) an den Ausgang. Er wird so eingestellt, daß im Ausgangssignal keine restliche Rechteckspannung von V-Frequenz übrigbleibt.

Um zu erreichen, daß die Grenzlinien des Weißbalkens mit weißen Zeilen des Grundbildes (Weißgitter auf schwarzem Grund) zusammenfallen, wird zum Schluß mit dem Regler R 7, der den oberen Rand des Weißbalkens verschiebt, und dem Regler R 17, der den unteren Rand des Weißbalkens verschiebt, eine Deckung mit den waagerechten weißen Linien hergestellt. Die Kopplung der Zeilenimpulse vom Kollektor des Transistors T 9 an die Basisanschlüsse von T 1 und T 4 erleichtert diese Einstellung.

Vor allem wichtig ist der Weißwert des Weißbalkens, der nicht unbedingt dem Weißwert der Weißzeilen im „Schwarzbildgitter“ gleich sein muß, aber einen genau definierten mittleren Strahlstrom erzeugen muß.

Der Strahlstrom wird beim Weißbalkenbild am vorteilhaftesten indirekt mit einem Luxmeter gemessen. Dieses wird vorher mit einem Weißbild mit schwarzem Gitter geeicht, da man bei diesem Bild den mittleren Strahlstrom leicht mit einem Mikroamperemeter messen kann.

Persönliches

Dr. Schwarz zum Konsul ernannt

Senator e. h. Dr. phil. nat. Hermann Schwarz, Mitbegründer und Mitinhaber von *Rohe & Schwarz*, wurde zum Wahlkonsul Islands für den Freistaat Bayern ernannt.

H. Mößner geht zu GT & E

Hermann Mößner, Generalbevollmächtigter im Geschäftsbereich „Rundfunk, Fernsehen, Phono“ von AEG-Telefunken, wird auf eigenen Wunsch den Konzern verlassen. Er scheidet dort im freundschaftlichen Einvernehmen am 30. 6. 1971 aus und wird am 1. 7. 71 in den Vorstand der GT & E International SA, Zürich, eintreten.

E. Pätzold erhält Bundesverdienstkreuz

Dipl.-Ing. Ernst Pätzold, seit 1953 Vorstandsmitglied der Deutschen Messe- und Ausstellungs-AG, Hannover, wurde vom Bundespräsidenten das Große Bundesverdienstkreuz verliehen. Die Auszeichnung erfolgte in Anerkennung seiner hohen Verdienste um die Weiterentwicklung der Hannover-Messe und den Aufbau der Deutschen Luftfahrtschau.

E. Kauer zum Honorarprofessor ernannt

Auf Antrag der Mathematisch-Naturwissenschaftlichen Fakultät der Universität Köln ist Dr. Erhard Kauer, Geschäftsführer der *Philips Forschungslaboratorium Aachen GmbH*, zum Honorarprofessor ernannt worden. Dr. E. Kauer (42) studierte Physik in Göttingen und München und promovierte 1955 bei Professor Jaas. Im Anschluß daran trat er in das *Philips Zentrallaboratorium Aachen* ein. 1961 wurde er zum Prokuristen und stellvertretenden Geschäftsführer ernannt.

G. Dax 40 Jahre bei Kathrein

Am 29. 1. 1971 feierte Georg Dax, geschäftsführender Direktor der *Kathrein-Werke KG*, sein 40jähriges Arbeitsjubiläum. Nach beruflicher Ausbildung im Bankfach trat er 1931 bei *Kathrein* ein. 1942 übertrug man dem damals 32jährigen die kaufmännische Leitung des Betriebes und erteilte ihm Einzelprokura. 1958 wurden seine Verdienste durch Ernennung zum Direktor gewürdigt, und 1970 hat ihn der Gründer und Betriebsinhaber, Ing. A. Kathrein, zum geschäftsführenden Direktor ernannt und ihm Generalvollmacht erteilt.

Durch seinen kaufmännischen Weitblick, seine unternehmerische Befähigung und durch unermüden Einsatz hat G. Dax zum Aufbau und zu der lebhaften Aufwärtsentwicklung des Unternehmens maßgebend beigetragen. Mit seiner ruhigen, verbindlichen Art erfreute sich der Jubilar nicht nur im Hause *Kathrein*, sondern auch in weiten Fachkreisen des In- und Auslandes allgemeiner Achtung und Wertschätzung.

H. J. Bette 65 Jahre

Der Vorsitz der Technischen Kommission des Fachverbandes Schwachstromtechnische Bauelemente im ZVEI, Dipl.-Ing. Hans Joachim Bette, Oberingenieur und Prokurist im Unternehmensbereich Bauelemente der *Siemens AG*, wurde am 20. 1. 1971 65 Jahre. Als Leiter der Vorschriftenkommission des ZVEI, der Technischen Kommission des Fachverbandes, als Obmann des Fachnormenausschusses 507 „Gütebeständige Bauelemente“ sowie durch seine Tätigkeit in der CEPEC, dem Komitee europäischer Bauelemente-Hersteller, und durch seine führenden Funktionen beim Aufbau eines europäischen Gütebestätigungssystems hat H. J. Bette national und international in der Bauelemente-Branche Namen und Anerkennung gelunden.

A. Köhler 60 Jahre

Am 12. 2. 1971 wurde Dr. Anton Köhler 60 Jahre. Seit 15 Jahren ist er Mitglied der Technischen Kommission des Fachverbandes Empfangsantennen im ZVEI und seit 3 Jahren deren Vorsitzender. Dazu gehört auch der Vorsitz der Anlagen- und der Schulungskommission. Außerdem ist Dr. Köhler in der VDE-Kommission 0855 und in dem Fachnormenausschuß 327.4 Antennen tätig.

Dem Hause *Robert Bosch Elektronik GmbH*, Berlin, gehört Dr. Anton Köhler seit nunmehr 28 Jahren an. Der hohe technische Stand der *Bosch*-Antennenerzeugnisse ist zum großen Teil seinem unermüden Schaffen zu verdanken.

L. Brück 60 Jahre

Dr. Lother Brück, Entwicklungsleiter des Fachbereichs Röhren von *AEG-Telefunken*, vollendete am 24. 1. 1971 sein 60. Lebensjahr. Dr. Brück ist seit 35 Jahren im Unternehmen tätig. Bekannt wurde er — und zwar auch im Ausland — durch einige grundlegende Arbeiten auf dem Gebiet der Mikrowellenröhren. Seine jetzige Position hat Dr. Brück mit einer Unterbrechung von fünf Jahren, in denen er das Fachgebiet Technische Röhren leitete, seit 1956 inne.

W. Abeck zum Abteilungsleiter ernannt

Dr. Wilhelm Abeck (51), mit Jahresbeginn 1971 zum Abteilungsleiter ernannt, leitet seit mehr als drei Jahren bei *Agfa-Gevaert* die Magnetbandproduktion einschließlich Prüfstelle, Anwendungstechnik und Entwicklung. Mit Eintritt in die damalige *Agfa AG* am 1. Juni 1953 widmete sich Dr. Abeck im besonderen der Entwicklung magnetischer Oxide, später auch der von Lackbindemitteln, Dispergier- und Gießverfahren. 1955 wurde Dr. Abeck mit der Leitung des Magnetband-Technikums in Leverkusen betraut. 1965 erhielt er den Auftrag, in München eine Magnetbandfabrikation mit Entwicklungsabteilung aufzubauen. 1967 übernahm er dann die Leitung dieser Entwicklungsabteilung und am 1. Oktober 1967 die Leitung der gesamten Magnetbandproduktion.

D. O'Connor Vizepräsident von Fairchild

Mit Wirkung vom 1. Dez. 1970 wurde Douglas O'Connor (39), Generaldirektor von *Fairchild* in Europa, zum Vizepräsidenten der *Fairchild Camera & Instrument Corp.* ernannt.

O'Connor trat 1968 als Marketing Direktor der Abteilung Halbleiter (einer Tochtergesellschaft der *Fairchild Camera & Instrument Corp.*, Mountain View, Calif., USA) bei *Fairchild* ein und wurde im März 1970 zum Generaldirektor dieser Abteilung in Europa befördert. Seiner Verantwortlichkeit untersteht auch die kürzlich in Betrieb genommene neue Produktionsstätte in der europäischen Hauptniederlassung in Wiesbaden.

J. Kögler Prokurist der International Rectifier

Die *International Rectifier GmbH*, Frankfurt, ernannte Joachim Kögler zum Prokuristen. J. Kögler sammelte seine ersten praktischen Erfahrungen bei *Klöckner-Maeller*, wechselte dann zur *FPE-Schallgeräte GmbH* und war vor seinem Eintritt bei der *International Rectifier* zuletzt als Assistent der Verkaufsleitung Niederspannungsschallgeräte der *General Electric Germany* tätig. Er ist den Geschäftsführern der *IR GmbH* für eine erfolgreiche Arbeit der IR-Organisation innerhalb der Bundesrepublik Deutschland direkt verantwortlich. Eines der nächsten Ziele, die sich J. Kögler in seiner neuen Position gesetzt hat, ist die Reorganisation und Straffung des Distributor- und Vertriebsnetzes von *IR* innerhalb Deutschlands.

H. J. Köhler Prokurist bei Philips

H. J. Köhler, Leiter der Handelsabteilung Bauelemente in der *Deutschen Philips GmbH*, wurde Gesamtprokura erteilt. Der am 22. August 1918 in Rastock Geborene begann 1949 bei der *Deutschen Philips GmbH* als Volontär und wurde bereits 1957 in seine heutige Position berufen. In den vergangenen Jahren konnte H. J. Köhler seine Abteilung stark ausbauen. Sie vertritt heute auf dem Handelsmarkt nicht nur alle wesentlichen Valvo-Bauelemente, sondern auch das gesamte Programm der *Philips* Technischen Spielwaren.

Neue Geschäftsführer der Neumüller GmbH

Ab 1. Januar 1971 trat Wilhelm Bocher als Geschäftsführer der *Neumüller GmbH* zurück. Seitdem wird die Firma von zwei Geschäftsführern geleitet, und zwar von Dipl.-Ing. Carl Ferdinand Boasel sowie Oskar Kulfner, bisher Product Marketing Manager für integrierte Schaltungen bei *Texas Instruments*. W. Bocher wird in den USA neue Ausgaben übernehmen und die Interessen von der *Neumüller GmbH* nahestehenden Unternehmen überwachen.

F. J. Berrendorf †

Franz Josef Berrendorf, Geschäftsführer der *Willy Feiler, Zahl- und Rechenwerke GmbH*, Berlin, ist im Alter von 64 Jahren verstorben. Durch sein Fachwissen und seine unermüden Pflichterfüllung hat sich der gebürtige Westfale hohe Anerkennung in der Branche und innerhalb der *Liljan-Firmengruppe* — für die er 14 Jahre tätig war — erworben.

Mit der kommissarischen Leitung der *Willy Feiler GmbH* wurde absalari Direktor Werner Herbs, Vorstandsmitglied der *Triumph Werke Nürnberg AG*, beauftragt.

Funkrufdienst-Versuche mit neuen VHF-AM-Sendern

Die ersten zwei Sende- und Antennenanlagen für den vorerst versuchsweisen Betrieb eines Funkrufdienstes lieferte *Rohe & Schwarz* im Dezember 1970 der Deutschen Bundespost. Es ist geplant, die neuen 2-kW-Sendeanlagen auf dem Feldberg/Taunus sowie dem Hesselberg östlich von Dinkelsbühl zu errichten.

Der Funkrufdienst, der in wenigen Jahren in weiten Teilen Europas Verbreitung finden soll, ermöglicht es allen Fernsprechteilnehmern, über den Selbstwählferndienst codierte Rufsignale an bewegliche Funkrufdienst-Teilnehmer zu geben, die sich in vorher vereinbarter Weise, zum Beispiel über den nächsten Telefonapparat, melden können. Die Rufübermittlung findet im Viermeterband auf vier Kanälen (87... 87,5 MHz) statt. Als Modulationsart wurde die Amplitudenmodulation gewählt, da diese im Gegensatz zur Frequenzmodulation höhere Rufersicherheit gewährleistet. Das Rufsystem ist ein Frequenzcodeverfahren mit zeitlicher Staffelung. Der mobile Emp-

fänger wertet das Codesignal aus und gibt ein akustisches sowie ein optisches Zeichen, wenn seine Codenummer gesendet wurde.

Bei den Sendern handelt es sich um die ersten VHF-AM-Sender einer neuen Typenreihe. Das Programm umfaßt 10-W-, 200-W- und 2-kW-Sender, wobei die Ausführungen mit 200 W und 2 kW Trägerleistung (Spitzenleistung bei 100 % Modulation 800 W beziehungsweise 8 kW) durch Nachschalten je einer Verstärkerstufe an den 10-W-VHF-AM-Sender entstehen. Wichtigste Baugruppen dieses neuen Senders sind der Frequenzaufbereitungsteil (quarzstabiler Oszillator), der AM-Modulator, der VHF-Verstärker, das Oberwellenfilter (ermöglicht Oberwellenabstand >60 dB), der Richtkoppler (für Vorlauf- und Rücklaufspannungsmessung), das Überwachungsteil und das Netzgerät. Bei Betrieb mit passiver Reserve schaltet im Falle einer Störung die Ablöseautomatik selbsttätig den Betriebssender ab und verbindet den Reservesender mit der Antenne.

Moderne Überwachungsverfahren für UKW- und Fernseh-Rundfunksender

In einem vorangegangenen Aufsatz¹⁾ war bereits gesagt worden, daß Blockierungsschaltungen heute wesentlicher Bestandteil moderner Sendeanlagen sind und daß sie es vielfach erst ermöglichen, den Vorgang der Sendereinschaltung fernbedienbar zu machen und weitgehend zu automatisieren. Diese Schaltungen werden ergänzt durch ein umfangreiches System von Überwachungsverfahren, welche die für diesen Zweck wichtigsten Parameter fortlaufend überwachen und beim Über- oder Unterschreiten vorgegebener Grenzwerte Signale abgeben oder Schaltvorgänge auslösen. Solche für die Überwachung des Betriebszustands wichtigen Kriterien sind beispielsweise die Amplituden der Bild- und Tonträgerfrequenz und möglicherweise auftretende Reflexionen, die Bild-(VF-) und Ton-(NF-)Modulationen sowie Informationen über die Stromversorgungs- und Kühlaggregate.

1. Prinzipien

In modernen Überwachungssystemen werden die im allgemeinen analog anfallenden Signale digital verarbeitet, weil sich dadurch besonders einfache und sehr betriebssichere Möglichkeiten zur Verknüpfung ergeben. Dieser Vorgang läuft üblicherweise in vier Stufen ab:

1. Ableitung von Analogsignalen aus den zu überwachenden Kriterien;
2. Digitalisierung der Analogsignale durch Analog-Digital-Umwandlung;
3. Verknüpfung der Digitalsignale zur Erzeugung von Fehlersignalen;
4. Speicherung der Fehlersignale und Bereitstellung eines Befehls an die Umschaltautomatik.

Zu 1. Die Analogsignale gewinnt man a) aus der Trägeramplitude, der Reflexion sowie der Modulation des Senders zur Überwachung der Leistung und zum indirekten Modulationsvergleich;

b) aus generierten Spannungen zur Überwachung von Stromversorgungsaggregaten (zum Beispiel Kollektorspannung, Anodenspannung, Gitterspannungen, Heizspannung);

c) aus Betriebsströmen zur Überwachung der Leistungsverstärker (zum Beispiel Kollektorstrom, Anodenstrom, Gitterstrom);

d) aus Luftgeschwindigkeit und Ablufttemperatur zur Überwachung von Luftkühlaggregaten und aus dem Wasserstand zur Überwachung von Siedekühlanlagen.

Zu 2. Die Digitalisierung der Analogsignale erfolgt über einfache Amplitu-

dendiskriminatoren, und zwar beispielsweise mechanisch (Relais, Windfahnenkontakte, Kontaktthermometer, Wasserstandmelder) oder elektronisch (elektrische Fühler, Schwellenwertschaltungen).

Zu 3. Die Verknüpfung der Digitalsignale zur Gewinnung von Fehlersignalen wird durch Logikschaltungen in Relais- oder in DTL-Technik realisiert (DTL = Diode-Transistor-Logik).

Zu 4. Die Speicherung der Fehlersignale in manuell löschbare Fehlerspeicher erfolgt mit Stützrelais oder modernen polarisierten Relais.

Bisher war die Überwachung der NF-Modulationseigenschaften von Tonsendern nur über externe Einrichtungen möglich, bei denen das demodulierte NF-Signal meist röhrenbestückten Hubmessern entnommen wird. Beim indirekten Modulationsvergleich muß beim Überschreiten der Mindestamplitude des modulierenden NF-Signals auch das demodulierte NF-Signal einen vorgegebenen Schwellenwert überschreiten.

Überschreitet nur eines der beiden NF-Signale (entweder das modulierende oder das demodulierte) seinen Schwellenwert, dann gibt das Vergleichsgerät ein Fehlersignal ab, das in einen manuell löschbaren Fehlerspeicher eingespeichert wird. Außerdem wird das Fehlersignal an eine Umschaltautomatik weitergeleitet, die gegebenenfalls auf den Reservesender umschaltet.

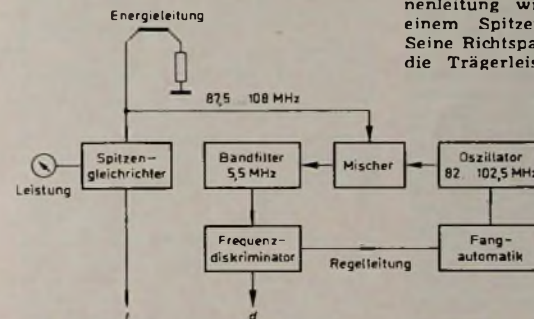


Bild 1. Blockbild des Überwachungsempfängers für UKW-FM-Tonsender (demodulierte NF, t Trägerüberwachung)

Verschwindet der Modulationsfehler wieder, so kann eine Rückschaltung auf den Betriebssender erst nach manueller Löschung des Fehlerspeichers durch einen erneuten Einschaltbefehl erfolgen. Daher ist die automatische Rückschaltung auf den vorher gestörten Betriebssender bei diesem Prinzip nicht möglich.

Die von SEL angewandten und bei einigen Sendertypen bereits wirklichen Überwachungsverfahren sind durch zwei neue, zusätzliche Elemente gekennzeichnet:

1. Die direkte Überwachung der Tonmodulation sowohl bei Fernseh- als auch bei UKW-Rundfunksendern durch Quotientenbildung aus modulierendem

und demoduliertem NF-Signal sowie die Gewinnung des demodulierten NF-Signals aus einem im Überwachungsgerät integrierten transistorbestückten Überwachungsempfänger.

2. Die selbsttätige Fehlerlöschung eines zusätzlich zu den bisher üblichen Fehlerspeichern eingeführten Summenspeichers, in dem alle Fehlermeldungen gesammelt werden. Er wird durch das Verschwinden vorher eingespeicherter Fehler automatisch gelöscht, während die Informationen der einzelnen Fehlerspeicher erhalten bleiben. Durch die selbsttätige Löschung des Summenspeichers wird der vorher als gestört gemeldete Sender automatisch zum Reservesender und steht wieder für eine eventuelle Rückschaltung zur Verfügung.

Am Beispiel je eines Überwachungsgeräts für UKW-Sender und für Fernsehender seien diese Verfahren erläutert, wobei jedoch zur besseren Übersicht nur die Leistungsüberwachung und die Modulationsüberwachung behandelt werden sollen, während auf die Darstellung der Reflexionsüberwachung sowie der Überwachung von Stromversorgungsaggregaten usw. verzichtet wird.

2. Überwachungsverfahren für UKW-Rundfunksender

2.1. Überwachungsempfänger

Im Bild 1 ist das Prinzip des Überwachungsempfängers dargestellt. Von einem Vorlaufriechtkoppler der Antennenleitung wird die Trägeramplitude einem Spitzengleichrichter zugeführt. Seine Richtspannung (t) ist ein Maß für die Trägerleistung. Der Vorlaufriech-

tkoppler speist einen Empfänger, dessen demoduliertes NF-Signal (d) zum Vergleich mit dem modulierenden NF-Signal benutzt wird. Im Empfänger wird die Radiofrequenz über einen Mischer auf eine Zwischenfrequenz von 5,5 MHz umgesetzt und in einem Frequenzdiskriminator demoduliert. Die für die Mischung erforderliche Hilfsfrequenz liefert ein selbsttätig abstimmbender Oszillator, der über eine Fangautomatik in der Regelschleife auf die richtige Hilfsfrequenz einrastet. Mit diesem Prinzip erreicht man eine Verkürzung der Abstimmzeit der Anlage bei Kanalwechsel. Aus dem gleichen Grund ist der Frequenzgang der Vorlaufriechtkoppler für eine gleichmäßige Lei-

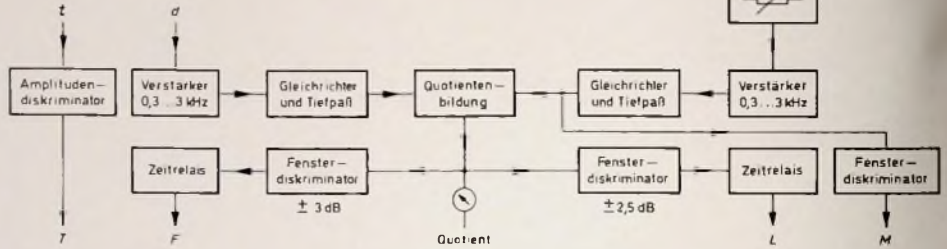
¹⁾ Moderne Fernseh- und UKW-Rundfunksender-Technik Funk-Techn. Bd. 26 (1971) Nr. 4, S. 121-124

Nach einem Vortrag von Herbert Gorzel, Leiter des SEL-Hochfrequenzlaboratoriums, anlässlich der Arbeitstagung „Sendertechnik“ der Standard Elektrik Lorenz AG in Berlin

stungsanzeige im Frequenzbereich 87,5 ... 108 MHz kompensiert.

2.2 Analog-Digital-Umwandlung für die Sender-Überwachung
 Der Modulationsvergleich durch Quotientenbildung aus modulierendem und demoduliertem NF-Signal sowie die Analog-Digital-Umwandlung sind im Bild 2 dargestellt. Für den Modula-

Bild 2. Blockbild der Analog-Digital-Umwandlung für FM-Tonsender-Überwachung (d demodulierte NF, F Fehlersignal, L Löschsinal, m modulierende NF, M Modulationsbereich, T Trägerüberwachung)



tionsvergleich läßt sich der Pegel des modulierenden NF-Signals (m) an den Pegel des im Empfänger demodulierten NF-Signals (d) über einen Vorverstärker durch Stufenschalter angleichen. Um Amplitudenverzerrungen des demodulierten NF-Signals, die infolge linearer Phasenabweichungen im System Sender-Empfänger auftreten, möglichst gering zu halten, erfolgt der Modulationsvergleich sowohl bei Monos als auch bei Multiplex-Signalen nur in einem schmalen Frequenzband, das durch die selektiven Vorverstärker (300 ... 3000 Hz) festgelegt ist. Anschließend werden die NF-Signale in je einem Spitzengleichrichter, der sowohl positive als auch negative Halbwellen berücksichtigt, gleichgerichtet. Nach Mittelwertbildung in je einem nachgeschalteten Tiefpaß erhält man an den Ausgängen die Hüllkurven der NF-Modulationsschwingungen.

Der Vergleich der Hüllkurven erfolgt in einer Quotientenschaltung. Sind modulierende und demodulierte NF-Amplituden gleich groß, dann ergibt sich aus der Quotientenbildung der Wert Eins; weichen die NF-Amplituden beispielsweise um 10% voneinander ab, dann weicht auch der Wert des Quotienten mit entsprechendem Vorzeichen vom Wert Eins ab. Die Quotientenschaltung ist in weiten Grenzen unabhängig von den Pegeln der zu vergleichenden Spannung, und man erhält deshalb einen relativ großen Dynamikbereich für den Modulationsvergleich.

Zur Digitalisierung des Quotienten bedient man sich zweier Fensterdiskriminatoren. Ein Fensterdiskriminator arbeitet etwa wie folgt: Schaltet man zwei Operationsverstärker nach Bild 3 zusammen, so schaltet bei Erreichen der Spannung U_1 der untere Operationsverstärker wieder auf den ursprünglichen Pegel zurück. Ist die Abweichung der NF-Amplituden größer als plus oder minus 3 dB, wird über den linken Fensterdiskriminator im Bild 2 nach einer zeitlichen Bewertung durch ein Zeitrelais ein Fehlersignal (F) erzeugt. In ähnlicher Weise wird bei NF-

Amplitudenabweichungen, die kleiner als plus oder minus 2,5 dB sind, über den rechten Fensterdiskriminator nach Bewertung durch ein weiteres Zeitrelais ein Löschsinal (L) gewonnen.

Um eine Fehlauswertung durch Übersteuerung der NF-Kanäle bei großen Modulationsamplituden oder durch zu geringe Empfindlichkeit der Quotientenschaltung bei sehr kleinen Modulationsamplituden auszuschließen, nimmt

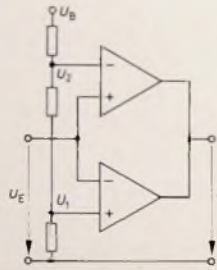


Bild 3. Prinzip des Fensterdiskriminators

2.3. Logische Verknüpfung und Fehlerspeicherung
 Eine schematische Darstellung der logischen Verknüpfung und Fehlerspeicherung zeigt Bild 4. Die Digitalsignale

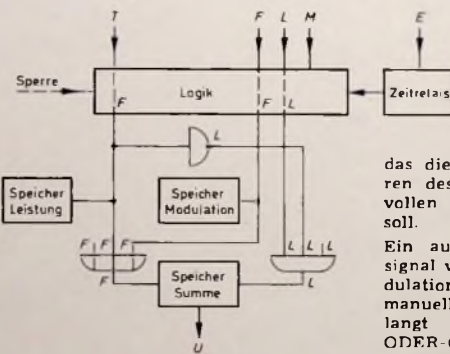


Bild 4. Blockbild der logischen Verknüpfung und Fehlerspeicherung für FM-Tonsender-Überwachung (E Einschaltbehl, F Fehlersignal, L Löschsinal, M Modulationsbereich, T Trägerüberwachung, U Umschalttaumelie)

das die Vorheizzeit und das Hochfahren des Endverstärkers bis zu seiner vollen Leistungsabgabe überbrücken soll.

Ein auftretendes Modulations-Fehlersignal wird in den Fehlerspeicher „Modulation“ eingespeichert, der sich nur manuell löschen läßt. Außerdem gelangt die Fehlermeldung über ein ODER-Gatter in einen Summenspeicher, in dem alle Fehlersignale gesammelt werden. Von dort aus kann über eine Umschaltautomatik eine Reservenschaltung vorgenommen werden.

Verschwundet das Fehlersignal (F) beispielsweise dadurch, daß der Sender keine Modulation erhält oder daß die modulierende Amplitude so klein geworden ist, daß sie nicht im auswertbaren Bereich liegt, dann kann man zwar den Fehlerspeicher „Modulation“ manuell löschen, jedoch bleibt der Summenspeicher so lange gespeichert, bis ein durch einen positiv verlaufenden Modulationsvergleich erzeugtes Löschsinal (L) über das UND-Gatter die selbsttätige Löschung veranlaßt.

Bei zu kleiner Trägerleistung wird über das Signal „Trägerüberwachung“ (T) ein Fehlersignal (F) in den Fehler-

man den Modulationsvergleich nur in einem bestimmten festgelegten Bereich der modulierenden Amplitude vor. Zu diesem Zweck führt man das gleichgerichtete modulierende Signal einem dritten Fensterdiskriminator zu, dessen Schwellen den auszuwertenden Modulationsbereich, bezogen auf den Frequenzhub, auf etwa 4 ... 40 kHz festlegen. Liegt die Modulation des Senders innerhalb dieses Bereichs, dann wird ein Signal „Modulationsbereich“ (M) abgegeben.

Zu erwähnen ist noch der Amplitudendiskriminator, der die aus der Trägeramplitude abgeleitete Richtspannung (t) digitalisiert. Er gibt bei Unterschreiten einer vorgegebenen Mindestgröße ein digitales Fehlersignal (T) ab.



Bild 5. Blockierungs-
feld des UKW-Senders
„FMS-10“

erfolgen in der gleichen Weise wie
beim Überwachungsverfahren für
UKW-Sender (Bilder 2 und 4).

Aus dem Synchron-Spitzenpegel des
demodulierten VF-Signals, der dem ra-
diofrequenten Bildträger proportional

speicher „Leistung“ und ebenfalls über
das ODER-Gatter in den Summenspei-
cher eingespeichert. Verschwindet das
Fehlersignal (F), so wird über einen In-
verter ein Löshsignal (L) erzeugt und
über das UND-Gatter dem Summen-
speicher zur automatischen Löschung
desselben zugeführt.

Die selbsttätige Löschung des Summen-
speicher meldet den Sender als be-
triebsfähig, und er steht damit wieder
für eine Rückschaltung zur Verfügung.
Beide Sender einer Doppelanlage wer-
den also von der Umschaltautomatik
gleichberechtigt behandelt. Der zuerst
eingeschaltete Sender übernimmt den
Betrieb, während der andere Sender in
Reservestellung verbleibt. Erfolgt eine
Umschaltung, so können die Zuständig-
keiten automatisch vertauscht werden.
Sie bleiben dann auch nach der Ab-
schaltung und einem erneuten Einschalt-
en der Anlage bestehen.

2.4 Überwachungsgerät für UKW-FM-Tonsender

Die vorstehend beschriebenen Funktio-
nen sind Bestandteil des Blockierungs-
feldes für den UKW-Sender „FMS-10“
(Bild 5). Das Gerät ist als 19" Einschub
mit 10 cm Fronthöhe aufgebaut. Alle
für die Überwachung der RF-Eigen-
schaften (RF-Leistung, Reflexionen und
Modulationsvergleich) erforderlichen
Schaltungen sind auf einer Printplatte
(linke Seite des Geräts) zusammenge-
faßt (Bild 6). Auf einer zweiten Print-
platte in der rechten Hälfte des Ein-
schubs sind die logischen Verknüp-
fungsschaltungen sowie die Fehler- und
die Summenspeicher untergebracht
(Bild 7).

3 Überwachungsverfahren für Fernsehsender

3.1 Überwachungs- empfänger

Bei Fernsehsendern ist die Gewinnung
der demodulierten VF- und NF-Signale
für die Bild- und Ton-Modulations-
überwachung und die Ableitung von
dem Bild- beziehungsweise Tonträger
analoge Spannungen für die Träger-
überwachung wesentlich komplizierter
als beim UKW-Rundfunksender, weil
die einzelnen Komponenten aus dem
radiofrequenten Bild-Ton-Signalgem-
isch ausgesiebt werden müssen. Dazu
dient ein breitbandiger Inter-carrier-
demodulator mit nachfolgendem Ab-
zweigfilter (Bild 8). Am Ausgang des
Inter-carrierdemodulators steht das
demodulierte VF-Signal, dem ein fre-
quenzmodulierter Zwischenträger von
5,5 MHz überlagert ist, zur Verfügung.
Der Zwischenträger entsteht bei der

Bild 6. Printplatte für
NF-Modulationsvergleich,
Träger- und Reflexions-
überwachung

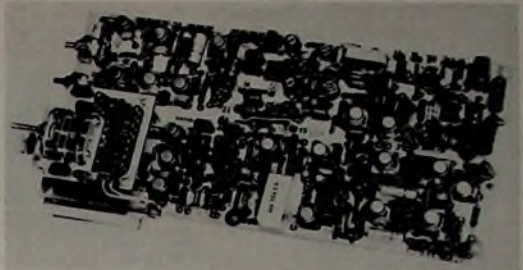
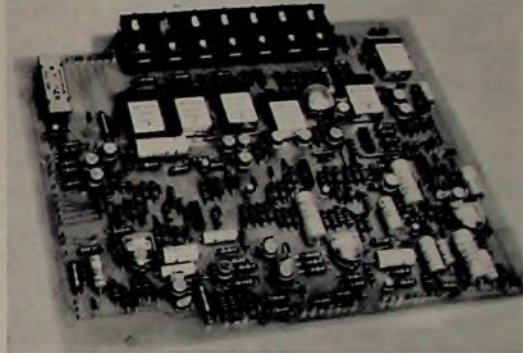


Bild 7. Printplatte für lo-
gische Verknüpfung und
Fehlerspeicherung



Demodulation aus der Differenzfre-
quenz des radiofrequenten Bild- und
Tonträgers. Anschließend werden das
demodulierte VF-Signal (0...5 MHz)
und das frequenzmodulierte Zwischen-
trägersignal (5,5 MHz) im Abzweigfilter
voneinander getrennt.

Der entscheidende Vorteil der Inter-car-
rierdemodulation ist die Einfachheit
des Prinzips und seine Realisierbarkeit
ohne Anwendung aktiver Bauelemente.
Es ist jedoch zu beachten, daß bei feh-
lendem Bildträger die Überwachung
des Tonsenders nicht möglich ist, weil
der Zwischenträger von 5,5 MHz nicht
entstehen kann.

Aus dem Zwischenträger, der dem ra-
diofrequenten Tonträger proportional
ist, gewinnt man über einen Spitzen-
gleichrichter eine dem Tonträger ana-
loge Richtspannung (t), die sowohl zur
Leistungsanzeige als auch zur Träger-
überwachung dient. Ebenfalls aus dem
Zwischenträger wird über einen Fre-
quenzdiskriminator das für den NF-
Modulationsvergleich erforderliche de-
modulierte NF-Signal (d) gewonnen.
Der NF-Modulationsvergleich, seine
Auswertung sowie die Fehlerspei-
cherung beziehungsweise Speicherlöschung

ist, leitet man über einen Spitzengleich-
richter eine dem Bildträger analoge
Richtspannung (t) für die Bild-Leis-
tungsanzeige und die Trägerüber-
wachung ab. Außerdem wird das de-
modulierte VF-Signal in einem VF-Ver-
stärker auf den Normpegel $1V_{SS}$ ver-
stärkt und steht als Analogsignal (d)
für die Signalauswertung zur Ver-
fügung.

3.2 Analog-Digital- Umwandlung für die Bildsenderüberwachung

Ein direkter Modulationsvergleich wie
bei der Ton-Modulationsüberwachung
ist hier nicht sinnvoll, weil wegen der
Amplitudenmodulation des Bildsenders
die Spannung des demodulierten VF-
Signals von der Trägerleistung abhängt
und eine Trennung von Modulations-

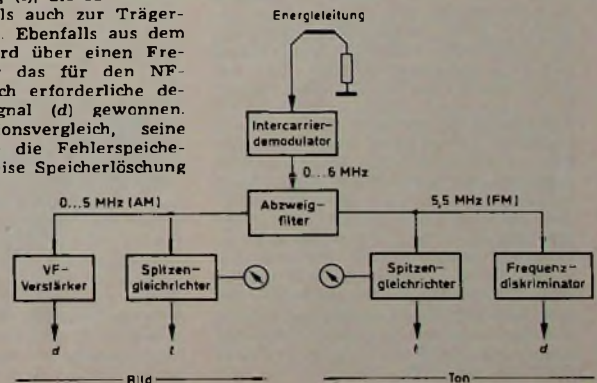


Bild 8. Blockbild des
Überwachungsempfän-
gers für Fernseh-Bild-
Ton-Sender (d demodu-
lierte VF/NF, t Träger-
überwachung Bild/
Ton)

fehlern und Leistungsfehlern daher nur mit größerem Aufwand erreichbar wäre. Da der Sender aber mit einem vorgeschriebenen Normsignal moduliert ist, genügt es für die Erkennung eines groben Modulationsfehlers, die Länge des Synchronimpulses des demodulierten Signals zu überprüfen. Zu diesem Zweck wird das demodulierte

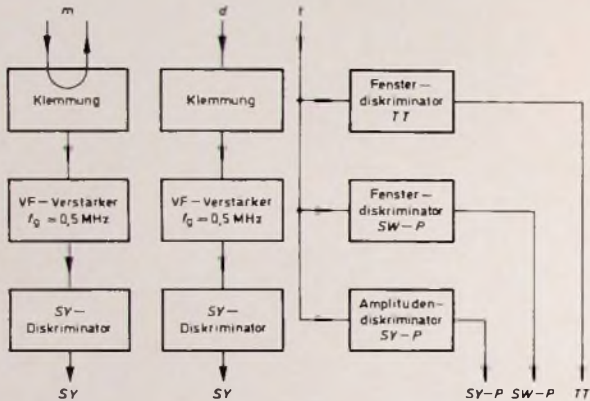


Bild 9: Blockbild der Analog-Digital-Umwandlung für Bildsender-Überwachung (d demodulierte VF, m modulierende VF, SW-P Schwarzwertpegel, SY Synchronimpuls-Überwachung, SY-P Synchronpegel, I Träger-Überwachung, TT Tonträger)

VF-Signal (d) auf seinen Synchronpegel geklemmt und über einen Gleichstromverstärker mit 0,5 MHz Grenzfrequenz (zur Beschneidung des Frequenzspektrums für die Ausbiegung des Chrominanzhilfsträgers) einem Synchrondiskriminator zugeführt (Bild 9). Dieser überprüft Pulsfolgefrequenz und Pulslänge und liefert an seinem Ausgang ein entsprechendes Digitalsignal (SY) zur weiteren Verarbeitung.

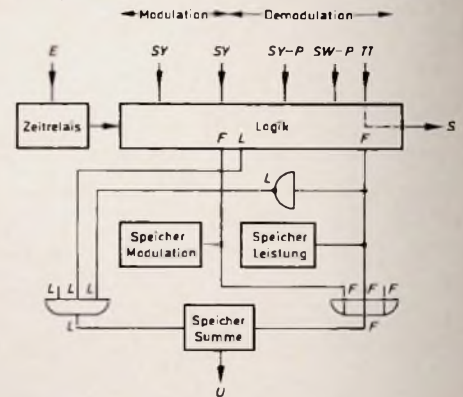
In gleicher Weise wird das modulierende VF-Signal (m) überprüft und somit festgestellt, ob der Sender ein modulierfähiges Eingangssignal erhält. Der indirekte Modulationsvergleich durch Vergleich der von den Synchrondiskriminatoren abgegebenen Digitalsignale ermöglicht daher die Kontrolle der VF-Modulationseigenschaften des Bildsenders. Steht am Sendereingang ein modulierfähiges VF-Signal (m), dann muß auch im demodulierten VF-Signal (d) ein Synchronimpuls mit ausreichender Länge nachweisbar sein.

Die Überwachung der Trägerleistung erfolgt mit der analogen Träger-Richtspannung (t) über Amplituden- und Fensterdiskriminatoren. Wenn der modulierte Sender seine Nennleistung abgibt, entspricht die Richtspannung (t) dem Synchronpegel, dessen Mindestwert in einem Amplitudendiskriminator überprüft und als Digitalsignal (SY-P) weitergemeldet wird. Der unmodulierte Sender soll auf den Schwarzwert umsteuern. Dabei entspricht die Richtspannung (t) dem Schwarzpegel, dessen Lage innerhalb eines zulässigen Toleranzbereichs durch einen Fensterdiskriminator kontrolliert und als Digitalsignal (SW-P) weitergemeldet wird. Bei abgeschaltetem Bildsender erzeugt der Tonträger (wegen der Intercarrierdemodulation) nur eine kleine Richtspannung (t). Diesen Zustand meldet ein weiterer Fensterdiskriminator, der über sein digitales Ausgangssignal (TT) die Sperrung der logischen Verknüpfungsschaltung in der Tonsender-Überwachung veranlaßt.

3.3 Logische Verknüpfung und Fehlerspeicherung

Im Bild 10 sind schematisch die logische Verknüpfung und die Fehlerspeicherung beziehungsweise Fehlerlöschung dargestellt. Alle in den Analog-Digital-Wandlern erzeugten Digitalsignale werden in der Logikschaltung ähnlich wie bei der Tonsender-Überwachung derart

Bild 10: Blockbild der logischen Verknüpfung und Fehlerspeicherung für Bildsender-Überwachung (E Einschaltbefehl, F Fehlersignal, L Löschesignal, S Sperre, SW-P Schwarzwertpegel, SY Synchronimpuls-Überwachung, SY-P Synchronpegel, TT Tonträger, U Umschaltautomatik)



verknüpft, daß die zur Fehlerspeicherung beziehungsweise Fehlerlöschung erforderlichen Fehlersignale (F) beziehungsweise Löschesignale (L) entstehen. Ein Modulationsfehler liegt dann vor, wenn die von den Synchrondiskriminatoren abgegebenen Informationen (SY) verschiedenen Inhalt haben. Die Fehlerspeicherung erfolgt direkt im Modulationsspeicher und außerdem über ein ODER-Gatter im Summenspeicher, in dem alle Fehlermeldungen gesammelt werden. Ist der Vergleich der Synchronimpulse über die Synchrondiskriminatoren positiv, dann gibt die Logikschaltung ein Löschesignal aus, das über ein UND-Gatter selbsttätig die Löschung des Summenspeichers veranlaßt. Der Modulationsspeicher läßt sich später manuell löschen.

Wird am Sendereingang über den Synchrondiskriminator ein Modulationssignal gemeldet, dann wird zur Überwachung der Nennleistung das Digitalsignal „Synchronpegel“ (SY-P) herangezogen, im unmodulierten Zustand des Senders das Digitalsignal „Schwarzpegel“ (SW-P).

Ein Fehlersignal (F) wird direkt in den Leistungsspeicher und über ein ODER-Gatter in den Summenspeicher eingegeben. Das Verschwinden des Fehlersignals ist gleichbedeutend mit einem Löschesignal (L), das über einen Inverter gewonnen wird und über das UND-Gatter den Summenspeicher löscht, sofern alle übrigen Eingänge des Gatters ebenfalls Löschesignale erhalten. Der Leistungsspeicher ist dann manuell löscherbar.

Die Einspeicherung des Summenspeichers veranlaßt über eine Umschaltautomatik gegebenenfalls die Umschaltung auf den Reservesender. Nach selbsttätigem Löschen des Summenspeichers wird der Sender für eine Rückschaltung wieder bereitgestellt.

3.4 Überwachungsgerät für Bildsender

Die Aufbau- und Bauweise des Überwachungsgeräts paßt sich der Bauweise der Bild- und Tonsender-Vorstufen an. Das Gerät ist deshalb in einzelne Baugruppen gegliedert, die in einen DIN-Baugruppenträger als Printplatten oder als hochfrequenzdicht abgeschirmte Kassettenset eingeschoben werden. Die Schaltungstechnik ist unter Verwendung linearer und digitaler integrierter Schalt-

kreise ausgeführt; als Speicher dienen polarisierte Relais.

Bei der Konzeption des Geräts wurde auch davon ausgegangen, daß die Nachrüstung bereits vorhandener Fernsehender anderer Hersteller für die Bereiche III, IV und V mit möglichst geringem Aufwand durchführbar sein soll. Dementsprechend sind die Randbedingungen und Anschlußwerte festgelegt. -th

Funkfernsehanlagen für krisensicheren Nachrichtenverkehr

Viele Institutionen, die im Dienst der Öffentlichkeit stehen, haben sich Kurzwellen-Fernschreibverbindungen eingerichtet. Auf diese Weise sind Nachrichtennetze mit Hunderten von Fernschreibstellen entstanden, die unabhängig von der Funktion der öffentlichen Fernmeldenetze den Nachrichtenverkehr zu jeder Zeit auch über Länder und Kontinente hinweg sicherstellen. Die von Siemens entwickelten Funkfernsehanlagen enthalten unter anderem Wechselstromtelegrafkanäle, die speziell für den Einsatz von Kurzwellenverbindungen dimensioniert wurden. Sicherungsgeräte, die nach dem Rückfrageprinzip arbeiten, sowie elektronisch arbeitende Speicher zur Pufferung bei Rückfragevorgängen und zur Wandlung der Übertragungsgeschwindigkeit. Die Geräte sind etwas einfacher als im kommerziellen Verkehr und mobil verwendbar.

Datenregistrierung in Flugzeugen

Schluß von FUNK-TECHNIK Bd. 26 (1971) Nr. 4, S. 132

Da gegenwärtig 32 Hersteller 75 verschiedene Geräte und Systeme für die Flug- und Borddatenaufzeichnung anbieten, kann im Rahmen dieses Übersichtsberichtes nicht auf jedes einzelne Gerät eingegangen, sondern nur der Versuch eines großen Querschnittes unternommen werden.

In den meisten Fällen erfolgt die Aufzeichnung der Daten digital. Nur einige wenige, so das „MIDAS CMM/3R“ der Aircraft Supplies (Großbritannien), das „LAS 109“ von Lockheed (USA), die Serie „500“ von Penny & Giles (Großbritannien), die Systeme „A212/A213“ und „A26“ der SFIM (Frankreich) und schließlich die Serie „542“ der United Control (USA) arbeiten mit Analogaufzeichnung.

Als Datenträger werden im allgemeinen Magnetbänder (6,35 oder 12,7 mm breit, zum Teil auch 25,4-mm-Bänder) verwendet sowie Stahldraht, Stahlband oder Inconel Band. Die Analoggeräte der SFIM (Bild 2) arbeiten mit Fotopapier. Ihr Aufzeichnungsprinzip zeigt (Bild 3).

Während United Control in der Serie „542“ und Fairchild in den Geräten der Serien „500“ und „600“ mit Inconel-Band arbeiten, geht Lear Siegler (USA) mit seinem „TEAM“ (Turbine Engine Airborne Monitor) ganz andere Wege und verwendet zur Aufzeichnung druckempfindliches Papier. Das Gerät ist als ITEMS (Integrated Turbine Engine Management System) für die Zusammenarbeit mit einem AIDS entwickelt worden und dient ausschließlich der Wartungsdatenregistrierung. Normalerweise erfaßt es 80 Parameter digital, kann aber bis zur Erfassung von 160 Parametern erweitert werden.

Ein sehr weit verbreitetes System ist die Serie „542“ der United Control, das – wie erwähnt – die Daten analog auf Inconel-Band aufzeichnet. Die Aufnahmedauer ist 400 Stunden. Gegenwärtig sind davon mehr als eintausend Einheiten im Einsatz. Es werden damit zwar immer noch nur die fünf eingangs erwähnten Parameter, die die alte FAA-Vorschrift fordert, aufgezeichnet, doch können mit dem Gerät maximal 24 Parameter erfaßt werden. In Ergänzung dazu wäre noch das „V 557“ der United Control zu erwähnen. Hierbei handelt es sich um das ergänzende Sprachaufzeichnungsgerät mit vier Kanälen, von dem ebenfalls über eintausend Einheiten bei mehr als dreißig Luftverkehrsgesellschaften im Einsatz sind. Erfolgreicher ist noch das „CVR A-100“ von Fairchild, denn davon benutzen vierundzwanzig Luftverkehrsgesellschaften mehr als zweitausend Geräte.

Nun noch einmal zur SFIM (einer französischen Firma) zurück, deren System „A212/A213“ bei zwanzig Luftverkehrsgesellschaften anzutreffen ist, darunter in Maschinen der Alitalia, der Sabena, der Lake Central, der LTU, der UTA und natürlich der Air France SFIM

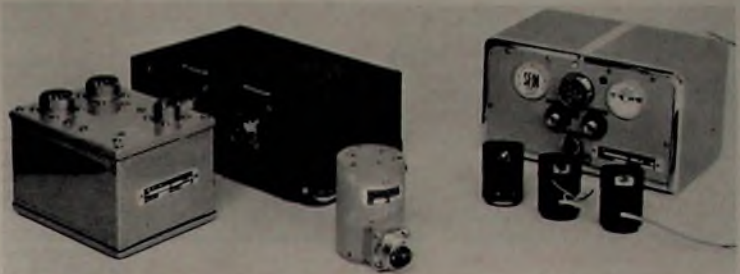


Bild 2 (oben). Das als Datenträger Folienpapier verwendende SFIM-Borddaten-Registrieresystem; rechts der Miniaturrecorder mit drei Spiegelschreibern

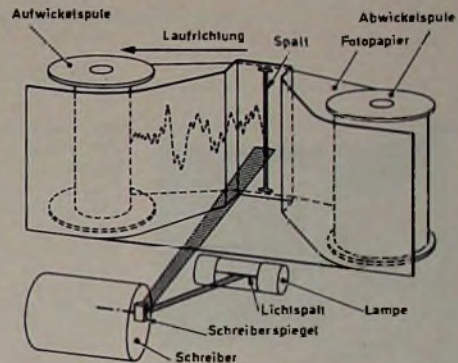


Bild 3. Prinzip der Aufzeichnung auf Fotopapier in SFIM-Recordern

(Société de Fabrication d'Instruments de Mesure) brachte vor kurzem ein neues System zur Erfassung von 48 Parametern auf Magnetband heraus, das nach den Richtlinien ARINC 573 konzipiert wurde und in der „Mirage F1“, der „Jaguar“, der „Boeing 747“ der Air France eingesetzt wird und später auch im „Airbus“ benutzt werden soll. Die Datenerfassung erfolgt mit 64 Worten je 12 bit je Sekunde, entsprechend der ARINC 573-Spezifikation. Ein Aufzeichnungszyklus dauert 4 Sekunden und umfaßt 256 Worte. Damit werden sowohl Flugdaten als auch technische Daten in genügender Anzahl und Dichte erfaßt. Bild 4 zeigt ein hierfür verwendetes Magnetband-Aufzeichnungsgerät. Man sieht im übrigen an der Unterschiedlichkeit der Systeme, die im gleichen Flugzeugtyp anzutreffen sind, daß es Sache der Luftverkehrsgesellschaft

ten und nicht der Flugzeughersteller ist, die Maschinen mit AIDS auszurüsten. Während dann eben die Air France in ihre „Boeing 747“ das SFIM-System einbaut, nimmt die englische BOAC ein System von Penny & Giles sowie von Plessey und die Deutsche Lufthansa eines von AC Electronics, derselben amerikanischen Firma übrigens, die das Navigationssystem „Caroussel IV“ für den „Jumbo Jet“ der Deutschen Lufthansa entwickelte und baute.

Für die Datenaufzeichnung selbst werden verschiedentlich auch Magnetbandgeräte verwendet, die nicht ausschließlich nur für die Erfassung von Borddaten konzipiert wurden. Im Bild 5 sind zwei solcher Geräte von Amper wiedergegeben.

Die Militärluftfahrt verwendet schon seit längerer Zeit in ihren Maschinen Datenregistriergeräte und -systeme. Hier sei nur kurz auf einige Beispiele eingegangen.

Zu den interessantesten Maschinen gehört heute ohne Zweifel der amerikanische Riesentransporter „Galaxy“ (die „C-5A“ von Lockheed). Diese Maschine erhielt ein von der Lockheed-Elektronik-Abteilung selbst entwickeltes Gerät, das sogenannte CDPFR (Crash Data Position Indicator Recorder), das – mit Absturzstellenanzeiger ausgestattet – neun Analog- und einhundert Digitalparameter erfaßt. In Verbindung mit dem MADAR (Maintenance Analysis Detection And Recording) von Lockheed (dem System, das 1400 kritische



Bild 4. Magnetband-Aufzeichnungsgerät der SFIM, geöffnelt

Tab. III. Einige besonders interessante Flugdaten-Registrierensysteme

Bezeichnung	analoge (an) oder digitale (dig) Aufzeichnung von ... Parametern bzw. ... Kanälen (Sprache) für Flugdaten			Datenträger	Hersteller und Bemerkungen
	Sprache		
AIDS			(?) dig	Magnetband	<i>Aifreserch (Garrett)</i> für USAF; Entwicklungsprogramm für ein automatisches Status/Diagnose-System für Bomber; Flugversuche mit „B-52H“
ARS	237 an, 121 dig	5 Kanäle		Magnetband 25,4 mm	<i>Elliott (Großbritannien)</i> für Prototyp „Concorde 002“; mit Registriergerät „AIR-3“
AIDS			200 dig	Magnetband 12,7 mm, Schreiber	<i>Hamilton Standard (USA)</i> ; verwendet Datenreduktions- und -verdichtungsverfahren; gegenwärtig in der „DC-9“ der KLM
CAPA			760 dig	Magnetband und Schreiber	<i>Honeywell (USA)</i> für USAF; Testsystem zur Überwachung der Avionik-Schubsysteme im Flug; Statusdarstellung im Cockpit möglich; Magnetbandaufzeichnung oder Streifen drucker
MADAR			1400 dig	Magnetband und direkt	<i>Lockheed</i> für USAF; überwacht automatisch kritische Komponenten und vermittelt Ja/Nein-Anzeige; zeichnet schadhafte Einheiten auf Magnetband auf
DARS	144 dig	oder	144 dig	Magnetband	<i>Conrad (USA)</i> für USAF; liefert 7spurige Standard-IBM-Aufzeichnungen; zur Vermeidung von Doppelaufzeichnungen Anwendung der Datenverdichtung vor Registrieren
EHSA	Ereigniszähler und Anzeigemarke für Wartung				<i>Howell (USA)</i> für USAF; mehr als 1000 Einheiten im Einsatz; kontinuierliche Überwachung der heißen Triebwerksteile; Versuche in Zivilmaschinen im Gange

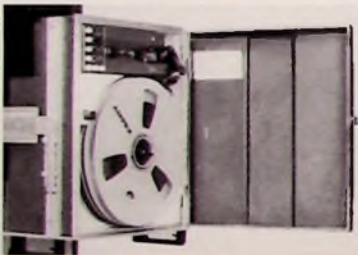


Bild 5 Ampex brachte verschiedene Datenregistrierensysteme heraus, die sich nicht nur für die Aufzeichnungen der Flugzeug-Borddaten eignen. „AR-1700“ (oben) kann mit Bandgeschwindigkeiten von 3,75 bis 120 Zoll je Sekunde arbeiten; das „AR-700“ (unten) wurde besonders für Einsätze entwickelt, bei denen größter Wert auf geringes Gewicht und geringes Volumen gelegt wird

Komponenten automatisch überwacht) zeichnet das CDPIR Angaben über schadhafte Einheiten auf Magnetband auf sowie ausgewählte MADAR-Daten der jeweils letzten dreißig Minuten und vermittelt Ja/Nein-Anzeigen

In der BRD setzt man beispielsweise im „Starfighter“ (der „F-104G“) das „LEADS 200“ der *Leigh Instruments* ein, das bei *Dornier* in Lizenz gefertigt wird. Mit diesem Gerät, das mit 12,7-mm-Magnetband arbeitet, können bis zu 166 Parameter aufgezeichnet werden, und zwar bei einer Flugdaten-Aufzeichnungsdauer von einer Stunde und

einer Leistungsdaten-Aufzeichnung von drei Stunden.

Bei der englischen Royal Air Force trifft man die Serien „500“ und „6000“ von *Penny & Giles* an. „500“ ist ein analog arbeitendes und auf Stahldraht aufzeichnendes Gerät mit einer Aufnahme-dauer von fünfzehn Stunden. „6000“ wurde zwar aus dem „500“ entwickelt und ist mit diesem austauschbar, es arbeitet jedoch digital mit einer Aufzeichnungsdauer von dreißig Stunden. In der „VC 10“ des RAF Air Support Command schließlich ist das „SADAS 6000“ von *Sperry* installiert.

Im übrigen zeigt Tab. III noch einige besonders interessante Systeme und dokumentiert, wie wichtig von den Entwicklern der Komplex Borddaten-Registrierung genommen wird.

Zusammenfassend läßt sich grundsätzlich feststellen, daß die Borddaten-Registrierung – gleichgültig, ob es sich um Flugdaten oder um technische Daten handelt – von drei Dingen abhängig ist. Und zwar von

- ▶ entsprechenden Meßwertaufnehmern,
- ▶ der Möglichkeit, die aufgenommenen Werte in elektrische Signale umzuwandeln,
- ▶ Aufzeichnungsgeräten, die die Aufzeichnung einer großen Anzahl von verschiedenen Daten entweder parallel zueinander oder in Intervallen oder beides kombiniert gestalten.

Diese drei Komponenten zusammen ergeben die Borddaten-Registrierensysteme, die bei eventuellen Unfällen oder gar Katastrophen Hinweise auf die Unfallursache geben können, die aber auch dann von Bedeutung sind, wenn es nur darum geht, die Wartungszeiten zu verkürzen.

Erwähnt sei schließlich noch, daß diese Systeme auch unerlässlich für die Flug-erprobung neuer Typen geworden sind.

Die „Concorde“ und andere Prototypen (wie etwa die schwedische „SAAB 37“ als Militärflugzeug oder die „Boeing 747“) flogen und fliegen während der Flugerprobung mit einigen Zentnern und zum Teil sogar Tonnen Elektronikinstrumentierung an Bord. Im Grunde sind auch diese Systeme nichts anderes als die großen Brüder der kleinen AIDS, der kleinen „Flight and Crash Recording Systems for Airliners“. Einziger Unterschied dazu: Sie erfassen und sammeln wesentlich mehr Daten während des Fluges. Diese Daten arbeiten sie zum Teil auch während des Fluges auf und bringen sie sowohl im Flugzeug als auch bei den überwachenden Bodenstellen auf Sichtschirmen, Instrumenten oder ähnlichem zur Anzeige. Damit hat der Pilot sofortige Entscheidungsmöglichkeit für seine Handgriffe, und die Experten am Boden verfügen über eine „Echtzeiterfassung“ aller Ereignisse während des Probefluges.

„Trident“ mit automatischem Landesystem

Die erste „Trident 3B“ für British European Airways ist zugleich die erste Linienmaschine, die bei der Auslieferung mit einem Allwetter-Landesystem ausgerüstet ist. Sie hat außer den *Rolls-Royce*-Spey-Strahltriebwerken einen Hilfsjet für Start und Anfangssteigflug.

Das Allwetter-Landesystem von *Smith-Industries* ermöglicht Start und automatisches Landen, solange die klare Sicht mindestens 50 m beträgt. Neu ist die Bodenrollenkung, die die Maschine nach dem Aufsetzen zu der Landebahnmittellinie ausrichtet, bis die Geschwindigkeit auf 80 km/h abgefallen ist. Dem Flugzeugführer wird dann die Information für die Bodenrollenkung paravisuell gegeben. Ein Bodenrollenmonitor gibt beim Starten und Landen die Bodengeschwindigkeit und die noch zur Verfügung stehende Landebahnlänge an. F & P

Ein 20stufiger Ringzähler mit TTL-Bausteinen der Serie 74

Zur zyklischen Abtastung von 20 Meßstellen einer elektrochemischen Meßanordnung mußten 20 Relais zeitlich nacheinander für wenige Sekunden eingeschaltet werden. Es bestand die Aufgabe, eine rein elektronische Steuerung für die Relais zu entwickeln. Zunächst seien zwei für derartige Probleme häufig angewandte Lösungen kurz erläutert: der Dualzähler mit Decoder und das als Ringzähler arbeitende Schieberegister. Der Dualzähler (Bild 1) besteht aus einer Kette von Flip-Flop, bei der jeder Flip-Flop-Ausgang mit dem Takt-(Clock-) Eingang des folgenden verbunden ist. Gezählt wird im Dualsystem bis $z = 2^n$ (wobei

Lasten bis 30 V und 80 mA. Die Beschreibung dieses 20stufigen Ringzählers steht hier nur als Beispiel für ein Verfahren, das auf beliebig viele Stufen erweitert werden kann. Der Schaltungsbeschreibung vorangestellt sei jedoch eine Aufzählung der charakteristischen Daten der TTL-Serie 74: Betriebstemperaturen von 0 °C bis 70 °C; Versorgungsspannung 5 V, L-Spannungspegel 2...5 V, O-Spannungspegel 0...0,8 V; Eingangsstrom bei L etwa 40 µA, bei O rund 1,6 mA. Die Anstiegs-

aus drei Flip-Flop mit Rückstellung bestehenden Zähler bis 5, die bei Reihenschaltung (Anschlußstifte 12 und 1 verbunden) bis 10 zählen. Ein L-Signal am Eingang Reset O (Anschlußstifte 2 und 3) setzt den Zähler in die Stellung Null ($A = B = C = D = 0$), ein O-Signal ermöglicht den Zählvorgang. Für die Umschaltung der beiden Zähldekaden bietet sich ein weiterer Flip-Flop U5 (SN 7472N) mit seinen zueinander inversen Ausgängen Q und \bar{Q} an. Der Flip-Flop ändert seinen Schaltzustand bei

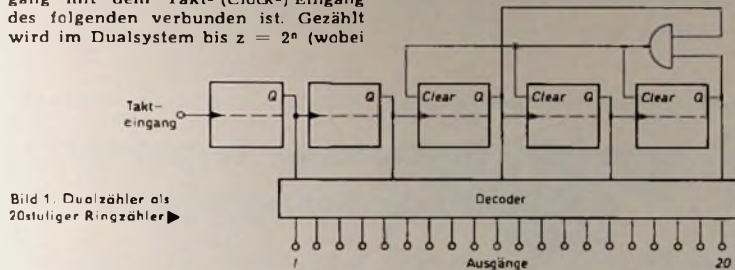


Bild 1. Dualzähler als 20stufiger Ringzähler

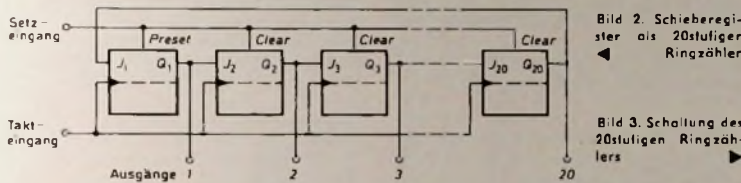


Bild 2. Schieberegister als 20stufiger Ringzähler

n die Anzahl der Flip-Flop bedeutet), bei $n = 5$ also bis 32. Im Bild 1 ist eine der Möglichkeiten angegeben, den Zähler nach der Stellung 19 in die Stellung 0 zurückzusetzen. Zur Umsetzung des Dualcodes in das Dezimalsystem dient ein entsprechender Decoder.

Das modifizierte Schieberegister (Bild 2) besteht ebenfalls aus einer Kette von Flip-Flop, jedoch werden alle Takteingänge gemeinsam angesteuert. Bei jeder Inbetriebnahme müssen alle Stufen durch ein kurzzeitiges O-Signal gesetzt werden. O-Pegel an Clear ergibt O-Pegel an den Ausgängen Q; O-Pegel an Preset liefert L-Pegel an Q, und zwar unabhängig vom Taktimpuls. Durch diesen Vorgang wird ein L-Signal in den ersten Flip-Flop eingespeichert und mit jedem Taktimpuls um eine Stufe weitergeschoben.

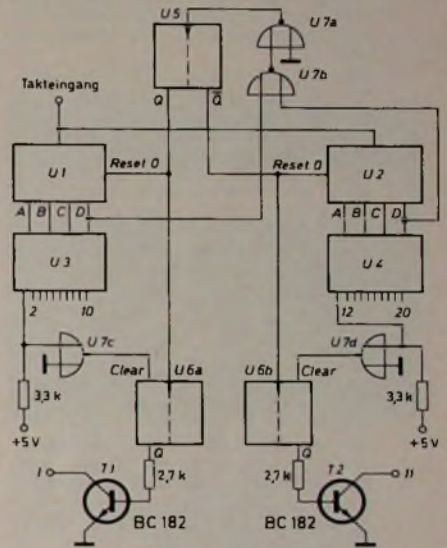
Die beiden genannten Verfahren benötigen verhältnismäßig viele Digitalbausteine und eventuell auch diskrete Bauelemente, wenn wie im vorliegenden Anwendungsfall Leistungsausgänge benötigt werden. Vorteilhaft erwies sich daher die im folgenden gezeigte Schaltung mit integrierten Decodern für

und Abfallzeiten der Impulsflanken liegen in der Größenordnung von 15 ns; die Lasteinheit beträgt 1,6 mA. Normalausgänge haben ein fan-out von 10, Leistungsausgänge im allgemeinen von 30. Das fan-in ist normalerweise 1, bei Clock-, Clear- und Preseteingängen teilweise 2. Diese Daten gelten gleichermaßen für die TTL-Bausteine von AEG-Telefunken (TL 74...N), Di-tratherm/Secossem (SFC 4...E), ITT (ITT 74...N), National Semiconductor (DM 8...), SGS (TTµL 9...), Siemens (FL 100-Serie), Sprague (US 74...A), Texas Instruments (SN 74...N), Valvo (FJ...) usw.

20stufiger Ringzähler

Das Prinzip des Ringzählers ist sehr einfach. Ein Taktgeber steuert gleichzeitig zwei Zähldekaden, von denen im wechselnden Rhythmus jeweils eine für den Zählvorgang freigegeben ist, während die andere gesperrt ist. Nach Beendigung des Zählvorganges 1...10 wird die erste Dekade gesperrt, und die zweite zählt von 11 bis 20. Dann wird diese wieder gesperrt und die erste Dekade für den Zählvorgang freigegeben.

Verwendet werden hier die Dezimalzähler SN 7490N (U1 und U2 in Bild 3). Sie enthalten einen Flip-Flop und einen



- U1, U2: SN 7490N
- U3, U4: SN 7445N
- U5: SN 7472N
- U6(a+b): SN 7473N
- U7(a+b+c+d): SN 7402N

der negativen Flanke des Clock-Impulses. Diese tritt an den D-Ausgängen von U1 und U2 bei der Zählerrücksetzung durch den 10. und den 20. Impuls auf. Über die ODER-Verknüpfung U7a, U7b (NOR-Gatter mit Inverter) wird der Flip-Flop U5 vom D-Ausgang der zählenden Dekade getaktet und gesperrt. U3 und U4 (SN 7445N) sind Decoder mit Leistungsausgängen. Ihre Ausgangstransistoren werden ohne interne Kollektorstände betrieben und sind für Kollektorströme bis 80 mA und Kollektorspannungen von maximal 30 V ausgelegt.

In der bisher beschriebenen Form ist der Ringzähler aber noch nicht vollständig, denn der jeweils für den Zählvorgang gesperrte Dezimalzähler liefert nach der Decodierung am Ausgang 1 oder 11 ein unerwünschtes O-Signal. Diese Ausgänge von U3 beziehungsweise U4 können also nicht unmittel-

Dipl.-Ing. Peter Schwindke ist Mitarbeiter der Fraunhofer Gesellschaft e. V., Arbeitsgruppe für Brennstoffzellen, in Aachen

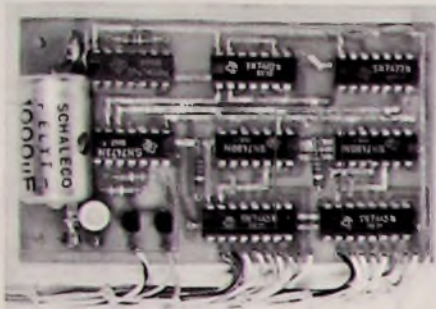


Bild 4. Der Ringzähler als gedruckte Schaltung (Abmessungen 94 mm x 56 mm)

bar benutzt werden. Daher bilden die Kollektoranschlüsse der Transistoren T_1 und T_2 die Schaltungsausgänge 1 und 11. T_1 darf beispielsweise nur bei O-Pegel am Decoderausgang 1 leitend sein, wenn außerdem die Dekade für den Zählvorgang 1...10 freigegeben ist.

Die Steuerschaltung für den Transistor T_1 besteht aus dem Flip-Flop U_6a und dem als Inverter betriebenen NOR-Gatter U_7c . Beim Übergang $L \rightarrow O$ am Ausgang Q des Flip-Flop U_5 , durch den auch die Dekade für den Zählvorgang 1...10 freigegeben wird, stellt sich L -Pegel am Ausgang Q von U_6a ein. O-Pegel am Q -Ausgang ergibt sich dagegen bei O-Pegel am Eingang $Clear$ von U_6a , sobald durch den folgenden Taktpuls der Decoderausgang 1 L -Pegel annimmt. Für den Schaltungsausgang 11 ergeben sich gleiche Verhältnisse. Für jede Dekade stellen die Bausteine Dezimalzähler, Decoder, Inverter, Flip-Flop und Transistor eine Einheit dar. Bild 4 zeigt den 20stufigen Ringzähler als gedruckte Schaltung. Für den Ringzähler werden im folgenden noch einige Abwandlungs- und Erweiterungsmöglichkeiten angegeben:

1. Mit einem Ringzähler an Stelle des Flip-Flop U_5 können beliebig viele Einheiten betrieben werden.
2. Die Inverter U_7c und U_7d können entfallen, wenn die Decoderausgänge mit nicht mehr als 5 V betrieben werden. Die Eingänge $Clear$ von U_6a und U_6b sind dann direkt mit dem Decoderausgang 2 beziehungsweise 12 zu verbinden.
3. An Stelle der Zähldekadenausgänge D können die Decoderausgänge zum Takten von U_5 herangezogen werden. Ein Umschalter auf die einzelnen Ausgänge ermöglicht eine variable Stufenzahl.

Taktgeber

Bild 5a zeigt die aus einem Schmitt-Trigger U_8 und einem RC-Glied bestehende Taktgeberschaltung für den Ringzähler, an die keine besonderen Genauigkeitsforderungen gestellt wurden. Die Wirkungsweise ist aus dem Impulsdiagramm (Bild 5b) ersichtlich. Die Einschaltswelle des Schmitt-Triggers beträgt etwa 2 V, die Ausschaltswelle rund 0,8 V. Für das Diagramm wurden 0,4 V bei O-Pegel und 4 V bei L -Pegel am Ausgang angenommen.

Bei Inbetriebnahme des Taktgebers steigt die Kondensatorspannung von Null exponentiell entsprechend der Zeit-

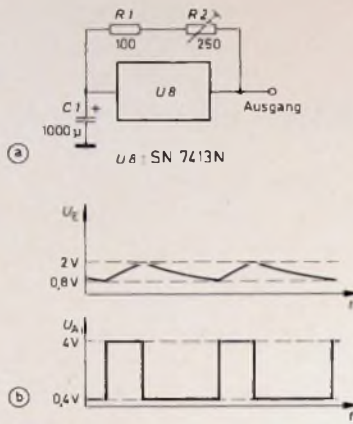


Bild 5. a) Schaltung des Taktegebers, b) Spannungsverläufe am Eingang und Ausgang des Schmitt-Triggers

K. WILHELM

Generator für Dreieck-, Sägezahn- und Rechteckschwingungen

Unter dem Titel „Generator für Dreieck-, Sägezahn- und Rechteckschwingungen“ wurde von H. Schreiber im Heft 17/1969 der FUNK-TECHNIK eine recht vielseitige Generatorschaltung beschrieben [1]. Hierzu sollen im folgenden einige Ergänzungen mitgeteilt beziehungsweise Änderungen vorgeschlagen werden, die einen einfachen Aufbau dieses Generators ermöglichen. Zunächst sei an Hand von Bild 1 noch einmal das grundlegende Prinzip dargestellt. T_1 und T_2 sind als Konstantstromquellen geschaltet. Unter Vernachlässigung der Basis-Emitter-Schlussspannung und des Basisstroms stellt sich ein Strom I_1 ein, der so hoch ist, daß der dadurch erzeugte Spannungsabfall U_{E1} an R_1 ebenso groß ist wie die Basisspannung U_{B1} . C wird also durch den konstanten Strom I_1 aufgeladen, da während der Ladeperiode die Basisspannung von T_2 - und daher auch I_2 - Null ist. Die Spannung U_C am Kondensator C folgt der Beziehung

$$U_C = \frac{I_1 \cdot t}{C} \quad (1)$$

Man erhält also einen linearen Spannungsanstieg.

Erreicht U_C die Schaltschwelle des Triggers, so wird T_2 leitend, und zwar derart, daß I_2 doppelt so hoch wird wie I_1 . Dadurch erfolgt eine zeitproportionale Entladung des Kondensators. Die Steilheit des Spannungsabfalls ist genauso groß wie die des Anstiegs, wenn die Bedingung

$$I_2 = 2 \cdot I_1 \quad (2)$$

eingehalten wird. Man erhält damit am Kondensator eine symmetrische Dreiecksspannung beziehungsweise am Triggerausgang eine symmetrische Rechtecksspannung.

konstante $C_1 (R_1 + R_2)$ an. Nach Erreichen der oberen Schaltschwelle schaltet der Ausgang von U_8 in den O-Zustand, der Kondensator C_1 entlädt sich bis zur Ausschaltswelle, wird dann wieder aufgeladen usw. Nicht berücksichtigt wurde bei dieser Beschreibung der Einfluß des Eingangsstroms des Schmitt-Triggers. Dieser bestimmt auch den Maximalwert des Widerstandes, denn der Eingangsstrom ruft an R_1 und R_2 einen Spannungsabfall hervor, der den Wert der Ausschaltswelle nicht überschreiten darf.

Eine NAND-Schaltung am Eingang des Schmitt-Triggers kann zum Anhalten des Ringzählers benutzt werden. Dabei wird man zweckmäßigerweise einen der Eingänge über ein RC-Glied an Null schalten, um die Prellwirkung des Schalters zu unterdrücken. Der zweite im Gehäuse des SN 7413N untergebrachte Schmitt-Trigger läßt sich zum Setzen des Ringzählers verwenden.

In [1] wird die Bedingung $I_2 = 2 \cdot I_1$ dadurch erfüllt, daß man bei gleichen Basisspannungen R_1 doppelt so groß wie R_2 dimensioniert. Man kann aber auch U_{B2} doppelt so groß wie U_{B1} machen und dann für die beiden Widerstände gleiche Werte wählen.

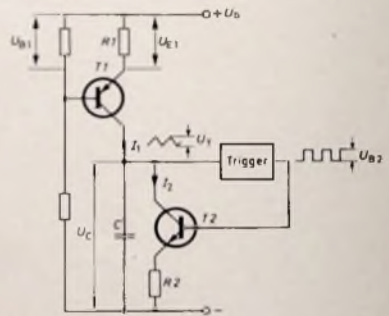


Bild 1. Prinzip des Generators

Aus Gl. (1) ergibt sich die Zeit T für den Spannungsanstieg zu

$$T = \frac{U_T \cdot C}{I} \quad (3)$$

wenn U_T (in V) die Schalthysterese des Triggers ist. Die Gesamtperiode der Dreiecksschwingung beträgt dann $2 \cdot T$, und die Frequenz des Generators ist

$$f = \frac{1}{2 \cdot T} = \frac{I}{2 \cdot U_T \cdot C} \quad (4)$$

Um eine konstante Ausgangsspannung zu erhalten, muß U_T konstant sein. Zur Frequenzvariation, das heißt zum Durchstimmen des Generators, steht damit nur die Änderung von I (über

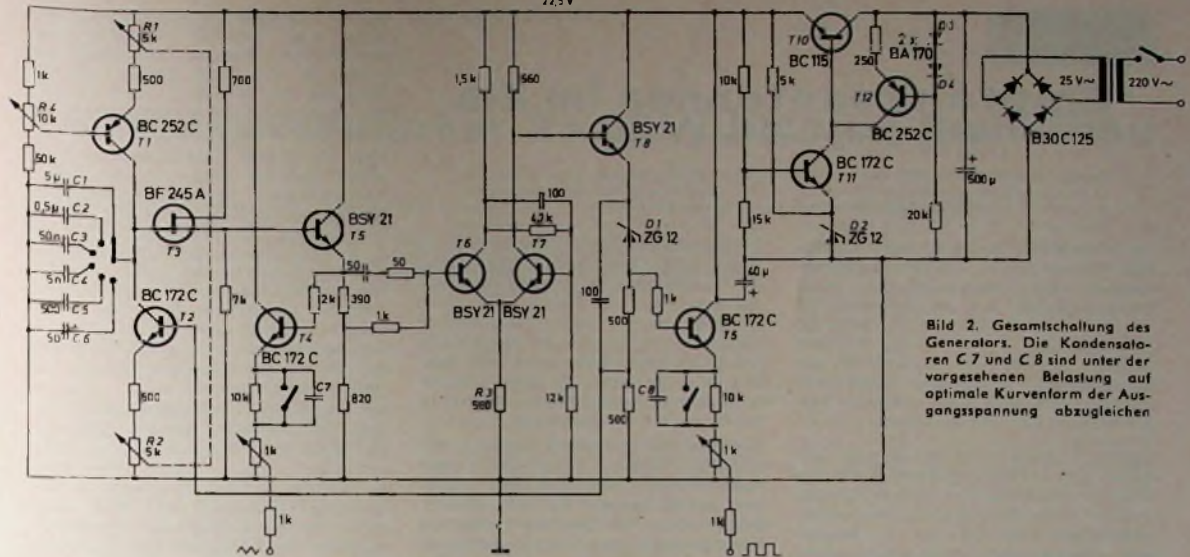


Bild 2. Gesamtschaltung des Generators. Die Kondensatoren C 7 und C 8 sind unter der vorgesehenen Belastung auf optimale Kurvenform der Ausgangsspannung abzugleichen

die Emittierwiderstände R 1 und R 2) oder C zur Verfügung.

In der Originalarbeit wird die Bereichsumschaltung durch verschiedene Festwiderstände R 1 beziehungsweise R 2 erreicht, während die Durchstimmung innerhalb eines Bereichs durch Variation von C mittels eines Drehkondensators erfolgt. Diese Lösung führt bei tiefen Frequenzen und einer Maximalkapazität von 500 pF jedoch zu sehr niedrigen Ladeströmen. Daher ist ein sehr sorgfältiger Aufbau notwendig, damit nicht Leckströme die Kurvenform verfälschen.

In der hier beschriebenen, im Bild 2 gezeigten Ausführung des Generators wird der umgekehrte Weg eingeschlagen: Bereichsumschaltung durch Festkondensatoren C 1 ... C 6 und Durch-

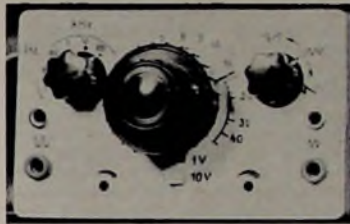


Bild 3. Der fertige Generator. Zur Abstimmung wird ein „Mentor“-Feineinstellknopf mit der Übersetzung 6:1 (Mazur) benutzt

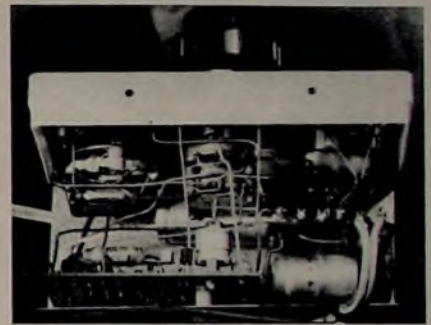


Bild 4. Innenaufbau des Generators

INTERNATIONALE ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU

brachte im Februarheft 1971 unter anderem folgende Beiträge:

Analyse von aktiven Filterschaltungen mit Operationsverstärkern

Prinzip der bistabilen Bildspeicherung in Oszillografenröhren

Nonosekundenimpulsverstärker mit großer Ausgangsspannung

Farbfaksimilübertragung

Übertragungsverhalten von Reaktanz-II-Gliedern

Gesteuerte Stromquellen für die Bereichsumschaltung einer Temperatursonde

Das UHF-Wanderfeldklystron, ein neuer Röhrentyp für Fernsendeder

Format DIN A 4 - monatlich ein Heft

Preis im Abonnement 14,25 DM vierteljährlich; Einzelheft 5,- DM zuzüglich Porto

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

**VERLAG FÜR
RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH**
1 Berlin 52 (Borsigwalde)

stimmung durch ein Doppelpotentiometer R 1, R 2 in den Emittierleitungen von T 1 und T 2. Damit ergeben sich die Frequenzbereiche

- 4 ... 40 Hz ($C_1 = 5 \mu\text{F}$),
- 40 ... 400 Hz ($C_2 = 0,5 \mu\text{F}$),
- 400 ... 4000 Hz ($C_3 = 50 \text{ nF}$),
- 4 ... 40 kHz ($C_4 = 5 \text{ nF}$),
- 40 ... 400 kHz ($C_5 = 500 \text{ pF}$),
- 0,4 ... 4 MHz ($C_6 = \text{Trimmer } 50 \text{ pF}$).

Die Amplitude der Ausgangsspannung ist in zwei Stufen zwischen 0 und etwa 7 V beziehungsweise zwischen 0 und etwa 0,7 V kontinuierlich einstellbar.

Für das Doppelpotentiometer R 1, R 2 ist eine Ausführung mit guten Gleitlaufesigenschaften erforderlich, da sich bei ungleichen Widerstandswerten im Durchstimmbereich die Dreiecksspannung sägezahnförmig verformt. Man kann auch ein Potentiometer 2X50 kOhm wählen und erhält dann einen Durchstimmbereich von 1:100, so daß für den angegebenen Frequenzbereich von 4 Hz bis 4 MHz drei Festkondensatoren ausreichen. Allerdings wird dann die genaue Frequenzeinstellung recht problematisch.

Mit dem Potentiometer R 4 läßt sich die Kurvenform kontinuierlich vom Sägezahn mit steilem Abfall über die symmetrische Dreiecksspannung zum Sägezahn mit steilem Anstieg verändern beziehungsweise das Tastverhältnis der Impulsspannung am Rechteck-Ausgang von $\ll 1$ über 1 bis $\gg 1$ variieren. Da-

bei ändert sich die Frequenz natürlich stark. Die Eichung (und damit die jeweils höchste erreichbare Frequenz) gilt für die symmetrische Spannung (Dreieck- oder Rechteckspannung).

Die Frequenz des Generators unterliegt einer verhältnismäßig starken Temperaturdrift, die aber nicht durch die in der Originalarbeit angegebenen Dioden in den Basisspannungsteilern von T 1 und T 2 kompensiert werden kann, da sie vor allem auf die Eigenerwärmung der Transistoren zurückgeht, die je nach Frequenz unterschiedlich ist. Deshalb wurde hier auf die Dioden verzichtet.

Wenn die Betriebsspannung 10 V betragen soll, so sind außer der Stabilisierungsschaltung lediglich folgende Bauelemente zu ändern: Widerstand R 3 von 560 Ohm in 250 Ohm und Z-Diode D 1 von ZG 12 in ZG 4,7. Die maximale Ausgangsspannung reduziert sich dann auf $\approx 3 \text{ V}$ und die Stromaufnahme von $\approx 60 \text{ mA}$ auf $\approx 30 \text{ mA}$. Dadurch vermindert sich die Temperaturdrift nennenswert. Bild 3 zeigt die Versuchsausführung des Generators im Gehäuse und Bild 4 den Innenaufbau.

Schrifttum

- [1] Schreiber, H.: Generator für Dreieck-, Sägezahn- und Rechteckschwingungen. Funk-Techn. Bd 24 (1969) Nr 17, S. 665-666

Empfangsantennen im Eis

Vereisung und ihre Folgen

Schnee, Eis und Wind stellen harte Anforderungen an die Empfangsantennen, nicht nur in mechanischer, sondern auch in elektrischer Hinsicht. Nachstehend ist die Beeinflussung der Niederschläge wie Regen, Eis und Schnee behandelt.

Im Normalfall ist die Antenne allseitig von Luft umgeben; Temperaturschwankungen und Luftbewegungen haben keinen Einfluß auf die Betriebsdaten der Antenne. Anders verhält es sich mit Niederschlägen, mit Wasser, Eis und Schnee; je mehr sie die Luft, die die Antennenteile unmittelbar umgibt, verdrängen, um so größer sind die Veränderungen der Antennendaten.

Dieses Verhalten läßt sich physikalisch durch die Dielektrizitätskonstante des Wassers erklären, die etwa achtzigmal größer ist als die der Luft. Die Dielektrizitätskonstante gibt an, um wieviel zum Beispiel der Strom durch einen Kondensator ansteigt, wenn der Raum zwischen den Kondensatorplatten mit Wasser an Stelle von Luft gefüllt wird. Da die Antenne von einem elektromagnetischen Feld umgeben ist, wirkt Wasser, wenn es die Luft in unmittelbarer Nähe der Antennenteile verdrängt, ebenso wie im Plattenkondensator.

Zum Glück bleibt das Regenwasser nur in ganz geringen Mengen an den Antennenteilen haften, so daß ein Einfluß auf die Antennendaten vernachlässigt werden kann. Eis und Schnee dagegen können die Antennenteile mit Schichten von mehreren Millimetern bedecken.

Das Vereisen setzt im allgemeinen bei Temperaturen zwischen -4°C und -6°C , und zwar nur bei steigender Lufttemperatur ein. In diesem Temperaturbereich neigt die Luft am leichtesten zu Nebelbildungen, und die feinen Wassertröpfchen schlagen sich als Eis auf die kälteren Metallteile nieder. Der Schnee kann sich nur in nassem Zustand auf den Antennenteilen festsetzen. Sinkt aber die Lufttemperatur unter den Nullpunkt ab, dann friert der nasse Schnee an der Antenne fest. Im Gegensatz zum Wasser haben Eis und Schnee eine viel niedrigere Dielektrizitätskonstante, die etwa dreimal größer sein kann als die der Luft. Befindet sich außerdem zwischen den Eis- oder Schneekristallen Luft, dann wird nicht einmal dieser Wert erreicht. Bei Rauhfreif zum Beispiel liegt die Dielektrizitätskonstante nur ganz wenig über 1; eine Empfangsbeeinträchtigung tritt dadurch nicht ein.

Außer Luftfeinschlüssen können auch Verunreinigungen – wie Staub und insbesondere Ruß – vorkommen, die dann zur Verschlechterung der elektrischen Eigenschaften von Eis und Schnee beitragen und dämpfend wirken.

Die Wirkung dieser Dielektrika auf die Antennenteile ist die gleiche wie beim bereits erwähnten Plattenkondensator; die Kapazität der Antennenelemente wird größer, wenn sie mit Eis oder Schnee bedeckt sind. Höhere Kapazität ist aber einer Verschiebung des Be-

triebsbereiches der Antenne zu tieferen Frequenzen gleichzusetzen. Das Ausmaß der Verstimmung wird durch die Menge des Eises oder des Schnees und durch die Höhe ihrer Dielektrizitätskonstante – ob viel oder wenig Luft eingeschlossen oder ob der Schnee naß oder trocken ist – bestimmt. Je höher die Betriebsfrequenz der Antenne ist, um so größer ist ihre Verstimmung.

Bei Bereich-I und UKW-Antennen läßt sich die Wirkung eines Eis- oder Schneebelages vernachlässigen. Dagegen sind im Bereich III und insbesondere in den UHF-Bereichen merkliche Veränderungen der Antennendaten zu erwarten. Die Bilder 1 und 2 zeigen den Einfluß eines Eisbelages von etwa 3 mm Dicke auf den Gewinn einer Antenne im Kanal 10 und in den Kanälen 53–60.

Während im Beispiel nach Bild 1 der Kanal 10 mit gerade noch erträglichen Dämpfungsverzerrungen übertragen wird, ist im Beispiel nach Bild 2 der Empfang im Kanal 60 unmöglich. Die Wirkung des Schnees ist ähnlich, jedoch weniger stark, weil Schneekristalle viel Luft enthalten. In nassem Zustand kann der Schnee – je nach Menge – die Wirkung eines gleich dicken Eisbelages erreichen, wenn nicht sogar über-

gegen Verstimmung vorzusehen. Man kann zum Beispiel Bereichs- oder Mehrbereichsantennen einsetzen, die (wenn es sich nicht gerade um den Empfang der Kanäle 11 und 12 oder 55–60 handelt) die größte Reserve für diesen Fall haben.

Eine in diesem Zusammenhang nicht selten gestellte Frage ist, ob Unterdachantennen nicht betriebssicherer sind, da sie im Winter eis- und schneefrei bleiben. Der Schnee auf dem Dach ist in Wirklichkeit, da er hier nicht die Luft in unmittelbarer Nähe der Antennenteile verdrängt, weniger kritisch bezüglich der Beeinflussung der Antennendaten. Dafür müssen aber die elektromagnetischen Wellen das Dach und die Schneeschicht durchstoßen, um zur Antenne zu gelangen.

Bei trockenen nichtmetallischen Dächern sind im UHF-Bereich Dämpfungen durch die Dachhaut von etwa 5 dB gemessen worden. Dieser Wert kann beträchtlich ansteigen, wenn nasser Schnee auf dem Dach liegt. Berücksichtigt man noch, daß die Unterdachantenne eine geringere Höhe und damit auch weniger Antennen-EMK hat, so können die Unterschiede zwischen der Außen- und der Dachantenne 10 dB und mehr betragen. Während aber die Vereisung nur an wenigen Tagen im Winter auftritt und dann auch nur äußerst selten über 1 bis 2 mm Dicke hinausgeht, liefern Unterdachantennen im allgemeinen das ganze Jahr hindurch schlechtere Werte als Überdachantennen.

Trotz Regens, Schnees, Eises und Windes sind bei in unseren Breitengraden anzutreffenden Witterungen mit einer Empfangsantenne auf dem Dach das ganze Jahr über stets etwa gleichwer-

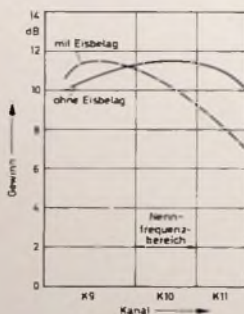


Bild 1. Der Einfluß eines Eisbelages (etwa 3 mm Dicke) auf den Gewinn einer Kanalantenne für Kanal 10

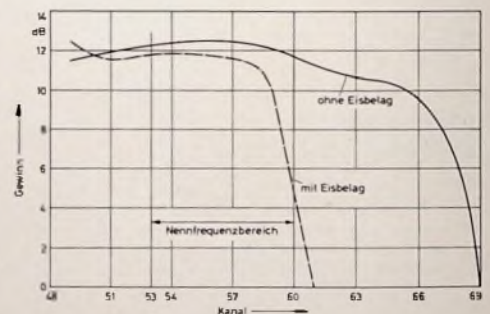


Bild 2. Der Einfluß eines Eisbelages (etwa 3 mm Dicke) auf den Gewinn von Kanalgruppenantennen für die Kanäle 53–60

Welche Maßnahmen kann man dagegen treffen? Man könnte zum Beispiel alle Antennen mit einer gewissen Reserve an Bandbreite oberhalb des zu übertragenden Kanals auslegen. Bei Verstimmung durch Eis oder Schnee wird das Empfangssignal dann kaum oder nur wenig beeinflusst. Die meisten Antennen verfügen über eine solche Reserve, so daß in Gebieten mit normalen klimatischen Verhältnissen – Eisansatz von maximal 1 bis 2 mm Dicke – keine Beeinträchtigung des Empfangs eintritt. In den Gebieten mit erhöhter Vereisungsgefahr empfiehlt es sich, schon während der Planung bei der Wahl des Antennentyps eine größere Sicher-

heit elektrische Antennenwerte und somit – bei richtiger Auslegung der Antennenanlage und Niederführung mit Schlauchleitung oder Koaxkabel – gute Empfangsverhältnisse zu erreichen. Daraus läßt sich schließen, daß sich die Empfangsantennen in frischer Außenluft trotz der erwähnten Witterungseinflüsse am wohlsten fühlen.

Schrifttum

- [1] Vereisung von Antennen und ihre Folgen. Siemens Antennen-Inf. (1968) Nr. 11, S. 1–2
- [2] Antennen unter extremen Bedingungen. Kathrein Antennen-Planer, Ausg. 1/1970, Nr. 75, S. 8

Leistungsverstärker 2 x 60 W für den Selbstbau

Der beschriebene Leistungsverstärker kann überall dort eingesetzt werden, wo sehr hohe Ansprüche an die elektroakustischen Übertragungsdaten einer Leistungs-Endstufe gestellt werden. Da seine Grundkonzeption einfach und übersichtlich ist, ergeben sich beim Nachbau keine Probleme, zumal für den Abgleich nur ein Vielfachinstrument benötigt wird. Zur Frage der Betriebssicherheit und Haltbarkeit ist zu sagen, daß das von den Verfassern gebaute Gerät seit 3 1/2 Jahren ununterbrochen benutzt wird und Ausfälle bisher nicht zu verzeichnen waren.

1. Grundlagen

Bei der Konzipierung des Verstärkers wurden optimale elektroakustische Übertragungsdaten angestrebt. Lautsprecher sollten in Gleichspannungskopplung direkt angeschlossen werden können.

Bei einer Leistungs-Endstufe ist in erster Linie die Größe der nichtlinearen Verzerrungen ein Qualitätskriterium. Untersuchungen der Verfasser haben ergeben, daß im Kopfhörer bei Übertragung von reinen Sinustönen eine Klangverfälschung in Form von Rauigkeit dann feststellbar wird, wenn ein Klirrgrad von 0,2% überschritten wird und es sich bei den Verzerrungen um Harmonischen hoher Ordnungszahl handelt. Derartige Verzerrungen treten auf, wenn zum Beispiel ein Verstärker so weit ausgereizt wird, daß die Amplituden der Halbwellen scharf abgeknippt werden. Aber auch bei kleinen Lautstärken und fehlendem Ruhestrom entstehen Harmonischen hoher Ordnungszahl. Ein weiteres Qualitätskriterium ist die Leistungsbandbreite, die hinsichtlich ihrer oberen Grenze von Hi-Fi-Liebhabern, die technische Laien sind, gelegentlich überbewertet wird. Das gleiche ist zur Ausgangsleistung zu sagen. Ihre Größe soll Maßarbeit sein, sie ist jedoch kein Qualitätskriterium. Eine sehr wichtige Forderung, die beim Laien kaum bekannt ist, lautet: Der Verstärker soll sich absolut neutral verhalten, gleichgültig ob er reell, blind oder überhaupt nicht belastet wird. Schließlich ist noch ein guter Fremdspannungsabstand zu fordern, der jedoch mit Leichtigkeit zu erreichen ist.

Im Bild 1 ist das Blockschaltbild des Leistungsverstärkers dargestellt. Im linken der beiden Verstärkerblöcke wird die Spannung, im rechten wird der Strom verstärkt. Die Über-Alles-Gegenkopplung vom Ausgang des rechten Blocks auf den Eingang des linken Blocks auf den Eingang des linken Blocks vermindert die nichtlinearen Verzerrungen, die im Verstärker - hauptsächlich im linken Block - entstehen. Mit dem Spannungsteiler R_{GK} , R_5 wird der Verstärkungsfaktor festgelegt.

Es ist bekannt, daß sich die Höhe der nichtlinearen Verzerrungen umgekehrt proportional zur Größe der Gegenkopplung und damit zur Größe der Leerlaufverstärkung verhält. Aus diesem Grunde wurde im linken Block ein möglichst großer Leerlauf-Spannungsverstärkungsfaktor angestrebt. Um dem Problem der Phasendrehtung bei hohen Frequenzen zu begegnen und damit Schwingneigung zu vermeiden, ist es zweckmäßig, von einer Mehrfach-

gegenkopplung Gebrauch zu machen und die hohen Frequenzen im linken Block partiell gegenzukoppeln [1]. Im Bild 1 wird diese Maßnahme durch die Kapazität C_{GK} bewirkt.

Ein anderes Verfahren, die Leerlaufverstärkung etwa frequenzabhängig durch parallel zu den Kollektorwiderständen liegende Kapazitäten so weit zu reduzieren, daß bei der kritischen Frequenz keine Gegenkopplung mehr auftritt, hat einen entscheidenden Nachteil: Da Leerlaufverstärkung und Gegenkopplung ab einer bestimmten, relativ niedrigen Frequenz kleiner werden (um 6 beziehungsweise 12 dB/Oktave), steigt der Klirrfaktor mit der Frequenz.

Bei dem hier angewandten Verfahren kann dieser Schönheitsfehler nicht auftreten. Für den linken Block ist der Gegenkopplungsgrad auch bei hohen Frequenzen sehr groß und wirkt daher

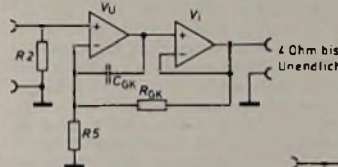


Bild 1. Blockschaltung des Verstärkers

Bild 2. Vereinfachte Prinzipschaltung

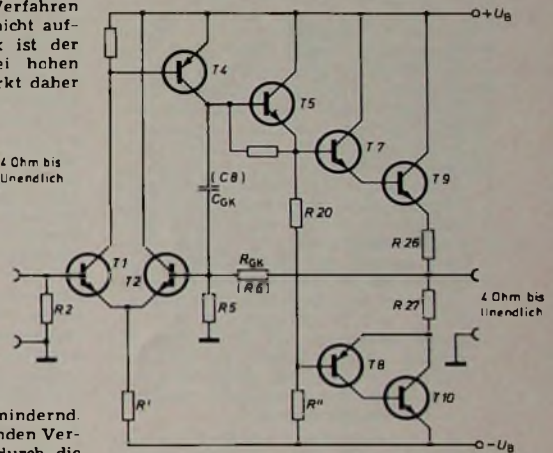
auch bei ihnen verzerrungsmindernd. Die im rechten Block entstehenden Verzerrungen sind geringer, da durch die Kollektorschaltung jede Stufe schon in sich gegengekoppelt ist. Im Prinzip ergibt diese Anordnung zwei Verstärkerblöcke, die zumindest theoretisch jeder für sich unabhängig voneinander und stabil arbeiten könnten.

2. Prinzipschaltung

Bild 2 zeigt das vereinfachte Prinzipschaltbild. Da Lautsprecher galvanisch an den Verstärker gekoppelt werden sollen, erwies es sich als zweckmäßig, in den Eingang einen aus den Transistoren T1 und T2 bestehenden Differenzverstärker zu legen. Erfahrungsgemäß ist dabei die Gleichspannungsdrift am Ausgang am geringsten. An die Basis des Transistors T1 wird der Eingang, an die Basis von T2 dagegen der Gegenkopplungsspannungsteiler gelegt. T1 verstärkt das am Eingang liegende Signal und führt es T4 zu, in dem es weiter verstärkt wird. Man kann also vereinfacht sagen, daß der

linke Block gemäß Bild 1 aus den Verstärkerstufen T1 und T4 besteht. Der rechte Block beginnt mit der Impedanzwandlerstufe T5. Vom Emitter dieser Stufe wird das Signal dem Doppel-Emitterfolger T7, T9 und der entsprechenden Doppelstufe T8, T10 zugeführt. Der zwischen den Eingängen der Transistoren T7 und T8 liegende Widerstand R20 dient zur Spreizung des Basispotentials, das bei der dargestellten quasisymmetrischen Ausführung $3 \times 0,6 V$ (bei rein komplementärer Ausführung $4 \times 0,6 V$) betragen muß. Bei Fehlen der Spreizung würde sich bei kleiner Aussteuerung der berüchtigte B-Knick einstellen, der unzumutbare Verzerrungen verursacht. Prinzipiell besteht also der rechte Verstärkerblock aus drei hintereinander geschalteten Emitterfolgern.

In den meisten bekannten Schaltungen, und zwar nicht nur der Mittelklasse, fehlt der hier mit T5 bezeichnete

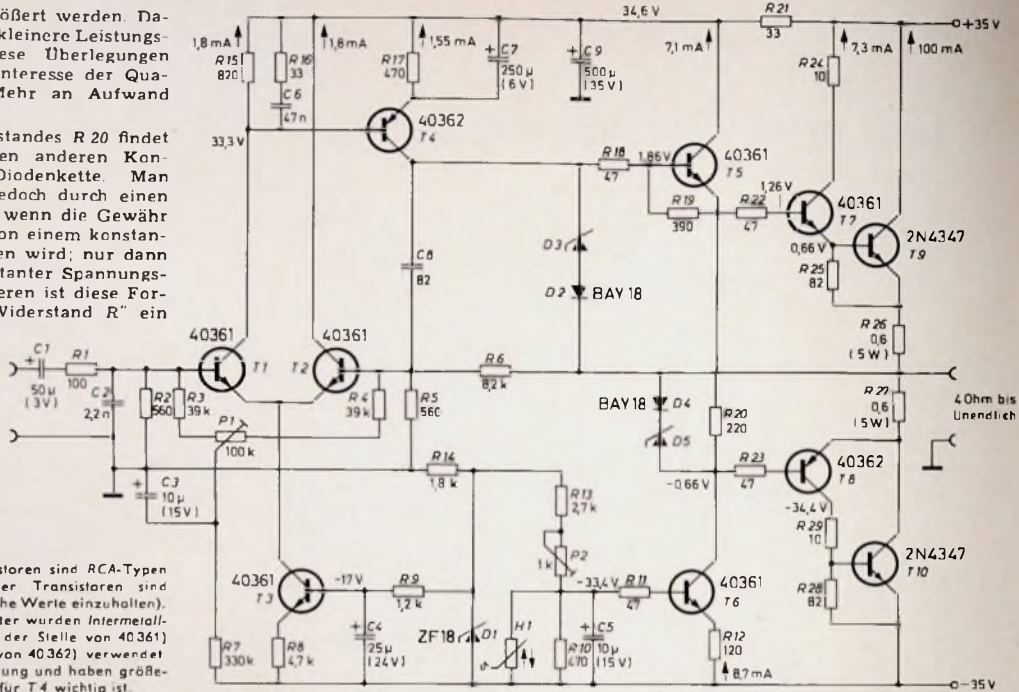


nete Transistor. Sein Vorhandensein bewirkt jedoch eine ganze Reihe von Vorteilen. Zunächst ist dabei festzustellen, daß der davorliegende Transistor T4 nicht so stark belastet wird und daher mit kleinerem Ruhestrom arbeiten kann. Das ist leicht erklärlich, denn die Lastimpedanz des Verstärkers wird durch drei Stufen (T5, T7 und T9) mehr herauftransformiert als bei zwei Stufen. Eine Selektion oder Paarung der Endtransistoren und Treiber ist deshalb nicht erforderlich. Ein sehr wesentlicher Vorteil ergibt sich bei dem geringen Mehraufwand, wenn man bedenkt, daß der linke Verstärkerblock sehr empfindlich gegen kapazitive Belastung ist. Kapazitive Lastimpedanzen, etwa elektrostatische Lautsprecher, werden durch den hohen Übersetzungsfaktor des rechten Blocks für die Stufe T4 vollkommen unkritisch. Schließlich, wenn T5 fehlen würde, müßte mit größerem Kollektorstrom für T4 auch die

Kapazität C_{GK} vergrößert werden. Damit ergäbe sich eine kleinere Leistungsbandbreite. Alle diese Überlegungen sprechen dafür, im Interesse der Qualität ein geringes Mehr an Aufwand nicht zu scheuen.

An Stelle des Widerstandes R 20 findet man bei den meisten anderen Konstruktionen eine Diodenkette. Man kann diese Dioden jedoch durch einen Widerstand ersetzen, wenn die Gewähr gegeben ist, daß er von einem konstanten Strom durchflossen wird; nur dann tritt an ihm ein konstanter Spannungsabfall auf. Zu realisieren ist diese Forderung, indem als Widerstand R' ein

Bild 3
Dimensionierte
Gesamtschaltung
Heißleiter:
NTU 5 E — 4,7 K
— M 4000 K
von Dralowid



Alle angegebenen Transistoren sind RCA-Typen (bei Verwendung anderer Transistoren sind Grenzwerte und dynamische Werte einzuhalten). In einem neueren Baumuster wurden Intermetall-Transistoren B5Y 56 (an der Stelle von 40361) und ZN 4033 (an Stelle von 40362) verwendet. Sie vertragen mehr Spannung und haben größere β , was besonders für T 4 wichtig ist.

Transistor eingesetzt wird, der als Konstantstromquelle geschaltet wird. Der diesen Transistor (T 6 in der vollständigen Schaltung nach Bild 3) durchfließende Strom kann eingestellt werden über ein basisseitig angeordnetes Potentiometer P 2. Mit Hilfe dieses Potentiometers wird infolgedessen indirekt die Endtransistoren durchfließende Ruhestrom festgelegt. Die Basisspannung von T 6 kann ferner durch einen Heißleiter (H 1 im Bild 3) beeinflusst werden, der thermisch mit einem der beiden Endtransistoren gekoppelt ist. Durch diese Regelung wird gewährleistet, daß bei Erwärmung der Leistungstransistoren der Ruhestrom die richtige Höhe beibehält. Im statischen Betrieb kann der am Widerstand R 20 auftretende Spannungsabfall als konstant angesehen werden.

Im dynamischen Betrieb treten Schwankungen auf, da bei großen Amplituden die Basisströme der Treibertransistoren nicht mehr ganz vernachlässigt werden können. Negative Eigenschaften werden dadurch jedoch nicht bewirkt, da jeweils eine Hälfte des Endverstärkers dann mit Sicherheit gesperrt ist. Im Leerlaufbetrieb, also zum Beispiel auch bei angeschlossenen Kopfhörern, sind die Basisströme der Treiber vernachlässigbar klein.

Auch der Widerstand R' unterhalb des Differenzverstärkers T 1, T 2 nach Bild 2 wird zweckmäßigerweise durch einen Transistor (T 3 im Bild 3) ersetzt. Es muß sichergestellt werden, daß die Summe der die Transistoren T 1 und T 2 durchfließenden Ströme konstant bleibt. Andernfalls würden in T 2 Restverzerrungen auftreten, die sich auch bei unendlich starker Gegenkopplung nicht beseitigen ließen, denn T 2 stellt schaltungsmäßig ein nichtlineares Glied innerhalb des Gegenkopplungsweges

dar. Damit erhebt sich die Forderung, den Widerstand R' sehr groß zu machen. Es gibt wohl noch eine andere Möglichkeit, dieses Ziel wenigstens annähernd zu erreichen, die zum Beispiel von der Firma McIntosh bei ihren Verstärkern angewandt wird, und zwar wird der Widerstand von einer größeren Hilfsspannung (etwa 100 V) gespeist. Abgesehen vom Mehraufwand im Netzteil lassen sich mit dieser Methode nur Widerstände in der Größenordnung von etwa 30 kOhm realisieren; bei der hier angewandten Methode liegt die erreichte Impedanz dagegen in der Größenordnung von 10 MOhm.

Mit Hilfe der Widerstände R 26, R 27 wird die Differenz der Temperaturkennlinien der Leistungstransistoren und des Heißleiters kompensiert.

3. Gesamtschaltung

Nach der vorstehenden schrittweisen Erläuterung der Schaltungsprinzipien dürfte es mit keinen großen Schwierigkeiten verbunden sein, die im Bild 3 dargestellte vollständige Schaltung in ihrer Funktion zu erfassen. T 3 und T 6 sind als die erwähnten Konstantstromquellen eingesetzt. Das Basispotential von T 3 und damit die Summe der T 1 und T 2 durchfließenden Ströme wird durch die Z-Diode D 1 konstant gehalten. Über R 3 und R 4 wird den Basen des Differenzverstärkers T 1, T 2 eine kleine negative Vorspannung zugeführt, mit deren Hilfe das Ausgangspotential durch Betätigen des Einstellwiderstandes P 1 exakt auf 0 V eingestellt werden kann.

C 8 bewirkt die partielle Gegenkopplung. Da hierdurch bedingt bei sehr hohen Frequenzen noch Phasendrehungen auftreten, die zur Instabilität führen können, ist in den Kollektorkreis von T 1 noch das Korrekturglied R 16, C 6 eingeführt. Es bewirkt zwischen 6

und 100 kHz einen Rückgang der Verstärkung um 6 dB/Oktave. Durch den Widerstand R 19 fließt der Kollektorstrom der Stufe T 4 Indirekt wird damit auch der Kollektorstrom von T 1 festgelegt. Für Wechselspannungen hat R 19 scheinbar einen sehr großen Wert. Das ist damit zu erklären, daß die Wechselspannungsdifferenz zwischen Basis und Emittor von T 5 sehr gering ist und dem Spannungsverstärkungsfaktor dieser Stufe entspricht (Differenz $1 - V_{be}$).

Die Dimensionierung der im Kollektorkreis des Differenzverstärkers T 1, T 2 liegenden Bauelemente mußte sehr sorgfältig auf die im Emittorkreis liegenden abgestimmt werden. Es wurde angestrebt, daß die Transistoren T 1 und T 2 den gleichen Strom ziehen.

Durch die Widerstände R 25 und R 28 wird gemäß den Angaben der Halbleiterhersteller die Durchbruchspannung der Leistungstransistoren T 9, T 10 erhöht. Die Dioden D 2, D 3 und D 4, D 5 sollen die Leistungstransistoren vor Überlastung und Kurzschluß schützen. Die Werte der Z-Dioden D 3 und D 5 sind am besten durch Versuche am fertigen Gerät zu ermitteln. Rechnerisch lassen sie sich nicht ganz genau bestimmen, da bei Endtransistoren und Treibern bei großer Aussteuerung die Spannungsdifferenz zwischen Basis und Emittor etwas streut. Ferner haben die Toleranzen der Widerstände R 26 und R 27 einen Einfluß, der nicht vernachlässigt werden kann. Prinzipiell arbeitet die Begrenzungsschaltung wie folgt: Bei großer Leistungsabgabe oder Kurzschluß wird in den Widerständen R 26 und R 27 ein größerer Spannungsabfall hervorgerufen. Das Basispotential von T 5 wird angehoben, das von T 8 abgesenkt. Die beiden Diodenketten sind nun (verschieden) so zu bemessen, daß sie bei Überschreiten des für zu-

lässig erachteten Grenzstromes in den Endtransistoren leitend werden und zu große Amplituden auf Ausgangspotential ableiten, was einer Abkappung entspricht. So werden die Endtransistoren und Treiber sicher geschützt.

Abschließend sei noch das im Eingang liegende Glied R1, C2 erwähnt, das hochfrequente Einstreuungen vom Eingang ableiten soll.

4. Bemessungshinweise

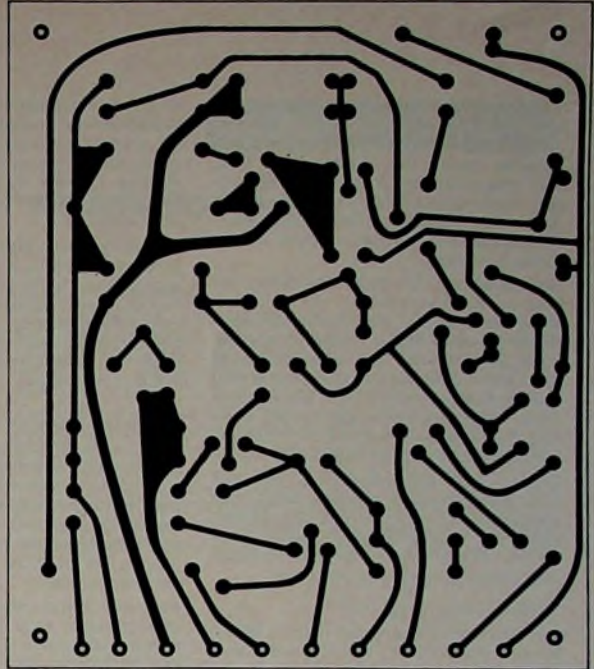
Da mit diesem Bauvorschlag hauptsächlich der Praktiker angesprochen werden soll, wäre es verfehlt, hier die ganze Schaltung rechnerisch zu behandeln. Um jedoch zu zeigen, daß es sich bei der Bemessung um keine Geheimwissenschaft handelt, seien nachstehend die wesentlichsten der Dimensionierung zugrunde liegenden Gesichtspunkte erörtert.

Die Gleichspannungspotentiale wurden so festgelegt, daß eine optimale Spannungsaussteuerung ermöglicht wird. Die Aussteuerung sollte auf keinen Fall schon durch eine ungeschickte Dimensionierung der Vorstufen eingegrenzt werden. Die Ruhestrome sind so bemessen, daß sie ein Mehrfaches der Basisströme der jeweils folgenden Stufen bei Vollaussteuerung sind.

Anders als bei Kleinsignalstufen, bei denen eine einfache Berechnung genügt, wurden im vorliegenden Falle parallel zu den Berechnungen umfangreiche Messungen durchgeführt und hier und da kleinere Korrekturen eingeführt. Solche Maßnahmen sind jedoch nur dann erforderlich, wenn unter den gegebenen Bedingungen ein Maximum an Ausgangsleistung aus der Schaltung herausgeholt werden soll.

Zum dynamischen Verhalten ergibt sich folgendes: Nimmt man die Stromverstärkung der Leistungsstufen zu 20 und die der Treibertransistoren zu 100 an, so ergibt sich für den rechten Block gemäß Bild 1 eine Stromverstärkung von 200 000. Wird der Verstärker zum Beispiel mit einer Impedanz von 4 Ohm belastet, dann hat T4 theoretisch einen Lastwiderstand von 800 kOhm. Zum Vergleich: Würde T5 fehlen, dann ergäbe sich für T4 der Lastwiderstand zu 8 kOhm. T4 verstärkt mit dem Leerlaufverstärkungsfaktor μ . Demzufolge kann die Spannungsverstärkung des Transistors mit 2000 angenommen werden. Im Kollektorkreis von T1 ergibt sich der Lastwiderstand durch die Parallelschaltung des Widerstandes R15 mit dem Eingangswiderstand von T4 zu etwa 550 Ohm. Im Emittierkreis von T1 liegen die sich addierenden inneren Emittierimpedanzen der Transistoren T1 und T2. Die Verstärkung der Stufe errechnet sich damit zu 19, wodurch sich eine Gesamtverstärkung der beiden Stufen theoretisch zu 38 000 ergibt. Wie aus Tab. II hervorgeht, wurde jedoch am Baumuster nur ein Wert von etwa 20 000 gemessen. Die Differenz mag einerseits dadurch zustande kommen, daß der Leerlaufverstärkungsfaktor μ von T4 zu hoch angesetzt wurde oder der Stromverstärkungsfaktor β dieses Transistors kleiner als 100 war; andererseits sind aber aus Gründen der Vereinfachung bei der Stufe T1 die Generatorwiderstände von T1 und T2 nicht berücksichtigt worden. Streng

Bild 4. Geätzte Schaltung (M = 1:1) ▶



genommen müssen die Generatorimpedanzen auf Emittierimpedanzen umgerechnet und zu den inneren Emittierimpedanzen addiert werden.

Die Messung des Leerlaufverstärkungsfaktors ist wie folgt vorzunehmen: Der Eingang wird kurzgeschlossen, und an der Basis von T2 wird hochohmig ein Signal eingespeist. Das Verhältnis der Ausgangsspannung zu der an der Basis von T2 gibt die Größe der Leerlaufverstärkung an.

Schließlich sei noch der Innenwiderstand des Verstärkers ermittelt. Zu addieren sind der Widerstand R26, die innere Emittierimpedanz des Leistungsstators sowie die um den Stromverstärkungsfaktor 200 000 herabtransformierte Ausgangsimpedanz von T4. Die Summe ergibt etwa 1 Ohm. Sie ist durch den Gegenkopplungsgrad zu dividieren. Damit liegt der Innenwiderstand des Verstärkers in der Größenordnung von 0,5 bis 1,0 mOhm. Dieser extrem niedrige Wert wird in der Praxis nicht benötigt und wurde auch in dieser Größenordnung nicht angestrebt. Er fiel sozusagen als Nebenprodukt an.

5. Praktische Ausführung

Die Anordnung der Leiterbahnen ist im Maßstab 1:1 im Bild 4 wiedergegeben. Die Bestückung dieser Printplatte geht aus Bild 5 hervor.

Die Leistungsstufen mit den unmittelbaren zu ihnen gehörenden Widerständen sind nicht auf der Printplatte montiert. Sie sind auf reichlich zu bemessenden Kühlkörpern aufzubauen, die am Chassis so anzuordnen sind, das eine gute konvektive Wärmeabführung erreicht wird. Die Widerstände R25 und R28 können unmittelbar an die Transistoren angelötet werden; für die Widerstände R26 und R27 montiert man zweckmäßigerweise eine kleine Lötösenleiste.

Der Heißeiter H1 wird auf dem Kühlkörper von T10 in unmittelbarer Nähe des Transistors angeordnet. Mit Kühlsternen sind die Transistoren T5, T6, T7 und T8 zu versehen. Das Siebglied

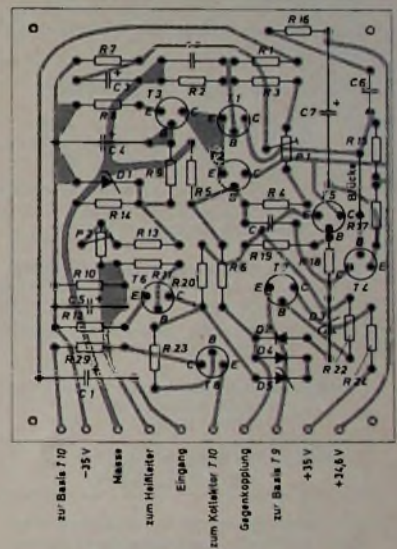


Bild 5. Bestückungsplan der Printplatte

R21, C9 ist im Netzteil mit unterzubringen.

Alle Anschlüsse auf der Printplatte sind einseitig angeordnet, so daß ohne Schwierigkeiten mit wenig Änderungen die Steckkartentechnik angewandt werden kann.

6. Abgleich

Unmittelbar nach dem Einschalten des Gerätes ist die Gleichspannung am Verstärkerausgang zu überprüfen. Tritt dort die volle positive oder negative Betriebsspannung auf, dann ist das Gerät sofort auszuschalten und zu überprüfen, ob Transistoren defekt sind. Ist der Spannungsunterschied dagegen gering (etwa einige Volt), dann ist mit Hilfe des Trimmers P1, dessen Schleifer vor dem Einschalten in Mittelstellung gebracht wurde, das Ausgangspotential auf 0 V abzugleichen. Mit dem

Trimmer P 2 wird dann der Ruhestrom der Endtransistoren auf 100 mA \pm 0,12 V Spannungsabfall zwischen den äußeren Enden der Widerstände R 26, R 27 eingestellt. Nach Kontrolle der zuerst beschriebenen Einstellung können dann die üblichen elektroakustischen Messungen mit Lastwiderstand durchgeführt werden.

Zwischendurch ist durch Berühren des öfteren zu überprüfen, ob die Leistungstransistoren auch nicht in unzulässig starkem Maße erwärmt werden. Abschließend sind bei warmem Gerät mit Lastwiderstand der Ruhestrom und das Ausgangspotential zu überprüfen. Wenn dabei alles einwandfrei ist, kann das Gerät seinem eigentlichen Benutzungszweck zugeführt werden.

Sollten sich Schwierigkeiten bei der Klirrfaktormessung ergeben, weil kein genügend verzerrungsfreier Sinusgenerator zur Verfügung steht, wird empfohlen, die in [2] zu diesem Problem gegebenen Hinweise zu beachten.

7. Stromversorgung

Zur Stromversorgung ist das im Bild 6 dargestellte Netzteil, das eigens für diesen Zweck entwickelt wurde, gut geeignet. Die Wickelungen für den Netztransformator sind in Tab I angegeben.

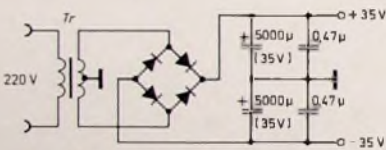


Bild 6. Schaltung des Netzteils (Gleichrichter: B 80/C 5000 - 3200)

Tab. I. Wickelungen für Netztransformator

Kern:	M 102 b
Blech:	0,5 mm, ohne Papier, kaltgewalzt
Primärwicklung:	0,65 CuL, 2 x 270 Wdg., gegeneinander isoliert, jedoch parallel geschaltet
Sekundärwicklung:	1,5 CuL, 128 Wdg., mit Anzapfung bei 64 Wdg.

Der Trafo Tr wurde so bemessen, daß eine optimale Leistungsübertragung mit möglichst geringer Eigenerwärmung erreicht wird. Zu beachten ist, daß nur hochwertige Bleche verwendet werden. Tr ist für eine Stereo-Endstufe dimensioniert, er kann aber auch bei einer Mono-Endstufe (gegebenenfalls in Zwei- oder Dreikanalausführung) eingesetzt werden.

Es hat sich herausgestellt, daß eine besondere Siebung der Betriebsspannung nicht erforderlich ist. Hier zeigt sich ein weiterer Vorteil der extrem starken Gegenkopplung, denn alle Brummspannungen, die nicht unmittelbar auf den Verstärkereingang wirken, werden durch eine scheinbare Siebung, die in ihrer summarischen Größe dem Gegenkopplungsgrad entspricht, gemindert.

An dieser Stelle sei noch ausdrücklich darauf verwiesen, daß ein stabilisiertes Netzteil keine Vorteile für den Verstärker aufweist. Bei gleichbleibender Transformatorgröße ist eine Steigerung der Ausgangsleistung oder eine Ver-

minderung des Klirrfaktors nicht durch Stabilisierung zu erreichen. Negativ ist bei solchen stabilisierten Netzteilen dagegen die permanente Umsetzung elektrischer Energie in Wärme, vor allem bei Kompaktverstärkern in relativ kleinem Gehäuse.

Die Stromversorgung eines Vor- und Steuerverstärkers - etwa wie in [3] angegeben - kann mit durch den Netztransformator erfolgen, indem man die Sekundärspannung abnimmt und die Gleichrichtung mit weiterer Aufbereitung auf dem Chassis des Steuerverstärkers anordnet.

8. Betriebshinweise

Die Leistungs-Endstufe kann, sofern die äußeren Bedingungen (Pegelanpassung usw.) gegeben sind, prinzipiell mit jedem beliebigen Steuerverstärker betrieben werden. Vernünftigerweise sollte man jedoch nur Geräte kombinieren, die in ihren technischen Daten ebenbürtig sind.

Folgende Punkte sind außerdem zu berücksichtigen: Der Endverstärker soll, damit sich seine guten Daten nicht verschlechtern, mit einer Impedanz von wenigen Ohm angesteuert werden. Außerdem ist bei der Wahl des Vorverstärkers zu berücksichtigen, daß der Eingang des Endverstärkers mit 560 Ohm sehr niederohmig ist. Auch wenn der Vor- und Steuerverstärker nicht gerade überlastet wird, kann unter diesen Bedingungen sein Klirrgrad schon ansteigen. Im Zweifelsfalle empfiehlt es sich, mit den in [4] angegebenen Gleichungen die Ausgangsstufe nachzurechnen und gegebenenfalls abzuändern.

Beste Ergebnisse lassen sich mit einem Vorverstärker nach dem in [3] angegebenen Bauvorschlag erreichen, jedoch sollte aus den soeben erwähnten Gründen die Ausgangsstufe des Vorverstärkers den gestellten Forderungen angepaßt werden. Der Ausgangstransistor T 10 dieser Schaltung wird dazu mit einem Kühlstern versehen, und die Widerstände des Spannungsteilers am Emitter von T 10 sind zu halbieren (also 1,1 kOhm und 60 Ohm an Stelle von 2,2 kOhm und 120 Ohm).

Beim Bau von Zwei- oder Dreikanalverstärkern empfiehlt es sich, den Endverstärkern aktive Filter mit Transistoren [5] oder Operationsverstärkern [6] und RC-Gliedern vorzuschalten. Da in solchen Fällen auch eine (wenn auch begrenzte) Pegelregelung erwünscht ist, ergibt sich eine optimale Lösung dann, wenn der Widerstand R 6 auf 4,7 kOhm verkleinert und ein Potentiometer von 5 bis 10 kOhm dazu in Serie geschaltet wird.

Obwohl dies nicht unmittelbar zum Thema gehört, möchten die Verfasser einer Trennung zwischen Endverstärker und Steuerverstärker das Wort reden und empfehlen, die Endverstärker wie in der Studioteknik üblich in die Abhörschranke einzubauen. Die damit erreichten Vorteile dürften hinlänglich bekannt sein. Ein weiteres Argument ist kürzlich hinzugekommen: Bei Einführung der Quadrofonie werden die Erweiterungsmöglichkeiten einfacher; man braucht dann nur noch den Steuerverstärker auszutauschen oder umzubauen.

9. Meßdaten

Die von den Verfassern gemessenen Übertragungsdaten sind in Tab II zusammengefaßt. Die Ausgangsleistung bezieht sich auf das angegebene Netzteil bei gleichzeitiger Aussteuerung von zwei Kanälen. Wird nur ein Kanal angesteuert, dann vergrößert sich die Ausgangsleistung an 4 Ohm bei Belastung mit 8 Ohm ergibt sich infolge der

Tab. II. Meßdaten an einem ausgeführten Stereo-Kompaktverstärker

Leerlaufverstärkung:	\approx 20 000
Gegenkopplungsgrad:	\approx 1 500
Verstärkungsfaktor ¹⁾ :	13
Ausgangsleistung (Sinus)	
gemessen an 4 Ohm:	2 x 60 W
gemessen an 8 Ohm:	2 x 50 W
Leistungsbandbreite:	8 ... 100 000 Hz
Klirrgrad	
gemessen bei 2 x 50 W an 4 Ohm im Bereich 10 ... 2000 Hz:	0,01 %
Fremdspannungsabstand:	> 100 dB
Innenwiderstand:	1 mOhm
¹⁾ beim Bauvorschlag: 15,5	

vorgegebenen Betriebsspannung keine Vergrößerung der Ausgangsleistung. Die Betriebsspannung wurde seinerzeit bei der Konstruktion so gewählt, weil die Schwierigkeit bestand, preiswerte komplementäre Treibertransistoren mit höherer Durchbruchspannung zu beschaffen. Da diese Problem heute nicht mehr besteht, bleibt es dem Anwender überlassen, die Schaltung so umzumodifizieren, daß auch bei 8 Ohm mehr Ausgangsleistung erreicht wird. Der jetzt mit 8,2 kOhm angegebene Wert für den Widerstand R 6 hat sich für den allgemein gehaltenen Bauvorschlag als günstiger erwiesen. Abgesehen vom Verstärkungsfaktor (s. Tab II) dürften sich die sonstigen Übertragungsdaten nur ganz geringfügig ändern.

Aus den Meßdaten von Tab. II geht nicht unmittelbar hervor, daß der Verstärker vollkommen unempfindlich gegen kapazitive Last ist; er eignet sich deshalb auch sehr gut zum Betrieb elektrostatischer Lautsprecher.

Schrifttum

- Ratzkl, W.: NF-Vorverstärker in Hi-Fi-Qualität - Grundsätzliche Betrachtungen und Bemessungsregeln. Funk-Techn. Bd 23 (1958) Nr. 20, S. 769 bis 772, und Nr. 21, S. 807-808, 813-814
- Keck, J.: So arbeiten Transistor-Endverstärker. Funkschau Bd. 42 (1970) Nr. 16, S. 555-557
- Ratzkl, W.: Vor- und Steuerverstärker für den Selbstbau. Funk-Techn. Bd. 26 (1971) Nr. 3, S. 101-103
- Ratzkl, W.: Der Emitterfolger in der Praxis. Funk-Techn. Bd 26 (1971) Nr. 4, S. 135-136
- Horst, M.: Stellflankige aktive Rausch- und Rumpelfilter. Funkschau Bd 36 (1964) Nr. 24, S. 651-652
- Günzel, K.: Schaltungstechnik mit Operationsverstärkern. Funk-Techn. Bd 26 (1971) Nr. 2, S. 57-59, und Nr. 3, S. 85-88

Feldeffekttransistoren

Schluß von FUNK-TECHNIK Bd. 26 (1971) Nr. 4, S. 142

4. MOS-FET mit zwei Gates (MOS-FET-Tetrode)

4.1. Aufbau und Wirkungsweise

MOS-FET, die zwei voneinander unabhängige Gates aufweisen, stellen eine neue Klasse von Halbleiter-Bauelementen dar, die besonders in der Nachrichtentechnik ein weites Anwendungsgebiet finden dürften. Ihre Eigenschaften lassen diese Bauelemente besonders als geregelte Verstärker, Mischer, Produktdetektoren und Farbdemulatoren geeignet scheinen. Dual-Gate-Transistoren, wie man sie auch nennt, bieten die gleichen Vorteile wie Single-Gate-Ausführungen, also hohen Eingangswiderstand, geringes Rauschen und großen Aussteuerungsbereich. Sie haben aber zusätzlich noch bessere Regel- und Kreuzmodulationseigenschaften und weisen noch geringere Rückwirkungskapazitäten auf.

Bild 20 zeigt die schematische Darstellung eines MOS-FET mit zwei isolierten Gates. Dieser Transistor enthält drei eindiffundierte Zonen, die durch zwei Kanäle verbunden sind. Jeder dieser Kanäle wird über ein eigenes, unabhängiges Gate gesteuert. Zur Erklärung ist im Bild 20 der Transistor mit einer Trennungslinie versehen. Teil 1 enthält die Source, das Gate 2 und die mittlere Diffusionszone. Diese Elemente stellen einen üblichen Single-Gate-MOS-FET dar, wobei die mittlere Diffusionszone die Aufgabe des Drains übernimmt. Teil 2 setzt sich wiederum aus dieser mittleren Diffusionszone als Source, dem Kanal 2, der durch das Gate 2 gesteuert werden kann, und dem außen zugänglichen Drainanschluß zusammen. Dieser Teil stellt damit ebenfalls einen Single-Gate-MOS-FET dar, der sich als unabhängige Triode benutzen läßt. Im übrigen handelt es sich hier um einen selbstleitenden N-Kanal-Typ. Wenn man das Gate 2 für Hoch-

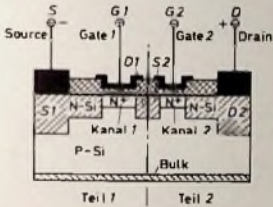


Bild 20. Querschnitt durch einen MOS-FET mit zwei Gates (MOS-FET-Tetrode)

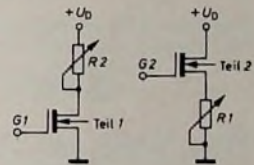


Bild 21. Ersatzschaltbilder einer MOS-FET-Tetrode

frequenz an Masse legt, erhält man eine sehr geringe Rückwirkungskapazität zwischen Drain und Gate 1. Die Sperrschichtausdehnung am Drain-Substrat-PN-Übergang hat dann keinen Einfluß mehr auf die Kanallänge unterhalb von Gate 1. Somit kommt man zu Rückwirkungskapazitäten zwischen Drain und Gate 1 von 0,03 pF.

Ersatzschaltungsmäßig kann man sich den Teil 2 im Bild 20 als Arbeitswiderstand für den Teil 1 vorstellen. Weil aber auch Teil 2 als unabhängiger MOS-FET benutzt werden kann, wirkt Teil 1 dann als Arbeitswiderstand für Teil 2. Bild 21 veranschaulicht diese Verhältnisse schaltungsmäßig. Es ist zu erkennen, daß man den Transistor nichtleitend machen kann, indem man einem der beiden Gates eine gegenüber der Source ausreichende negative Spannung zuführt. Dabei kann Teil 1 genauso zur Regelung der Verstärkung benutzt werden wie Teil 2. Erfolgt jedoch die Steuerung am Gate 2 und wird die Verstärkung mit Teil 1 geregelt, so wirkt dann Teil 1 als nichtüberbrückter Sourcewiderstand und hat eine Gegenkopplung zur Folge. Diese Arbeitsweise ist allerdings nicht ideal, denn Teil 1 bewirkt, selbst wenn Gate 1 positiv ist, stets eine Gegenkopplung. Außerdem ist die Rückwirkungskapazität verhältnismäßig groß, denn Gate 2 ist dem Drainanschluß eng benachbart. Man führt deshalb das Eingangssignal dem Gate 1 zu, während die Verstärkungsregelung über Gate 2 erfolgt. Dabei wird Gate 2 wechsellspannungsmäßig auf Massepotential gelegt, wodurch sich eine sehr kleine Rückwirkungskapazität erreichen läßt.

4.2. Kennlinien

Bild 22 zeigt den Drainstrom als Funktion der Spannung zwischen Gate 1 und Source, wobei die Spannung zwischen Gate 2 und Source hier Parameter ist. Wie schon im Abschnitt 3.1.1 erläutert wurde, hat natürlich eine Spannung zwischen Substrat und Source ebenfalls einen Einfluß auf den Drainstrom. Die Kennlinien in den Bildern 22 und 23 unterscheiden sich jedoch deutlich voneinander. Im Bild 23 erkennt man die Kennlinienschar, die man bei einer Anordnung mit nur einem Gate erhält und bei der der Bulk als zweites Steuerelement benutzt wird. Der Einfluß des Substrats auf den Drainstrom ist jedoch nicht so wirkungsvoll wie die Steuerung am Gate 2 oder Gate 1. Das isolierte Gate und der Bulkanschluß beeinflussen sich gegenseitig er-

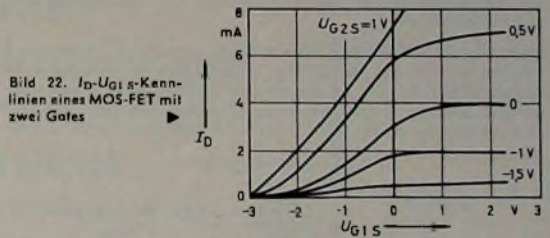


Bild 22. I_D - U_{G1S} -Kennlinien eines MOS-FET mit zwei Gates

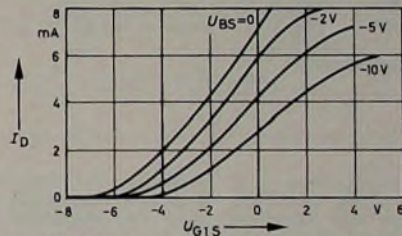


Bild 23. I_D - U_{G1S} -Kennlinien einer MOS-FET-Tetrode

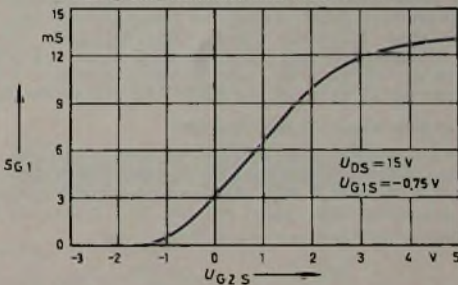


Bild 24. Vorwärtssteilheit des Gate 1 als Funktion der Vorspannung am Gate 2

heblich, denn beide steuern gleichzeitig den Kanal. Zwar könnte der Bulkanschluß bei einem solchen Transistor mit zwei Gates noch als drittes Steuerelement verwendet werden, er wird aber bei den zur Zeit gefertigten Bauarten mit der Source verbunden.

Bild 24 zeigt die Vorwärtssteilheit für das Gate 1 als Funktion der Vorspannung zwischen Gate 2 und Source. Die Spannung am Gate 1 ist dabei konstant gehalten. Man erkennt, daß mit der Vorspannung am Gate 2 eine Verstärkungsregelung erfolgen kann.

4.3. Schaltungsbeispiele

4.3.1. VHF-Vorstufe

Die im Bild 25 gezeigte Schaltung einer VHF-Vorstufe ist mit einem MOS-FET mit zwei Gates aufgebaut. Das Ein-

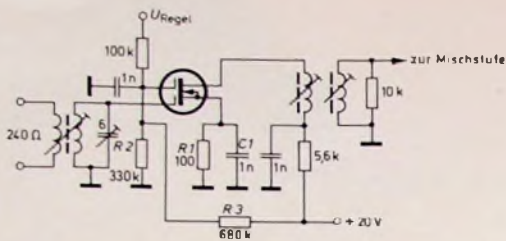


Bild 25. VHF-Stufe mit einem MOS-FET mit zwei Gates

gangssignal gelangt zum Gate 1, während über Gate 2 die Regelung erfolgt. Da das Gate 2 für HF-Signale an Masse liegt, verhält sich diese Schaltung ähnlich wie eine Röhren-Kaskoden-VHF-Eingangsstufe. Neben niedrigem Rauschen erhält man mit der MOS-FET-Tetrode in dieser Schaltung eine sehr geringe Rückwirkung, so daß es möglich ist, ohne Neutralisation eine hohe Verstärkung zu erreichen. Außerdem ergibt sich ein sehr günstiges Kreuzmodulationsverhalten, das sich über einen verhältnismäßig großen Regelbereich erstreckt. Wegen des hochohmigen Eingangswiderstandes von Gate 2 braucht die Regelspannungsschaltung keine Regelleistung aufzubringen. Gate 1 erhält seine Vorspannung durch die Sourcekombination R_1 , C_1 , während die Vorspannung von Gate 2 durch den Spannungsteiler R_2 , R_3 erzeugt wird.

4.3.2. (B—Y)-Synchrondemodulator

Im Bild 26 ist die Schaltung eines Synchrondemodulators dargestellt, wie sie in Farbfernsehempfängern verwendet werden könnte. Diese Schaltung arbeitet nach dem Prinzip des Auftastens. Über Gate 1 wird der 4,43-MHz-Referenzträger

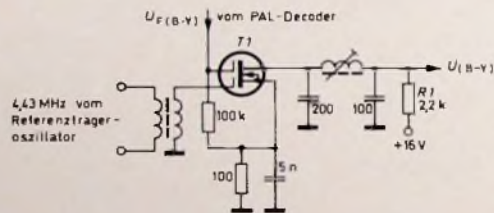


Bild 26. (B—Y)-Synchrondemodulator mit einer MOS-FET-Tetrode

ger zugeführt, dessen positive Halbwellen die MOS-FET-Tetrode T_1 öffnen. Die Höhe des Drainstroms richtet sich nun nach dem Signal am Gate 2. Hier handelt es sich um eine Torgleichrichterschaltung. Durch die Sourcekombination erhält Gate 1 seine Vorspannung. Der Arbeitspunkt von Gate 1 liegt dabei so, daß der Transistor nur während der positiven Halbwellen der Referenzschwingung leitend wird. Im Ausgang liegt ein π -Kreis, der die 4,43-MHz-Schwingung absenkt. Für das Farbdifferenzsignal selbst wirkt nur der 2,2-kOhm-Widerstand R_1 als Außenwiderstand.

5. Integrierte Schaltung mit MOS-FET

5.1. Aufbau und Wirkungsweise

Eine Schaltung mit interessanten Eigenschaften ergibt sich, wenn man einen MOS-FET und einen bipolaren NPN-Transistor hintereinander schaltet (Bild 27). Der Widerstand R_1

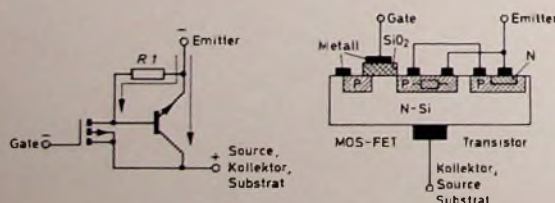


Bild 27 (links). Schaltung einer integrierten Schaltung mit MOS-FET und NPN-Transistor. Bild 28 (rechts). Schematischer Querschnitt durch eine integrierte Schaltung mit MOS-FET und NPN-Transistor

sorgt für genügend hohen Drainstrom und damit für ausreichende Steilheit des MOS-FET. Diese drei Elemente kann man als integrierte Schaltung auf einem gemeinsamen Siliziumkristall unterbringen. Bild 28 zeigt einen schematischen Querschnitt durch den Kristall.

Der bipolare Transistor einer einfach herzustellenden integrierten Schaltung muß ein NPN-Transistor sein. Beim PNP-Typ würde unter anderem das schwach dotierte P-leitende Substrat überall da, wo es an die Oxidschicht mit ihren positiven Ladungen grenzt, eine N-leitende Inversionsschicht bilden. Als Substrat (Kollektorzone) muß man daher N-leitendes Silizium verwenden. Das führt zu einem MOS-FET mit P-Kanal, der dann nach Abschnitt 3.2.2. zwangsläufig ein selbstsperrender Typ ist. Der Widerstand kann nach Bild 28 als Anhängsel der Drainzone aufgefaßt werden. Source- und Drainzone, Basiszone und Widerstand lassen sich also in einem Diffusionsschritt herstellen.

5.2. Schaltungsbeispiel (Zeitgeber)

Mit der Zeitgeberschaltung nach Bild 29 kann man große Verzögerungszeiten (Minuten) erreichen. In der Ruhelage ist der Schalter S_1 geschlossen und der Ladekondensator C_1

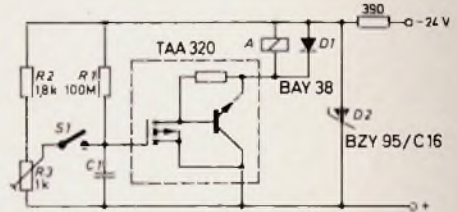


Bild 29. Zeitgeber mit der integrierten Schaltung TAA 320 (Valvo)

bis auf eine durch das Potentiometer R_3 einstellbare verhältnismäßig niedrige Spannung entladen. Beim Öffnen des Schalters (zur Zeit $t = 0$) beginnt C_1 sich über R_1 aufzuladen. Bei einer Gatespannung von -11 V werden der MOS-FET und der Transistor leitend, und es fließt Strom durch das Relais A . Wegen der großen Steilheit der integrierten Schaltung wird das Relais in kurzer Zeit eingeschaltet. Das Potentiometer R_3 dient zum Zeitabgleich. Die Z-Diode D_2 vermindert die Speisespannungsabhängigkeit der Verzögerungszeit.

Als Richtwert für die Verzögerungszeit t_v dieser Schaltung kann angegeben werden

$$t_v \approx 0,8 \cdot R_1 \cdot C_1$$

Damit der zulässige Emittierstrom (25 mA) der TAA 320 nicht überschritten wird, muß das Relais einen Wicklungswiderstand > 1 kOhm haben.

Neue Bücher und Druckschriften

Funksprechen - Möglichkeiten und Anwendungen. Von W. Giese. Stuttgart 1970. Verlag Berliner Union. 260 S. mit 214 Bildern und 20 Tabellen. Preis in Leinen geb. 34,00 DM.

Der Verfasser, Planungsingenieur für Funknetze bei der Standard Elektrik Lorenz AG, schrieb dieses neue SEL-Fachbuch auf Grund seiner langjährigen Erfahrungen aus der Praxis heraus. Es sind behandelt: Grundlagen und Begriffe; Verkehrsarten in Funknetzen; Einteilung und Eigenschaften von Funkstellen; Sprechfunkanlagen, aufgeteilt nach Baugruppen; Funknetzstörung; Überleiteneinrichtungen; Frequenzen der UKW-Land- und See-funkdienste; öffentliche und nichtöffentliche Funkdienste im Bereich 26 ... 470 MHz; Fernwirken über Funk.

TTL-Handbuch: Digitale Integrierte Schaltungen 70

In diesem neuen Handbuch der Seseosem Halbleiter GmbH & Co. KG (DIN A 5, 244 S.) werden die wichtigsten Schaltungen der TTL-Standard-Reihe aus dem umfangreichen Programm von über 350 Typen digitaler integrierter Schaltungen behandelt. Neben ausführlichen Datenblättern sind auch nützliche Hinweise allgemeiner Art für den Anwender enthalten.

International Rectifier · Europäischer Katalog 1970/71

Viersprachig (in Deutsch, Englisch, Französisch und Italienisch) bringt der neue Katalog auf 64 Seiten (21,5 cm X 27,8 cm) alle wichtigen Angaben über das Halbleiter-Lieferprogramm der International Rectifier. Beschrieben sind unter anderem Thyristoren, Triacs, Si-Leistungsdioden, Si-Kleindioden, Z-Dioden, Si-Referenzelemente, Baugruppen für Si-Leistungshalbleiter, Kühlkörper, Photoelemente, überflinke Sicherung, Hochspannungsdioden, Hochspannungsgleichrichter, vergossene Brücken und Selenzellen (zum Beispiel Spannungsbegrenzer).

Preiswerte Halbleiter 1. Wahl



AA 117	DM —,55
AC 187/188 K	DM 3,45
AC 192	DM 1,20
AD 133 III	DM 6,95
AD 148	DM 3,95
AF 239	DM 3,80
BA 170	DM —,60
BAY 17	DM —,75
BC 107	DM 1,20
BC 108	DM 1,10
BC 109	DM 1,20
BC 170	DM 1,05
BF 224	DM 1,75
BRV 39	DM 5,20
ZG 2,7	je DM 2,20
ZG 33	je DM 2,20
1 N 4148	DM —,85
2 N 708	DM 2,10
2 N 2219 A	DM 3,50
2 N 3055	DM 7,25

Alle Preise incl. MWST
Kostenl. Bauteile-Liste anfordern.
NN-Versand

M. LITZ, elektronische Bauteile
7742 St. Georgen, Gartensstraße 4
Postfach 55, Telefon (07724) 71 13

Ich möchte Ihre überzähligen

RÖHREN und TRANSISTOREN

in großen und kleinen Mengen kaufen

Bitte schreiben Sie an

Hans Kaminsky
8 München-Sölln · Spindlerstr. 17



Auto- und Kofferradios

Neueste Modelle mit Garantie. Einbaubehälter für sämtliche Kfz-Typen vorrätig. Sonderpreise durch Nachnahmeversand. Radiogroßhandlung W. Kroll, 51 Aachen, Postfach 865. Tel. 7 45 07 — Liste kostenlos

Die günstige Einkaufsquelle für Büromaschinen



Aus Lagerbeständen stets günstige Gelegenheiten, fabrikneu, Kofferschreibmaschinen, Saldiermaschinen, Rechenautomaten. Profitieren Sie von unseren Großeinkäufen.



Fordern Sie Sonderkatalog 11/907

NÖTHEL AG Deutschlands großes Büromaschinenhaus

34 Böttingen · Markt 1 · Postfach 601
Telefon 62008, Fernschreiber Nr. 096-893

Maschinenfabrik sucht

Elektronik- (Dipl.-) Ingenieur

für Entwicklungsarbeiten sowie

Elektroniker

alle mit erstklassigen Kenntnissen.

Bewerbungen erbeten unter F. E. 8546

ENGEL-Löter

repräsentieren den neuesten Stand der Lottechnik



Kurze Anheizzeit, leichtes Gewicht, handliche, moderne Form, besonders geeignet für Feinlötarbeiten an gedruckten Schaltungen

ENGEL GMBH

6200 Wiesbaden Schierstein,
Rheinstra. 34-36
Tel. 28 21, FS 4 186 860

Wir sind ein

Berliner Fachliteraturverlag

der seit fast 25 Jahren technische und wissenschaftliche Fachzeitschriften mit internationaler Verbreitung herausgibt.

Genauso interessant und vielseitig wie Berlin mit seinem technisch-wissenschaftlichen und kulturellen Leben sowie den Steuerpräferenzen sind auch unsere Zeitschriften.

Zur Mitarbeit in unserem Redaktionsteam suchen wir einen Hochschul- oder Fachschulingenieur als

Technischen Redakteur

Bewerbungen mit Lebenslauf, Tätigkeitsnachweis und Gehaltsanspruch erbeten unter F. A. 8542

Berlin

Zur Ergänzung unserer Redaktion suchen wir einen

jüngeren Mitarbeiter

der Fachrichtung Hochfrequenztechnik.

Herrn mit praktischen Erfahrungen in Wirtschaft oder Presse, die an einer entwicklungs-fähigen Dauerstellung interessiert sind, bitten wir um eine ausführliche Bewerbung mit Lebenslauf, Tätigkeitsnachweis und Gehaltsanspruch unter F. B. 8543

DER ULTRA HIGH-FIDELITY STEREO VERSTÄRKER ES 707

Der TELEWATT ES 707 ist der Schrittmacher in Qualität und Endleistung. Mit 250 Watt Musikleistung ist er der modernste und bemerkenswerteste High-Fidelity-Verstärker des Weltmarkts. Enorme Endleistung, extreme Verzerrungsfreiheit und vielseitige Einstellmöglichkeiten eröffnen neue Dimensionen der Klangqualität.

WEITERE WICHTIGE MERKMALE

8 Stereo-Eingänge · frontal bedienbare Pegel-Einsteller · 2 Phono-Eingänge · Bandgerät und Mikrofon frontal anschließbar · 2 Kopfhörer-Anschlüsse nach DIN- und US-Norm · Tonband-Monitor · 2 Lautstärke-Einsteller für frequenzlineare und gehörrichtige Regelung · neue mehrstufige Baß- und Höhenregler mit variablen Übergangsfrequenzen · Präsenz- und Antipräsenzregler · Steiltankige Tiefen- und Höhenfilter · 2 Leistungs-Meßwerke für jeden Ausgang · Lautsprecher-Wahlschalter und Anschlüsse für mehrere Lautsprecher.

TECHNISCHE DATEN

Große Kraftreserve durch zwei getrennte Netzteile
Musikleistung 250 Watt bei Klirrfaktor 0,1 % 360 Watt bei Klirrfaktor 1 %
Sinusleistung 180 Watt bei Klirrfaktor 0,1 % 220 Watt bei Klirrfaktor 1 %
Klirrfaktor kleiner als 0,1 % (20 Hz – 12 kHz)
Intermodulation 0,1 %
Frequenzbereich 20 Hz – 70 kHz
Phono-Empfindlichkeit 1,9 mV (bis 10 mV einstellbar)
Fremdspannungsabstand 85 dB

KLEIN + HUMMEL, 7301 Kemnat, Postfach 2

Hamburg Klausen, Nordkanalstraße 59, Tel. 2 49 91 · Hannover Schafer, Hagenstraße 26, Tel. 31 20 93 · Essen-Alfendorf (Ruhr) Schafer, Oberruhrer Straße 32, Tel. Hattlingen 54 98
Köln-Braunfeld Meier + Co., Maarweg 66, Tel. 52 60 11 · München Ariston GmbH, Alramstraße 21, Tel. 77 48 03

