

98329

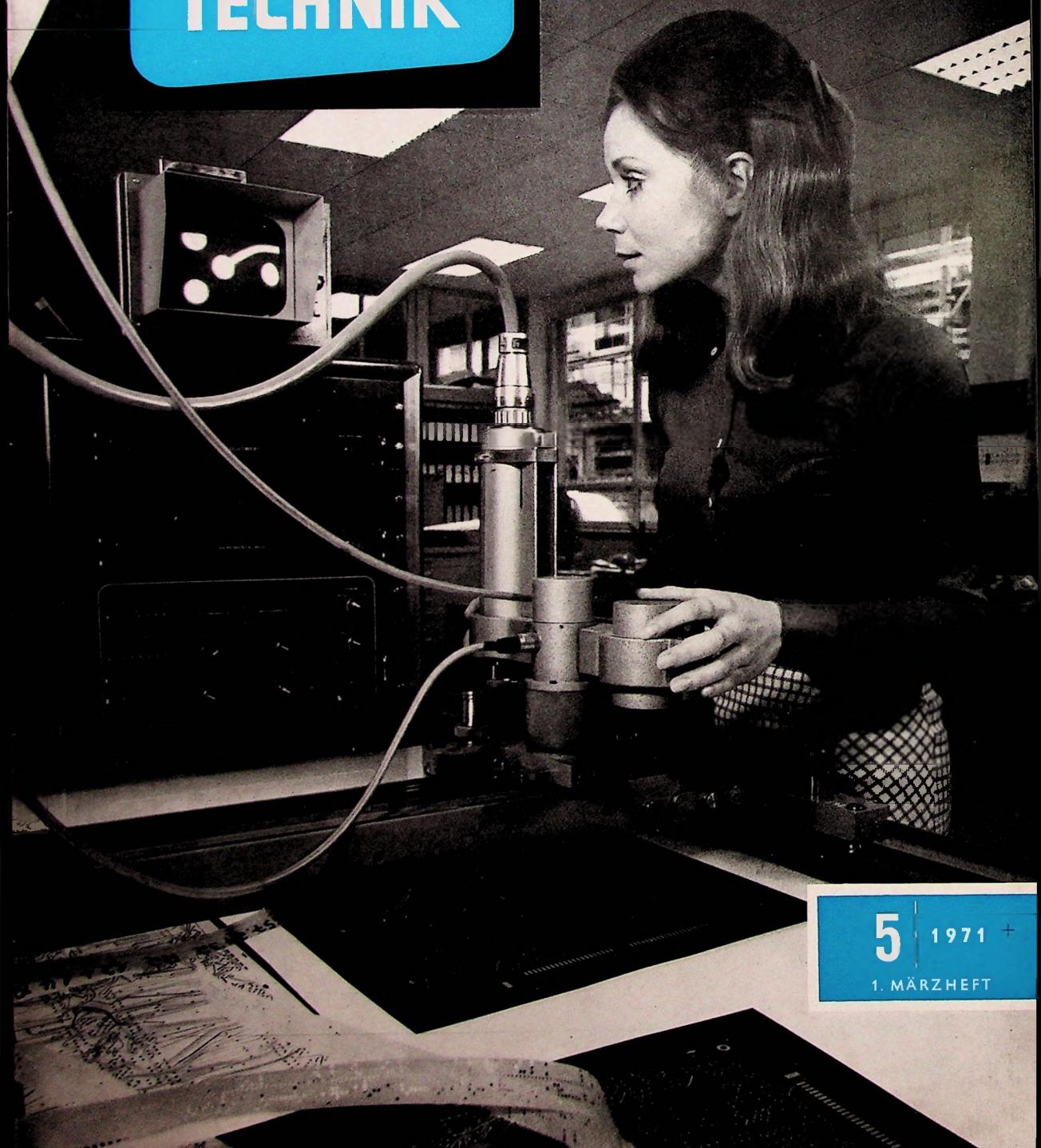
A 3109 D

10020

E.-Thälmann-Str. 56

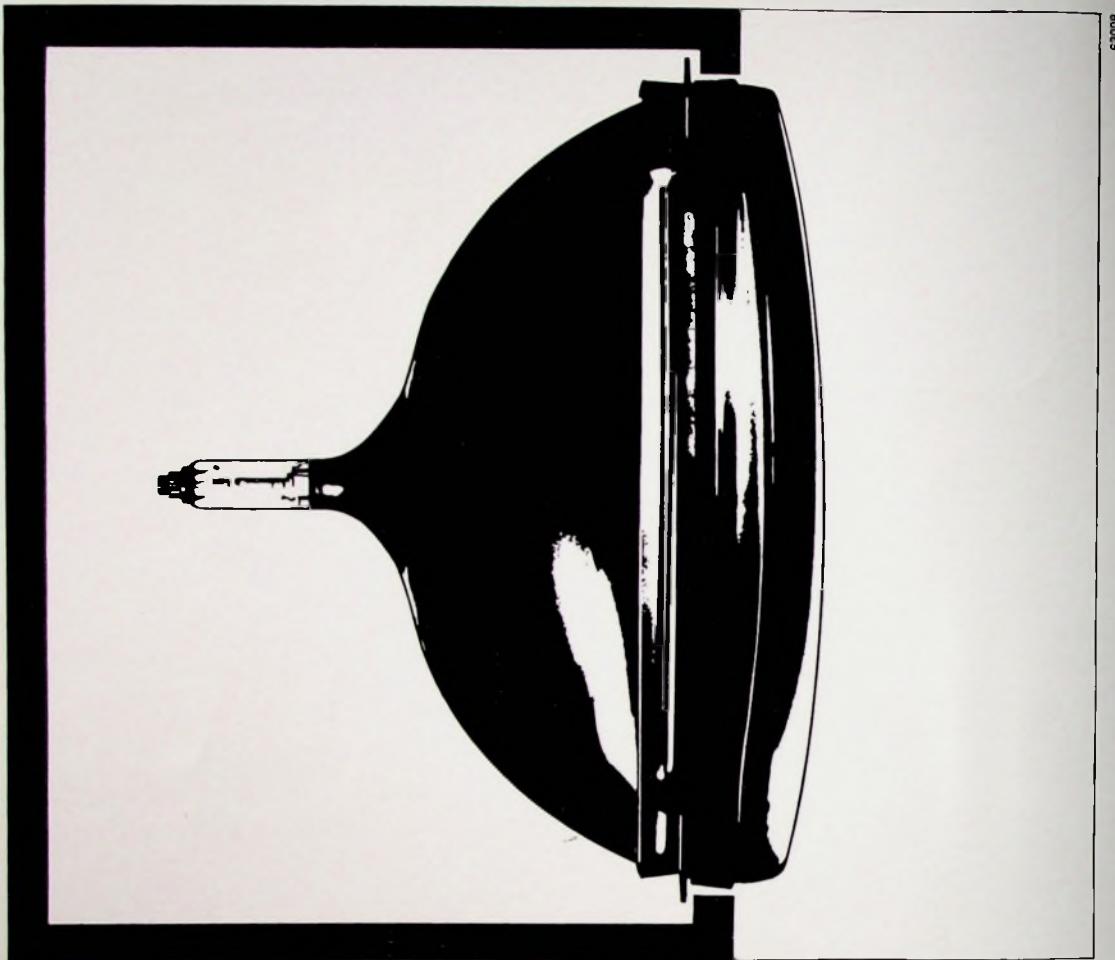
BERLIN

FUNK- TECHNIK



5 | 1971 +

1. MÄRZHEFT



63008

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

ITT
BAUELEMENTE

gelesen · gehört · gesehen	152
FT meldet	154
Die Wettervorhersage — Ein Problem der Datenverarbeitung	155
Rundfunk	
Digitale Frequenzanzeige in Rundfunkempfängern	157
Kurzwellenvorsatz „KVV 1000“ für Autosuper	160
Farbfernsehen	
Eidophor-Projektor „5070“ für die Großprojektion von Farbfernsehbildern	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 × 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: Verfasser, Werkaufnahmen, Zeichnungen vom FT-Atelier nach Angaben der Verfasser

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, Chefkorrespondent: Werner W. Diefenbach, Kempten/Allgäu, Anzeigenleitung: Marianne Weidemann; Chegraphiker: B. W. Beerwirth, Zahlungen an VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH, Postscheck-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

Sprechfunk- Service

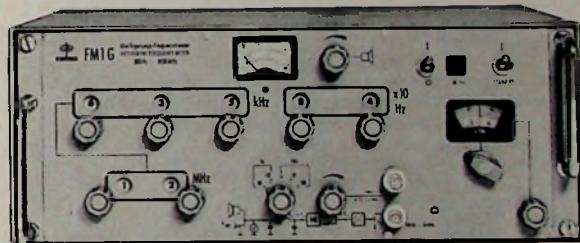


Dekadischer Überlagerungs- Frequenzmesser

FM 1G

300 Hz ... 1 GHz

- Frequenzmeßbereich 300 Hz ... 1 GHz (Grundbereich 300 Hz ... 31 MHz)
- Fehlergrenzen der Vergleichsfrequenz $< 5 \cdot 10^{-8}$ /Monat
- Erforderliche Eingangsspannung $\leq 10 \text{ mV}_{\text{eff}}$ an 50Ω
- Differenzfrequenz: Bandbreite (umschaltbar) 10 Hz, 100 Hz, 1 kHz, 10 kHz, 100 kHz
- Ausgang für Frequenzzeiger und Schreiber $\leq 1,0 \text{ V}_{\text{eff}}$ 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 Frequenzdifferenzausgang. 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, Möhldorfstraße 15, Telefon (08 11) 40 19 81, Telex 5-23703

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 2×2 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 2×5 W, zwei Lautsprecherboxen.

Zubehör für Grundig-Autosuper

Das umfangreiche Einbauzubehör-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 bar) 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 Preisaußschreiben 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 Edinburger 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 „Netzplanteknik“

Ein aus dreizehn halbstündigen Sendungen bestehender Fernsehlehrgang „Netzplanteknik“, 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.

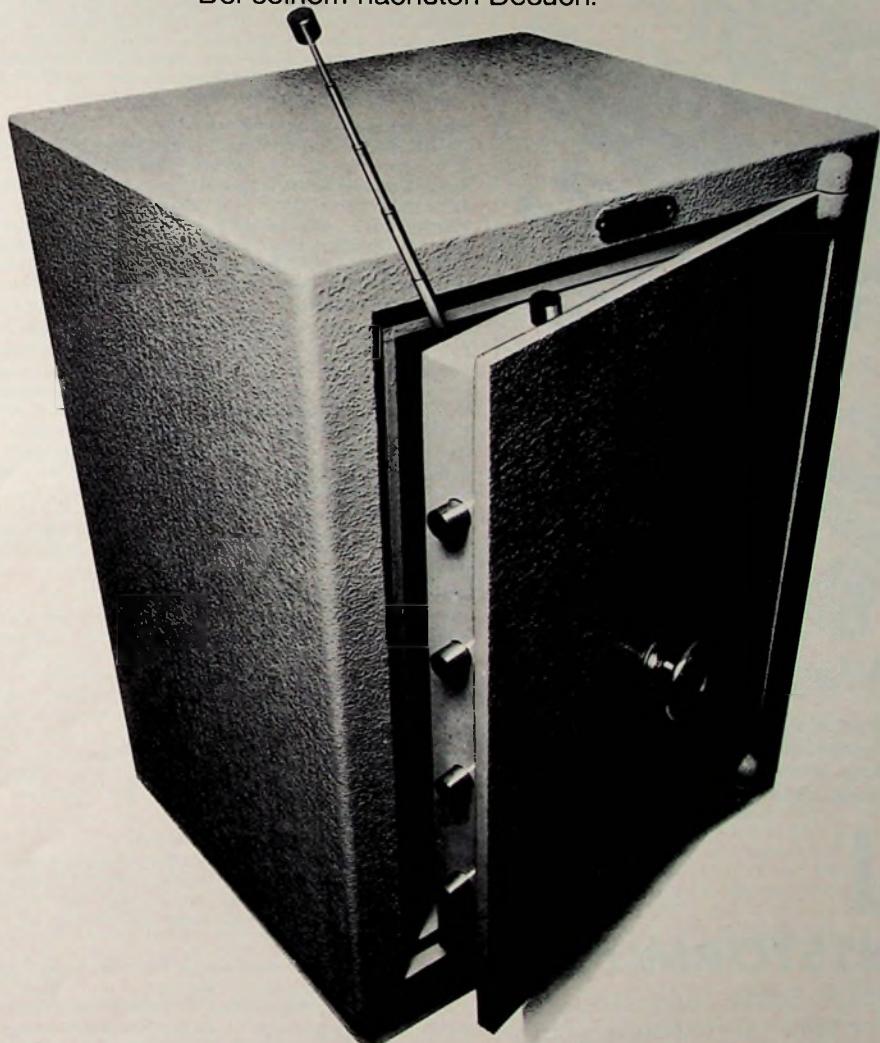
medicoloc-Programmstart am 1. Juli 1971

Die Ullstein AV hat jetzt den Starttermin für das audiovisuelle Fortbildungsprogramm für Ärzte – medicoloc – präzisiert. Im September 1970 hatte man zunächst das Frühjahr 1971 genannt. Nun sollen Ärzte ab 1. Juli 1971 die Möglichkeit haben, medicoloc-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-Päckchen etwa ein Jahr umlaufen, so daß jeder Abonnement 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.



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



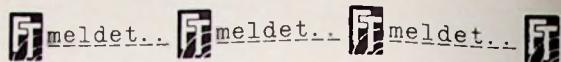
für jeden Wagentyp

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



Gründig Bank mit hohen Konzerneinlagen

Nach einem für die Kreditwirtschaft recht problematischem Jahr veröffentlichte die Gründig 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 betrugen 75 Mill. D-Mark. Weitere 86 Mill. DM waren bei Kreditinstituten mit vereinbarten Laufzeiten von weniger als vier Jahren angelegt. Anleihen und Schuldbverschreibungen werden mit etwa 39 Mill. DM ausgewiesen (davon 37 Mill. DM beleihbar bei der Deutschen Bundesbank). Die Kundenforderungen betrugen 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 Gründig-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 Phono-, 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 Vorjahrs 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 aufgegliedert. Die Leitung der Fernsehtechnischen Abteilung übernahm E. W. Hans; Leiter der Abteilung Versorgungstechnische Planung wurde M. Schuster.

Chefredakteur: WILHELM ROTH

Chefkorrespondent: WERNER W. DIEFENBACH

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

FUNK-TECHNIK

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 Rechengeräte 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 Sonnagswetter 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 Gedächtnisfehler 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 über 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 23ständige 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 noch offen. 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 Erdrehung — 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 Windstille, 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 geografische Länge und Breite sowie Höhe des Punktes über dem Meerespiegel numeriert. Die Zahlenangaben erhalten eine Kennung, damit man weiß, ob 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 vorsieht, 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 wählen,

len, so benötigte 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 Wörtern, 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 Vorstellungsvormögen. 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 Brückeneilern 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 läuft: Es ist schwierig, erstens den wirklichen Anfangszustand der Atmosphäre, der ja genau gemessen werden muß, an all den vielen Punkten zu ermitteln, und zweitens wirft 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 ergänzen. 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 Wetter schiffe und Bojen, Wetterraketen und Satelliten werden in Zukunft gestalten, 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 noch weiter verfeinertem Rechenverfahren konzentrieren. Orografische 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 Bereichsaufteilung, 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 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.

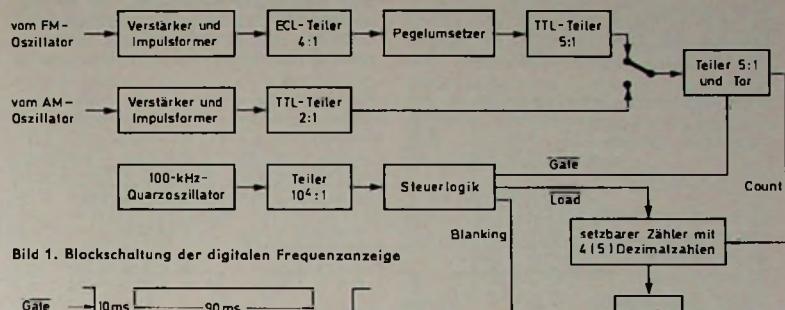


Bild 1. Blockschaltung der digitalen Frequzanzeige

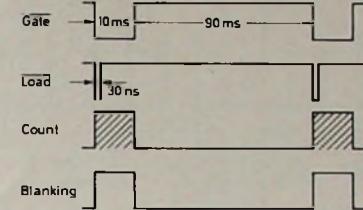


Bild 2. Impulsdigramm der wichtigsten Signale

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

$$\begin{array}{r} 00,0 \text{ MHz} \\ - 10,7 \text{ MHz} \\ \hline 989,3 \end{array}$$

und bei AM-Betrieb

$$\begin{array}{r} 00\ 000 \text{ kHz} \\ - 460 \text{ kHz} \\ \hline 99\ 540 \end{array}$$

Da die zu messende Oszillatorkennfrequenz 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 Impulsdigramm der wichtigsten Signale dargestellt.

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

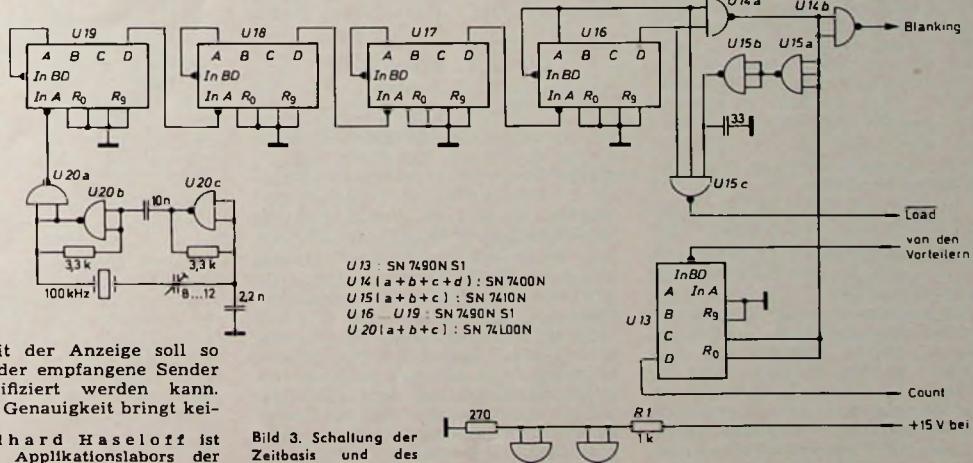


Bild 3. Schaltung der Zeitbasis und des Steuerteils

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

Ing. (grad.) Ewald Haseloff ist Mitarbeiter des Applikationslagers der Texas Instruments Deutschland GmbH, Freising.

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

R_1 lässt sich die Schaltung an jede Spannung $> 3 \text{ V}$ 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 etwas 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

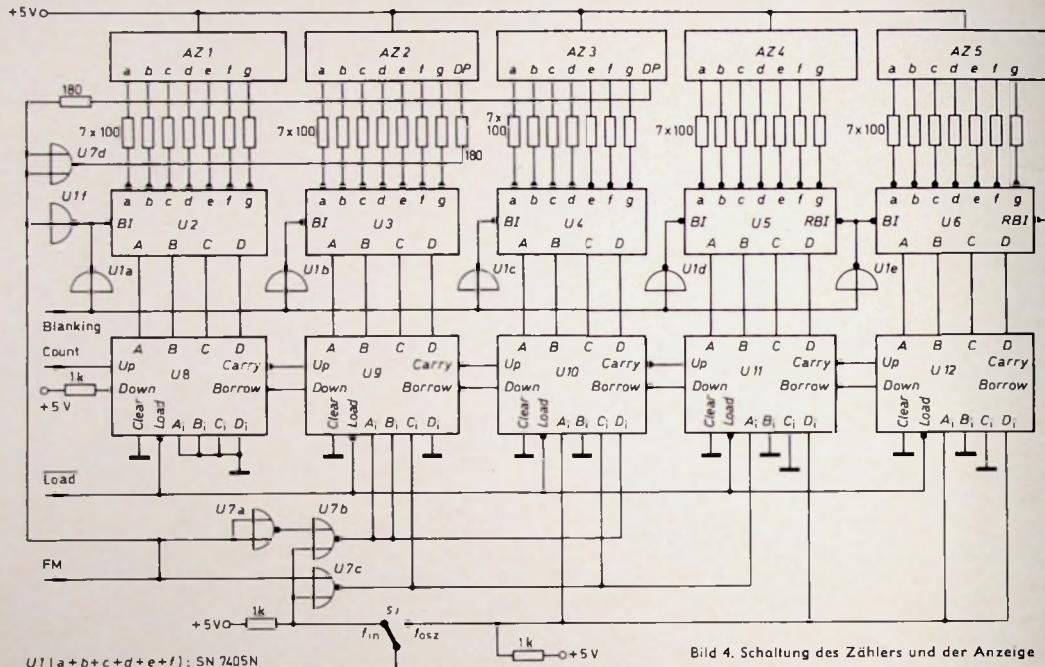


Bild 4. Schaltung des Zählers und der Anzeige

(Bild 3) arbeitet als Zeitnormal für die Frequenzmessung. Seine Ausgangsfrequenz wird in den vier dekadischen Frequenzteilen $U_{16} \dots U_{19}$ im Verhältnis $10^4 : 1$ heruntergeteilt. Das NAND-Gatter U_{14a} 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 ($U_8 \dots U_{12}$ im Bild 4) gelangen können. Das im Gatter U_{14b} invertierte Signal $\overline{\text{Gate}}$ 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	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	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 Oszillatorenfrequenz direkt angezeigt wird.

Der Inhalt der Zähler wird mit den Sieben-Segment-Decodern $U_2 \dots U_6$ (SN 7447N) decodiert und mit den Halbleiter-Anzeigeeinheiten $AZ_1 \dots AZ_5$ (DIS 10) angezeigt. Über die Inverter $U_{1a} \dots U_{1e}$ 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

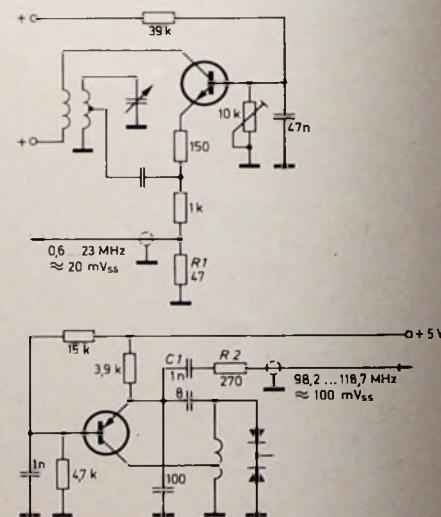


Bild 5. Vereinfachtes Schaltbild der Oszillatoren und der Auskopplung der HF-Signale

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 ausschließliche 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 Steuerspannung

daß sich in den AM-Bereichen eine gesamte Verteilung von 10 : 1 ergibt.

Die vom UKW-Tuner kommende HF-Spannung wird in einem 4stufigen Breitbandverstärker T5 bis T8 (Bild 7) etwa 20fach verstärkt. Auch dieser Verstärker ist für hohe Frequenzen mit Induktivitäten kompensiert. Die Emitterfolger T6 und T8 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 Impulsformerverzichtet werden. Durch den Spannungsteiler R1, R2 am Emitter von T8 wird lediglich die negative Halbwelle

Der Aufbau der Hochfrequenzverstärker in den Bildern 6 und 7 und des ECL-Teilers U21a, U21b 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 dürfen 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-

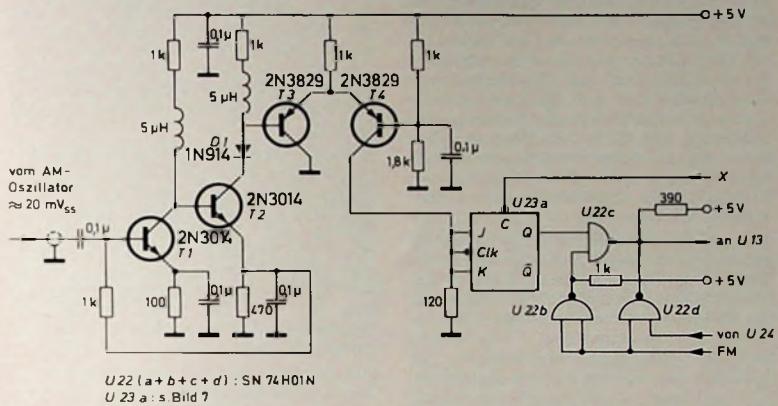
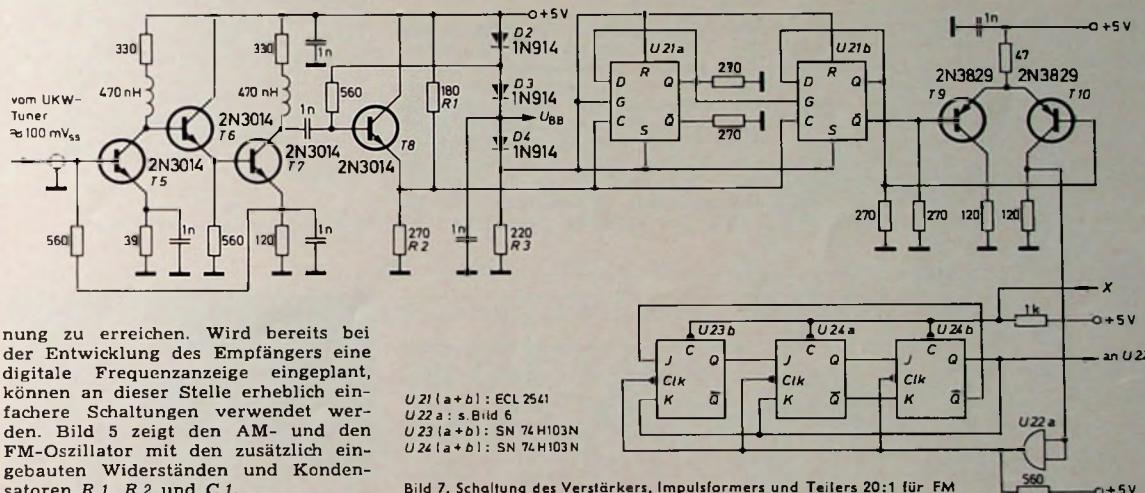


Bild 6. Schaltung des Verstärkers, Impulsformers und Teilers 2:1 für AN



nung zu erreichen. Wird bereits bei der Entwicklung des Empfängers eine digitale Frequenzanzeige eingeplant, können an dieser Stelle erheblich einfache 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 AM-Oszillator kommende HF-Spannung wird mit dem aus den Transistoren T 1 und T 2 (Bild 6) bestehenden Verstärker, der für hohe Frequenzen durch Induktivitäten kompensiert ist, etwa 150fach verstärkt. Der stark übersteuerte Differenzverstärker T 3, T 4 liefert an seinem Ausgang Impulse mit einer Amplitude von 3 V_{ss} und einer Flankenzeit von rund 10 ns, so daß dieses Signal direkt den nachgeschalteten Flip-Flop U 23a triggern kann. Über den von dem Signal FM angesteuerten Umschalter U 22b, U 22c, U 22d gelangt dann die zu messende Frequenz zur IS U 13 (Teiler 5 : 1), so

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) · (5 : 1) · (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.

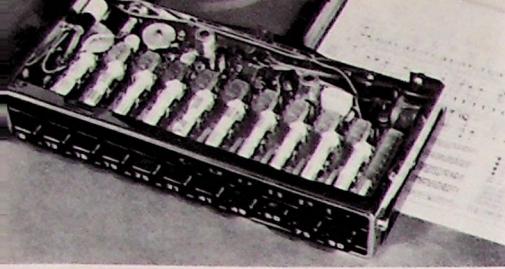


Bild 1. Innenansicht des „KVV 1000“

Kurzwellenvorsatz „KVV 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 Südalitalien, 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 „KVV 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 Mittellwellenbereich, 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 Oszillatortsignal wird am Emitter eingespeist. Der Oszillatortspule werden je nach KW-Band noch Festkapazitäten oder Spulen und Festkapazitäten zugeschaltet. Die Durchgangsverstärkung 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 Oszillatorkennfrequenz auswirken würden.

Der mechanische Aufbau des Geräts entspricht den Anforderungen bei Betrieb im Kraftfahrzeug äußerst stabil gehalten. Vergoldete Kontakte im verwendeten Drucktastenaggregat sichern die einwandfreie Umschaltung auf die einzelnen KW-Bänder. Der KW-Vorsatz mit schwarzem Stahlblech-Flachgehäuse (18 cm × 3 cm × 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 Mittellwellenstation 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.

Empfangsergebnisse

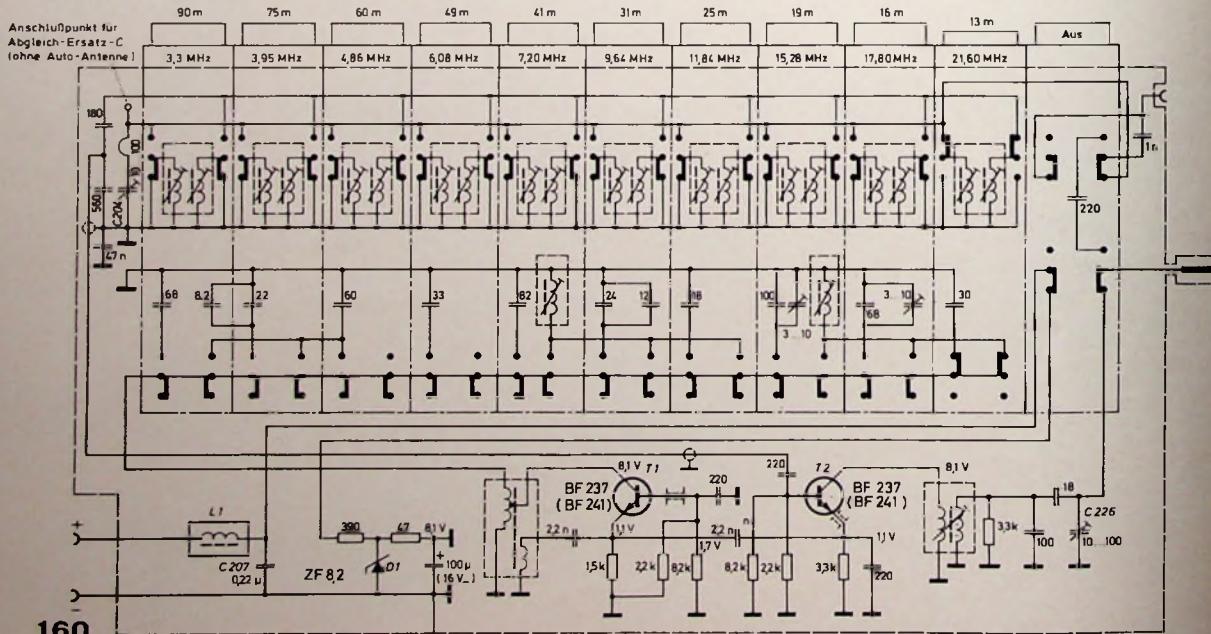
Der KW-Vorsatz wurde längere Zeit bei Tages- und Nachtfahrten getestet. Entsprechend den Tageszeiten und den eingestellten Bändern, konnten frequenzstabil die maßgebenden europäischen und überseeischen Kurzwellen-Rundfunkstationen empfangen werden. Ein Nachstimmen war selbst im Wechsel zwischen Fahrt, 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 Amplitudensmodulation – 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-Versenkanthenne „Auta 5200 CL“ mit 2,5-m-Teleskopläufe, 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 Antennenroute bringt übrigens vor allem auch bei Langwelle eine beachtliche Empfangsverbesserung.)

—ch

▼ Bild 2. Schaltung des „KVV 1000“



Eidophor-Projektor „5070“

für die Großprojektion von Farbfernsehbildern

Die Serie der Eidophor-Projektoren wurde um ein neues bemerkenswertes Modell erweitert, den Gretag „5070“. Mit der Möglichkeit, ein 12 m × 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 Vorläuferarten 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-

mungsmittelpunkt 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 Elektronenstrahlsystem mit den entsprechenden Mitteln zur Fokussierung und Ablenkung wird der von der Kathode 17 ausgehende Elektronenstrahl 13 auf die Ölschicht gelenkt. Solange der Elektronenstrahl nicht fokussiert ist, bildet sich auf der Oberfläche 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 Temperatursteuerung beeinflussen. Der sich dadurch ergebende Speichereffekt kann praktisch die Zeitdauer eines Teilbildes erreichen, und durch diesen Effekt erklärt sich zum Teil die bemerkenswert 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 notwendigen Kompromisse zwischen Helligkeit, Auflösung und Kontrast des wiedergegebenen Bilds zu verzichten.

Für die simultane Projektion von Farbfernsehbildern benutzt der Gretag

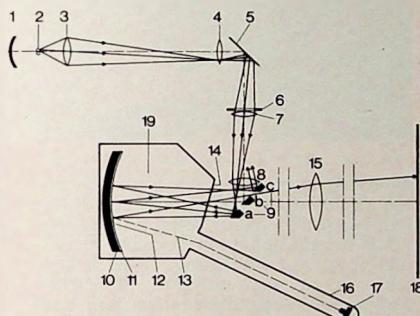


Bild 1. Schematischer Aufbau des Eidophor-Projektors (1 Hilfshohlspiegel, 2 Externpunkt der Lichtquelle, 3 Kondensor, 4 Korrekturlinse, 5 Kaltlichtspiegel, 6 Bildfenster, 7 Sammellinse, 8 Feldlinse, 9a, 9b, 9c Spiegelstreifen, 10 Hohlspiegel, 11 Steuerschicht, 12 Deformation auf der Steuerschicht, 13 Elektronenstrahl, 14 Abschlüßglas, 15 Projektionsobjektiv, 16 Kathodenstrahlröhre, 17 Kalode, 18 Bildwand, 19 Vakuum-Kammer)

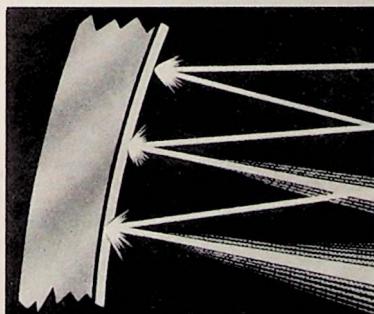


Bild 2. Lichtablenkung an der Steuerschicht. Oben: glatte Oberfläche; Mitte: geringe Deformation; unten: starke Deformation der Oberfläche

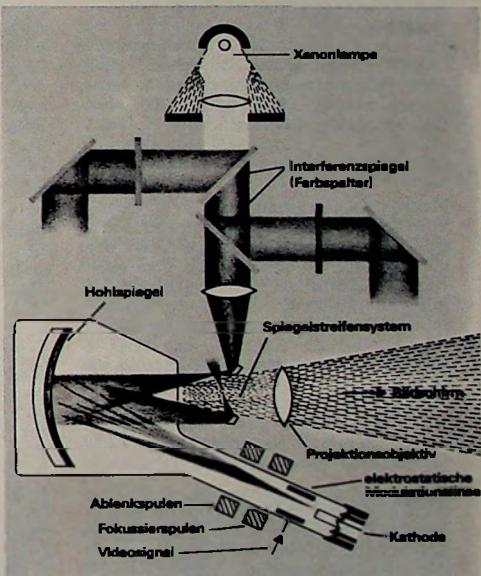


Bild 3. Aufteilung des Lichts der Xenonlampe durch dichroitische Filter und Spiegel

gestellt. Das von der Lichtquelle 2 ausgehende Licht gelangt über den Hilfshohlspiegel 1, den Kondensor 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 Krüm-

deren Einfluß sich die Oberfläche deformaert. 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 beschriebe-



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 Farbbebalance 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 so genannte 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, 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 Fernsehraster ändernden Winkel schräg auf die Steuerschicht auftreift, 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 Farbbebalance.

4. Das Bedienpult (Bild 6) enthält alle notwendigen Schalter, Regler und Kanalwähler sowie ein Anzeigegerät 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 Elektronenstrahlsysteme. 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 bezüglichweise von 65 asb bei 100 m^2 Bildfläche. Die maximale Bildfläche liegt bei etwa 120 m^2 . Es stehen sechs

verschiedene Objektive mit Brennweiten zwischen 150 und 500 mm und Bildwinkeln (Bildwinkel = Bildbreite : 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 ... 13 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 0,8fachen 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 0,8fachen 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 Normaktgeber, einem normalen Gittermustergeber und einem Fernseh-Signalmixer 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 -Hochspannungskondensatoren 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 Hochspannungszeugung 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 genauen Hinsehen bemerkte man, daß die Schwarzgitterlinien im Weißbalken nach unten zu in geringem Maße auseinanderlaufen. Die Abweichung von den senkrechten Verlängerungen 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 Farbbildröhren 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 schmäler 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-Taktegeber beziehen. Das B-Signal für den Fernseh-Signalmixer 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 (T1, T2). 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 (T3) stellt eine Trennstufe dar. Die darauffolgenden beiden Transistoren BCY 58 (T4, T5) bilden den Univibrator, der den Weißbalken erzeugt. Mit einem BCY 78 (T6) wird dann wieder eine Trennverstärkerstufe realisiert. Die nachfolgenden beiden BCY 58 (T7, T8) bilden einen Verstärker, der die 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 T4 eingespeist. Durch die

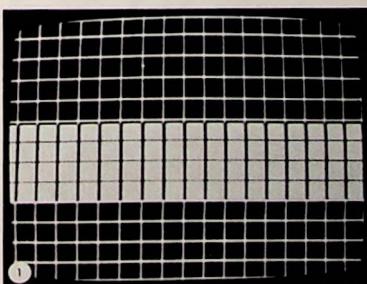


Bild 1. Testbild „Weißbalken“

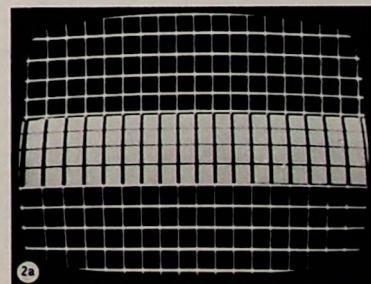
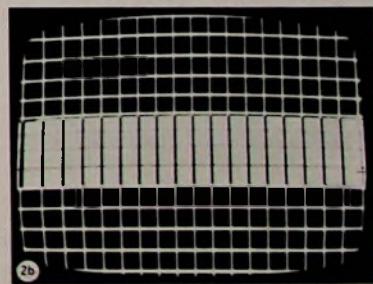


Bild 2a. Weißbalken-Testbild bei zu kleiner Bildröhrenkapazität.
b) Weißbalken-Testbild bei ausreichender Bildröhrenkapazität



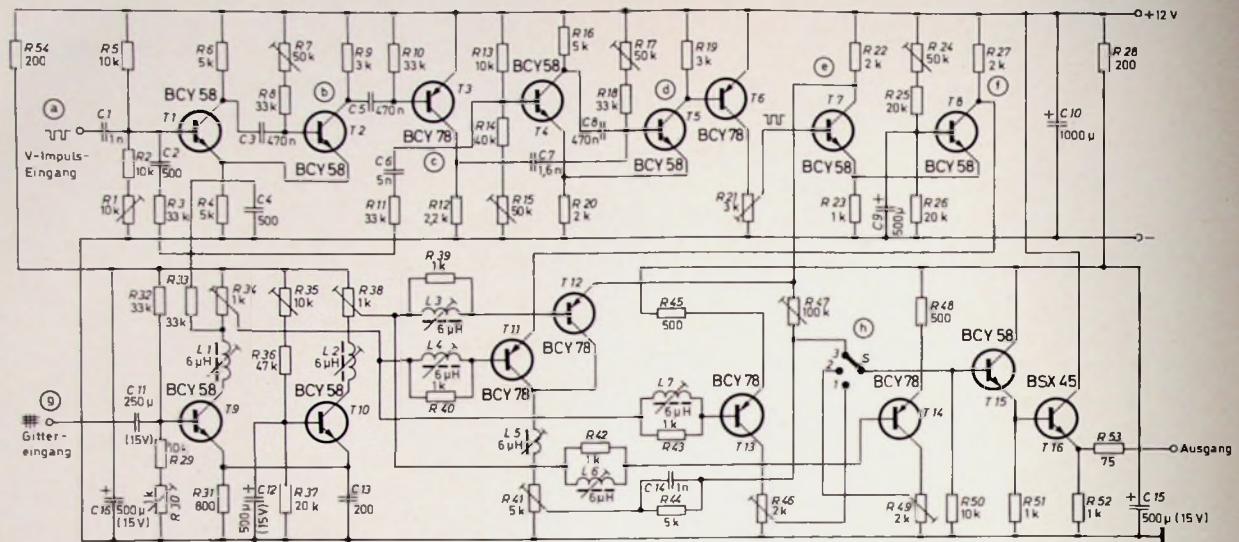


Bild 3. Schaltung der Platine zur Erzeugung eines weißen Balkens mit Gittermuster; an Stelle der kommerziellen Typen können auch Standardtransistoren BC 108, BC 158 und ähnliche verwendet werden. Die größeren Streuungen sind dann jedoch zu berücksichtigen.

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

Trimmpotentiometer
1/4 W

	kOhm
R 21	3
R 34	1
R 38	1
R 41	5
R 46	2
R 49	2

Schichtwiderstände
1/10 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

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 (Vogt)

Gewindekern: „B 63310-B 2021-X 012“ K 12,
M 3,5 x 0,5 x 10,3 (Siemens)

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 Präzisionssynchronisierung 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 Schwarzzitter und dann für den Rest des Bildes wieder das Weißgitter. So entsteht das Bildsignal nach Bild 1.

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

Styroxflex

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

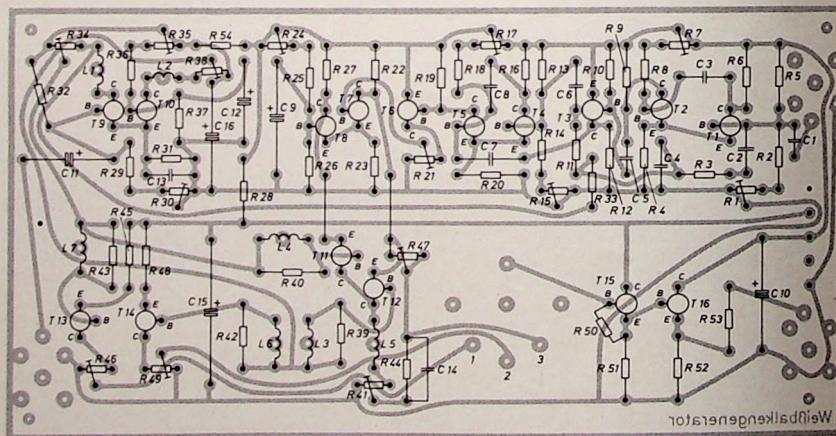


Bild 4. Bestückungsplan der gedruckten Schaltung der Platine von der Bauteileseite her gesehen im Maßstab 1:2 (Vorlage der gedruckten Schaltung in Originalgröße 25,3 x 13,2 cm kann vom Verlag als Fotokopie bezogen werden)

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. Oszilloskopogramme

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

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

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 Emittoren des Austastmischers T 11, T 12 auftretenden Spannungen. Man erkennt, daß an (e) das um 180° versetzte Weißbalkenbild und an (f) das um 180° versetzte Schwarzbild-Oszilloskopogramm 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 Ausgangs-Bildsignal, 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 Bauteiletoleranzen – 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 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 (Oszilloskop an den Punkt (h)). Mit den beiden Reglern R 34, R 38 in den Kollektorkreisen des Bildsignal-Umkehrverstärkers T 9, T 10 und der Arbeitspunktinstellung (R 30, R 35) wird das Weißbalkensignal (Oszilloskop 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 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 Oszilloskop an die Schleifer des Potentiometers 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 (Oszilloskop an den T 11 und T 12 gemeinsam Kollektor).

Zum Abgleich der weiteren Induktivitäten wird der Oszilloskop 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 Umschaffrequenz (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 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.

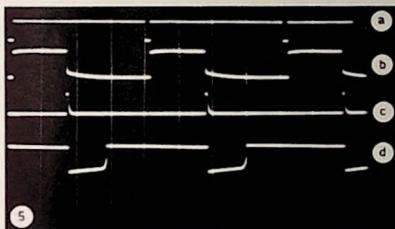


Bild 5. (a) V-Signal-Eingang, (b) Verschiebungs-Rechteck, (c) verschobener Triggerimpuls zur Auslösung des Weißbalken-Rechtecks, (d) Weißbalken-Rechteck

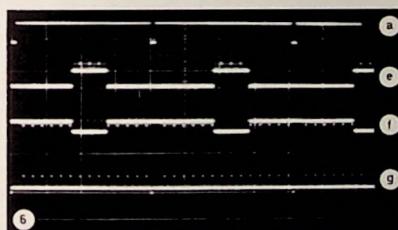


Bild 6. (a) V-Signal-Eingang als Bezugsphase, (e) herausgetastetes Teilsignal „weißes Gitter auf schwarzem Grund“, (f) herausgetastetes Teilsignal „schwarzes Gitter auf weißem Grund“, (g) Gittermuster-Eingang, weißes Gitter auf schwarzem Grund

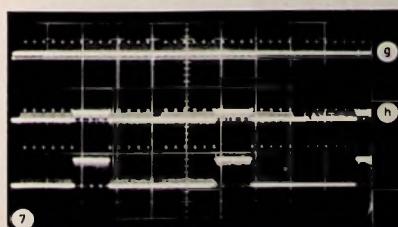


Bild 7. (g) Eingang: weißes Gitter auf schwarzem Grund, (h) Ausgangssignal „Weißbalken“ vor dem Endverstärker; ganz unten: Ausgangssignal „Weißbalken“ (die Weißamplitude des „Weißbalkens“ kann eingestellt werden)

Persönliches

Dr. Schwarz zum Konsul ernannt

Senator e.h. Dr. phil. nat. Hermann Schwarz, Mitbegründer und Mitinhaber von Rohde & 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 erhielt 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 Luftfahrtsschau.

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 32-jährigen 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 Generalvollmachterteilt.

Durch seinen kaufmännischen Weitblick, seine unternehmerische Fähigung und durch unermüdlichen Einsatz hat G. Dax zum Aufbau und zu der lebhaften Aufwärtsentwicklung des Unternehmens maßgebend beigetragen. Mit seiner ruhigen, verbindlichen Art erfreut 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 Vorsitzer der Technischen Kommission des Fachverbandes Schaltungs- und 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 Vorschrittenkommission des ZVEI, der Technischen Kommission des Fachverbandes, als Obmann des Fachnormenausschusses 507 „Gütebestätigtes Bauelement“ sowie durch seine Tätigkeit in der CEPEC, dem Komitee europäischer Bauelemente-Hersteller, und durch seine führenden Funktionen beim Aufbau eines europäischen Gütebestätigungs-systems hat H. J. Bette national und international in der Bauelemente-Branche Namen und Anerkennung gefunden.

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-Antennen-erzeugnisse ist zum großen Teil seinem unermüdlichen Schaffen zu verdanken.

L. Brück 60 Jahre

Dr. Lothar 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 Abteilungsdirektor ernannt

Dr. Wilhelm Abeck (51), mit Jahresbeginn 1971 zum Abteilungsdirektor 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 Magnetofon-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.Oktoberr 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 unterstellt 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-Moeller, wechselte dann zur FPE-Schaltgeräte GmbH und war vor seinem Eintritt bei der International Rectifier zuletzt als Assistent der Verkaufsleitung Niederspannungsschaltgeräte 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 Vertreternetzes von IR innerhalb Deutschlands.

H. J. Köhler Prokurist bei Philips

H. J. Köhler, Leiter der Handelsabteilung Baulemente in der Deutschen Philips GmbH, wurde Gesamtprokura erteilt. Der am 22.August 1918 in Rostock 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 vertreibt heute auf dem Handelsmarkt nicht nur alle wesentlichen Valvo-Bauelemente, sondern auch das gesamte Programm der Philips Technischen Spielwaren.

Neuer Geschäftsführer der Neumüller GmbH

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

F. J. Berrendorf †

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

Mit der kommissarischen Leitung der Willy Feiler GmbH wurde sofort Direktor Werner Herbst, Vorstandsmitglied der Triumph Werke Nürnberg AG, beauftragt.

Moderne Überwachungsverfahren für UKW- und Fernseh-Rundfunksendern

In einem vorangegangenen Aufsatz¹⁾ war bereits gesagt worden, daß Blockierungsschaltungen heute wesentlicher Bestandteil moderner Sende anlagen sind und daß sie es vielfach erst ermöglichen, den Vorgang der Sender einschaltung 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 Stromversorgungs aggregaten (zum Beispiel Kollektor spannung, Anoden spannung, Gitter spannungen, Heizspannung);

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

d) aus Luftgeschwindigkeit und Ab lufttemperatur zur Überwachung von Luftkühltaggregaten und aus dem Wasser stand zur Überwachung von Siede kühlanlagen.

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

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

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

dendiskriminatoren, und zwar beispielsweise mechanisch (Relais, Windfahnenkontakte, Kontaktthermometer, Wasserstandsmelder) oder elektronisch (elektrische Fühler, Schwellenwert schaltungen).

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

Zu 4. Die Speicherung der Fehlersignale in manuell löschenbare 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 löschenbaren Fehlerspeicher eingespeichert wird. Außerdem wird das Fehlersignal an eine Umschaltautomatik weitergeleitet, die gegebenenfalls auf den Reservesender umschaltet.

Am Beispiel je eines Überwachungs geräts für UKW-Sender und für Fern sehsender seien diese Verfahren erläutert, wobei jedoch zur besseren Über sicht nur die Leistungsüberwachung und die Modulationsüberwachung behan delt werden sollen, während auf die Darstellung der Reflexionsüberwachung sowie der Überwachung von Stromversorgungsaggregaten usw. verzichtet wird.

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

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

Am Beispiel je eines Überwachungs geräts für UKW-Sender und für Fern sehsender seien diese Verfahren erläutert, wobei jedoch zur besseren Über sicht nur die Leistungsüberwachung und die Modulationsüberwachung behan delt 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 Vorlauftrichtkoppler der Antennenleitung wird die Trägeramplitude einem Spitzengleichrichter zugeführt. Seine Richtspannung (t) ist ein Maß für die Trägerleistung. Der Vorlauftricht

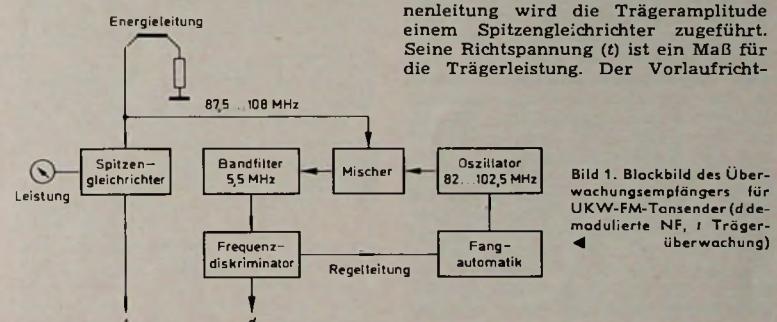


Bild 1. Blockbild des Überwachungsempfängers für UKW-FM-Tonsender (demodulierte NF, Trägerüberwachung)

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 verwirklichten 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

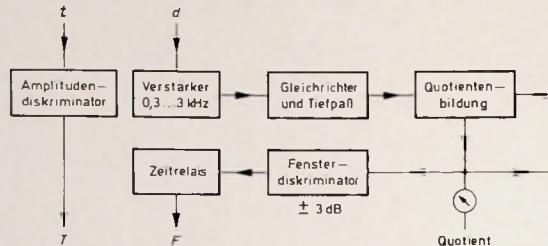
koppler speist einen Empfänger, dessen demoduliertes NF-Signal (d) zum Vergleich mit dem modulierenden NF-Signal benutzt wird. Im Empfänger wird die Radiofrequenz über einen Mischер auf eine Zwischenfrequenz von 5,5 MHz umgesetzt und in einem Frequenzdiskriminator demoduliert. Die für die Mischung erforderliche Hilfsfrequenz liefert ein sich 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 Vorlauftrichtkoppler für eine gleichmäßige Leis

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

2.2 Analog-Digital-Umwandlung für die Tonsender-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-Ton-sender-Überwachung (d demodulierte NF, F Fehlersignal, L Löschsignal, m modulierende NF, M Modulationsbereich, t/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 linearen 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-Modulationschwankungen.

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.

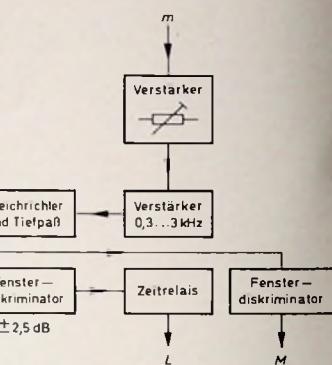
Zur Digitalisierung des Quotienten bedient man sich zweier Fensterdiskriminatoren. Ein Fensterdiskriminator arbeitet etwa wie folgt: Schaltet man zwei Operationsverstärker nach Bild 3 zusammen, so schaltet bei Erreichen der Spannung U_1 der untere Operationsverstärker durch. Steigt die Eingangsspannung U_E auf den Wert U_2 , dann schaltet der obere 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 Löschsignal (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

2.3 Logische Verknüpfung und Fehlerspeicherung

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



„Fehlersignal“ (F), „Löschsignal“ (L), „Modulationsbereich“ (M) und „Trägerüberwachung“ (T) werden in einer Logikschaltung derart verknüpft, daß ein Modulations-Fehlersignal (F) oder ein Löschsignal (L) nur dann ausgegeben wird, wenn sowohl die NF-Amplitude des modulierenden Signals im vorgeschriebenen Modulationsbereich liegt als auch außerdem eine genügend große Trägeramplitude vorhanden ist. Die Fehler- und Löschsignale werden außerdem nur dann ausgegeben, wenn nach dem Einschalten der Anlage durch den Einschaltbefehl (E) ein fest vorgegebene Zeitintervall abgelaufen ist,

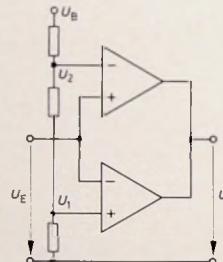
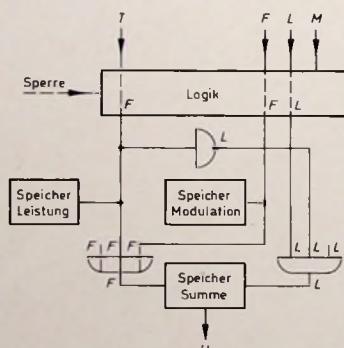


Bild 3. Prinzip des Fensterdiskriminators



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 4. Blockbild der logischen Verknüpfung und Fehlerspeicherung für FM-Ton-sender-Überwachung (E Einschaltbefehl, F Fehlersignal, L Löschsignal, M Modulationsbereich, T Trägerüberwachung, U Umschaltautomatik)

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 Reserveorschaltung vorgenommen werden.

Verschwindet 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 Löschsignal (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-

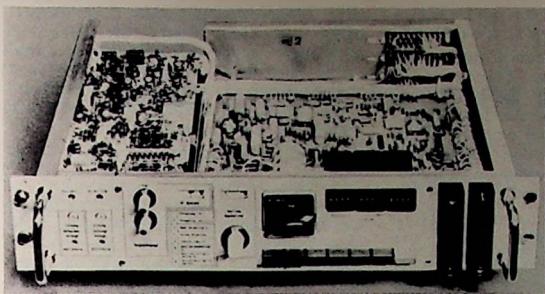


Bild 5. Blockierungsfeld des UKW-Senders „FMS-10“

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 radiofrequenten Bildträger proportional

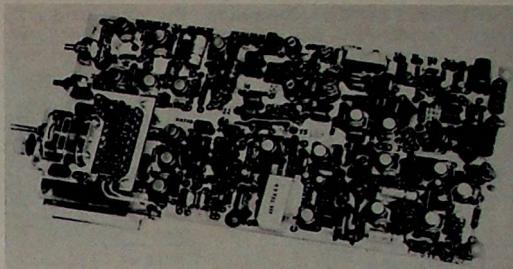


Bild 6. Printplatte für NF-Modulationsvergleich, Träger- und Reflexionsüberwachung

speicher „Leistung“ und ebenfalls über das ODER-Gatter in den Summenspeicher eingespeichert. Verschwindet das Fehlersignal (F), so wird über einen Inverter ein Löschsignal (L) erzeugt und über das UND-Gatter dem Summenspeicher zur automatischen Löschung desselben zugeführt.

Die selbsttätige Löschung des Summenspeicher meldet den Sender als betriebsfähig, und er steht damit wieder für eine Rückschaltung zur Verfügung. Beide Sender einer Doppelanlage werden 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 Zuständigkeiten automatisch vertauscht werden. Sie bleiben dann auch nach der Abschaltung und einem erneuten Einschalten der Anlage bestehen.

2.4. Überwachungsgerät für UKW-FM-Tonsender

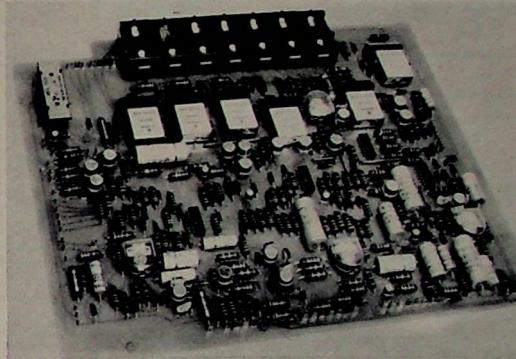
Die vorstehend beschriebenen Funktionen sind Bestandteil des Blockierungsfeldes für den UKW-Sender „FMS-10“ (Bild 5). Das Gerät ist als 19"-Einschub mit 10 cm Fronthöhe aufgebaut. Alle für die Überwachung der RF-Eigenschaften (RF-Leistung, Reflexionen und Modulationsvergleich) erforderlichen Schaltungen sind auf einer Printplatte (linke Seite des Geräts) zusammengefaßt (Bild 6). Auf einer zweiten Printplatte in der rechten Hälfte des Einschubs sind die logischen Verknüpfungsschaltungen sowie die Fehler- und die Summenspeicher untergebracht (Bild 7).

3. Überwachungsverfahren für Fernsehsender

3.1. Überwachungsempfänger

Bei Fernsehsendern ist die Gewinnung der demodulierten VF- und NF-Signale für die Bild- und Ton-Modulationsüberwachung und die Ableitung von dem Bild- beziehungsweise Tonträger analogen Spannungen für die Trägerüberwachung wesentlich komplizierter als beim UKW-Rundfunksender, weil die einzelnen Komponenten aus dem radiofrequenten Bild-Ton-Signal gemisch ausgesiebt werden müssen. Dazu dient ein breitbandiger Intercarrierdemodulator mit nachfolgendem Abzweigfilter (Bild 8). Am Ausgang des Intercarrierdemodulators steht das demodulierte VF-Signal, dem ein frequenzmodulierter Zwischensträger von 5,5 MHz überlagert ist, zur Verfügung. Der Zwischensträger entsteht bei der

Bild 7. Printplatte für logische Verknüpfung und Fehlerspeicherung



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

Der entscheidende Vorteil der Intercarrierdemodulation ist die Einfachheit des Prinzips und seine Realisierbarkeit ohne Anwendung aktiver Bauelemente. Es ist jedoch zu beachten, daß bei fehlendem Bildträger die Überwachung des Tonsenders nicht möglich ist, weil der Zwischensträger von 5,5 MHz nicht entstehen kann.

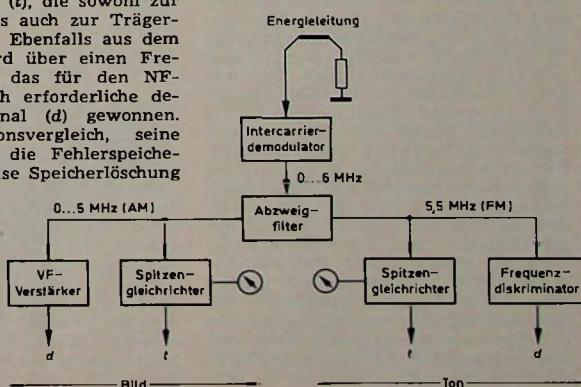
Aus dem Zwischensträger, der dem radiofrequenten Tonträger proportional ist, gewinnt man über einen Spitzengleichrichter eine dem Tonträger analoge Richtspannung (t), die sowohl zur Leistungsanzeige als auch zur Trägerüberwachung dient. Ebenfalls aus dem Zwischensträger wird über einen Frequenzdiskriminator das für den NF-Modulationsvergleich erforderliche demodulierte NF-Signal (d) gewonnen. Der NF-Modulationsvergleich, seine Auswertung sowie die Fehlerspeicherung beziehungsweise Speicherlöschung

ist, leitet man über einen Spitzengleichrichter eine dem Bildträger analoge Richtspannung (t) für die Bild-Leistungsanzeige und die Trägerüberwachung ab. Außerdem wird das demodulierte VF-Signal in einem VF-Vergleichsstärker auf den Normpegel 1 V_{ss} verstärkt und steht als Analogsignal (d) für die Signalauswertung zur Verfügung.

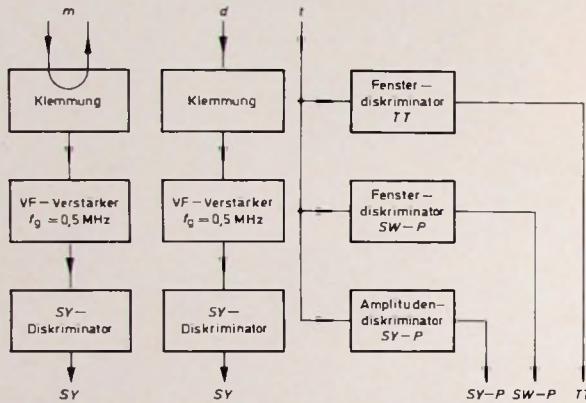
3.2. Analog-Digital-Umwandlung für die Bildsenderüberwachung

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 Überwachungsempfängers für Fernseh-Bild-Ton-Sender (d demodulierte VF/NF, t Trägerüberwachung 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



VF-Signal (*d*) auf seinen Synchronpegel geklemmt und über einen Gleichstromverstärker mit 0,5 MHz Grenzfrequenz (zur Beschneidung des Frequenzspektrums für die Aussiebung des Chromianzhilfsträgers) einem Synchrodiskriminator 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 Synchrodiskriminatoren 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 den 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 Fensterdiskriminatator kontrolliert und als Digitalsignal (SW-P) weitergemeldet wird. Bei abgeschaltetem Bildsender erzeugt der Tonträger (wegen der Intercarrier-demodulation) 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 dar-

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 Aufbautechnik 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 Kassetten eingeschoben werden. Die Schaltungstechnik ist unter Verwendung linearer und digitaler integrierter Schalt-

Bild 9. Blockbild der Analog-Digital-Umwandlung für Bildsender-Überwachung (*d* demodulierte VF, *m* modulierende VF, SY-P Synchronimpuls-Überwachung, SY-P-Synchronpegel, *t* Trägerüberwachung, TT Tonträger)

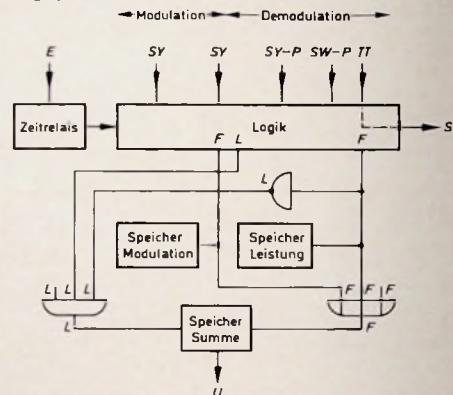


Bild 10. Blockbild der logischen Verknüpfung und Fehlerspeicherung für Bildsender-Überwachung (E Einzelbefehl, F Fehlersignal, L Löschsignal, S Sperr, SW-P Schwarzwertpegel, SY-P Synchronimpuls-Überwachung, SY-P Synchronpegel, TT Tonträger, U Umschaltautomatik)

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

Wird am Sendereingang über den Synchrodiskriminatoren ein Modulations signal gemeldet, dann wird zur Überwachung der Nennleistung das Digitalsignal „Synchronpegel“ (SY-P) herangezogen, um 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 Löschsignal (L), das über einen Inverter gewonnen wird und über das UND-Gatter den Summenspeicher löscht, sofern alle übrigen Eingänge des Gatters ebenfalls Löschsignale erhalten. Der Leistungsspeicher ist dann manuell löschar.

kreise ausgeführt; als Speicher dienen polarisierte Relais.

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

Funkfernschreibanlagen für krisensicheren Nachrichtenverkehr

Viele Institutionen, die im Dienst der Öffentlichkeit stehen, haben sich Kurzwellen-Fernschreibverbindungen eingerichtet. Auf diese Weise sind Nachrichtenstellen 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 Funkfernschreibanlagen enthalten unter anderem Wechselstromtelegrafenkanäle, 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 Überblicksberichtes 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 Stahlendraht, 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 ITEMIS (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 zurück 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

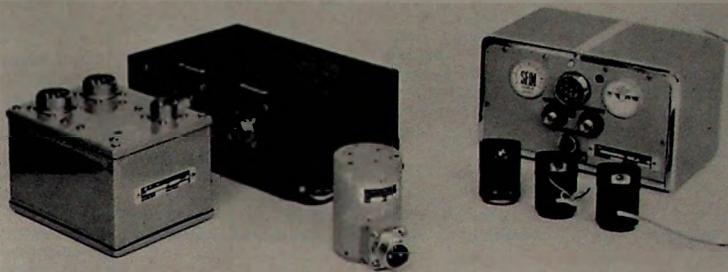


Bild 2 (oben). Das als Datenträger Fotopapier verwendende SFIM-Borddaten-Registriergesystem; rechts der Miniaturrecorder mit drei Spiegelschreibern

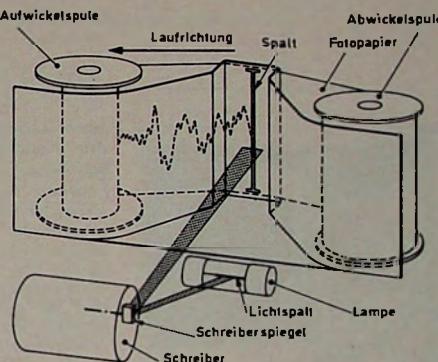


Bild 3. Prinzip der Aufzeichnung auf Fotopapier in SFIM-Recordern ►

(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 Luftverkehrsgesellschaften ist.



Bild 4. Magnetband-Aufzeichnungsgerät der SFIM, geöffnet

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 Ilessey und die Deutsche Lufthansa eines von AC Electronics, derselben amerikanischen Firma übrigens, die das Navigationssystem „Carroussel 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 CDPIR (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

Tab. III. Einige besonders interessante Flugdaten-Registrierungsstysteme

Bezeichnung	analoge (an) oder digitale (dig) Aufzeichnung von ... Parametern bzw. ... Kanalen (Sprache) für Flugdaten Sprache Wartung			Datenträger	Hersteller und Bemerkungen
AIDS			(?) dig	Magnetband	
ARS	237 an, 121 dig	5 Kanäle		Magnetband 25,4 mm	Elliott (Großbritannien) für Prototyp „Concorde 002“; mit Registriergerät „AIR-3“
AIDS			200 dig	Magnetband 12,7 mm, Schreiber	Hamilton Standard (USA); verwendet Datenreduktions- und Verdichtungsverfahren; gegenwärtig in der „DC-0“ der KLM
CAPA			780 dig	Magnetband und Schreiber	Honeywell (USA) für USAF; Testsystem zur Überwachung der Avionik-Schubsysteme im Flug; Statusdarstellung im Cockpit möglich; Magnetbandaufzeichnung oder Streifendrucker
MADAR			1400 dig	Magnetband und direkt	Lockheed für USAF; überwacht automatisch kritische Komponenten und vermittelt Ja/Nein-Anzeige; zeichnet schadhafte Einheiten auf Magnetband auf
DARS	144 dig	oder	144 dig	Magnetband	Conrad (USA) für USAF; liefert 7spurige Standard-IBM-Aufzeichnungen; zur Vermeidung von Doppelaufzeichnungen Anwendung der Datenverdichtung vor Registrieren
EHSA	Ereigniszähler und Anzeigemarke für Wartung				Howell (USA) für USAF; mehr als 1000 Einheiten im Einsatz; kontinuierliche Überwachung der heißen Triebwerksteile; Versuche in Zivilmaschinen im Gange

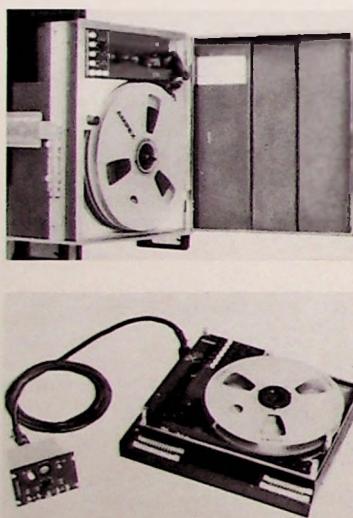


Bild 5. Ampex brachte verschiedene Datenregis- trierungsstysteme heraus, die sich nicht nur für die Aufzeichnungen der Flugzeug-Borddaten eignen. „AR-1700“ (oben) kann mit Bandgeschwindigkeiten von 3,75 bis 120 Zoll je Sekunde arbeiten; das „AR-700“ (unten) wurde besonders für Einsätze entwickelt, bei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

Komponenten automatisch überwacht) zeichnet das CDPTR 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-Aufzeichnungszeit 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 Aufnahmedauer von fünfzehn Stunden. „6000“ wurde zwar aus dem „500“ entwickelt und ist mit diesem austauschbar, es arbeitet jedoch digital mit einer Aufzeichnungszeit 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 gestatten.

Diese drei Komponenten zusammen ergeben die Borddaten-Registriergesysteme, 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 Flugerprobung 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-Spye-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 Bodenrollenkurve, die die Maschine nach dem Aufsetzen zu der Landebahnmitte ausrichtet, bis die Geschwindigkeit auf 80 kn/h abgesunken ist. Dem Flugzeugführer wird dann die Information für die Bodenrollenkurve paraviseu gegeben. Ein Bodenrollmonitor 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 Steuerschaltung 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

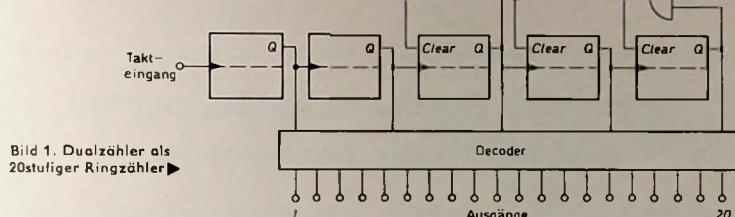


Bild 1. Dualzähler als 20stufiger Ringzähler ►

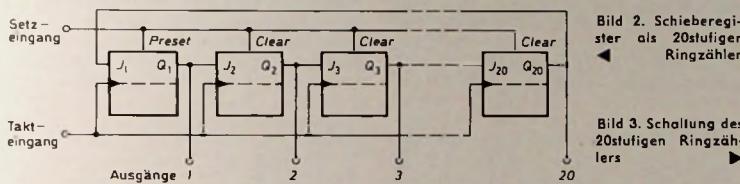


Bild 2. Schieberegister als 20stufiger Ringzähler

Bild 3. Schaltung des 20stufigen Ringzählers

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.

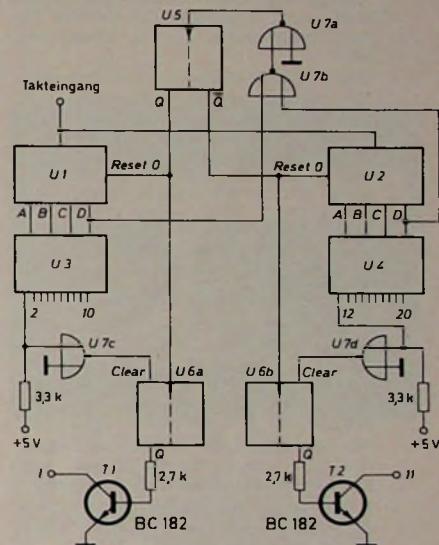
Das modifizierte Schieberegister (Bild 2) besteht ebenfalls aus einer Kette von Flip-Flop, jedoch werden alle Takteingänge gemeinsam angesteuert. Bei jeder Inbetriebnahme müssen alle Stufen durch ein kurzes O-Signal gesetzt werden. O-Pegel an Clear ergibt O-Pegel an den Ausgängen Q; O-Pegel an Preset 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

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

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 U 5 (SN 7472N) mit seinen zueinander invertierenden Ausgängen Q und \bar{Q} an. Der Flip-Flop ändert seinen Schaltzustand bei



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 U 5 vom D-Ausgang der zählenden Dekade getaktet und sperrt diese. U 3 und U 4 (SN 7445N) sind Decoder mit Leistungsausgängen. Ihre Ausgangstransistoren werden ohne interne Kollektorwiderstände 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 U 3 beziehungsweise U 4 können also nicht unmittel-

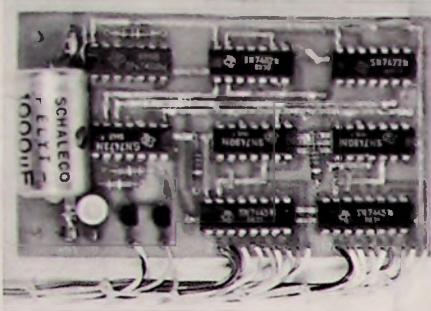


Bild 4. Der Ringzähler als gedruckte Schaltung (Abmessungen 94 mm x 56 mm)

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 Taktimpuls 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 Takt 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 Impulsdigramm (Bild 5b) ersichtlich. Die Einschaltschwelle des Schmitt-Triggers beträgt etwa 2 V, die Ausschaltschwelle rund 0,8 V. Für das Diagramm wurden 0,6 V bei O-Pegel und 4 V für L-Pegel am Ausgang angenommen.

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

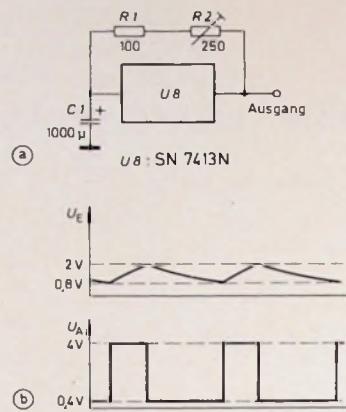


Bild 5. a) Schaltung des Taktgebers, b) Spannungen am Eingang und Ausgang des Schmitt-Triggers

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 Ausschaltenschwelle, wird dann wieder aufgeladen usw. Nicht berücksichtigt wurde bei dieser Beschreibung der Einfluß des Eingangsstroms des Schmitt-Triggers. Dieser begrenzt auch den Maximalwert des Widerstandes, denn der Eingangsstrom ruft an R_1 und R_2 einen Spannungsabfall hervor, der den Wert der Ausschaltenschwelle nicht überschreiten darf.

Eine NAND-Schaltung am Eingang des Schmitt-Triggers kann zum Anhalten des Ringzählers benutzt werden. Dabei wird man zweckmäßigerverweise 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.

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-Schleusenspannung 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 Ladephase 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 darunter, 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

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

eingehten wird. Man erhält damit am Kondensator eine symmetrische Dreieckspannung beziehungsweise am Triggerausgang eine symmetrische Rechteckspannung.

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.

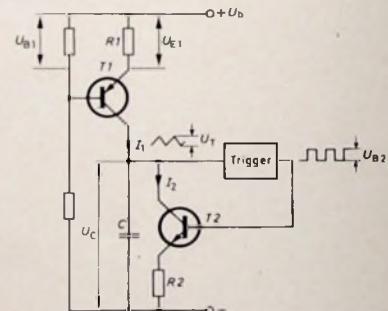


Bild 1. Prinzip des Generators

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

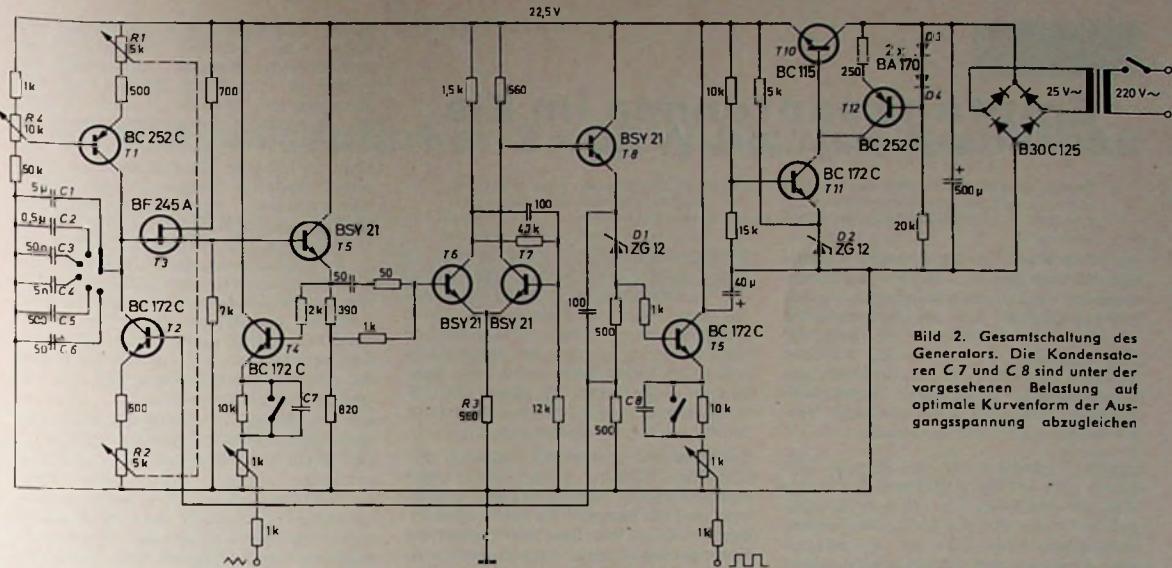


Bild 2. Gesamtschaltung des Generators. Die Kondensatoren C 7 und C 8 sind unter der vorgesehenen Belastung auf optimale Kurvenform der Ausgangsspannung abzulegen.

die Emitterwiderstände 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-

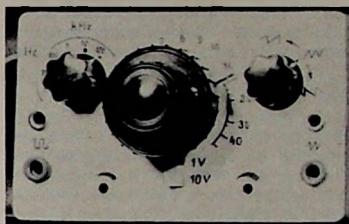


Bild 3. Der fertige Generator. Zur Abstimmung wird ein „Mentor“-Feineinstellknopf mit der Überstellung 6:1 (Mozar) benutzt

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

4 ... 40 Hz	(C ₁ = 5 μ F),
40 ... 4000 Hz	(C ₂ = 0,5 μ F),
400 ... 4000 Hz	(C ₃ = 50 nF),
4 ... 40 kHz	(C ₄ = 5 nF),
40 ... 400 kHz	(C ₅ = 500 pF),
0,4 ... 4 MHz	(C ₆ = Trimmer 50 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 Gleichlaufeigenschaften 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-

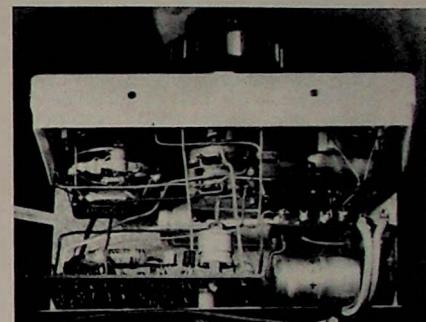


Bild 4. Innenaufbau des Generators

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 ≈ 3 V und die Stromaufnahme von ≈ 60 mA auf ≈ 30 mA. Dadurch vermindert sich die Temperaturdrift nennenswert. Bild 3 zeigt die Versuchsausführung des Generators im Gehäuse und Bild 4 den Innenraum.

Schrifttum

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

INTERNATIONALE ELEKTRONISCHE RUNDSTRAH

brachte im Februarheft 1971 unter anderem folgende Beiträge:

- Analyse von aktiven Filterschaltungen mit Operationsverstärkern
- Prinzip der bistabilen Bildspeicherung in Oszilloskopröhren
- Nanosekundenimpulsverstärker mit großer Ausgangsspannung
- Farbfaksimileübertragung
- Übertragungsverhalten von Reaktanz-TL-Gliedern
- Gesteuerte Stromquellen für die Bereichsumschaltung einer Temperatursonde
- Das UHF-Wanderfeldklystron, ein neuer Röhrentyp für Fernsehsender

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)

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 bedekken.

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 Wassertropfchen 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. Beide befinden sich außerdem zwischen den Eis- oder Schneekristallen Luft, dann wird nicht einmal dieser Wert erreicht. Bei Rauhreif zum Beispiel liegt die Dielektrizitätskonstante nur ganz wenig über 1; eine Empfangsbeeinträchtigung tritt dadurch nicht ein.

Außer Lufteinschlüssen 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 nassen Zustand kann der Schnee – je nach Menge – die Wirkung eines gleich dicken Eisbelages erreichen, wenn nicht sogar übertreffen.

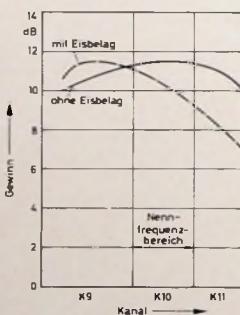


Bild 1. Der Einfluß eines Eisbelages (etwa 3 mm Dicke) auf den Gewinn einer Kanalantenne für Kanal 10

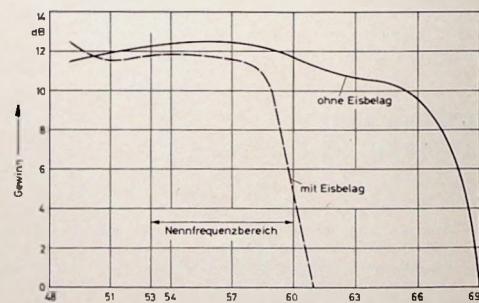


Bild 2. Der Einfluß eines Eisbelages (etwa 3 mm Dicke) auf den Gewinn von Kanalgruppenantennen für die Kanäle 53...60

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 anzurechnenden Witterungen mit einer Empfangsantenne auf dem Dach das ganze Jahr über stets etwa gleichwertig.

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 Sicherheit

Schrifttum

- [1] Vereisung von Antennen und ihre Folgen. Siemens Antennen-Inform. (1968) Nr. 11, S. 1-2
- [2] Antennen unter extremen Bedingungen. Kathrein Antennen-Pionier, 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 Betriebsicherheit und Haltbarkeit ist zu sagen, daß das von den Verfassern gebaute Gerät seit 3½ 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 ausgesteuert wird, daß die Amplituden der Halbwellen scharf abgekappt werden. Aber auch bei kleinen Lautstärken und fehlendem Ruhestrom entstehen Harmonische 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 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 Phasendrehung 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 gegenkoppeln [1]. Im Bild 1 wird diese Maßnahme durch die Kapazität C_{GK} bewirkt.

Ein anderes Verfahren, die Leerlaufverstärkung etwa frequenzabhängig durch parallel zu den Kollektorschwiderständen 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

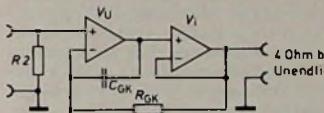


Bild 1. Blockschaltung des Verstärkers

Bild 2. Vereinfachte Prinzipschaltung

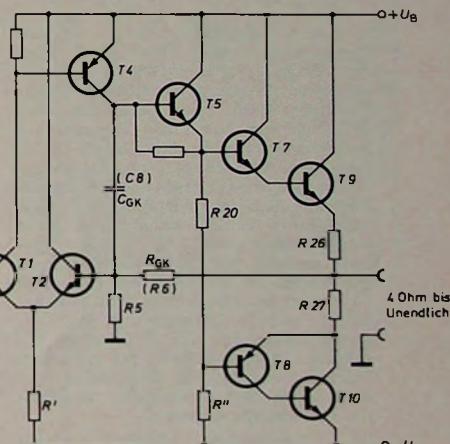
auch bei ihnen verzerrungsmindernd. Die im rechten Block entstehenden Verzerrungen sind geringer, da durch die Kollektorschaltung jede Stufe schon in sich gegengekoppelt ist. Im Prinzip ergibt diese Anordnung zwei Verstärkerblöcke, die zumindest theoretisch jeder für sich unabhängig voneinander und stabil 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 Emittier 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 Basispotentialen, das bei der dargestellten quasikomplementären Ausführung 3 × 0,6 V (bei rein komplementärer Ausführung 4 × 0,6 V) betragen muß. Bei Fehlen der Spreizung würde sich bei kleinerer 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 bezeich-



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 Übersetzungs faktor 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

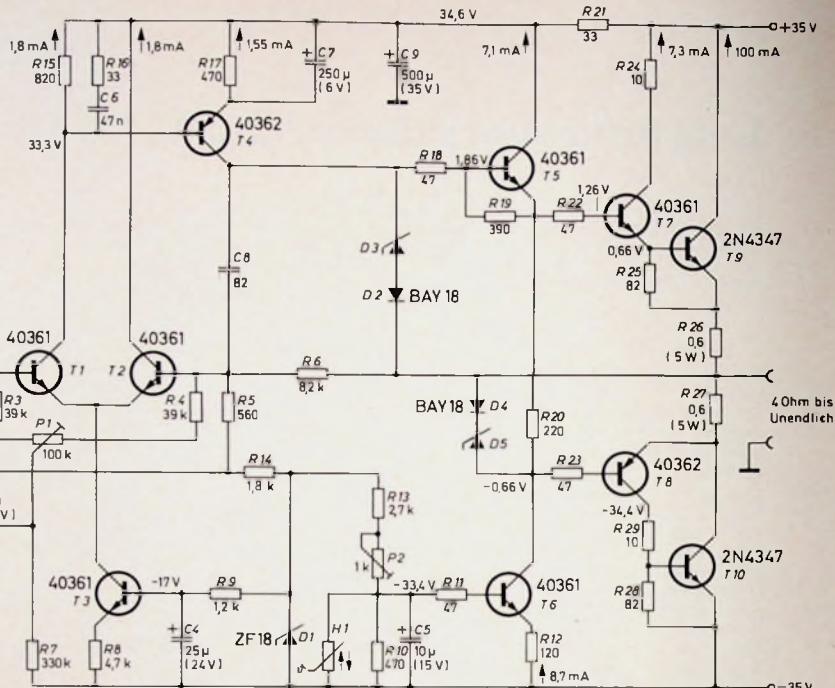
Bild 3.
Dimensionierte
Gesamtschaltung
Heißleiter:
NTU 5 E — 4,7 K
— M 4000 K
von Dralowid

Alle angegebenen Transistoren sind RCA-Typen (bei Verwendung anderer Transistoren sind Grenzwerte und dynamische Werte einzuhalten). In einem neueren Baumuster wurden Intermetalltransistoren BSY 56 (an Stelle von 40361) und ZN 4033 (an Stelle von 40362) verwendet. Sie verfügen mehr Spannung und haben größeres 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 der 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 zweckmäßigerverweise 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 nähерnd 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 Emitter von T_5 sehr gering ist und dem Spannungsverstärkfaktor dieser Stufe entspricht (Differenz $1 - V_u$).

Die Dimensionierung der im Kollektorkreis des Differenzverstärkers T_1 , T_2 liegenden Bauelemente mußte sehr sorgfältig auf die im Emitterkreis 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 Emitter 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 großen 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

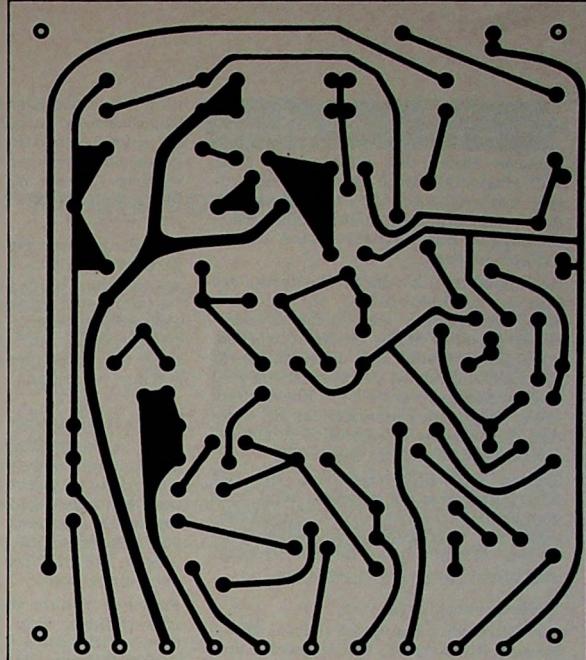
Da mit diesem Bauvorschlag hauptsächlich der Praktiker angesprochen werden soll, wäre es verfehlt, hier die ganze Schaltung rechnerisch zu behandeln. Um jedoch zu zeigen, daß es sich bei der Bemessung um keine Geheimwissenschaft handelt, seien nachstehend die wesentlichsten der Dimensionierung zugrunde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

Die Gleichspannungspotentiale wurden so festgelegt, daß eine optimale Spannungssteuerung ermöglicht wird. Die Aussteuerung sollte auf keinen Fall schon durch eine ungeschickte Dimensionierung der Vorstufen eingeengt 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 Leistungstransistoren 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 Leerlaufverstärkfaktor 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 Emitterkreis von $T1$ liegen die sich addierenden inneren Emitterimpedanzen 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 Leerlaufverstärkfaktor μ von $T4$ zu hoch angesetzt wurde oder der Stromverstärkfaktor 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 Emitterimpedanzen umgerechnet und zu den inneren Emitterimpedanzen addiert werden.

Die Messung des Leerlaufverstärkfaktors 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 Emitterimpedanz des Leistungstransistors sowie die um den Stromverstärkfaktor 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 Leistungstransistoren mit den unmittelbar zu ihnen gehörenden Widerständen sind nicht auf der Printplatte montiert. Sie sind auf reichlich zu bemessenden Kühlkörpern aufzubauen, die am Chassis so anzurücken sind, daß eine gute konvektive Wärmeabfuhr erreicht wird. Die Widerstände $R25$ und $R28$ können unmittelbar an die Transistoren angelötet werden; für die Widerstände $R26$ und $R27$ montiert man zweckmäßigerverweise eine kleine Lötoseleiste.

Der Heißleiter $H1$ 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

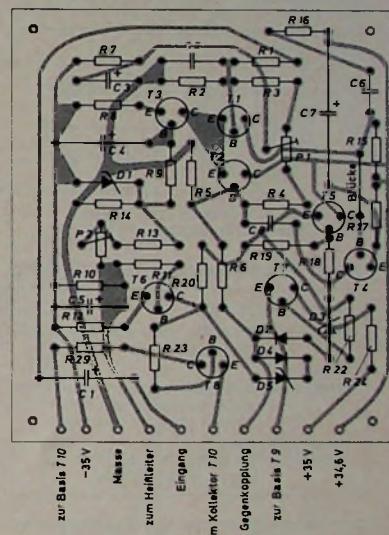


Bild 5. Bestückungsplan der Printplatte

$R21, C9$ 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 \triangleq 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 Wickeldaten für den Netztransformator sind in Tab. I angegeben.

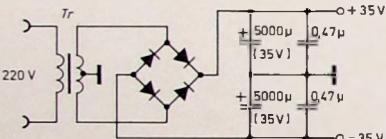


Bild 6. Schaltung des Netzteils
(Gleichrichter: B 80/C 5000 - 3200)

Tab. I. Wickeldaten für Netztransformator

Kern:	M 102 b
Blech:	0,5 mm, ohne Papier, kaltgewalzt
Primärwicklung:	0,65 CuL, 2 × 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 Transformatorgroße ist eine Steigerung der Ausgangsleistung oder eine Ver-

minderung des Klirrfaktors nicht durch Stabilisierung zu erreichen. Negativ ist bei solchen stabilisierten Netzteilen gegenüber 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 Endverstärker 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 Studientechnik üblich in die Abhörschränke 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 ausgesteuert, 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

Leeraufverstärkung:	$\approx 20\ 000$
Gegenkopplungsgrad:	$\approx 1\ 500$
Verstärkungsfaktor ¹⁾ :	13
Ausgangsleistung (Sinus):	
gemessen an 4 Ohm:	$2 \times 60\ W$
gemessen an 8 Ohm:	$2 \times 50\ W$
Leistungsbandbreite:	8 ... 100 000 Hz
Klirrgrad:	
gemessen bei $2 \times 50\ W$ an 4 Ohm im Bereich 10 ... 2000 Hz:	0,01 %
Fremdspannungs- abstand:	> 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 Durchbruchsspannung zu beschaffen. Da dies Problem heute nicht mehr besteht, bleibt es dem Anwender überlassen, die Schaltung so umzudenken, 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

- [1] Ratzki, W.: NF-Vorverstärker in Hi-Fi-Qualität. Grundsätzliche Beobachtungen und Bemessungsregeln. Funk-Techn. Bd. 23 (1958) Nr. 20, S. 769 bis 772, und Nr. 21, S. 807-808, 813-814
- [2] Keck, J.: So arbeiten Transistor-Endverstärker. Funkschau Bd. 42 (1970) Nr. 16, S. 555-557
- [3] Ratzki, W.: Vor- und Steuerverstärker für den Selbstbau. Funk-Techn. Bd. 26 (1971) Nr. 3, S. 101-103
- [4] Ratzki, W.: Der Emitterfolger in der Praxis. Funk-Techn. Bd. 26 (1971) Nr. 4, S. 135-136
- [5] Horst, M.: Steifflankige aktive Rausch- und Rumpelfilter. Funkschau Bd. 36 (1964) Nr. 24, S. 651-652
- [6] Günzel, K.: Schaltungstechnik mit Operationsverstärkern. Funk-Techn. Bd. 26 (1971) Nr. 2, S. 57-59, und Nr. 3, S. 85-89

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 geregelter Verstärker, Mischer, Produktdetektoren und Farbdemodulatoren 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 ein-diffundierte 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-

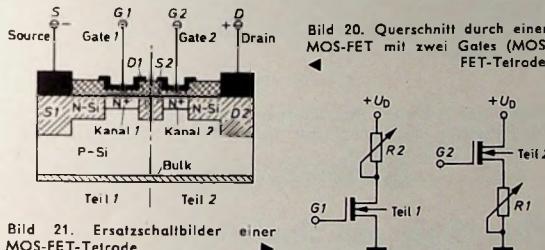


Bild 21. Ersatzschaltbilder einer MOS-FET-Tetrode

frequenz an Masse legt, erhält man eine sehr geringe Rückwirkungskapazität zwischen Drain und Gate 1. Die Sperrschichttausdehnung am Drain-Substrat-N-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 wechselspannungsmäßig 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-

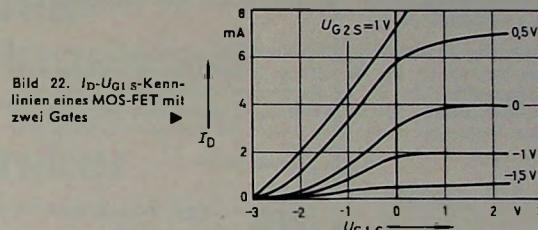


Bild 22. I_D - U_{G1S} -Kennlinien eines MOS-FET mit zwei Gates

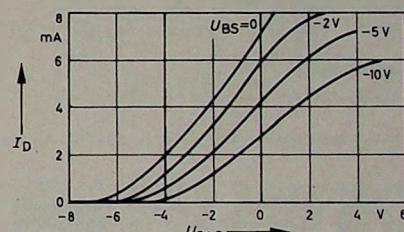


Bild 23. I_D - U_{G1S} -Kennlinien einer MOS-FET-Tetrode

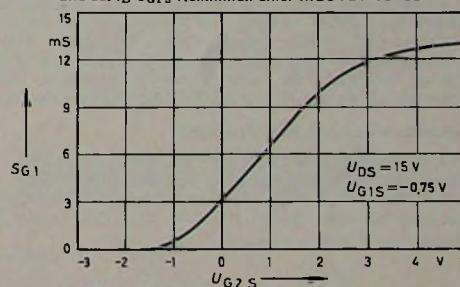


Bild 24. Vorwärtssteilheit des Gate 1 als Funktion der Vorspannung am Gate 2

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-

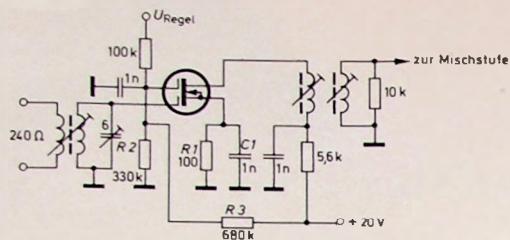


Bild 25. VHF-Stufe mit einem MOS-FET mit zwei Gates

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 R1, C1, während die Vorspannung von Gate 2 durch den Spannungsteiler R2, R3 erzeugt wird.

4.3.2. (B-Y)-Synchrongenerator

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

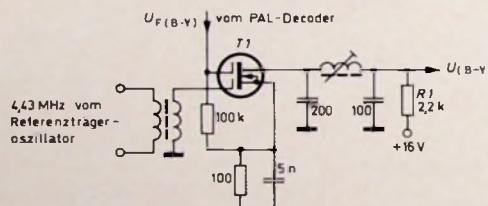


Bild 26. (B-Y)-Synchrongenerator mit einer MOS-FET-Tetrode

zugeführt, dessen positive Halbwellen die MOS-FET-Tetrode T1 öffnen. Die Höhe des Drainstroms richtet sich nun noch 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 Halbwelle 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-k Ω -Widerstand R1 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 R1

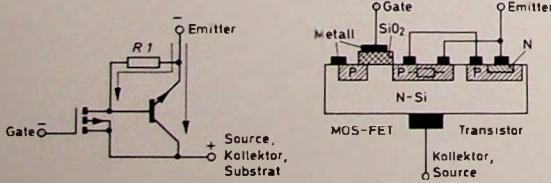


Bild 27 (links). Schaltung einer integrierten Schaltung mit MOS-FET und NPN-Transistor. Bild 28 (rechts). Schematischer Querschnitt durch eine integrierte Schaltung mit MOS-FET und NPN-Transistor

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. zwangsläufig ein selbstspender Typ ist. Der Widerstand kann nach Bild 28 als Anhängsel der Drainzone aufgefäßt 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 Ruhestellung ist der Schalter S1 geschlossen und der Ladekondensator C1

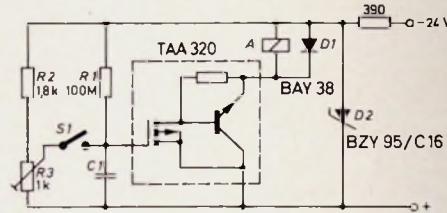


Bild 29. Zeitgeber mit der integrierten Schaltung TAA 320 (Valvo)

bis auf eine durch das Potentiometer R3 einstellbare verhältnismäßig niedrige Spannung entladen. Beim Öffnen des Schalters (zur Zeit $t = 0$) beginnt C1 sich über R1 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 R3 dient zum Zeitabgleich. Die Z-Diode D2 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 Emitterstrom (25 mA) der TAA 320 nicht überschritten wird, muß das Relais einen Wicklungswiderstand $> 1\text{k}\Omega$ 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, Planungingenieur 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; Funkentstörung; Überleiteranlagen; Frequenzen der UKW-Land- und -Seefunkdienste; öffentliche und nichtöffentliche Funkdienste im Bereich 26 ... 470 MHz; Fernwirken über Funk.

TTL-Handbuch: Digitale Integrierte Schaltungen 70

In diesem neuen Handbuch der Sescossem 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 \times 27,8 cm) alle wichtigen Angaben über das Halbleiter-Lieferprogramm der International Rectifier. Beschrieben sind unter anderem Thyristoren, Triacs, Si-Leistungsdioden, Si-Kleinldioden, Z-Dioden, Si-Referenzelemente, Baugruppen für Si-Leistungshalbleiter, Kühlkörper, Photoelemente, überflinke Sicherung, Hochspannungsdioden, Hochspannungsgleichrichter, vergessene 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 10/DM 1,10
BC 108	DM 1,10 10/DM 1,—
BC 109	DM 1,20 10/DM 1,10
BC 170	DM 1,05 10/DM —,95
BF 224	DM 1,75 10/DM 1,65
BRY 39	DM 5,20 10/DM 4,80
ZG 2,7 . . . ZG 33	DM 2,20 10/DM —,75
1 N 418	DM —,85 10/DM —,75
2 N 708	DM 2,10 10/DM 1,95
2 N 2219 A	DM 3,50 10/DM 3,30
2 N 3055	DM 7,25 10/DM 6,85

Alle Preise Incl. MWSt.

Kostenl. Bauteile-Liste anfordern.
NN-Versand

M. LITZ, elektronische Bauteile
7742 St. Georgen, Gartenstraße 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 Kaminzky
8 München-Solln · Spindlerstr. 17



Auto- und Kofferradios

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

Die günstige Einkaufsquelle für Büromaschinen

Aus Lagerbeständen stets günstige
Gelegenheiten, fabrikneu, Koffer-
schreibmaschinen, Saldiermaschi-
nen, Rechenautomaten. Profitieren
Sie von unseren Großeinkäufen.



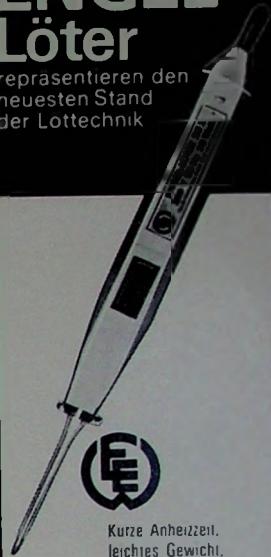
Fordern Sie Sonderkatalog II/907

NÖTHEL AG Deutschlands großes
Büromaschinenhaus

34 Böttingen · Markt 1 · Postfach 601
Telefon 6 2008, Fernschreiber Nr. 096-893

ENGEL- Löter

repräsentieren den
neuesten Stand
der Lottechnik



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

ENGEL GMBH
6200 Wiesbaden Schierstein,
Rheingaustr. 34-36,
Tel. 28 21, FS 4 186 860

Maschinenfabrik sucht

Elektronik- (Dipl.-) Ingenieur

für Entwicklungsarbeiten sowie

Elektroniker

alle mit erstklassigen Kenntnissen.

Bewerbungen erbeten unter F. E. 8546

Wir sind ein

Berliner Fachliteraturverlag

der seit fast 25 Jahren technische und technisch-
wissenschaftliche Fachzeitschriften mit inter-
nationaler 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 Fachschul-
ingenieur als

Technischen Redakteur

Bewerbungen mit Lebenslauf, Tätigkeitsnach-
weis und Gehaltsanspruch erbeten unter
F. A. 8542

Berlin

Zur Ergänzung unserer Redaktion
suchen wir einen

jüngeren Mitarbeiter

der Fachrichtung Hochfrequenztechnik.

Herren mit praktischen Erfahrungen in Wirt-
schaft oder Presse, die an einer entwicklungs-
fähigen Dauerstellung interessiert sind, bitten
wir um eine ausführliche Bewerbung mit Lebens-
lauf, Tätigkeitsnachweis und Gehaltsanspruch
unter F. B. 8543

DER ULTRA HIGH-FIDELITY STEREO VERSTÄRKER ES 707

Der TELEWATT ES 707 ist der Schriftsteller 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 · Steilflankige 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 + HÜMEL, 7301 Kemnat, Postfach 2

Hamburg Kluxen, Nordkanalstraße 52, Tel. 24891 Hannover Schaefer, Hagenstraße 26,
Tel. 312093 Essen-Altendorf (Ruhr) Schaefer, Oberruhrer Straße 32, Tel. Hattingen 5428
Köln-Braunfeld Meier + Co., Maarweg 66, Tel. 526011 München Ariston GmbH,
Aramstraße 21, Tel. 774803

