

A 3109 D

BERLIN

FUNK- TECHNIK



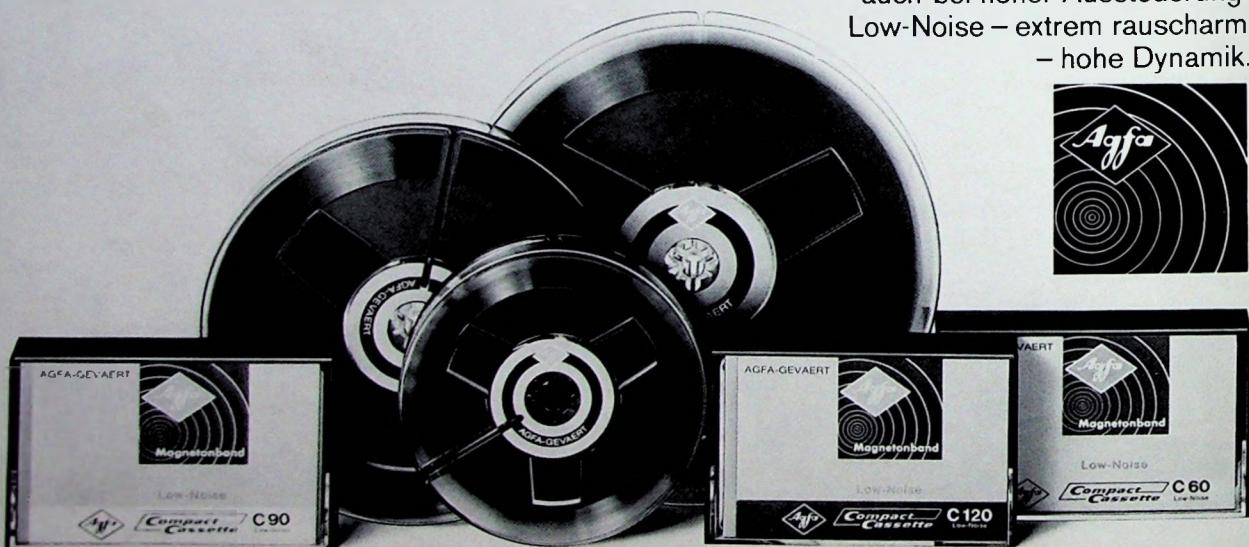
22 | 1970++
2. NOVEMBERHEFT

AGFA-GEVAERT

Der Fortschritt kam auf leisen Bändern. Und er kann sich hören lassen.

Hifi-Low-Noise heißt der große Fortschritt auf dem Gebiet der Schallaufzeichnung. Intensive Grundlagenforschung, modernste Technologie und ausgereifte Verfahrenstechnik brachten ihn aufs Blaue Agfa Magnettonband Hifi-Low-Noise.

Hifi – höchste Wiedergabetreue
auch bei hoher Aussteuerung.
Low-Noise – extrem rauscharm
– hohe Dynamik.



Das Blaue Tonband

gelesen · gehört · gesehen	868
FT meldet	870
Amateurfunk-Satelliten	875
Verstärker	
Der Operationsverstärker — ein universelles Bauelement der Elektronik	876
Persönliches	880
Farbfernsehen	
Ein-Transformatorschaltung zur Horizontalablenkung und Hochspannungserzeugung für die 110°-Farbbildröhre ..	881
Phono	
Frequenzganganalysen von Tonabnehmersystemen mit Hilfe von Meß-Schallplatten	883
Halbleiter	
Integrierte Schaltungen lassen sich einfacher darstellen ..	889
Sender und Programme	890
Magnetische Bildaufzeichnung	
Der Laufzeitdemodulator	891
Meßtechnik	
Normalfrequenzanlage 100/1 kHz	893
Technik von morgen	
Neue Laser-Anwendungen	896
... und vor 50 Jahren	
Erste Rundfunksendung am 22.12.1920	899
Für den KW-Amateur	
Externer LMO „SB-640“	900
Eurovisionssender auf dem Kitzbüheler Horn in 2000 m Höhe	901
50 Jahre VDE-Prüfstelle im Dienste der Sicherheit	901
Für Werkstatt und Labor	
Elektronischer Schalter	902
Hilfsmittel für den Service	904

Unser Titelbild: In 1889 m Höhe wurde auf dem Kitzbüheler Horn in Österreich (Tirol) von AEG-Telefunken ein neuer UKW- und Fernsehsender errichtet (s.a. S. 901). (Aufnahme: AEG-Telefunken)

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.: (0311) 412 10 31. Telex: 01 81 632 vrlkt. 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. Bearwirth. Zahlungen an VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH. Postcheck-Konto: Berlin West 76 64 oder Bank für Handel und Industrie AG, 1 Berlin 65, Konto 7 9302. Die FUNK-TECHNIK erscheint monatlich zweimal. Preis je Heft 2,80 DM. Auslandspreis laut Preistafel. 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. — Salz und Druck: Druckhaus Tempelhof.



Sprechfunk- Service

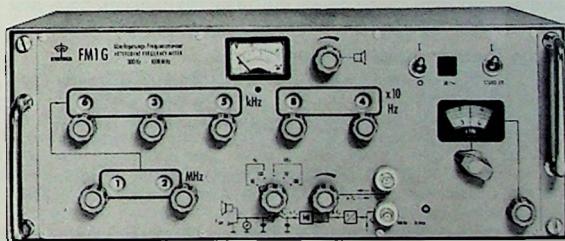


Dekadischer Überlagerungs- Frequenzmesser

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 außergewöhnlich 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, Mühldorfstraße 15, Telefon (0811) 40 19 81, Telex 5-23703

Harter Wettbewerb auf dem Halbleitermarkt

In letzter Zeit wurde in einigen Zeitungen über Schwierigkeiten auf dem Halbleitermarkt berichtet und dabei die Entlassung von 200 Arbeitskräften bei Intermetal erwähnt. Zu diesen Meldungen gab Intermetal folgende Richtigstellung heraus:

Intermetal wird keine 200 Mitarbeiter entlassen. Das Unternehmen stellt sich vielmehr in den nächsten Monaten mit einer Reduzierung der Personalanzahl um etwa 200 Stellen auf die zu erwartende verschärzte Marktsituation ein, die im wesentlichen durch verstärkte US-Exporte nach Europa entstehen wird. Die neue Personalstruktur wird erreicht durch natürlichen Abgang infolge Eigenkündigungen, durch Nichtverlängerung befristeter Arbeitsverträge und durch Versetzung in andere Werke des Unternehmens.

Von einer Kündigungswelle kann auf Grund dieser Maßnahmen nicht gesprochen werden. Es wäre auch nicht richtig, von einem generellen Einstellungsstop zu sprechen, da weiterhin qualifizierte Mitarbeiter für gewisse Abteilungen gesucht werden. Trotzdem wird es nicht ausbleiben, daß verschiedentlich Kündigungen ausgesprochen werden, jedoch handelt es sich dabei um natürliche betriebliche Vorgänge, die in einem technisch hochstehenden Unternehmen mit einer Belegschaftszahl von weit über 2000 Mitarbeitern immer notwendig sind. Durch diese Maßnahmen wird schon heute sichergestellt, daß das Unternehmen auch bei der zu erwartenden harten Wettbewerbssituation im nächsten Jahr voll konkurrenzfähig bleibt.

Elektroindustrie muß rationalisieren

Die Notwendigkeit für eine verstärkte Rationalisierung und Mechanisierung sei gerade in der Elektroindustrie angesichts des zunehmenden Mangels an Arbeitskräften besonders groß und erfordere daher außergewöhnliche Anstrengungen, um die stark ins Gewicht fallenden arbeitsintensiven Bereiche produktiver zu machen, stellte Prof. Dr.-Ing. J. Paasche (Technische Universität München) in der 3. Betriebstechnischen Tagung des Zentralverbandes der Elektrotechnischen Industrie e. V. (ZVEI) fest. Paasche wies darauf hin, daß die Anzahl der Beschäftigten in den 70er Jahren nur noch wesentlich steigen werde. Bis 1980 sei allenfalls mit einer Steigerung von 3 % zu rechnen, die aber weitgehend von den Dienstleistungsbereichen aufgenommen werden dürften.

Dritte Frequenz für Mikroport-Geräte

Für Mikroport-Geräte hatte das FTZ bisher nur zwei Frequenzen zur Verfügung gestellt: 36,7 MHz und 37,1 MHz. Für viele Fälle reichten diese beiden Frequenzen aus, jedoch ergaben sich Schwierigkeiten, wenn mehr als zwei Mikroportverbindungen notwendig waren. Das FTZ hat nun die Frequenz 37,9 MHz als dritten Mikroport-Kanal freigegeben. Da die Anzahl der Sonderfälle, in denen auch die dritte Frequenz belegt werden muß, nur etwa 20 % aller verkauften Mikroport-Anlagen ausmacht, haben sich AEG-Telefunken und Sennheiser electronic zu einer wirtschaftlichen Lösung entschlossen, die für keinen Mikroport-Käufer eine Versteuerung bringt: Ab sofort wird die aus dem Sender „SK 1008“ und dem Empfänger „EM 1008“ bestehende Anlage auf Wunsch neben der Standardausführung (36,7 MHz und 37,1 MHz) in einer Sonderausführung ohne Mehrpreis auch mit dem Frequenzpaar 37,1 MHz und 37,9 MHz geliefert. Der Kanalabstand von 800 kHz zwischen den beiden Frequenzen dieser Sonderausführung läßt den störungsfreien Betrieb von zwei Sendern in unmittelbarer Nähe zu.

Foto-Quelle übernimmt Vermietung und Verkauf von Kassettenfilmen der Ullstein AV

Die Ullstein AV wird im Sommer 1971 ein umfangreiches Programm unterhaltender und belehrender Kassettenfilme herausgeben. Bereits seit Anfang Oktober entsteht in den Studios der Ullstein AV auf dem Ateliergelände in Hamburg-Wandsbek eine 13-teilige Weltraumserie von und mit Professor Heinz Haber. Damit trägt die Ullstein AV, die seit Mitte dieses Jahres audiovisuelle Fortbildungsprogramme für Ärzte produziert, auch dem Informations- und Unterhaltungsbedürfnis einer breiteren Öffentlichkeit Rechnung. Die Super-8-Filme mit Lichten kommen in Kassetten des Systems Bell & Howell auf den Markt.

Über die Vermietung beziehungsweise den Verkauf der Kassettenfilme wurde zwischen der Ullstein AV und der

Foto-Quelle GmbH, Nürnberg, ein Vertrag abgeschlossen. Foto-Quelle wird die Unterhaltungskassetten exklusiv in ihren eigenen Katalogen anbieten, den Vertrieb organisieren sowie für ein technisch leistungsfähiges und preiswertes Angebot von Vorführgeräten sorgen.

USA melden Rückgang des Verkaufs von Fernsehempfängern

In den USA war in den ersten sechs Monaten 1970 ein Absatzrückgang von einheimischen und importierten Farbfernsehgeräten gegenüber dem entsprechenden Zeitraum des Vorjahrs von 27,2 % zu verzeichnen (Absatzzahl: 2 146 079). Bei den Schwarz-Weiß-Empfängern betrug der entsprechende Rückgang 10,2 % (Absatzzahl: 2 965 131). Die Rezession hat auch andere Gerätengruppen erfaßt. Bei Rundfunkempfängern erreichte der Rückgang im ersten Halbjahr 6,9 % (Absatzzahl: 21 660 105). Lediglich bei den etwas anspruchsvoller Tischgeräten war ein leichter Anstieg ebenso zu verzeichnen wie bei Magnetband-Aufnahme- und -Wiedergabegeräten. Hier erreichte die Zuwachsrate im ersten Halbjahr 1970 der Stückzahl nach 26,7 %.

Einweihung des Erweiterungsbaus im Studer-Werk Löfingen

Die Firma W. Studer stellt unter der bekannten Markenbezeichnung „Revox“ Stereo-Tonbandgeräte, -Verstärker und -Tuner sowie Studio- und Sprachlehranlagen her. Das Stammwerk Regensdorf-Zürich in der Schweiz beschäftigt zur Zeit rund 350 Mitarbeiter und das Schweizer Zweigwerk Mollis im Kanton Glarus 80 Mitarbeiter. Von der deutschen Tochtergesellschaft W. Studer GmbH wird seit 1966 ein Werk in Löfingen/Hochschwarzwald (330 Mitarbeiter) und in Ewattingen (25 km von Löfingen entfernt) ein besonderes Motorenwerk (55 Mitarbeiter) betrieben. Am 9. 10. 1970 wurde jetzt im Werk Löfingen ein Erweiterungsbau eingeweiht, mit dem Platz für weitere 100 Mitarbeiter geschaffen wurde. Die Produktionsfläche in Löfingen stieg damit um rund 1800 m² auf 4800 m². Der Firmeninhaber, Willi Studer, teilte anlässlich der Einweihungsfeier mit, daß die Investitionen in Löfingen und Ewattingen jetzt insgesamt 6 Mill. DM betragen; die Umsätze der Tochter-GmbH stiegen von 1,6 Mill. DM im Geschäftsjahr 1965/66 auf 20,4 Mill. DM im Geschäftsjahr 1969/70.

Automatischer Plattenspieler „GA 105“

Die Stereo-Bausteine „RH 580“ (Tuner) und „HR 690“ (Verstärker) von Philips wurden jetzt durch den neuen automatischen Plattenspieler „GA 105“ ergänzt. Dieses Tischgerät, das dem Stereo-Plattenspieler „GA 205“ mit keramischem Stereo-Tonkopf „GP 200“ entspricht, ist in Technik und Design an beide Bausteine angepaßt und bildet mit ihnen eine sowohl elektrische als auch architektonische Einheit.

Tonarmwaage „SFG-2“

Für die Abtastfähigkeit moderner Leichtgewicht-Tonabnehmer und den Abnutzungsgrad von Abtaststift und Schallplatte sind bereits Bruchteile eines Pond bei der Einstellung der Auflagekraft sehr wichtig. Zur exakten Bestimmung der Auflagekraft entwickelte Shure daher die neue Präzisions-Tonarmwaage „SFG-2“, die die Meßbereiche 0,5 bis 1,5 p und 1...3 p sowie eine Meßgenauigkeit von ±0,1 p hat. Die Tonarmwaage arbeitet ohne Federn und ist daher frei von Materialermüdung und damit verbundenen Meßungenauigkeiten. Ein Spiegel erleichtert die optische Kontrolle unter verschiedenen Betrachtungswinkeln.

Tonbandcassetten von Kodak

Zur photokina 1970 hat Kodak unbespielte Compact-Cassetten „C 60“, „C 90“ und „C 120“ neu in das Sortiment aufgenommen. Für diesen Entschluß war unter anderem maßgebend, daß Kodak bereits in fast allen Ländern - Deutschland war bisher eine der wenigen Ausnahmen - Tonbandcassette im Sortiment führt und auch namhafte Hersteller bespielte Tonbandcassetten mit Bandmaterial beliefert.

Warnung vor überhöhter Geschwindigkeit durch Trauermusik

In den USA gibt es jetzt für Autofahrer ein Miniatur-Tonbandgerät, das mit dem Geschwindigkeitsmesser gekuppelt wird. Bei Geschwindigkeiten von mehr als 140 km/h schaltet er sich automatisch ein und läßt den Trauermarsch von Chopin erklingen.

NORDMENDE electronics stellt vor: Klirrfaktor-Meßgerät KM 394 für Industrie-Elektronik, Labor, Schulung und Service

Diese sinnvolle Kombination von Klirrfaktor-Meßbrücke (Wien-Brückenprinzip) und hochempfindlichem NF-Millivoltmeter (Effektivwert-Messung) ermöglicht ein breites Anwendungsspektrum in der NF-Verstärkertechnik bei Messungen an aktiven und passiven Netzwerken.

Durch ein hochselektives, über Drucktasten umschaltbares Aktiv-Filternetzwerk werden die genormten Meßfrequenzen nach DIN 45401 (s. techn. Daten) schmalbandig ausgesiebt und in der Grundwelle ≥ 80 dB abgesenkt – dieses gilt auch für die genormte Tonband-Meßfrequenz von 333 Hz.

Der Brückengleich gestaltet eine korrekte Einstellung der Grundfrequenzen nach Betrag und Phase.

Über den eingebauten Eichgenerator können die einzelnen Meßbereiche optimal geeicht und somit Meßgenauigkeiten eng toleriert werden.

Bei abgeschaltetem Klirrfaktor-Netzwerk sind mit dem Millivoltmeter Breitband-Messungen im Bereich von 5Hz ... 2,5MHz für Eingangsspannungen von 100 μ V eff. ... 300V eff. (Vollausschlag) möglich.

Eine Kombination von Klirrfaktor-Meßgerät KM 394, Sinus-Rechteck-Generator SRG 389 und Breitband-Oszilloskop TO 368 ergibt einen Meßplatz, der den vielseitigen Aufgaben in der NF-Technik sowie in der Elektronik voll gerecht wird.

Technische Daten:

Klirrfaktor-Meßgerät

Meßfrequenzen (Grundwelle): 40-100-333-400 Hz, 1-6,3-12,5 KHz

Frequenzunsicherheit der Festfrequenzen: $\pm 3\%$

Klirrfaktor-Meßbereiche: 0,03-0,1-0,3-1-3-10-30-100% (Skalenendwert)

Meßunsicherheit:

a) Oberwellen im Band 80 Hz ... 200kHz

sowie in den Meßbereichen 1% ... 100% $\pm 4\%$

b) Oberwellen 40 ... 80Hz und 200kHz ... 300kHz

sowie in den Meßbereichen 0,03-0,1-0,3% $\leq \pm 10\%$

c) Eigenklirrfaktor $< 0,015\%$

Grundwellenunterdrückung:

(Phasen und Betrag steig einstellbar) ≥ 80 dB

Eingangsimpedanz 1 M Ω || 50 pF mit Tastkopf Typ 398 10 M Ω || 8 pF

Eingangsspannung für 100% Kalibration

min. 300 mVeff ... max. 300 Veff

max. Eingangsspannung 400 V DC bzw. 400 Veff

Hochpaßfilter für Frequenzen > 1kHz, 50-Hz-Unterdrückung > 40 dB

NF-Millivoltmeter

Betriebsartenumschalter: Klirrfaktormessung/mV-Messung

Spannungsbereich: 100 μ Veff ... 300 Veff (Vollausschlag)

Abschwächer: fein in 10-dB-Stufen bis 300 mV

groß 60-dB-Stufe als Umschalter V - mV

Frequenzbereich: 5 Hz ... 2,5 MHz

Meßunsicherheit:

100 μ V ... 1mV 30 Hz ... 300 kHz $\pm 2\%$

10 Hz ... 500 kHz $\leq \pm 5\%$

3 mV ... 30 V 10 Hz ... 1MHz $\pm 2\%$

5 Hz ... 2,5 MHz $\leq \pm 8\%$

100 V ... 300 V 10 Hz ... 300 kHz $\pm 2\%$

5 Hz ... 500 kHz $\leq \pm 5\%$

Eigenrauschen: bei 100 μ V Empfindlichkeit

< 15 μ Veff (bei 600 Ω)

< 20 μ Veff (bei 100 k Ω , abgeschirmt)

Effektivwertanzeige durch Diodennetzwerk

Scheitellaktor $\frac{U_{\text{eff}}}{U_{\text{peak}}} \leq 3,5$

Anzeige-Zeitkonstante: ca. 500 ms

Ausgang

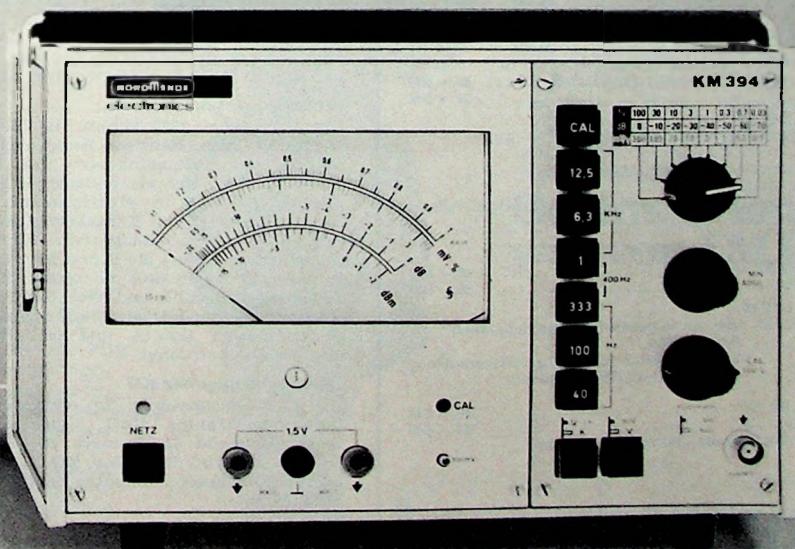
symm. 1,5 Veff an 600 Ω , unsymm. 0,75 Veff an 300 Ω

Netzanschluß: 220/110V, 50/60 Hz

Leistungsaufnahme: 12 VA

NORDMENDE

electronics



KROHA - HiFi - Verstärker - Baustein - Programm

- ein Programm, das höchsten Ansprüchen genügt -

Endstufe ES 40 in einkloser Brückenschaltung; Nennleistung: 40 W
Endstufe ES 40 in Zwei-Kanal-Ausführung; Nennleistung 2 X 20 W
 Technische Daten:
 Frequenzgang: 2 Hz ... 600 kHz ± 1 dB
 Klirrfaktor: 5 Hz ... 40 kHz bei 0,8facher Nennleistung, kleiner 0,1 %
 Preis für Fertigerät ES 40 115,- DM
 Preis für Bausatz ES 40 85,- DM

Endstufe ES 60 in einkloser Brückenschaltung; Nennleistung: 60 W
Endstufe ES 60 in Zwei-Kanal-Ausführung; Nennleistung: 2 X 30 W
 Technische Daten:
 Frequenzgang: 2 Hz ... 600 kHz ± 1 dB
 Klirrfaktor: 5 Hz ... 40 kHz bei 0,8facher Nennleistung, kleiner 0,1 %
 Preis für Fertigerät ES 60 130,- DM
 Preis für Bausatz ES 60 98,- DM

Endstufe ES 100 in einkloser Brückenschaltung; Nennleistung: 100 W
Endstufe ES 100 in Zwei-Kanal-Ausführung; Nennleistung: 2 X 50 W
 Technische Daten:
 Frequenzgang: 3 Hz ... 300 kHz ± 1 dB
 Klirrfaktor: 6 Hz ... 20 kHz bei 0,8facher Nennleistung, kleiner 0,1 %
 Preis für Fertigerät ES 100 160,- DM
 Preis für Bausatz ES 100 130,- DM

Endstufe ES 200 in einkloser Brückenschaltung; Nennleistung: 200 W
Endstufe ES 200 in Zwei-Kanal-Ausführung; Nennleistung: 2 X 100 W
 Technische Daten:
 Frequenzgang: 3 Hz ... 300 kHz ± 1 dB
 Klirrfaktor: 6 Hz ... 20 kHz bei 0,8facher Nennleistung, kleiner 0,1 %
 Preis für Fertigerät ES 200 250,- DM
 Preis für Bausatz ES 200 200,- DM
 Sämtliche Endstufen sind kurzschlüssicher und können auf Wunsch mit eingebauten Frequenzwählern geliefert werden.

Stereo-Entzerrverstärker EV 51
 Verstärkt und entzerrt das Signal von Magnettonabnehmern auf den Pegel der Klangreglerstufe. Verarbeitet auch große Dynamikspitzen ohne Verzerrung durch 30fache Obersteuerungssicherheit.
 Technische Daten:
 Frequenzgang: 20 Hz ... 20 kHz ± 1 dB
 Klirrfaktor bei Ua = 0,2 V von 20 Hz ... 20 kHz, kleiner 0,1 %
 Rauschspannungsabstand: 70 dB
 Entzerrung: nach CCIR
 Preis für Fertigerät 32,- DM
 Preis für Bausatz 23,- DM

Stereo-Mikrophonverstärker MV 50
 Eignet sich zum Anschluß von dyn. Mikrofonen ohne Übertrager und ermöglicht lange Mi-Leitungen.
 Technische Daten:
 Frequenzgang: 10 Hz ... 100 kHz ± 1 dB
 Klirrfaktor bei Ua = 0,2 V von 10 Hz ... 50 kHz, kleiner 0,1 %
 Obersteuerungssicherheit: 30fach
 Preis für Fertigerät 29,- DM
 Preis für Bausatz 21,- DM

Stereo-Vorstufe LSV 11
 Hat folgende sieben durch Drucktasten wählbare Eingänge:

	Eingangs spannung	Rauschspannungs abstand
Micro mit Übertrager	2 X 5 mV	65 dB
Micro ohne Übertrager	2 X 0,5 mV	62 dB
Platte (Kristalltonabnehmer)	2 X 2,5 mV	65 dB
Platte (Magnettionabnehmer)	2 X 2,5 mV	65 dB
Tuner	2 X 150 mV	85 dB
Tonband	2 X 150 mV	85 dB
Studio	2 X 1,55 V	85 dB

 Klirrfaktor: Bei Ua = 300 mV von 20 Hz ... 20 kHz, kleiner 0,1 %
 Preis für Fertigerät 59,- DM
 Preis für Bausatz 39,- DM

Stereo-Klangreglerstufe KRV 50
 Sie eignet sich hervorragend zum Aussteuern der Endstufen ES.
 Technische Daten:
 Klirrfaktor bei Ua = 2 V von 10 Hz ... 50 kHz, kleiner 0,1 %
 Rauschspannungsabstand: 90 dB
 Frequenzgang bei Mittelstellung der Tonregler: 10 Hz ... 100 kHz ± 1 dB
 Regelbereich der Tonregler:
 20 Hz: + 16 dB — 14 dB
 20 kHz: + 22 dB — 19 dB
 Preis für Fertigerät KRV 50 46,- DM
 Preis für Bausatz KRV 50 36,- DM

Stereo-Klangreglerstufe LSV 10
 Technische Daten wie KRV 50, aber mit folgenden Schalterfunktionen:
 Stereo-Mono Präsentfilter
 Band Monitor Linear — gehörrichtige Lautstärkeregelung mit sämtlichen Potentiometern
 Rumpffilter (60 Hz)
 Rauschfilter (6 kHz)
 Preis für Fertigerät LSV 10 89,- DM
 Preis für Bausatz LSV 10 69,- DM
 Auf Wunsch erhalten Sie kostenloses Informationsmaterial

KROHA — elektronische Geräte

731 Plochingen · Wilhelmstraße 31 · Telefon: (07153) 75 10

F meldet.. F meldet.. F meldet.. F

Preissenkung für Farbfernsehgeräte

Die maßgeblichen Hersteller von Farbfernsehgeräten in der BRD haben Ende Oktober/Anfang November die Preise einiger oder aller Farbgeräte im Sortiment um etwa 6 % gesenkt und die gesenkten Preise erneut zur Preisbindung angemeldet.

Durch diese Maßnahme, die trotz erheblicher Bedenken wegen der Kostenlage und der bereits heute absehbaren Kostensteigerung beschlossen wurde, soll der Bestand der Preisbindung für Farbfernsehgeräte, die im Interesse eines einwandfreien Kundendienstes durch den Fachhandel unbedingt erforderlich ist, gesichert und eine Marktberuhigung erreicht werden.

Schnelle Ersatzteil-Lieferung

Innerhalb von zwei Arbeitstagen können Metz-Kunden dringend benötigte Ersatzteile erhalten, wenn sie diese Ersatzteile auf roten Karten anfordern. Die Karten für den Ersatzteil-Schnelldienst sind bei den Metz-Niederlassungen und -Werksvertretungen oder beim Werk erhältlich.

Einweihung eines Fernseherteile-Lagers

Die König-Electronic, Reichelsheim, weihte vor kurzem einen neuen Gebäudetrakt ein. Das Unternehmen verfügt damit jetzt über eines der größten Fernseherteile-Lager in Deutschland für den Service an Ablenkeinheiten, Zeilentransformatoren und Hochspannungsfassungen.

Geschäftsentwicklung bei SEL

Trotz angespanntem Arbeitsmarkts und einiger Kapazitätsengpässe steigerte die SEL-Gruppe ihren Umsatz in den ersten neun Monaten gegenüber dem gleichen Vorjahreszeitraum um 30 %. Deutlich zeichnet sich jedoch bereits die Endphase der Hochkonjunktur im Sinken des Auftragsbestandes ab, der Ende 1969 noch 87 % des Gesamtumsatzes ausmachte, Ende 1970 aber nur noch bei 70 % liegen wird. Der Kostendruck und die noch zu erwartenden Belastungen dürften dazu zwingen, die Investitionspläne zu überprüfen.

25 Jahre Harting

Am 30. Oktober 1970 feierte die Firma Wilhelm Harting, Werk für Elektrotechnik und Mechanik, Espelkamp, ihr 25jähriges Bestehen. Ursprünglich spezialisiert auf die Produktion von Bedarfsartikeln wie Sparlampen, Kochplatten und Bügelseisen, läuft das Produktionsprogramm heute zweigleisig. Der Bereich „elektrische Bauelemente“ umfaßt mehrpolige Steckvorrichtungen, Steckverbinder für gedruckte Schaltungen, Mikroschalter und Betätigungsgeräte. In der Abteilung „Gerätebau“ werden elektrische Zigaretten- und Musikautomaten, Lichtmaschinenregler und Kunststoff-Förderpumpen gefertigt.

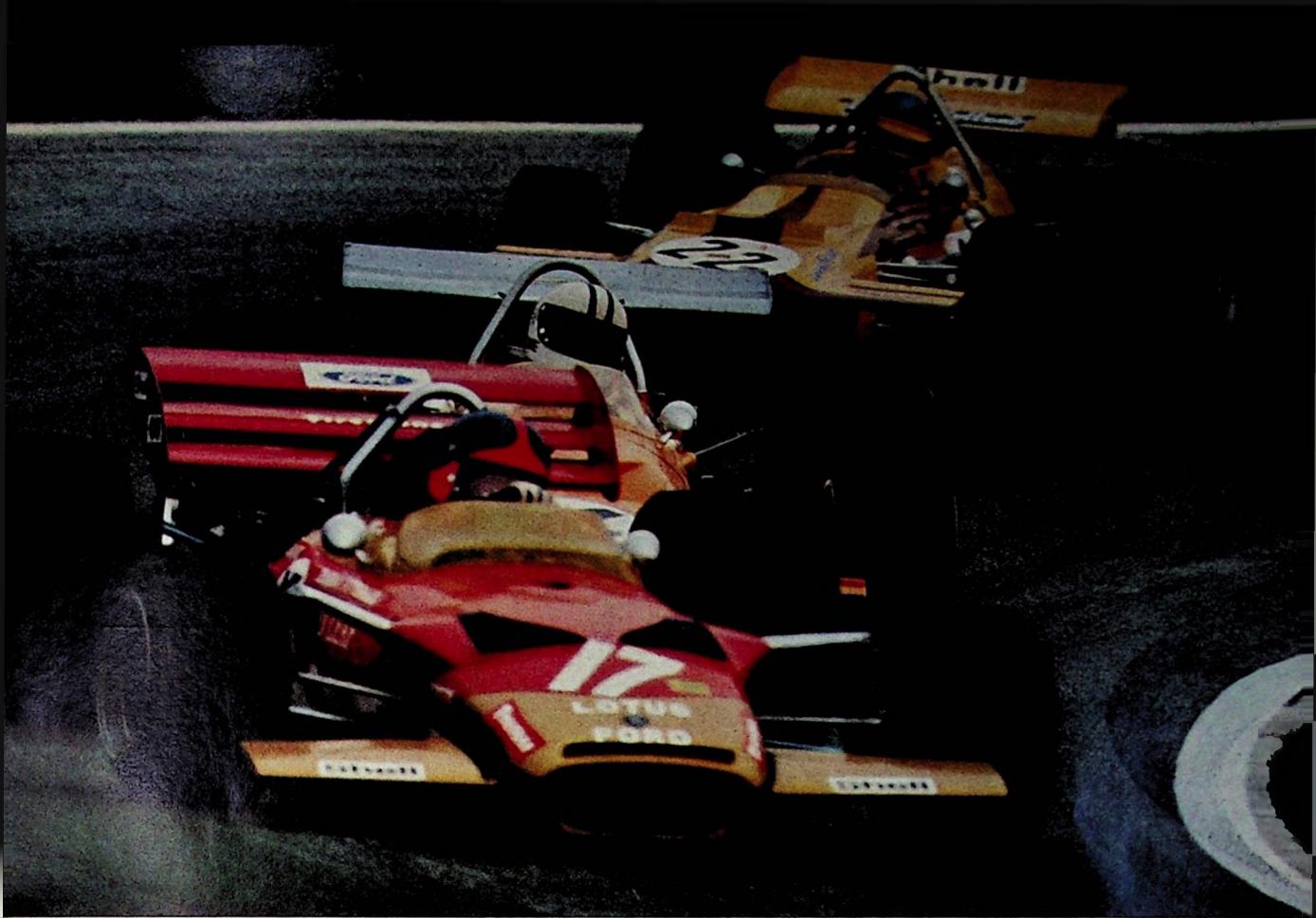
Seit dem Tode von Wilhelm Harting im Jahre 1962 trägt Marie Harting die Gesamtverantwortung für das Unternehmen, in dem fast 1400 Mitarbeiter beschäftigt sind. Sie wird unterstützt von profilierten Führungskräften und seit einigen Jahren auch durch die Söhne Dietmar — er leitet neben dem Vertrieb auch den kaufmännischen Bereich — und Jürgen Harting, der für den gesamten technischen Bereich verantwortlich ist.

10 Jahre Kontakt-Chemie

Am 1. Oktober 1970 konnte die Kontakt-Chemie, Rastatt-Niederbühl, ihr 10jähriges Bestehen begehen. Vor 10 Jahren brachte der Firmeninhaber, der Chemiker Wilfried Friedrich, der als leidenschaftlicher Funkamateure die Kontaktprobleme in elektronischen Geräten sehr genau kannte, erstmal den Kontaktreiniger „Kontakt 60“ in einer Spraydose mit aufsteckbarem Kapillarröhrchen auf den Markt. Heute liefert die Firma über 34 Auslandsvertretungen in allen Erdteilen und mit einem Marktanteil von 80 % in der Bundesrepublik und West-Berlin an Service-Werkstätten und Großhandelsbetriebe ihr reichhaltiges Sortiment von Kontaktspays, Schutz- und Isolierlacke, Kältespays und technischen Aerosolen.

„elecdis“ Ruggaber KG

Die Vertriebsabteilung für elektronische Bauelemente der Industrievertreitung Karl Ruggaber KG, 7 Stuttgart 1, Leuschnerstraße 44, firmiert ab sofort unter dem neuen Namen „elecdis“ Ruggaber KG. Die Firma ist seit einigen Jahren Distributor namhafter Herstellerfirmen elektronischer Bauelemente.



Wir liegen gut im Rennen.



Symbol für Vertrauen

Nehmen Sie den TÜB* und uns beim Wort.

1. »Gütezeichen« in der Publikumsbewerbung
2. Vertrauensperson für Sie
3. Markenprofilierer
4. Nachfrageförderer
5. Sicherheitsgarant

Bedienen Sie sich unserer Zuverlässigkeit.

*Technischer Überwachungs-Bauftragter

Bei uns läuft alles zum Besten. Auf unsere Techniker ist hundertprozentig Verlaß. Das beruhigt und verschafft Vorsprung. Und den wollen wir halten. Fahren Sie bei uns mit. Denn unsere Geräte funktionieren gut und ausdauernd. Und das ist auch ein Verkaufargument für Sie. Überzeugen Sie sich selbst. Hören oder sehen Sie einmal in unsere „Renner“ hinein. Machen Sie sich selbst Ihr neues Bild von IMPERIAL. Denn Sie sind der Fachmann.

So ausdauernd sind wir von IMPERIAL.

IMPERIAL
von innen heraus gut

Fachliteratur von hoher Qualität



Handbuch für Hochfrequenz- und Elektro-Techniker

I. Band:	728 Seiten · 646 Bilder	Ganzleinen 22,50 DM
II. Band:	760 Seiten · 638 Bilder	Ganzleinen 22,50 DM
III. Band:	744 Seiten · 669 Bilder	Ganzleinen 22,50 DM
IV. Band:	826 Seiten · 769 Bilder	Ganzleinen 22,50 DM
V. Band:	<i>Fachwörterbuch mit Definitionen und Abbildungen</i> 810 Seiten · 514 Bilder	Ganzleinen 28,— DM
VI. Band:	765 Seiten · 600 Bilder	Ganzleinen 22,50 DM
VII. Band:	743 Seiten · 538 Bilder	Ganzleinen 22,50 DM
VIII. Band:	755 Seiten · 537 Bilder	Ganzleinen 22,50 DM

Oszillografen-Meßtechnik

Grundlagen und Anwendungen von Elektronenstrahl-Oszillografen	von J. CZECH
684 Seiten · 636 Bilder · 17 Tabellen ..	Ganzleinen 38,— DM

Fundamente der Elektronik

Einzelteile · Bausteine · Schaltungen	von Baurat Dipl.-Ing. GEORG ROSE
223 Seiten · 431 Bilder · 10 Tabellen ..	Ganzleinen 19,50 DM

Schaltungen und Elemente der digitalen Technik

Eigenschaften und Dimensionierungsregeln zum praktischen Gebrauch	von KONRAD BARTELS und BORIS OKLOBDZIA
156 Seiten · 103 Bilder	Ganzleinen 21,— DM

Transistoren bei höchsten Frequenzen

Theorie und Schaltungspraxis von Diffusionstransistoren im VHF- und UHF-Bereich	von ULRICH L. ROHDE
163 Seiten · 97 Bilder · 4 Tabellen	Ganzleinen 24,— DM

Mikrowellen

Grundlagen und Anwendungen der Höchstfrequenztechnik	von HANS HERBERT KLINGER
223 Seiten · 127 Bilder · 7 Tabellen · 191 Formeln	Ganzleinen 26,— DM

Elektrische Nachrichtentechnik

von Dozent Dr.-Ing. HEINRICH SCHRÖDER	
I. Band: Grundlagen, Theorie und Berechnung passiver Übertragungsnetzwerke	
650 Seiten · 392 Bilder · 7 Tabellen ...	Ganzleinen 36,— DM
II. Band: Röhren und Transistoren mit ihren Anwendungen bei der Verstärkung, Gleichrichtung und Erzeugung von Sinusschwingungen	
603 Seiten · 411 Bilder · 14 Tabellen ..	Ganzleinen 36,— DM
III. Band: In Vorbereitung	

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

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH

1 BERLIN 52 (BORSIGWALDE)

Handbuch der Elektronik

Bauelemente und industrielle Schaltungstechnik	Herausgeber: Dr. REINHARD KRETMANN
529 Seiten · 478 Bilder · 17 Tabellen ..	Ganzleinen 42,— DM

Technik des Farbfernsehens

In Theorie und Praxis NTSC · PAL · SECAM

von Dr.-Ing. NORBERT MAYER (IRT)	
330 Seiten mit vielen Tabellen · 206 Bilder · Farbbildanhänger	
110 Schriftumsangaben · Amerikanische/englische Fachwörter	
Ganzleinen 32,— DM	

Transistor-Schaltungstechnik

von HERBERT LENNARTZ und WERNER TAEGER	
254 Seiten · 284 Bilder · 4 Tabellen ...	Ganzleinen 27,— DM

Praxis der Rundfunk-Stereofonie

von WERNER W. DIEFENBACH	
145 Seiten · 117 Bilder · 11 Tabellen ..	Ganzleinen 19,50 DM

Fernsehempfänger-Service

von WINFRIED KNOBLOCH	
108 Seiten · 39 Bilder · 4 Tabellen	Ganzleinen 11,50 DM

Prüfen · Messen · Abgleichen

Service an Farbfernsehempfängern PAL · SECAM

von WINFRIED KNOBLOCH	Neu!
176 Seiten · 64 Bilder	Ganzleinen 23,— DM

Kompendium der Photographie

von Dr. EDWIN MUTTER	
----------------------	--

I. Band: Die Grundlagen der Photographie	
Zweite, verbesserte und erweiterte Auflage	
358 Seiten · 157 Bilder	Ganzleinen 27,50 DM
II. Band: Die Negativ-, Diapositiv- und Umkehrverfahren	
334 Seiten · 51 Bilder	Ganzleinen 27,50 DM
III. Band: Die Positivverfahren, ihre Technik und Anwendung	
304 Seiten · 40 Bilder · 27 Tabellen ...	Ganzleinen 27,50 DM



... viele neue Pluspunkte

zu den bekannten Vorzügen der XC-Antennen

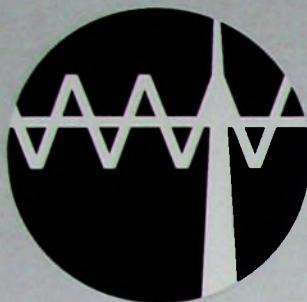
- ① handliche Kleinverpackung durch XC-3 Konzept
Kosteneinsparungen im Lager und Versand
müheloser Transport vom Lager zum Dach
- ② bequeme Schnellverschluß-Montage ohne Werkzeug
nachrüstbare Anschlußeinheit mit Steckhalterung
kontaktsicherer Kabel-Klemmanschluß ohne Schrauben
- ③ vorbereitet für Weichen- oder Verstärkereinbau
bekannt hohe Leistung - zu steigern durch **aktivkapsel**
anpassungsfähig an jede Empfangssituation

Konsequente Weiterentwicklung:



Hans Kolbe & Co

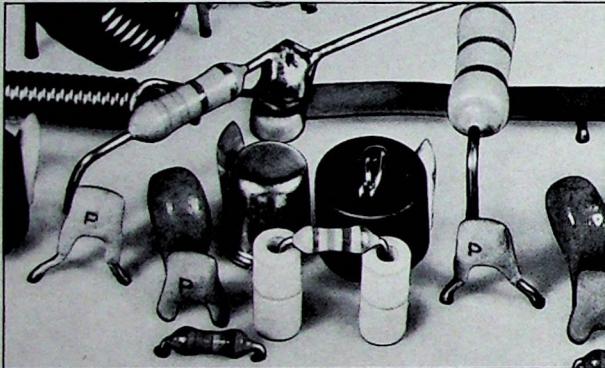




Philips Antennen

Sicherheit gegen störende Kreuzmodulation

...durch Transistor Breitband-Antennenverstärker
in neuartiger Technik

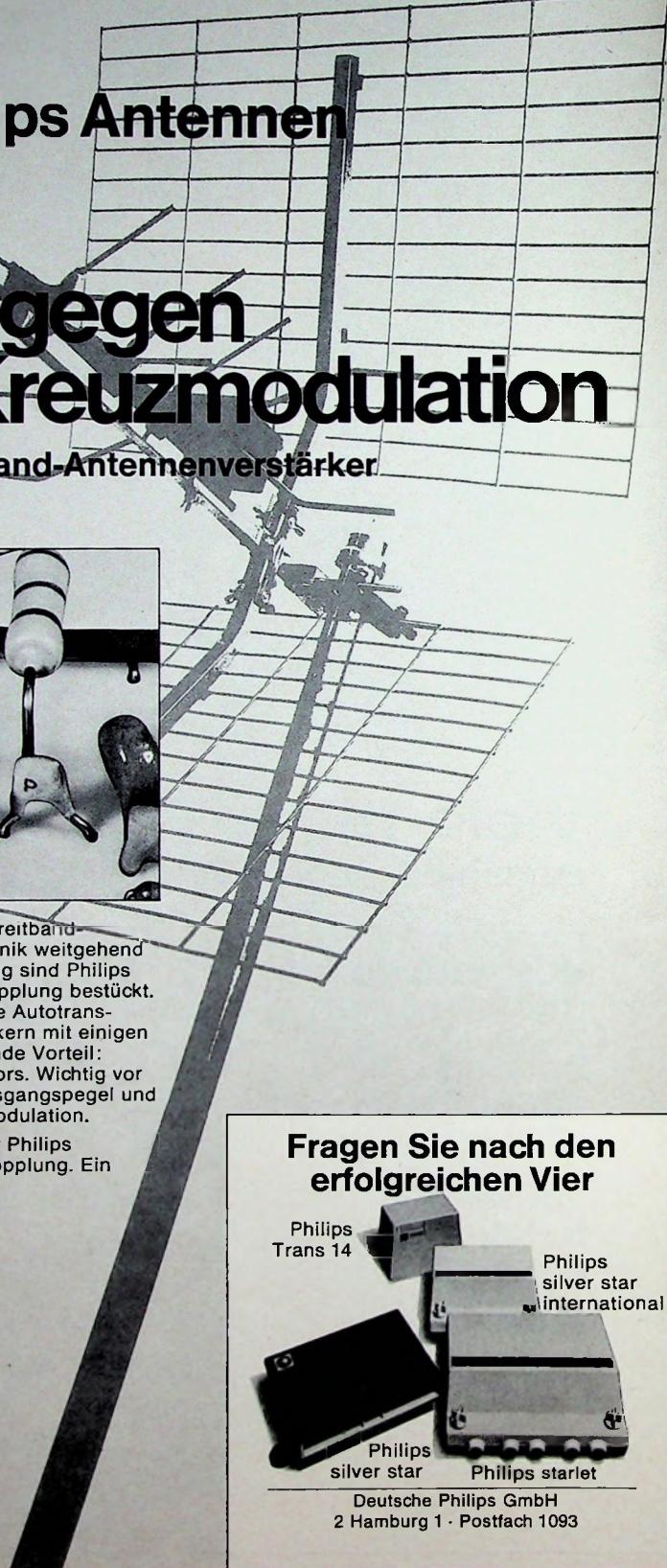


Kreuzmodulation, das große Problem bei Breitbandverstärkern ist durch neuartige Philips Technik weitgehend gelöst. Anstelle herkömmlicher RC-Kopplung sind Philips Breitbandverstärker mit moderner Trafo-Kopplung bestückt. Das heißt: Die Transistoren sind über kleine Autotransformatoren gekoppelt, die aus einem Ferritkern mit einigen Drahtwindungen bestehen. Der entscheidende Vorteil: Geringere Stromaussteuerung des Transistors. Wichtig vor allem in der Endstufe. Dadurch höherer Ausgangspegel und höchste Sicherheit gegen störende Kreuzmodulation.

Darin liegt u. a. das große Erfolgsrezept der Philips Transistor-Breitbandverstärker mit Trafo-Kopplung. Ein Erfolgsrezept für Sie von Philips.



PHILIPS



**Fragen Sie nach den
erfolgreichen Vier**

Philips
Trans 14



Philips
silver star
international

Philips
silver star Philips starlet

Deutsche Philips GmbH
2 Hamburg 1 · Postfach 1093

Chefredakteur: WILHELM ROTH

Chefkorrespondent: WERNER W. DIEFENBACH

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

FUNK-TECHNIK

Amateurfunk-Satelliten

Im kommerziellen Funkverkehr konnten sich Satelliten so sehr bewähren, daß sie heute auf dem Gebiet der Nachrichtenübermittlung vom Telefongespräch bis zur Farbfernsehsendung zu den ständig benutzten Einrichtungen gehören. Auch der Amateurfunk beschäftigt sich auf internationaler Ebene bereits seit Jahren mit den Einsatzmöglichkeiten von Satelliten. Dieses Arbeitsgebiet erschließt vor allem auf UKW eine neue Technik, hilft aber auch, ungewöhnliche Ausbreitungsscheinungen zu erklären. Dafür steht wegen der weltweiten Verbreitung des Amateurfunks ein internationales Beobachternetz zur Verfügung, das zur Deutung bestimmter Phänomene beitragen kann.

Der Start des Amateurfunks in die Weltraumtechnik begann schon im Jahre 1961 mit dem ersten Amateurfunk-Satelliten Oscar I, der in der Zeit vom 12. Dezember 1961 bis zum 1. Januar 1962 Telemetriesignale sendete. Kurz darauf übertrug der zweite AFU-Satellit Oscar II in der Zeit vom 2. bis 20. Juni 1962 gleichfalls Telemetriesignale. Nach nahezu dreijähriger Pause folgte der erste Transponder-Satellit Oscar III. Er konnte die auf 144 MHz empfangenen Signale verstärken und umgesetzt wieder auf dem 2-m-Band zur Erde zurücksenden. Dieser Satellit war vom 9. bis 24. März 1965 in Betrieb. Eine Variante bot der vierte Satellit Oscar IV. Er arbeitete vom 21. Dezember 1965 bis Mitte März 1966 als Transponder und strahlte die auf 2 m empfangenen Signale wieder auf dem 70-cm-Band zurück.

Oscar V, das bisher letzte AFU-Satelliten-Projekt, übertrug Telemetriesignale auf dem 2-m- und 10-m-Band. Der Starttermin wurde öfter verschoben. Hierfür gab es verschiedene technische Gründe. Schon im Jahre 1965 begann die Melbourne University Aeronautical Society mit der Planung und dem Bau des Satelliten. Er kam jedoch erst Mitte 1967 zur Überprüfung zum Project-Oscar-Zentrum nach Kalifornien. Seit dem Frühjahr 1969 wartete man auf dem Western Test Range — in der Nähe von Lompoc — darauf, daß der Start mit einer Delta-N-Rakete erfolgen könnte. Schließlich gelang es, Oscar V am 23. Januar 1970 zusammen mit dem meteorologischen Satelliten Icos I in den Weltraum zu bringen. Nach den Berechnungen sollte der Winkel zwischen der Ebene des Erdäquators und der Bahnebene des Satelliten 101,9° sein. Oscar V bewegte sich auf einer nahezu kreisförmigen Bahn in einer Höhe von etwa 1450 km über der Erdoberfläche — erdnächster Punkt 1432 km, erdferner Punkt 1478 km — und hatte eine Umlaufzeit von 115,1 min. Die Äquatorübergänge verliefen jeweils etwa 28° westlich derjenigen des vorhergehenden Umlaufs.

Etwa 65 Minuten nach dem Start der Delta-N-Rakete wurde die vorgeschriebene Höhe von 1450 km erreicht, und die Sender des Oscar V begannen auf 144,05 und auf 29,45 MHz zur Erde zu funkeln. Da es darauf ankam, die Beobachterstationen rechtzeitig zu alarmieren, wurde der Countdown für den Satellitenstart bereits von W 1 AW und von anderen Stationen auf den KW-Bändern ausgestrahlt. Auch in Deutschland verbreitete man über die Rundfunkstation DL Ø AB der Interessengemeinschaft Ionosphäre Nachrichten und die Vorhersagen für die Hörbarkeitszeiten des Satelliten unter Mitwirkung von DL 6 YB und DL 6 LA. Die Hör-

berichte zeigten ein weltweites Echo. Der erste Hörbericht auf 2 m kam aus Madagaskar. Im europäischen Raum konnte der erste Umlauf auf 2 m und 10 m von zahlreichen Beobachtern kontrolliert werden. Etwas später trafen Empfangsmeldungen aus Nordamerika und aus Melbourne ein.

Wenn man von gewissen Schwierigkeiten bei der Übertragung der Telemetriesignale absieht, arbeiteten beide Sender bis Mitte Februar einwandfrei. Die 2-m-Bake sendete ununterbrochen mit einer Leistung von 50 mW. Dagegen lag die Leistung des 10-m-Senders bei rund 250 mW. Beide Sender wurden aus Batterien mit einer Lebensdauer von etwa zwei Monaten gespeist. Aus Gründen der Stromersparnis arbeitete der 10-m-Sender nur an den Wochenenden und wurde durch ein Signal von der Bodenstelle aus eingeschaltet. Beide Baken übertrugen als Kennung die Zeichen „hi“. Außerdem wurden auf sieben Kanälen in verschlüsselter Form Telemetriesignale ausgestrahlt, und zwar unter anderem Temperatur, Batteriespannung und die Art der Drehbewegungen. Ferner kam es darauf an, durch ein magnetisches Stabilisierungssystem diese Drehbewegungen auszuschalten, damit die Signale auf der Erde ohne Fading hörbar wurden. Während bei den vorangegangenen AFU-Satelliten die Größe der gemessenen Werte durch die Geschwindigkeit eines Zeitsignals gegeben war, mußte man bei Oscar V die Meßwerte aus der Höhe der übertragenen Tonfrequenzen ermitteln.

Nach Auswertung der Telemetriesignale konnte man feststellen, daß Oscar V innerhalb der vorgesehenen Grenzen arbeitete. Wenn beide Sender in Betrieb waren, erhöhte sich der Batteriestrom etwa auf den dreifachen Wert. Während der ersten Umläufe hielt sich die Batteriespannung noch auf 20 V und sank dann bis Mitte Februar auf rund 15 V. Zu diesem Zeitpunkt fiel der 2-m-Sender aus. Der 10-m-Sender konnte dagegen noch einige Wochen mit geringer Feldstärke aufgenommen werden, bis auch er am 10. März 1970 etwa beim 580. Umlauf seine Tätigkeit beendete. Nach dem 70. Umlauf konnte man mit dem magnetischen Stabilisierungssystem die Drehbewegungen des Satelliten völlig ausgleichen.

Die Beobachtungen der Oscar-V-Signale gelang mit normalen Amateurfunk-Empfangsanlagen, denn die Sendefrequenzen lagen innerhalb zweier Amateurbänder. Die Berichte über den Empfang dieser Signale wurden mit einer attraktiven QSL-Karte bestätigt, sobald sie bei der Universität Melbourne eingegangen waren. Der Schwerpunkt des wissenschaftlichen Programms von Oscar V lag bei der Auswertung der 10-m-Beobachtungen. Die 10-m-Bake machte erstmalig die Beobachtung von Signalen eines Amateur-KW-Senders oberhalb der Ionosphäre möglich. Es konnten vielfach Überreichweiten festgestellt werden. Zum Beispiel gelang es, den Satelliten nach den Untergängen unter den Horizont — vor allem in nordnordwestlicher Richtung, beispielsweise Grönland — noch bis zu zehn Minuten zu empfangen. Die bis jetzt gesammelten Erfahrungen mit Amateurfunk-Satelliten werden dazu beitragen, daß ähnlich wie der kommerzielle Überseefunk auch der Amateurfunk in nicht allzu ferner Zeit teilweise über Satelliten abgewickelt wird.

Werner W. Diefenbach

Der Operationsverstärker - ein universelles Bauelement der Elektronik

Der Verstärker ist ein wesentlicher Bestandteil vieler elektronischer Geräte. Noch vor wenigen Jahren war es üblich, für jede spezielle Verwendung einen individuellen Verstärker zu entwickeln. Heute faßt man dagegen den aktiven Teil der Verstärkerschaltungen (mehrstufige Anordnungen von Röhren oder Transistoren) zu jeweils einem Baustein zusammen, dessen Eigenschaften den Anforderungen eines möglichst weit gefassten Anwendungsbereichs genügen. Dadurch werden die Entwicklung und der Aufbau von Verstärkern stark vereinfacht. Mit diesem „idealen“ Verstärkerbaustein und einigen Gegenkopplungselementen zum Festlegen des geforderten Übertragungsverhaltens ist die Lösung einer Vielzahl von Aufgaben der Elektronik möglich.

In der Analog-Rechentechnik werden seit langem Rechner mit gleichartigen Verstärkern – den Rechenverstärkern (operational amplifiers) – bestückt, die in Verbindung mit verschiedenen Schaltungselementen verschiedene Rechenoperationen nach Programm ausführen können. Die Universalität derartiger Verstärker ermöglicht es, mit wenigen Typen viele Meßprobleme zu lösen, und schafft die Voraussetzung, sie nach den Gesichtspunkten der Massenfertigung unter Anwendung moderner Technologien herzustellen.

1. Aufbau und Wirkungsweise

Operationsverstärker sind in der üblichen Transistororschaltungstechnik auf geätzten Leiterplatten, in Hybridschichten als Dünns- oder Dickschichtausführung sowie als integrierte Bauelemente auf dem Markt (Bild 1). Bei der Hybridausführung werden passive Elemente wie Widerstände, Verbindungsleitungen und Kondensatoren auf ein Isoliersubstrat (Aluminimumoxid-Keramik mit mehr als 92 % Al_2O_3) aufgedampft und aktive Elemente, beispielsweise Transistorssysteme, nachträglich eingelötet. Die Vorteile dieser Technologie sind kleine Abmessungen, geringes Gewicht und wirtschaftliche Herstellung auch kleiner Serien.

Ein sehr wirtschaftlich einsetzbares Bauelement ist der integrierte Operationsverstärker, der in einem komplizierten Fertigungsprozeß als monolithischer Siliziumschaltkreis hergestellt wird. Integrierte Schaltungen zu verwenden ist nicht nur wegen ihrer hohen Zuverlässigkeit naheliegend, sondern auch wegen des geringen Platzbedarfs, der niedrigen Leistungsaufnahme und nicht zuletzt wegen der günstigen Preise bei großen Stückzahlen. Verschiedene Operationsverstärkertypen sind heute bereits billiger als mancher Einzeltransistor. Die integrierte Schaltungstechnik ermöglicht Schaltungen, die früher mit diskreten Bauelementen aus Kostengründen nicht realisiert wurden. Selbst dann, wenn

Dipl.-Ing. Kurt Günzel ist Laborleiter
in der Fernmeßentwicklung der Siemens
AG, Karlsruhe.

die Leistungsfähigkeit eines Operationsverstärkers in integrierter Schaltungstechnik nur teilweise ausgenutzt wird ist sein Einsatz vertretbar.

Bei Operationsverstärkern handelt es sich im allgemeinen um Gleichspannungsdifferenzverstärker. Der typische Schaltungsaufbau sei am Beispiel des integrierten Operationsverstärkers TAA 521 beschrieben.

Der Verstärker (Bild 2) besteht aus einer Eingangsstufe, mehreren Zwischenstufen und einer Endstufe. Die Konstantstromquelle mit den Schaltelementen T_7 , R_6 und D_1 stabilisiert den Emittersummenstrom der Differenz-Eingangsstufe T_1 , T_2 , deren Verstärkerwirkung durch den Transistor T_8 unterstützt wird. Eine Zwischen-

stufe mit den Transistoren T 3 bis T 6, die als Darlington-Verstärker aufgebaut ist, koppelt das Ausgangssignal der Eingangsstufe nahezu rückwirkungsfrei aus. Die Diode D 2 kompensiert den Temperaturgang der Emitter-Basis-Strecken der Transistoren T 5 und T 6. Das Ausgangssignal gelangt nach einer Potentialumsetzung mit den Transistoren T 9 und T 10 zur Basis des Treibertransistors T 11. Dieser schließlich steuert die Endstufe T 12, T 13, deren Verstärkung durch den Gegenkopplungswiderstand R 13 stabilisiert wird. Bei Steuerung am Eingang E₁ (invertierender Eingang) entsteht am Ausgang A eine gegenphasige, bei Steuerung am Eingang E₂ (nichtinvertierender Eingang) eine gleichphasige Spannung.

Bild 1. Bauformen von Operationsverstärkern

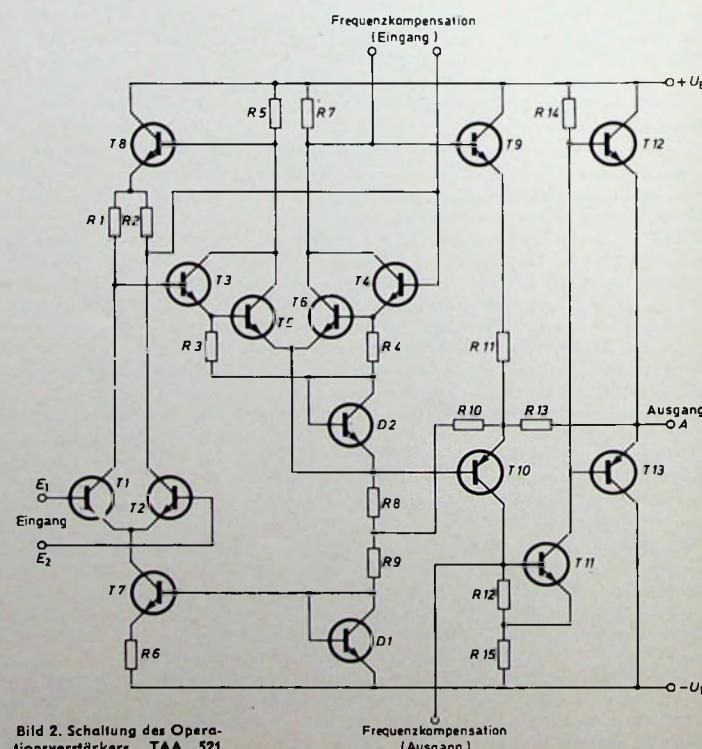
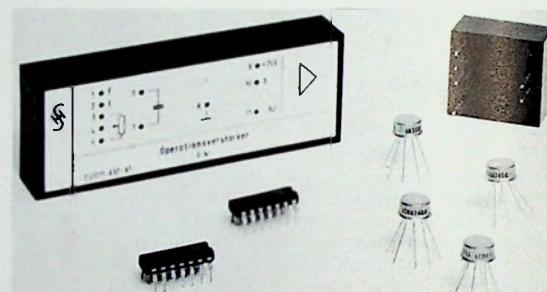


Bild 2. Schaltung des Operationsverstärkers TAA 522

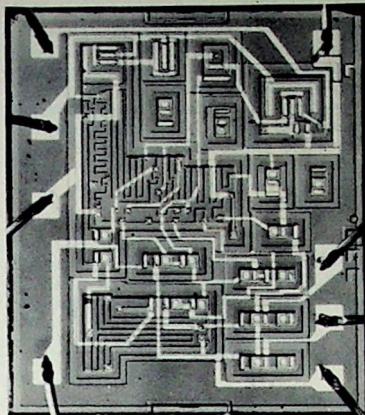


Bild 3. Operationsverstärker in integrierter Schaltungstechnik (natürliche Größe etwa 1 mm x 1,2 mm)

Die gesamte Schaltung im Bild 2 ist auf einem Silizium-Chip von etwa 1 mm × 1,2 mm untergebracht (Bild 3). Ausgangsmaterial für die Herstellung des Chips ist eine P-leitende Siliziumscheibe. Durch Oxydation, Diffusion und fotochemische Prozesse werden in Schichten Widerstände, Dioden, Transistoren und Kapazitäten erzeugt, die der integrierten Schaltung die typischen flächenhaften Struktur verleihen. Diese Technologie führt nicht nur zu erhöhter Zuverlässigkeit – im Vergleich zur Schaltung mit diskreten Bauelementen wird eine Vielzahl von Lötsstellen vermieden –, sondern sie garantiert auch gute Symmetrie und geringe Temperaturempfindlichkeit. Die auf engstem Raum gleichzeitig entstehenden Halbleiterelemente haben weitgehend identische Eigenschaften, und es treten infolge der Anordnung auf einem gemeinsamen Träger keine nennenswerten Temperaturdifferenzen auf. Ausdruck dieser idealen Paarungsbedingungen für die Halbleiterelemente auf dem Silizium-Chip sind die guten Eigenschaften der Operationsverstärker in integrierter Schaltungstechnik (Tab. I), die sich bei Schaltungen mit diskreten Elementen nur durch Aus suchen paarweise gleicher Eingangstransistoren erreichen lassen.

2. Wichtige Kenngrößen

Zur Beschreibung und Beurteilung eines Operationsverstärkers muß nicht unbedingt ein Schaltbild mit allen Details zur Verfügung stehen. Er läßt sich vielmehr durch einige typische Kenngrößen ausreichend charakterisieren. In erster Näherung gilt die verein-

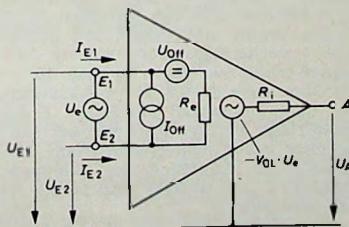


Bild 4. Ersatzschaltung eines Operationsverstärkers

Tab. I. Eigenschaften von integrierten Operationsverstärkern

Kenngröße	Nebenbedingungen	Wert
Spannungsverstärkung V_{OL}		$50000 \pm 94 \text{ dB}$
Eingangswiderstand R_E		$250 \text{ k}\Omega$
Ausgangswiderstand R_A		150 Ohm
Offsetspannung U_{OFF}		2 mV
TK der Offsetspannung	im Bereich 0...70 °C	$10 \mu\text{V}/\text{grad}$
Eingangstrom I_E		$0,3 \mu\text{A}$
Offsetstrom I_{OFF}		100nA
Gleichtaktunterdrückung G		90 dB
Gleichtakt-Eingangsspannung		$\text{max. } \pm 10 \text{ V}$
Ausgangsspannung	$R_A > 2 \text{ k}\Omega$	$\text{max. } \pm 13 \text{ V}$
Hilfsspannung		$\text{max. } \pm 18 \text{ V}$
Arbeitstemperaturbereich		$0 \dots +70^\circ\text{C}$

fachte Ersatzschaltung nach Bild 4, in der die durch das komplexe Zusammenwirken aller Schaltungselemente gegebenen Eigenschaften konzentriert durch einige Ersatzquellen und -widerstände repräsentiert werden.

2.1. Spannungsverstärkung V_{OL}

Die Verstärkung V_{OL} (Open Loop Voltage Gain, Large-Signal Voltage Gain) des Operationsverstärkers ist das Verhältnis von Ausgangsspannung U_A zu Eingangsspannung U_E im nichtgegengekoppelten Zustand

$$V_{OL} = \frac{U_A}{U_E} \Big|_{R_A \rightarrow \infty} \quad (1)$$

(R_A ist der Lastwiderstand). Sie wird im allgemeinen für bestimmte Arbeits- und Aussteuerbereiche (zum Beispiel Ausgangsspannung $\pm 5 \text{ V}$, Lastwiderstand $> 2 \text{ k}\Omega$) angegeben, und ist frequenzabhängig. Durch die Kapazi-

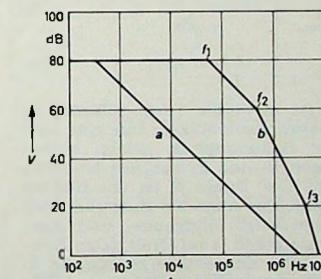


Bild 5. Frequenzgang der Verstärkung eines Operationsverstärkers; a kompensiert, b unkompliniert

täten und Grenzfrequenzen der Stromverstärkung in den Transistoren der einzelnen Verstärkerstufen – sie werden jeweils bei unterschiedlich hohen Frequenzen wirksam – entsteht der im Bild 5 (Bode-Diagramm) dargestellte typische Frequenzgang des unkomplinierten Operationsverstärkers. Die idealisierten Eckfrequenzen f_1 , f_2 und f_3 leiten jeweils den Verstärkungsabfall von 6 dB, 12 dB beziehungsweise 18 dB je Oktave ein. Ohne zusätzliche Kompensationsmaßnahmen besteht (besonders bei starker Gegenkopplung) die Gefahr der Selbsterregung.

Eine Schaltung zur Messung der Spannungsverstärkung und deren Frequenzgang ist im Bild 6 angegeben. Der

Gegenkopplungswiderstand R_2 soll sehr groß im Verhältnis zum Verstärkerausgangswiderstand R_A sein, damit keine nennenswerte Belastung des Verstärkers auftritt.

2.2. Offsetspannung U_{OFF}

Abweichungen von der Symmetrie in den Differenzverstärkerstufen, besonders bei der Eingangsstufen, bewirken, daß bei fehlender Eingangsspannung eine von Null verschiedene Ausgangsspannung auftritt. Diejenige Spannungsdifferenz, die an den Eingängen wirksam sein muß, um die Ausgangsspannung Null zu realisieren, wird als Offsetspannung U_{OFF} (Input Offset Voltage) bezeichnet

$$U_{OFF} = U_{E1} - U_{E2} \text{ für } U_A = 0, R_Q = 0 \quad (2)$$

(R_Q = Quellenwiderstand). Die Offsetspannung ist eine Funktion der Temperatur, der Verstärkerhilfsspannung und der Zeit (Langzeitdrift). Der Temperaturkoeffizient sowie der Hilfsspannungseinfluß (Power Supply Rejection) für die Offsetspannung sind in den Datenblättern als Mittelwerte für einen abgegrenzten Geltungsbereich angegeben.

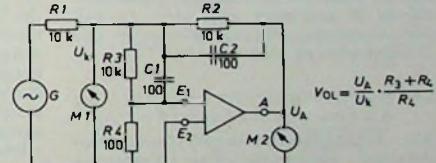


Bild 6. Schaltung zur Messung der Verstärkung (M1, M2 Oszilloskop oder Wechselspannungsmeter; G Generator 10 Hz...1 MHz, 5 Vpp)

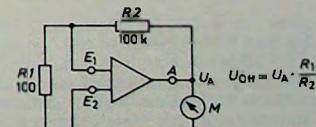


Bild 7. Messung der Offsetspannung (M Gleichspannungsvoltmeter)

ben (zum Beispiel $5 \mu\text{V}/\text{grad}$ im Bereich $0 \dots +70^\circ\text{C}$). Sie können innerhalb des Geltungsbereiches angenähert als linear betrachtet werden. Zur Messung der Offsetspannung und ihrer Abhängigkeiten eignet sich die Schaltung im Bild 7.

2.3. Eingangsstrom I_E , Offsetstrom I_{OII}

Zur Funktion des Verstärkers ist ein je nach Eingangsschaltung mehr oder weniger hoher Eingangsstrom I_E (Basissstrom der Eingangstransistoren, Input Bias Current) nötig

$$I_E = \frac{I_{E1} + I_{E2}}{2}. \quad (3)$$

Wegen der praktisch stets vorhandenen Unsymmetrien im Verstärker sind die beiden Eingangsströme I_{E1} und I_{E2} jedoch nicht gleich. Ihre Differenz wird als Offsetstrom bezeichnet

$$I_{OII} = I_{E1} - I_{E2} \text{ für } U_A = 0. \quad (4)$$

Der Offsetstrom (Input Offset Current) macht sich besonders bei der Aussteuerung des Verstärkers mit Spannungsquellen, die hohe Quellenwiderstände haben, störend bemerkbar. Er beträgt etwa 10 ... 30 % des Eingangsstroms und ist ebenfalls temperaturabhängig.

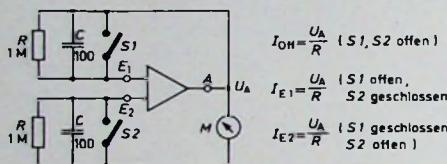


Bild 8. Messung von Eingangsstrom und Offsetstrom (M Gleichspannungsmeter)

Zur Messung von I_E und I_{OII} dient die Schaltung im Bild 8. Dabei nutzt man aus praktischen Gründen (ebenso wie bei der Messung der Offsetspannung) die Auswirkung dieser Größen auf die Ausgangsspannung aus. Daß hierbei die Ausgangsspannung entgegen der Definition verschieden von Null wird, ist belanglos. Die Messung wird jedoch um den Betrag der Offsetspannung verschoben. Dieser Fehler ist vernachlässigbar, wenn die Gegenkopplungswiderstände R genügend groß sind, so daß die Ausgangsspannung Werte in der Größenordnung Volt erreicht.

2.4. Eingangswiderstand R_e , Ausgangswiderstand R_i

Als Eingangswiderstand (Input Resistance) beziehungsweise Ausgangswiderstand (Output Resistance) bezeichnet man den zwischen den beiden Eingängen beziehungsweise zwischen Ausgang und Bezugspunkt wirksamen differentiellen Widerstand.

2.5. Gleichtaktunterdrückung G

Die Gleichtaktunterdrückung G (Common Mode Rejection Ratio) gestattet die Beurteilung des Verstärkerverhaltens bei an beiden Eingängen gleichphasig wirkenden Eingangssignalen. Sie sagt aus, in welchem Maße ein Gleichtaktsignal im Verhältnis zum Gegenaktsignal am Ausgang unterdrückt erscheint

$$G = 20 \cdot \lg V_{OLG} - 20 \cdot \lg V_{OLG}. \quad (5)$$

Darin ist V_{OLG} die Verstärkung eines an beiden Verstärkereingängen gleichphasig wirkenden Signals.

Zusätzlich zu diesen typischen Kenngrößen enthalten die Datenblätter für Operationsverstärker noch weitere Angaben, zum Beispiel über Hilfsspannung, Leistungsaufnahme usw., die hier zwar keiner besonderen Erläuterung bedürfen, für den praktischen Einsatz aber natürlich von Bedeutung sind.

3. Gegenkopplung

Operationsverstärker arbeiten, von wenigen Ausnahmen abgesehen, mit Rückkopplung. Die Rückkopplung ist als Mitkopplung ausgeführt, wenn Oszillatoren oder Impulsgeneratoren zu realisieren sind. Zum Aufbau stabiler Verstärker wird das Ausgangssignal auf den Eingang gegengekoppelt. Die Kenndaten gegengekoppelter Verstärker hängen sehr stark vom Rückführnetzwerk ab. Die Gegenkopplungstechnik soll zunächst unter Verwendung eines idealisierten Verstärkers nach Bild 9 erläutert werden.

Als Beispiel wird die Spannungsparallelgegenkopplung untersucht. Bei

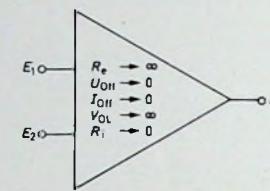


Bild 9. Ideal Operationsverstärker

Annahme eines idealen Operationsverstärkers gilt für die Schaltung im Bild 10a

$$I_E - I_G = 0, \quad (6)$$

$$I_G = \frac{U_A}{R_2}, \quad (7)$$

$$\frac{U_A}{I_E} = R_2. \quad (8)$$

Gl. (7) ist in dieser Form zulässig, da der Operationsverstärker nur eine sehr niedrige Spannung an seinen beiden Eingängen E_1 und E_2 zur Aussteuerung benötigt. Der Punkt S ist ein fiktiver Nullpunkt, der auch als Summenpunkt bezeichnet wird. Eingangs- und Ausgangswiderstand sind Null. Der Verstärker setzt den Eingangstrom I_E in eine eingeprägte Spannung U_A um. Die Übertragung ist eindeutig durch den „Übertragungswiderstand“ R_2 gegeben. Eingangsstrom und Ausgangsspannung sind gegenphasig; der Verstärker invertiert. Dieser Sachverhalt wird hier und in den folgenden Beispielen durch die Richtungspfeile ausgedrückt. Eine Vorzeichenangabe bei den Übersetzungsgleichungen entfällt.

Der Eingangstrom I_E wird bei diesem Beispiel von einer idealen Stromquelle erzeugt. Er kann aber auch von verschiedenen Spannungen U_{E11} bis U_{E1n} über die Widerstände R_{11} bis R_{1n} abgeleitet werden (Bild 10 b). Für die Übersetzung gilt dann sinngemäß

$$U_A = R_2 \cdot \sum_1^n \frac{U_{E1a}}{R_{1a}}. \quad (9)$$

Die eingeprägte Ausgangsspannung U_A ist der Summe der durch die zuge-

ordneten Widerstände bewerteten Teilspannungen proportional.

Zum Prüfen der Zulässigkeit der Rechnung mit idealem Operationsverstärker wird das Verhalten der Spannungsparallelgegenkopplung bei Berücksichtigung der realen Verstärkerkennwerte an Hand eines Zahlenbeispiels untersucht. Mit den Kenngrößen der Ersatzschaltung im Bild 4 gilt für den Übertragungswiderstand

$$R_E = \frac{U_A}{I_E} = \frac{1}{R_2} \quad (10)$$

$$R_2 \cdot \frac{1}{1 + \frac{(1 + \frac{R_2}{R_e})(1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{R_1}{R_A})}{V_{OL} - \frac{R_1}{R_2}}} \cdot \frac{1}{\text{Störglied } St}$$

für den Eingangswiderstand

$$R_E = R_2 \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_2}{R_e} + \frac{V_{OL} - \frac{R_1}{R_2}}{1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{R_1}{R_A}}}. \quad (11)$$

und für den Ausgangswiderstand (Ausgangswiderstand)

$$R_I = R_1 \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{V_{OL} - \frac{R_1}{R_2}}{R_2 + R_e}}. \quad (12)$$

Ein Operationsverstärker mit den Kenndaten nach Tab. I sei folgender-

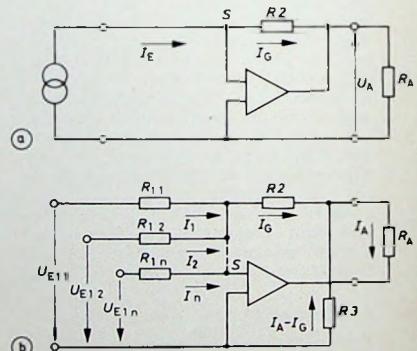


Bild 10. a) Verstärker mit Spannungs-Parallelgegenkopplung, b) Verstärker mit Strom-Parallelgegenkopplung und Eingangstromsummierung

maßen beschaltet: $R_2 = 100 \text{ kOhm}$, $R_A = 2 \text{ kOhm}$. Für das Störglied St in Gl. (10) ergibt sich damit der gegenüber 1 vernachlässigbare Wert $3 \cdot 10^{-5}$. Ferner erhält man $R_E = R_2 \cdot 2,15 \cdot 10^{-4} = 2,15 \text{ Ohm}$, $R_I = R_1 \cdot 2,8 \cdot 10^{-5} = 4,2 \text{ mOhm}$. Der Spannungsabfall am Punkt S des Verstärkers beträgt $0,215 \text{ mV}$ bei Einführung des Eingangsnennstroms von $100 \mu\text{A}$. Die Annahme des Summenpunktes S als fiktiver Nullpunkt ist also berechtigt.

Die Gleichungen (10) bis (12) gehen bei großer Verstärkung unter der Voraussetzung $R_e \rightarrow \infty$, $R_I \rightarrow 0$ in die Formen

$$R_E = R_2 \cdot \frac{V_{OL}}{V_{OL} + 1}, \quad (13)$$

$$R_E = R_2 \cdot \frac{1}{V_{OL} + 1}, \quad (14)$$

$$R_I = R_1 \cdot \frac{1}{V_{OL} + 1} \quad (15)$$

über. Der Übertragungswiderstand R_O wird stabilisiert. Eingangs- und Innenwiderstände bleiben zwar direkt von der Verstärkung abhängig, werden aber vernachlässigbar klein. Tab. II zeigt eine Zusammenstellung verschiedener Gegenkopplungsschaltungen mit ihren typischen Eigenschaften.

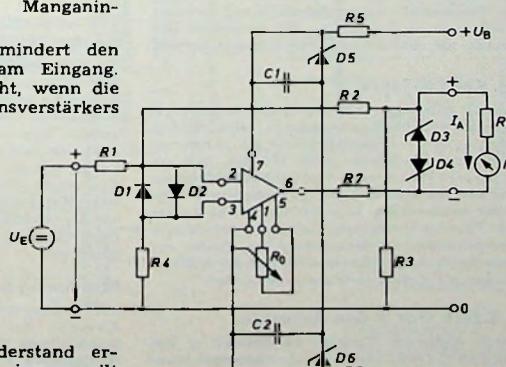
Die Annahme eines idealen Operationsverstärkers und damit die vereinfachte Rechnung ist jedoch nur dann zulässig, wenn ein genügender Abstand der Betriebsgrößen von den realen Verstärkerkenngrößen gegeben ist. Bei Betrieb in Grenzbereichen, bei niedrigen Eingangssignalen, hohen Frequenzen und großen Verstärkungsfaktoren sind die realen Eigenschaften der Operationsverstärker besonders zu berücksichtigen.

4. Erweiterte Beschaltung

Beim praktischen Einsatz von Operationsverstärkern sind oft zusätzliche Beschaltungen und Erweiterungen mit diskreten Bauelementen nötig, besonders beim Betrieb in Grenzbereichen. Bild 11 zeigt als Beispiel die vollständige Beschaltung eines Operationsverstärkers in Strom-Parallelgegenkopplung (Tab. II, Schaltung 3) zur Übersetzung einer Eingangsspannung U_E in einen eingeprägten Strom für Fernmelzwecke. Die Widerstände R_1 , R_2 und R_3 bestimmen die Steilheit des Verstärkers. Da sie Genauigkeit und Konstanz entscheidend beeinflussen, sind hier hochwertige Bauelemente, also Metallschicht- oder Manganinwiderstände, einzusetzen.

Der Widerstand R_4 vermindert den Einfluß der Stromdrift am Eingang. Ein Optimum wird erreicht, wenn die Eingänge des Operationsverstärkers

Bild 11. Vollständige Beschaltung eines Operationsverstärkers in Strom-Parallelgegenkopplungsschaltung



den gleichen Abschlußwiderstand erhalten. Für die Dimensionierung gilt deshalb in diesem Falle

$$R_4 \approx \frac{(R_2 + R_3) \cdot R_1}{R_1 + R_2 + R_3}.$$

Um den Einfluß der Versorgungsspannung zu reduzieren, wird sie mit Hilfe der Z-Dioden D_5 und D_6 stabilisiert. Die beiden Kondensatoren C_1 und C_2 unterstützen die Hilfsspannung und verhindern Schwing- und Kopplungseffekte. Sind die Eingangs- und Ausgangsleitungen des Verstärkers Beeinflussungen ausgesetzt – beispielsweise beim Ein-

Tab. II. Gegenkopplungsschaltungen

Schaltung	Gegenkopplung	Übersetzung	Eingangs-widerstand	Ausgangs-widerstand
1	Spannungs-Parallel-gegenkopplung	$\frac{U_A}{U_E} = \frac{R_2}{R_1} \left(1 + \frac{R_L}{R_3} + \frac{R_L}{R_2} \right)$	R_1	0
2	Spannungs-Parallel-gegenkopplung	$\frac{U_A}{U_E} = \frac{R_2}{R_1}$	R_1	0
3	Strom-Parallel-gegenkopplung	$\frac{I_A}{U_E} = \frac{1}{R_1 + R_3}$	R_1	∞
4	Strom-Parallel-gegenkopplung	$\frac{I_A}{U_E} = \frac{1}{R_1}$	R_1	∞
5	Spannungs-Seriengegenkopplung	$\frac{U_A}{U_E} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$	∞	0
6	Spannungs-Seriengegenkopplung	$\frac{U_A}{U_E} = 1$	∞	0
7	Strom-Seriengegenkopplung	$\frac{I_A}{U_E} = \frac{1}{R_1}$	∞	∞

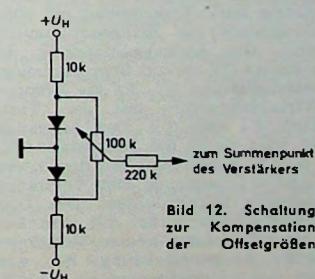


Bild 12. Schaltung zur Kompensation der Offsetgrößen

jeder Operationsverstärker für eine so einfache Einstellmöglichkeit ausgelegt ist, zeigt Bild 12 eine Schaltung, mit der sich die Nullpunkt Korrektur bei invertierenden Verstärkern durchführen läßt.

Schwieriger zu beherrschen ist die Temperaturdrift der Offsetgrößen. Sie liegt bei einigen $\mu\text{V}/\text{grad}$ und schränkt daher die Anwendung der Operationsverstärker bei niedrigen Eingangsspannungen ein. Zur Verstärkung von Spannungen der Größenordnung mV benötigt man bei hohen Ansprüchen Verstärker, die entweder chopperstabilisiert sind oder mittels Thermostaten auf konstanter Temperatur gehalten werden.

Der Eingangswiderstand monolithischer Operationsverstärker beträgt im allgemeinen einige hundert kOhm. Bei höheren Anforderungen, zum Beispiel zur Verstärkung von Spannungen aus hochohmigen Quellen oder zum Betrieb mit einem Kondensator als Ladungsspeicher, ist ein Vorsatz mit Feldeffekttransistoren (Bild 13) geeignet. Komplette Operationsverstärker mit FET-

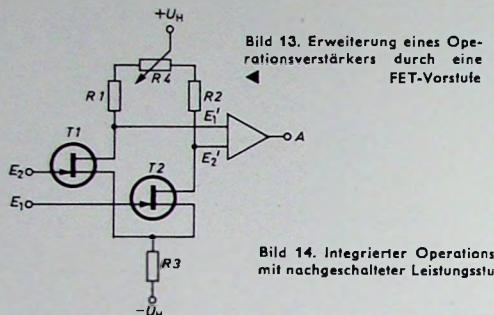
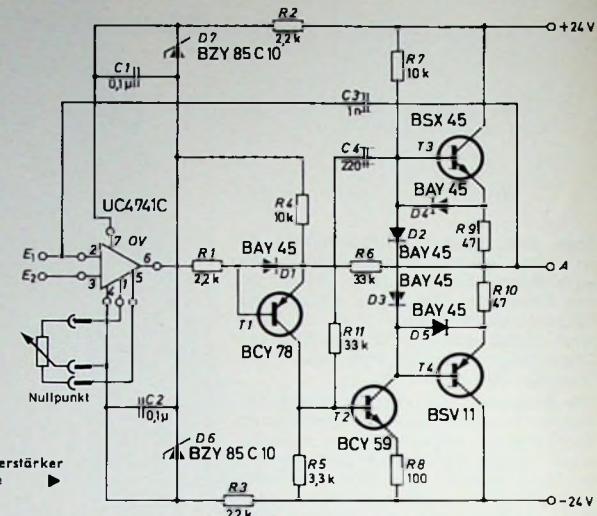


Bild 13. Erweiterung eines Operationsverstärkers durch eine FET-Vorstufe

Bild 14. Integrierter Operationsverstärker mit nachgeschalteter Leistungsstufe



Eingang - sie erreichen Eingangswiderstände bis zu 10^{12} Ohm - sind bereits auf dem Markt.

Operationsverstärker werden durch Be- schalten mit RC-Gliedern frequenzkom- pensiert. Die Frequenzkompen- sation kann so erfolgen, daß der Verstärker bei jeder Gegenkopplung stabil arbeitet (Kurve a im Bild 5). Dabei verringert sich aber die Verstärkung bei hohen Frequenzen sehr stark, so daß die Grenzfrequenz (3 dB Abfall) unter Umständen schon bei einigen zehn bis hundert Hertz erreicht wird. Wenn der Verstärker bei höheren Frequenzen eingesetzt werden soll, ist es besser, eine individuelle Kompensation unter Berücksichtigung des jeweiligen Gegenkopplungsgrades durchzuführen [1].

Abschließend zeigt Bild 14 ein Schal- tungsbeispiel zur Erhöhung der Ausgangsleistung integrierter Operationsverstärker durch Erweiterung mit einer Leistungsstufe aus diskreten Bauelementen. Die Ausgangsspannung des Verstärkers OV steuert über die beiden Anpassungsstufen T_1 , T_2 die Komple- mentärleistungsstufe mit den Transi- storen T_3 und T_4 . Der Ausgangsstrom wird durch die Widerstände R_9 und R_{10} in Verbindung mit den Dioden D_4 und D_5 begrenzt. Der Verstärker ist dadurch kurzschlußfest. Der Operationsverstärker bildet mit dem Leis- tungs zusatz einen neuen Verstärker erhöhter Ausgangsleistung, der wiederum als abgeschlossenes, hybrides Element betrachtet und gegengekoppelt werden kann.

Im Rahmen dieses Übersichtsbeitrages konnten einige Probleme nur ange- deutet werden. Im Schrifttum sind Ar-beiten angegeben, die für das Studium spezieller Einzelprobleme geeignet sind.

Schrifttum

- [1] Müller, K. H.: Frequenzkompen- sierung von monolithischen Operati- onsverstärkern. Internat. Elektron. Rdsch. Bd. 22 (1968) Nr. 10, S. 254-258
- [2] Steudel, E., u. Wunderer, P.: Gleichstromverstärker kleiner Si- gnale. Frankfurt 1967, Akademische Verlagsgesellschaft
- [3] Henkelmann, D.: Eigenschaften und Grenzen direktgekoppelter Gleich-

spannungs-Meßverstärker. Arch. techn. Messen Lfg. 391 (1968) S. 179-183

- [4] Günzel, K.: Operationsverstärker in integrierter Schaltungstechnik für Geräte und Anlagen der Fernmeßtechnik. Siemens-Z. Bd. 44 (1970) Nr. 2, S. 80-87
- [5] Halbleiterschaltbeispiele, Integrierte Schaltungen. München 1970, Siemens AG
- [6] Bladowski, R.: Elementare Opera- rationen und einige Fehlerinflüsse von Operationsverstärkern. Internat.
- Elektron. Rdsch. Bd. 20 (1966) Nr. 10, S. 561-566
- [7] Nien, G.: Op amps act as universal gain elements. Electronic Design (1968) S. 78-87
- [8] Widlar, R. J.: Compensating for drift. Electronics Bd. 41 (1968) S. 90 bis 93
- [9] Schuck, E.: Nomograph finds out- put voltage error. Electronic (1966) S. 126-127
- [10] Mann, R. B.: FET's anchor op-amp drift. EDN Bd. 12 (1969) S. 51-54

Persönliches

L. Staebler 70 Jahre

Am 10. November 1970 feierte Ludwig Staebler, ehemals Leiter der Vertriebsorganisation der Deutschen Philips GmbH, seinen 70. Geburtstag. Schon 1949 lührte ihn sein beruflicher Werdegang zu Philips. Nach seiner Pensionierung im Jahre 1968 blieb er dem Hause eng verbunden und wurde mit zahlreichen Sonderaufgaben betraut.

H. Koch 60 Jahre

Am 27. November 1970 beging der Verwaltungs- direktor des SFB, Herbert Koch, seinen 60. Ge- burtstag. Am 1. August 1954 trat Koch als Referent und Verwaltungsleiter beim SFB ein, und am 1. Januar 1958 wurde er kaufmännischer Direktor des Senders. In seine bisherige Amtsperiode fielen unter anderem der Kauf des Deichlandhauses am Theodor-Heuss-Platz und dessen Umbau zum Fernsehstudio, die Übernahme des Hauses des Rundfunks in der Masurenallee und die Anschaf- fungen für Studios, Ü-Wagen und Sender.

J. Czech trat in den Ruhestand

Nach 40jähriger Tätigkeit bei Philips trat Ing. Joseph Czech, Leiter des Anwendungslab- oratoriums der Philips Elektronik Industrie GmbH, Hamburg, mit Erreichen der Altersgrenze am 31. Oktober 1970 in den Ruhestand. Czech hat sich durch zahlreiche Publikationen und seine Mitarbeit in Ausschüssen, besonders auf dem Ge- biet der Oszillografie, in Fachkreisen einen guten Namen gemacht.

Die Leitung des Anwendungslab- oratoriums übernahm der bisherige stellvertretende Laborleiter, Dipl.-Ing. Jürgen Steinhauer, der durch Ver- öffentlichungen über die Meß-, Regelungs- und Steuerungstechnik bekanntgeworden ist.

E. Uhlig zum Direktor ernannt

Dipl.-Ing. Ernst Uhlig, Prokurist und Leiter der Zentralabteilung Werbung und Presse der Telefon-

bau und Normalzeit, Frankfurt a.M., wurde mit Wirkung vom 1. September 1970 zum Direktor ernannt. Uhlig kam 1932 zu Telefonausbau und Normalzeit und hat in den Jahren nach 1955 die Werbe- und Presseabteilung aufgebaut.

Vier ordentliche Mitglieder für den SEL-Vorstand ernannt

Der Aufsichtsrat von SEL bestellte am 9. Oktober 1970 die Leiter des Geschäftsbereichs Weitverkehr und Navigation, Dipl.-Ing. Tankred von Hauteville, des Geschäftsbereichs Fernsprech- technik, Dipl.-Ing. Kurt Klinkhammer, der Zentralen Entwicklung, Dr. phil. Jürgen Rottgardi, und der Zentralen Produktion, Dipl.-Ing. Burkhard Wiesmann, zu ordentlichen Vorstandsmitgliedern. Von Hauteville, Klinkhammer und Dr. Rottgardi gehörten dem Vorstand seit 1964, Wiesmann seit 1966 als stellvertretende Mit- glieder an.

Ernennung bei Schaub-Lorenz

Mit Wirkung vom 22. April 1970 wurde Dr. Udo Altmann zum Prokuristen im Bereich der Schaub-Lorenz Vertriebsgesellschaft mbH ernannt. Dr. Altmann ist seit 1962 im Konsumgüterzweig der SEL in Pforzheim tätig und hatte dort die Leitung der Betriebswirtschaftsabteilung inne. Ferner arbeitete er als Assistent des Marketingdirektors, ehe er 1967 die Leitung der Abteilung Produktplanung und Formgestaltung übernahm, für die er auch noch heute verantwortlich zeichnet.

Motorola Communications Division ernennt geschäftsführenden Direktor für Europa

Dr. James H. E. Finke wurde ab September 1970 mit der Geschäftsführung für Europa der Motorola Communications Division mit Sitz in Wiesbaden betraut. Zum Nachfolger von Dr. Finke als Marketingdirektor von Motorola in Europa wurde Dr. Pasquale Pistario ernannt.

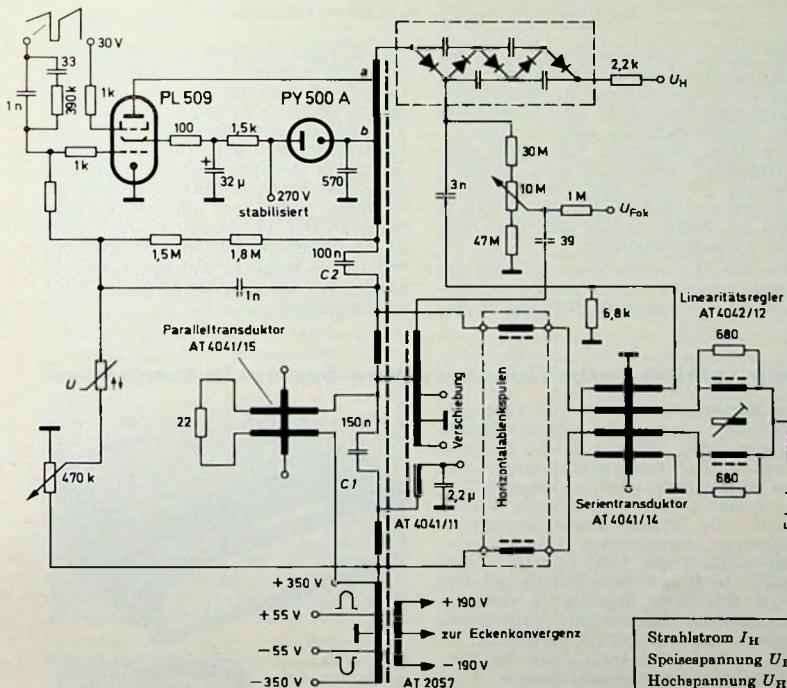
Ein-Transformatorschaltung zur Horizontalablenkung und Hochspannungserzeugung für die 110°-Farbbildröhre

Die für die 110°-Farbbildröhre erforderliche Horizontal-Ablenklleistung von etwa 100 VA ist um den Faktor 2,4 größer als die der 90°-Farbbildröhre. Daher muß die Ablenkshaltung leistungsfähiger sein. Hinzu kommt, daß bei der 110°-Farbbildröhre die Kissenverzeichnung größer ist. Zum Beispiel beträgt die erforderliche Ost-West-Korrektur 17 % der Bildbreite.

Diese erhöhten Anforderungen werden mit der Zwei-Transformatoren-Konzeption erfüllt). Dabei können die bereits auf dem Markt befindlichen Röhren (PL 509, PY 500 A, PY 88) und eine nicht-stabilisierte Betriebsspannung verwendet werden. Unabhängig davon wurde aber auch untersucht, unter welchen Bedingungen eine Ein-Transformator-

PL 509 und PY 500 A auch bei Begrenzung des Strahlstroms auf $I_H = 1,2 \text{ mA}$ nur mit einer stabilisierten Speisespannung möglich ist. Daher wird hier zuerst der Betrieb mit einer Speisespannung von $U_B = 270 \text{ V}$, die gegen Netzzspannungsschwankungen stabilisiert sein soll, erläutert.

Im Bild 1 ist die Horizontalablenkschaltung mit dem Serien- und dem Paralleltransduktoren dargestellt. Mit Hilfe einer Verdreifacherkaskade wird die Hochspannung gewonnen. Zur Regelung dient eine einfache VDR-Regelschaltung. Die Horizontalablenkspulen sind in Serie geschaltet. Um in die beiden Teilsäulen einen gegenphasigen Eckenkonvergenzstrom einspeisen zu können, ist der Ablenkkreis symmetrisch aufge-



schaltung mit einem Serien- und einem Paralleltransduktoren für die Erzeugung der Horizontalablenkleistung und der Hochspannung zu verwirklichen ist.

1. Betrieb mit stabilisierter Speisespannung

Eingehende Untersuchungen haben ergeben, daß ein Betrieb mit den Röhren

Ing. Wilhelm Graffenberger ist Mitarbeiter in der Gruppe Impuls- und Ablenktechnik des Applikationslaboratoriums der Valvo GmbH, Hamburg.

¹⁾ W 81 b e l J.: Horizontal-Ablenkshaltung für die 110°-Farbbildröhre. Funk- schau Bd. 42 (1970) Nr. 2, S. 39-42

Bild 1. Ein-Transformatorschaltung zur Horizontalablenkung und Hochspannungserzeugung für die 110°-Farbbildröhre für den Betrieb mit stabilisierter Speisespannung

Tab. I. Meßwerte für die Schaltung nach Bild 1

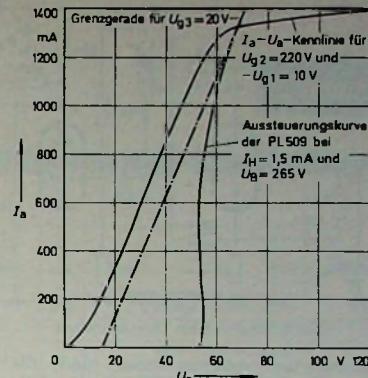


Bild 2. Aussteuerungskurve und Grenzgerade im I_a - U_a -Diagramm der PL 509

baut. Dabei sind der S-Korrekturkondensator C_1 und der ihm parallel geschaltete Symmetrieverstärker „AT 4041/11“ zwischen den beiden Ablenkwicklungen des Horizontaltransformators angeordnet. Dadurch läßt sich der für die Bildzentrierung notwendige Zentrierstrom einfach in den Ablenkkreis einspeisen. Der wesentliche Vorteil dieser Schaltungsanordnung ist aber, daß mit dem Verhältnis $C_{\text{Boost}}/C_{\text{S-Korr}} (=C_2/C_1)$ der Kurvenverlauf der Anodenlinielaufspannung an der Röhre PL 509 verändert werden kann. An beiden Kondensatoren treten nämlich Parabelspannungen auf, die auf die S-Korrektur in gleicher Richtung einwirken. Bezuglich der Krümmung des Anodenlinielaufspannungsverlaufs wirken sie jedoch entgegengesetzt. Mit der Dimensionierung $C_{\text{Boost}} = 100 \text{ nF}$ und $C_{\text{S-Korr}} = 150 \text{ nF}$ ergibt sich sowohl eine gute S-Korrektur als auch ein günstiger Anodenlinielaufspannungsverlauf an der Röhre PL 509. Das heißt, bei einem Strahlstrom von $I_H = 1.5 \text{ mA}$ wird im I_a - U_a -Diagramm der PL 509 ein Anschmiegen der Aussteuerungskurve an die Grenzgerade bei den Anoden spitzenströmen erreicht (Bild 2).

Bild 3 zeigt die Schaltung des verwendeten Sinusoszillators. Um bei einer Speisespannung von 270 V während des Zeilenrücklaufes die erforderliche hohe Sperrspannung am Steuergitter der Röhre PL 509 zu erhalten (für $U_{\text{A,sp}} = 7 \text{ kV}$ und $U_{\text{g2}} = 250 \text{ V}$ muß $-U_{\text{g1}} > 215 \text{ V}$ sein), wird die Anode des Triodenteils des PCF 802 zusätzlich über zwei in Reihe geschaltete 180-kOhm-Widerstände an die Boosterspannung gelegt. Aus den in Tab. I zusammengestellten

Strahlstrom I_H	0,1	1 ¹⁾	1,5	mA
Speisespannung U_B	270	267	265	V
Hochspannung U_H	24	22,7	22,2	kV
Anodenstrom I_a	295	395	450	mA
Schirmgitterstrom I_{g2}	22	29	33	mA
Anodenrestspannung $U_{a,\text{rest}}$	91	72	65	V
Schirmgitterspannung U_{g2}	235	220	213	V
Anodenverlustleistung P_a	23	25	27	W
Schirmgitterverlustleistung P_{g2}	5,2	6,4	7	W
Rücklaufzeit t_F	11,5	11,5	11,5	μs
Boosterspannung U_{Boost}	640	626	622	V
Anoden spitzen spannung $U_{\text{A,sp}}$	7	6,8	6,7	kV
Anoden spitzenstrom $I_{\text{A,sp}}$	840	1100	1250	mA
Bildbreite B	100	101,5	102	%

¹⁾ Der Nenngrenzwert des Strahlstroms ist 1 mA. Entsprechend müssen bei $I_H = 1 \text{ mA}$ die Nennwertgrenzen der Röhre PL 509 eingehalten werden. Bei $I_H = 1,5 \text{ mA}$ müssen unter Berücksichtigung von Bauteiletoleranzen die Toleranzgrenzwerte der PL 509 eingehalten werden.

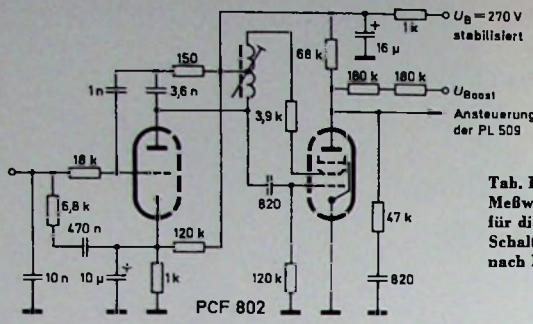


Bild 3. Schaltung des Sinusoszillators

Meßwerten erkennt man, daß die Grenzwerte der Röhre PL 509 eingehalten werden. Im Bereich $I_H = 0,1 \dots 1,5$ mA ist der Innenwiderstand der Hochspannungsquelle $R_i = 1,3$ MΩ.

2. Betrieb mit nichtstabilisierter Speisespannung

Es wurde untersucht, ob mit der Schaltung nach Bild 1 auch der Betrieb mit nichtstabilisierter Speisespannung möglich ist. In diesem Fall muß man bei 10 % Netzunterspannung besonders auf den Verlauf der Aussteuerungskurve der Röhre PL 509 achten. Die Aussteuerungskurve darf einerseits die vorgeschriebene Grenzgerade im I_a - U_a -Diagramm nicht unterschreiten, um Barkhausen-Kurz-Schwingungen zu vermeiden. Andererseits darf die Anodenspannung nicht zu hohe Werte annehmen, damit bei nominaler Netzspannung und bei 10 % Netzüberspannung die Grenzwerte für die Anoden- und die Schirmgitterverlustleistung nicht überschritten werden.

Die Untersuchungen haben ergeben, daß insbesondere die Toleranzgrenzwert von 40 W für die Anodenverlustleistung der Röhre PL 509 nicht eingehalten werden kann. In einer Schaltung, bei der die Bildbreite mit Hilfe einer Triode in der Regelschaltung bei Netzspannungsschwankungen konstant gehalten wird, ergab sich bei 10 % Netzüberspannung und einem Strahlstrom von $I_H = 1,5$ mA eine Anodenverlustleistung von 50 W. Die weiteren Messungen mit nichtstabilisierter Speisespannung wurden daher unter Beachtung folgender Punkte durchgeführt:

- Erhöhung der Speisespannung auf nominal $U_B = 275$ V,
- Begrenzung des maximalen mittleren Strahlstroms auf $I_H = 1,2$ mA,
- Bildbreitänderung von $\pm 2\%$ bei $\pm 10\%$ Netzspannungsschwankungen (VDR-Regelschaltung),
- passive Rasterkorrektur, aber aktive Horizontalradialkonvergenzschaltung,
- Verwendung eines Transfornators $T_r 1$ (Kern M 20) in der Ansteuerschaltung der Röhre PL 509, um den auftretenden Spitzstrom klein zu halten (Bild 4).

Der Transistor $T_r 1$ in der Ansteuerschaltung hat folgende Wirkungsweise: Da sich der Strom durch die Boosterdiode PY 500 A aus einem Gleichstrom- und einem sägezahnförmigen Wechselstromanteil zusammensetzt, wird in der Sekundärwicklung von $T_r 1$ eine sägezahnförmige Spannung induziert, die dem Ansteuersignal für die PL 509 unterlagert wird. Mit zunehmendem Strahlstrom verringert sich jedoch der Wechselstromanteil des Boosterstroms,

Tab. II. ►
Meßwerte
für die
Schaltung
nach Bild 4

	198	220	242	V
Strahlstrom I_H	1,2	0	1	1,2 mA
Speisespannung U_B	240	275	270	296 V
Hochspannung U_H	21,5	25	22,5	23 kV
Anodenstrom I_a	415	290	400	435 mA
Schirmgitterstrom I_{g2}	28	22	29	33 mA
Anodenrestspannung $U_{a\text{ rest}}$	58	103	84	104 V
Schirmgitterspannung U_{g2}	188	233	213	231 V
Anodenverlustleistung P_a			30	41 W
Schirmgitterverlustleistung P_{g2}	5,2	5,1	6,2	7,8 W
Rücklaufzeit t_f	11,5	11,6	11,5	11,5 μs
Boosterspannung U_{Boost}	602	645	623	639 V
Anodenpitzenspannung $U_{a\text{ sp}}$	6,5	7	6,7	6,9 kV
Anodenpitzestrom $I_{a\text{ sp}}$	1020	810	1000	1060 mA

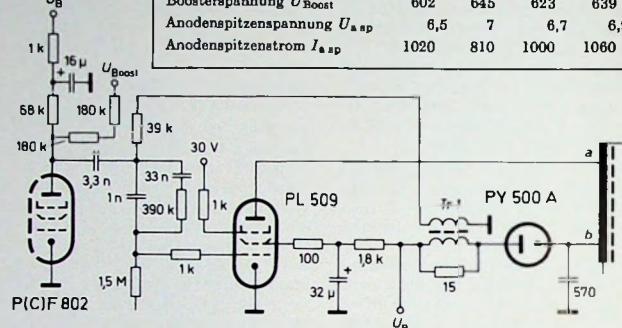


Bild 4. Ansteuerschaltung für die PL 509 mit Transistor

und damit verkleinert sich auch der Sägezahnanteil des Ansteuersignals. Das hat zur Folge, daß der Anodenpitzestrom niedriger bleibt, und daher sinkt die Anodenspannung nicht so stark ab. Für diese Schaltung kann also eine niedrigere Anodenspannung gewählt werden, so daß sich eine kleinere Anodenverlustleistung ergibt. In Tab. II sind die Meßwerte der Schaltung nach Bild 4 zusammengestellt.

Wie Tab. II zu entnehmen ist, wird der Toleranzgrenzwert der Anodenverlustleistung der Röhre PL 509 nicht einge-

halten. Dabei ist auch zu berücksichtigen, daß zusätzlich noch Reserven für Bauteiltoleranzen vorhanden sein müssen. Es ist daher zu empfehlen, die Ein-Transformatorschaltung für die Horizontalablenkung und Hochspannungs-erzeugung in einem 110°-Farbgerät mit einer stabilisierten Speisespannung zu betreiben, wobei sich folgende Vorteile ergeben: Bei Verwendung der PL 509 ist ein maximaler mittlerer Strahlstrom von 1,5 mA möglich, und bei Netzspannungsschwankungen treten keine Bildbreitenänderungen auf.

Sony stellte Farb-Videocassetten-System in Europa vor

Im Herbst 1971 soll das von Sony entwickelte Farb-Videocassetten-System in den USA auf den Markt gebracht werden. Der Endverbraucherpreis für das Abspielgerät wird bei etwa 400 Dollar liegen. In den vergangenen Wochen stellte die Firma dieses System in mehreren europäischen Ländern vor. Daraus ist jedoch nicht zu folgern, daß dieses Gerät auch nach Europa geliefert wird. Man wies firmenseitig vielmehr ausdrücklich darauf hin, daß dieses System nur für NTSC entwickelt sei und deshalb für PAL- und SECAM-Länder nicht in Betracht komme. Sony arbeitet mit anderen bedeutenden Unternehmen zusammen, um die Standardisierung seiner Videocassette für das NTSC-System und eine Austauschbarkeit der Cassette zu erreichen. Für den europäischen Markt wird Sony sich dem von Philips entwickelten VCR-System für PAL und SECAM anschließen. Das Sony-Abspielgerät (Bild 1) läßt sich an die Antennenbuchsen eines jeden normalen NTSC-Farbfernsehempfängers anschließen; wenn auf die Farbwiedergabe verzichtet wird, kann auch jeder entsprechende Schwarz-Weiß-Empfänger benutzt werden.

Die Cassette (Bild 2) läßt sich auf einfachste Weise in das Abspielgerät ein-



Bild 1. Abspiel-
gerät für das
Farb-Videocassett-
en-System



Bild 2. Sony-Video-
cassette

setzen, und das Betätigen der Wiedergabetaste ist alles, was der Benutzer zu tun hat. Selbstverständlich sind schneller Vorlauf und Rücklauf möglich, und ebenso läßt sich das Videoband an jeder beliebigen Stelle stoppen und die Cassette ohne Rückspulen des Bandes herausnehmen. Das Videoband hat zwei Tonspuren, so daß Stereo-Wiedergabe ebenso möglich ist wie die Wiedergabe zweisprachiger Texte.

Frequenzganganalysen von Tonabnehmersystemen mit Hilfe von Meß-Schallplatten

Entwicklung und Fertigung von magnetischen Abtastsystemen haben heute einen hohen technischen Stand erreicht. Da die Abweichungen in der Frequenzcharakteristik der verschiedenen Systeme in den letzten Jahren erheblich herabgesetzt werden konnten, wird nun die Forderung nach einer exakten Meßmethode um so dringlicher. Um jedoch einen aussagefähigen Vergleich von Tonabnehmersystemen, die etwa gleiche Frequenzcharakteristik aufweisen, zu erhalten, ist eine Frequenzganganalyse mit entsprechender Meßgenauigkeit erforderlich. Diese Bedingung wird von der hier beschriebenen Meßmethode erfüllt, die sowohl eine Analyse des Abtastsystems als auch der Testplatte selbst erlaubt. Darüber hinaus hat das Verfahren den Vorteil, daß es Meßergebnisse liefert, die den unter normalen Abspielbedingungen mit normalem Programmmaterial gemessenen Resultaten sehr nahekommen.

1. Fehlerquellen

Beim üblichen Verfahren zur Messung des Frequenzgangs eines Tonabnehmersystems wird eine Meßschallplatte mit einer kontinuierlichen Frequenzfolge oder einer Serie von Einzelfrequenzbändern benutzt. Die Hauptschwierigkeit liegt hier jedoch in der Berechnung der Modulationsgenauigkeit der Meßplatte. Messungen an einer Reihe von neuen sowie mehrfach abgespielten Platten ergaben bereits bei neuen Pressungen Abweichungen des Modulationsinhalts von bis zu ± 2 dB im Gebiet zwischen 10 und 20 kHz. Hinzu kommen weitere Abweichungen durch normale Abnutzung, zum Beispiel durch Abspielen für Stichproben (oft noch mit relativ hohen Auflagekräften) innerhalb der Schallplatten-Produktionskontrolle.

Zwei Hauptarten der Abnutzung wurden beobachtet:

a) Verminderter Modulationspegel infolge starker Abnutzungserscheinungen (Abschliff und Verflachung der komplexen Rillenauslenkungen);

b) erhöhter Modulationspegel infolge plastiischer Rillendeformation als Folge von dauernden Fehlabstastungen und Resonanzeffekten, die eine Art „Sekundär-Prägung“ ergeben (wenn man den Proß- oder Spritzvorgang bei der Schallplattenherstellung als „Primär-Prägung“ betrachtet).

Die stärksten plastischen Deformationen, die beobachtet wurden, waren die Folgen eines schlechten Abtastverhaltens; sie traten im allgemeinen im Bereich der Resonanz des Abtaststiftes auf. Dieser Resonanzpunkt ist im Frequenzgang als Spitze bei derjenigen Frequenz zu erkennen, bei der eine Fehlabstastung eingesetzt. Zum Beispiel kann ein Tonabnehmersystem mit einer Trackability (Abtastfähigkeit) von 5 cm/s bei 10 kHz, die bei 20 kHz auf 2 cm/s abfällt (Bild 1), nicht die 11- bis 20-kHz-Bänder einer Testplatte mit einer Modulationsschnelle von 5 cm/s ab-

Bernhard W. Jakobs ist Leiter der Abteilung Mechanische Entwicklung der Shure Brothers, Inc., Evanston, Illinois.

Vortrag des Verfassers auf der 37. Convention of the Audio Engineering Society, New York; überarbeitet und bearbeitet von H. G. Pfeiffer, Shure Verbindungsbüro Europa, Bad Soden.

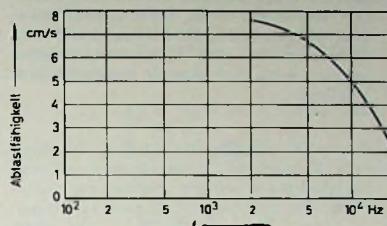


Bild 1. Typische Trackability-Kurve eines Tonabnehmersystems der unteren Preisklasse bei der empfohlenen Auflagekraft

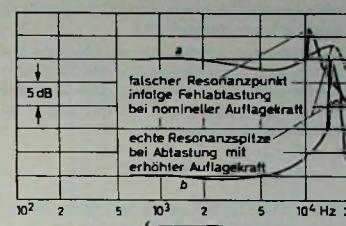


Bild 2. Beispiel für die Fehlabstastung einer Meßschallplatte

$$v_{\max} = K_1 \cdot f. \quad (4)$$

Die Rillengeschwindigkeit V_r kann durch die Gleichung

$$V_r = \frac{2 \cdot \pi \cdot n \cdot r}{60} \quad (5)$$

ausgedrückt werden. Darin ist r (in cm) der Plattenradius für ein bestimmtes Frequenzband und n die Drehzahl (in U/min) des Plattentellers (Abspielgeschwindigkeit). Die Frequenz läßt sich dann durch die Rillengeschwindigkeit V_r und die Wellenlänge λ darstellen

$$f = \frac{V_r}{\lambda}. \quad (6)$$

Da für ein bestimmtes Frequenzband die Wellenlänge festgelegt ist, kann man für Gl. (6) auch

$$f = K_2 \cdot V_r, \quad (7)$$

schreiben. Setzt man Gl. (7) in Gl. (4) ein, so ergibt sich

$$v_{\max} = K_3 \cdot V_r, \quad (8)$$

wobei $K_3 = \frac{2 \cdot \pi \cdot A}{\lambda}$ ist. Die Gleichung

gen (7) und (8) zeigen, daß aufgezeichnete Schnelle und Frequenz der Rillengeschwindigkeit proportional sind. Daher wurde eine Meßmethode entwickelt, bei der die Rillengeschwindigkeit V_r zur Erreichung eines geänderten Ausgangspegels des Tonabnehmersystems variiert wird.

3. Zwei-Geschwindigkeits-Methode

Wird die Frequenzkurve eines Abtastsystems in herkömmlicher Weise gemessen, so stellt das Meßergebnis die Summe zweier Kurven dar, nämlich der Kurve der Testplatten-Modulation und der des Tonabnehmersystems. Eine exakte Messung würde voraussetzen, daß die aufgezeichnete Modulation der Meßplatte konstant, also keine Funktion der Frequenz ist, so daß sich Änderungen des Frequenzverlaufs lediglich als Folge der Charakteristik des Tonabnehmersystems ergeben würden.

Die Zwei-Geschwindigkeits-Methode erlaubt eine Eliminierung der Frequenzgangänderungen, die durch die Modulation der Meßplatte hervorgerufen werden. Bei diesem Verfahren mißt man die Ausgangsspannung eines Tonabnehmersystems auf einem einzelnen Band der Meßschallplatte bei zwei verschiedenen Abspielgeschwindigkeiten. Dabei bleibt die Plattenmodulation unver-

ändert, während der Frequenzgang des Systems bei zwei verschiedenen Frequenzen gemessen wird. Der unterschiedliche Frequenzverlauf, der sich durch die Messung bei diesen beiden Frequenzen ergibt, kann allein als eine Funktion des Tonabnehmersystems betrachtet werden. Diese Technik wurde erstmalig durch Kandall im Jahre 1929 vorgeschlagen und dient als Grundlage für die hier beschriebene Methode [1].

Im folgenden werden die errechneten Parameter der Zwei-Geschwindigkeits-Methode mathematisch ausgedrückt. Die Tonabnehmer-Ausgangsspannung in dB ergibt sich durch die Gleichung

$$U = R(f) + C(f) + K. \quad (9)$$

Darin ist $R(f)$ die wiedergegebene Schnelle eines bestimmten Frequenzbandes in dB, $C(f)$ die Tonabnehmer-Frequenzcharakteristik in dB und K eine Proportionalitätskonstante. Für ein bestimmtes Frequenzband folgt

$$R(f) = 20 \cdot \lg v_{\max}. \quad (10)$$

Aus Gl. (5) und Gl. (8) ergibt sich

$$v_{\max} = \frac{4 \cdot \pi^2 \cdot r \cdot A \cdot n}{60 \cdot \lambda}, \quad (11)$$

und damit erhält man aus Gl. (9)

$$U = 20 \cdot \lg \left(\frac{4 \cdot \pi^2 \cdot r \cdot A \cdot n}{60 \cdot \lambda} \right) + C(f) + K. \quad (12)$$

Die Tonabnehmer-Ausgangsspannung U , gemessen in einem bestimmten Frequenzband f_1 mit der Amplitude A_1 , dem Radius r_1 , der Wellenlänge λ_1 und der Abspielgeschwindigkeit n_1 , kann folgendermaßen ausgedrückt werden:

$$U_1 = 20 \cdot \lg \left(\frac{4 \cdot \pi^2 \cdot r_1 \cdot A_1}{60 \cdot \lambda_1} \right) + 20 \lg n_1 + C(f_1) + K. \quad (13)$$

Die Tonabnehmer-Ausgangsspannung bei einer anderen Abspielgeschwindigkeit n_1/b , jedoch im selben Frequenzband f_1 , ergibt sich zu

$$U_2 = 20 \cdot \lg \left(\frac{4 \cdot \pi^2 \cdot r_1 \cdot A_1}{60 \cdot \lambda_1} \right) + 20 \cdot \lg n_1 - 20 \cdot \lg b + C\left(\frac{f_1}{b}\right) + K. \quad (14)$$

Durch Subtraktion der Gl. (13) von Gl. (14) erhält man

$$U_2 - U_1 = -20 \cdot \lg b + C\left(\frac{f_1}{b}\right) - C(f_1). \quad (15)$$

Aus Gl. (15) ergibt sich der Unterschied im Frequenzverlauf des Abtastsystems als Δc bei der Frequenz f_1/b relativ zur Frequenz f_1 , also

$$\Delta c = C\left(\frac{f_1}{b}\right) - C(f_1) = U_2 - U_1 + 20 \cdot \lg b. \quad (16)$$

Die Charakteristik der Meßplatte kann durch Auflösung von Gl. (9) nach $R(f)$ berechnet werden.

Das Verfahren erfordert, daß durch Änderung der Abspielgeschwindigkeit n alle Frequenzbänder mit der gleichen Frequenz wiedergegeben werden. Die Tonabnehmer-Ausgangsspannung für ein bestimmtes Frequenzband f_1 ist

$$U_1 = 20 \cdot \lg \left(\frac{4 \cdot \pi^2 \cdot r_1 \cdot n_1}{60 \cdot \lambda_1} \right) + 20 \cdot \lg A_1 + C(f_1) + K. \quad (17)$$

Nun wird ein zweites Frequenzband gemessen. Hierbei ist jedoch zu beachten, daß sich die Wellenlänge λ_2 , die Amplitude A_2 und der Rillenradius r_2 von den entsprechenden Werten im ersten Band unterscheiden. Um sicherzustellen, daß auch das zweite Frequenzband mit der Frequenz f_1 wiedergegeben wird, sind folgende Bedingungen zu erfüllen:

$$\frac{r_1 \cdot n_1}{\lambda_1} = \frac{r_2 \cdot \frac{n_1}{b}}{\lambda_2} \quad (18)$$

und

$$\frac{n_1}{b} = \frac{r_1 \cdot n_1 \cdot \lambda_2}{r_2 \cdot \lambda_1}. \quad (19)$$

Die Tonabnehmer-Ausgangsspannung bei der Abspielgeschwindigkeit n_1/b für das Frequenzband 2 ergibt sich zu

$$U_2 = 20 \cdot \lg \left(\frac{4 \cdot \pi^2 \cdot r_2 \cdot \frac{n_1}{b}}{60 \cdot \lambda_2} \right) + 20 \cdot \lg A_2 + C(f_1) + K. \quad (20)$$

Subtrahiert man Gl. (20) von Gl. (17), so wird

$$U_1 - U_2 = 20 \cdot \lg A_1 - 20 \cdot \lg A_2. \quad (21)$$

Gl. (21) drückt das Verhältnis der Ausgangsspannungen des Frequenzbandes f_1 bei der Abspielgeschwindigkeit n_1 und des Frequenzbandes f_2 bei der Abspielgeschwindigkeit n_1/b aus. Da aber der Unterschied der beiden Frequenzbänder bei der Abspielgeschwindigkeit n_1 interessiert, muß die Ausgangsspannung U_2 im Verhältnis der geänderten Abspielgeschwindigkeit, also um den Faktor $n_1/b/n_1 = b$, erhöht werden. Fügt man diesen Faktor auf beiden Seiten von Gl. (21) hinzu, so erhält man

$$U_1 - [U_2 + 20 \cdot \lg b] = 20 \cdot \lg A_1 - [20 \cdot \lg A_2 + 20 \cdot \lg b] = \Delta r. \quad (22)$$

Darin ist Δr die Differenz der Aufnahme des Frequenzbandes f_2 im Verhältnis zum Frequenzband f_1 .

Da die meisten Plattenspieler für die Abspielgeschwindigkeiten $3 \frac{3}{4}$ und $16 \frac{2}{3}$ U/min eingerichtet sind, bietet es sich an, die Messungen bei diesen beiden Geschwindigkeiten durchzuführen. Eine Verfeinerung dieser Methode ist durch eine kontinuierliche Drehzahlregulierung möglich. Im folgenden wird die Anwendung dieser Technik im Shure-Labor für Tonabnehmerentwicklung unter Verwendung eines Plattenspielers mit den genannten Eigenschaften beschrieben.

4. Meßgeräte

Für die Tests wurden drei Meßschallplatten CBS STR 100 verwendet. Diese Platten stellten jedoch nur einen Teil der großen Anzahl ausgewählter Platten dar. Zwei der Platten waren neu; die dritte war bereits sehr oft mit verschiedenen Tonabnehmersystemen abgespielt worden, von denen einige verhältnismäßig hohe Auflagekräfte erforderten. Diese Platte wurde gewählt, um die möglichen Abweichungen der Meßergebnisse infolge starker Abnutzungerscheinungen deutlich zu machen.

Die Testplatten sind mit konstanter Schnelle im Bereich 500...20000 Hz und mit konstan-

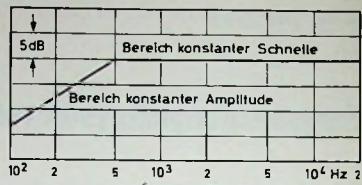


Bild 3. Theoretische Schneidkurve der CBS-Testplatte STR 100

ter Amplitude im Bereich 500 Hz...20 Hz geschnitten (Bild 3). Für die Tests kam jedoch nur der Bereich von 500 bis 20000 Hz in Betracht, da die meisten größeren Abweichungen in den höheren Frequenzbereichen zu finden sind. Für alle Versuche wurde dasselbe Tonabnehmersystem verwendet. Der Anschluß erfolgte in der üblichen Art (Bild 4). Der Abschlußwiderstand betrug 47 kΩ, die gesamte Eingangskapa-

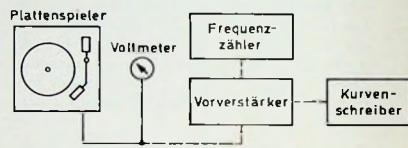


Bild 4. Testaufbau für die Zwei-Geschwindigkeits-Meßmethode

zität einschließlich Verstärker- und Kabelkapazität 450 pF. Die Drehzahl des Plattenspielers wurde über einen Frequenzzähler kontrolliert. Zur Spannungsmessung diente ein Voltmeter mit einer Toleranz von $\pm 3\%$. Ein nachgeschalteter Kurvenschreiber mit Vorverstärker erlaubte zusätzlich eine fortlaufende Frequenzanalyse. Außerdem wurde das Ausgangssignal oszillographiert, um die Auswirkungen eventueller Verzerrungen auf die Charakteristik des Tonabnehmersystems erkennen zu können. Die beobachteten Abweichungen waren jedoch so gering, daß sie für die Versuche praktisch bedeutungslos waren.

5. Messungen

Die Tonabnehmer-Frequenzkurven für zwei Meßplatten sind im Bild 5 dargestellt. Platte 1 war neu, während Platte 2 die be-

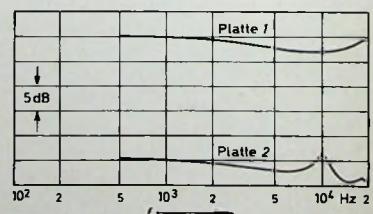


Bild 5. Frequenzkurven von zwei unterschiedlichen CBS-Testplatten STR 100 bei normaler Abspielgeschwindigkeit

reite erwähnten starken Abnutzungerscheinungen aufwies. Man erkennt, daß Testplatten, die Kurvenunterschiede in der hier dargestellten Größe haben, zur Messung hochwertiger Tonabnehmersysteme ohne Korrekturfaktor absolut ungeeignet sind. Der Frequenzgang der Meßplatte 2 könnte sogar als die tatsächliche Tonabnehmer-Frequenzcharakteristik angesehen werden, wenn keine Vergleichsmöglichkeiten vorhanden sind. Gemessen wurde nach der Zwei-Ge-

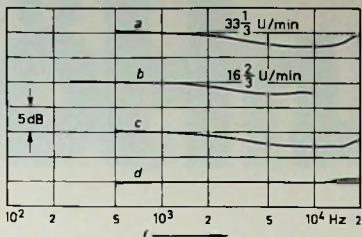


Bild 6. Tonabnehmer-Frequenzkurven mit der Testplatte 1 bei normaler (a) und halbierter (b) Abspieldrehzahl sowie korrigierter Tonabnehmer-Frequenzgang (c) und tatsächliche Testplatten-Charakteristik (d)

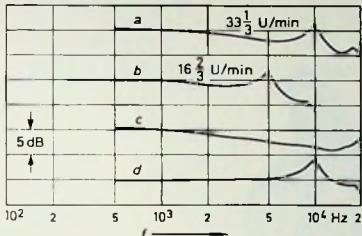


Bild 7. Tonabnehmer-Frequenzkurven mit der Testplatte 2 bei normaler (a) und halbierter (b) Abspieldrehzahl sowie korrigierter Tonabnehmer-Frequenzgang (c) und tatsächliche Testplatten-Charakteristik (d)

schwindigkeits-Methode. Die Meßkurven für beide Platten sind in den Bildern 6 und 7 dargestellt. Bild 7 zeigt deutlich die 10-kHz-Spitze als „Sekundär-Prägung“ der Meßplatte.

6. Meßverfahren

Alle Ausgangsspannungen sind in dB zu messen.

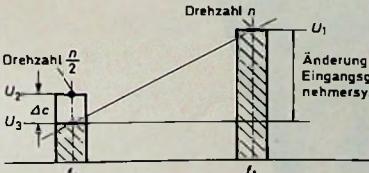
a) Man wählt eine Referenzfrequenz f_2 als Ausgangspunkt (1 kHz ergab sich als günstigste Frequenz). Das Band, das diese Frequenz bei der normalen Abspieldrehzahligkeit von $33 \frac{1}{3}$ U/min liefert, wird als Band B bezeichnet und die dabei abgegebene Tonabnehmer-Ausgangsspannung U_4 als 0-dB-Referenzpegel gewählt.

b) Messung der Tonabnehmer-Ausgangsspannung U_1 bei normaler Abspieldrehzahligkeit ($33 \frac{1}{3}$ U/min) im Frequenzband f (Band A) entsprechend Bild 8, wobei

$$f_1 = 2 \cdot f_2 \quad (23)$$

ist.

c) Änderung der Abspieldrehzahligkeit auf die halbe Drehzahl ($16 \frac{2}{3}$ U/min) und Mes-



sung der Tonabnehmer-Ausgangsspannung U_2 bei der Frequenz f_2 im Band A.

d) Berechnung der theoretischen Tonabnehmer-Ausgangsspannung U_3 für das Band A bei halber Normaldrehzahl unter Berücksichtigung der Proportionalität zwischen der

Rillengeschwindigkeit sowie der aufgezeichneten Schnelle und Frequenz (Gl. (27) und Gl. (8)). Es gilt

$$U_3 = U_1 - 6 \text{ dB} \quad (24)$$

e) Berechnung des tatsächlichen Unterschiedes Δc des Tonabnehmer-Frequenzganges zwischen dem theoretischen und dem tatsächlichen Verlauf im Band A, das heißt zwischen den Frequenzen f_1 und f_2 . Dafür ergibt sich

$$\Delta c = U_2 - U_3 = U_2 - U_1 + 6 \text{ dB} \quad (25)$$

f) Berechnung des tatsächlichen Tonabnehmer-Frequenzganges U_5 im Band A (Frequenz f_1), bezogen auf den 0-dB-Referenzpegel U_4 (Band B, Frequenz f_2). Wie Bild 9 zeigt, ist

$$U_5 = U_4 - \Delta c \quad (26)$$

g) Berechnung der aufgezeichneten Differenz Δr zwischen Band A und Band B (Bild 9):

$$\Delta r = U_1 - U_5 \quad (27)$$

Auf diesem Wege werden sowohl der Tonabnehmer-Frequenzgang als auch die Frequenzcharakteristik der Testplatte ermittelt. Die Messung kann schrittweise auf den gesamten zu untersuchenden Frequenzbereich ausgedehnt werden. Dazu wurde ein Arbeitsblatt entwickelt, das sich als sehr nützlich und zeitsparend erwiesen hat. Die Meßgenauigkeit ist natürlich nur so groß wie die Anzeigegenauigkeit des Voltmeters. Eine Verbesserung der Genauigkeit kann durch mehrfaches Wiederholen der Messungen und anschließendes Mitteln der Meßergebnisse erreicht werden.

7. Ergebnisse

Die hier beschriebene Meßmethode berücksichtigt natürlich keine variablen Größen, zum Beispiel Verzerrungen oder die Eindringtiefe des Abtaststiftes in die Rille. Die Auswirkungen des zuletzt genannten Faktors hat Kornei untersucht [2]. In [1] beziehen Haynes und Roys die theoretische Formel von Kornei in weiterführende Versuche über den Wiedergabebeverlust ein und kommen zu der Gleichung

$$L = 20 \cdot \lg \left\{ 1 + K_1 \left[K^2 - \frac{m \cdot (\omega^2 - \omega_0^2)}{W} \right] \right\} \quad (28)$$

Darin ist L der Wiedergabebeverlust in dB, W die Auflagekraft des Abtaststiftes, $\omega = 2 \cdot \pi \cdot f$ (f = abgetastete Frequenz), $\omega_0 = 2 \cdot \pi \cdot f_0$ die seitliche Resonanzfrequenz des Abtaststiftes und m die effektive Nadelmasse; K und K_1 sind Konstanten.

der Abspielgeschwindigkeit eine Berechnung des Tonabnehmer-Frequenzganges. Werden mehrere Frequenzbänder und/oder unterschiedliche Auflagekräfte benutzt, so zeigt sich, daß sich der Verlust infolge der Eindringtiefe des Abtaststiftes mit der Frequenz und der Auflagekraft ändert. Daher wurde auch eine Zwei-Geschwindigkeits-Messung mit halber Auflagekraft durchgeführt

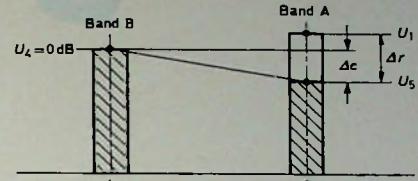


Bild 9. Pegelabweichung des Bandes A gegenüber dem Referenzpegel Band B

(Bild 10). Der Versuch zeigte, daß die Abweichungen bei etwa 1 dB, also innerhalb der Toleranzen des Meßsystems selbst, liegen. Verluste der Tonabnehmer-Ausgangsspannung können generell bei einer Änderung der Auflagekraft festgestellt werden. Die Korrekturmessungen bei halber Auflage-

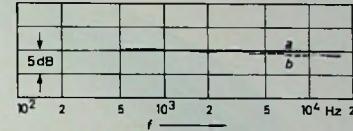


Bild 10. Abweichungen des Meßergebnisses bei Änderung der Auflagekraft; a Auflagekraft 0,75 p, b Auflagekraft 1...1,5 p

kraft wurden nur bis 16 kHz durchgeführt, um mögliche Fehlabbastungen des Tonabnehmers bei höheren Frequenzbändern zu vermeiden.

8. Meßmethode

mit erweiterter Drehzahlvariation

Zusätzliche Frequenzganguntersuchungen wurden mit Hilfe einer erweiterten Drehzahlvariation durchgeführt. Dieses Verfahren entspricht im Prinzip der Zwei-Ge-

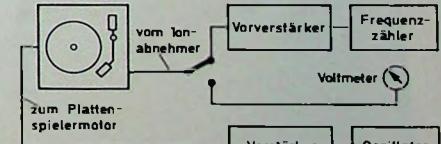
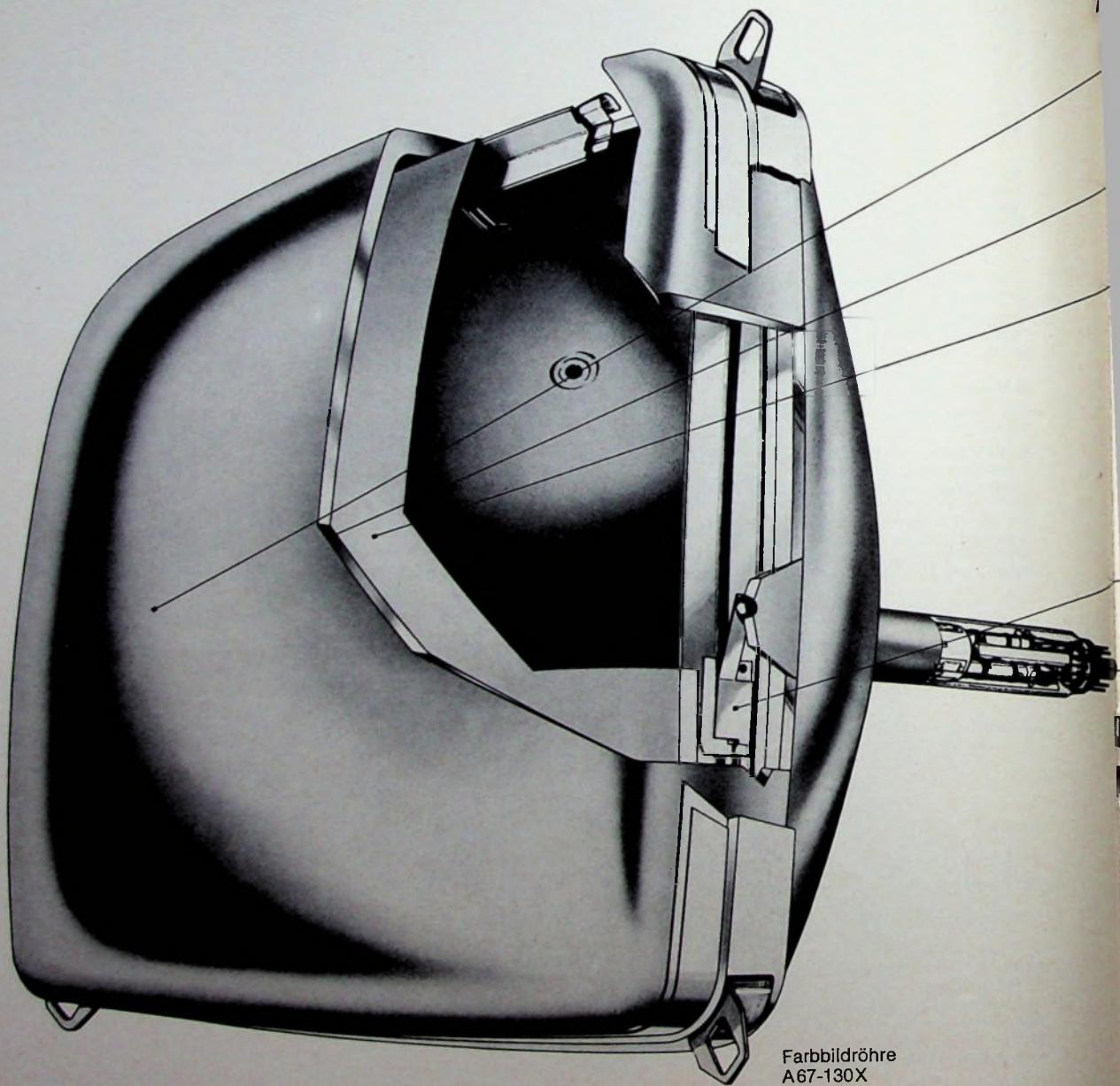


Bild 11. Testaufbau für die Messung mit erweiterter Drehzahlvariation

schwindigkeits-Methode, jedoch können die zu messenden Frequenzbänder innerhalb eines großen Variationsbereiches der Drehzahl ausgewertet werden. Beim Testaufbau (Bild 11) wurde das Tonabnehmersystem direkt an ein Voltmeter angeschlossen. Ebenso wie bei der Zwei-Geschwindigkeits-Methode war der Abschlußwiderstand 47 kOhm und die gesamte Eingangskapazität 450 pF einschließlich Verstärker- und Kabelkapazität. Die Plattenspieler-Drehzahl wurde mit Hilfe eines Oszillators mit nachgeschaltetem Verstärker innerhalb eines Bereiches von etwa 2 bis 56 U/min verändert. Ein Frequenzzähler erlaubte die exakte Drehzahleinstellung.

Ergon: zu Hö



Farbbildröhre
A67-130X

erem geboren

Der Jumbo Schirm 67
ist der grösste und rechtwinkeligste der
heute erzeugten Farbfernsehschirme,
mit einer nutzbaren Fläche von 2040 cm²
und praktisch geraden Seitenlinien mit
einem Krümmungsradius von mehr als 3 m.

Rote Farbe auf Gadoliniumoxydbasis
mit Europium als Aktivator
Bei diesem neuen Rot tritt kein "Blooming"
auf, wie es sich gewöhnlich bei
gesättigten, hell leuchtenden Rottönen zeigt.

Antimoiré Maske
Es entfällt die Notwendigkeit, zwecks
Vermeidung von Moirébildung,
Elektronenstrahlsysteme von geringem
Auflösungsvermögen zu verwenden.
Mit dieser neuen Maske, deren Belochung
nach einem für die europäische
Standardnorm besonders geeigneten
Raster erfolgt, wird der sichtbare
Moiré-Effekt vermieden.

Invarchrom® System
Nach diesem System erfolgt die
Wärmeausdehnung der Maske in Bezug
auf das Schirmzentrum symmetrisch und
wird auf diese Weise vollkommen
kompenziert, sodass die
Farbreinheitseinstellung erhalten bleibt.

**Dreifach Elektronenstrahlsystem von
hohem Auflösungsvermögen**
Dieses gestattet die Bildwiedergabe unter
Erfassung grösstmöglicher Details
auf der gesamten Schirmoberfläche und
gestattet eine Erhöhung der nutzbaren
Helligkeit um mehr als 30%.



Ergon - 03012 Anagni (Frosinone) Postfach 11 - Italien

Ergon ist zur Farbe geboren. Mit den neuesten
Techniken sowie präzisen Herstellungsmethoden
werden Bildröhren, Ablenkeinheiten,
Konvergenzvorrichtungen und
Verzögerungsleitungen produziert.

Bei den Messungen wurde dasselbe Tonabnehmersystem benutzt, das auch für die Zwei-Geschwindigkeits-Methode verwendet wurde. Als Testplatte diente die zweite der beiden neuen Meßplatten (Platte 3). Bild 12 zeigt die Tonabnehmer-Frequenzcharakteristiken, die sich für einen weiten Drehzahländerungsbereich bei den Frequenzbändern 1, 3, 6, 12 und 18 kHz ergaben. Im Bild 13 sind die Frequenzkurven von Bild 12 so dargestellt, daß alle Kurven bei der Frequenz

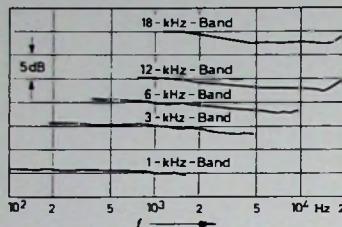


Bild 12. Tonabnehmer-Frequenzgänge bei verschiedenen Frequenzbändern der Platte 3 und veränderbarer Abspielgeschwindigkeit

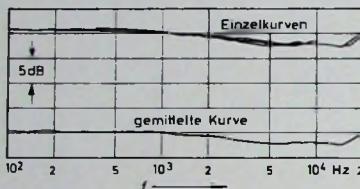


Bild 13. Tonabnehmer-Frequenzgänge von Bild 12 als Einzelkurven mit dem Bezugspunkt 1 kHz und gemittelte Kurve

1 kHz zusammenfallen. Der daraus gemittelte Frequenzgang (untere Kurve im Bild 13) korreliert sehr gut mit den Frequenzkurven, die sich bei der Zwei-Geschwindigkeits-Methode ergaben (Bild 14).

Auf ähnliche Weise wurden die Frequenzcharakteristiken der Testschallplatten ermittelt. Die Frequenzbänder von 1 bis 20 kHz wurden bei 33 1/3 U/min gemessen. Die tatsächliche Frequenzcharakteristik der

Testplatte erhält man durch Subtraktion des tatsächlichen Tonabnehmer-Frequenzganges vom gemessenen Frequenzgang zur Ermittlung der Plattencharakteristik. Messungen,

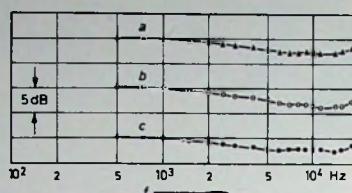


Bild 14. Korrigierter Frequenzgang des Test-Tonabnehmers bei drei verschiedenen Testplatten: a Platte 1 (Zwei-Geschwindigkeits-Methode), b Platte 2 (Zwei-Geschwindigkeits-Methode), c Platte 3 (erweiterte Drehzahlvariation)

die bei 16 2/3 und 33 1/3 U/min durchgeführt wurden, lieferten ähnliche Kurvenverläufe. Die Kurven, die sich für die drei Geschwindigkeiten ergaben, wurden zunächst einzeln aufgetragen und anschließend gemittelt. Ein

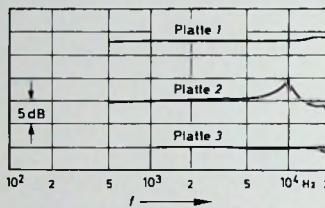


Bild 15. Frequenz-Charakteristiken für drei verschiedene Testplatten

Vergleich der ermittelten Kurven für die Meßplatten 1, 2 und 3 (Bild 15) zeigt, daß die drei Platten sehr unterschiedliche Frequenzcharakteristiken aufweisen.

9. Anhang

Um die Meßdatenerfassung für die Zwei-Geschwindigkeits-Methode zu erleichtern, wurde ein Arbeitsblatt entwickelt (Bild 16).

1	2	3	4	5	6	7
Frequenzband	TA-Ausgangsspannung bei 33 1/3 U/min	TA-Ausgangsspannung bei 16 2/3 U/min	Theoretische TA-Ausgangsspannung bei 16 2/3 U/min	Abweichung der theoretischen TA-Ausgangsspannung bei 16 2/3 U/min	Korrigierter TA-Frequenzgang	Fehler der Testplatte
f kHz	U ₁ dB	U ₂ dB	U ₃ dB	Δc dB	U ₅ dB	Δr dB
0,5	0,4	-5,7	-6,0	0,3	0	0,1
1	0	-5,9	-6,6	0,7	-0,7	0,1
2	-0,6	-5,9	-8,0	1,3	-2,0	0
4	-2,0	-6,7	-8,0	-0,8	-2,8	0
8	-2,8	-8,0	-8,8	-0,8	-2,8	0
16	-1,75	-8,05	-7,75	-0,3	-2,5	0,75
0,75				-0,1		
1,5	-0,3	-5,9	-6,3	0,4	-0,3	0
3	-1,4	-6,3	-7,4	1,1	-1,4	0
6						
12						
2,5						
5						
10						
20						
7						
14						
9						
18						

Bild 16. Tabelle Teil des Arbeitsblattes für die Zwei-Geschwindigkeits-Methode

Für die Eintragungen sind sieben Spalten vorhanden.

Spalte 1:

Hier sind harmonisch zusammenhängende Frequenzbänder in der Reihenfolge aufgeführt, in der sie zweckmäßigerverweise gemessen werden. Die 0,75-, 2,5-, 7- und 9-kHz-Punkte sind durch Interpolation zu ermitteln.

Spalte 2:

Messung der Tonabnehmer-Ausgangsspannung U_1 für die in Spalte 1 aufgeföhrten Frequenzbänder bei der normalen Drehzahl von 33 1/3 U/min (1 kHz = 0-dB-Referenzpegel).

Spalte 3:

Messung der Werte U_2 bei halber Normaldrehzahl (16 2/3 U/min) für die gleichen Frequenzbänder.

Spalte 4:

Berechnung der theoretischen Tonabnehmer-Ausgangsspannung $U_3 = U_1 - 6 \text{ dB}$ bei 16 2/3 U/min.

Spalte 5:

Berechnung der Abweichung $\Delta c = U_2 - U_3$ der gemessenen Tonabnehmer-Ausgangsspannung U_2 von der theoretischen Ausgangsspannung U_3 .

Spalte 6:

Korrigierter Tonabnehmer-Frequenzgang U_5 , bezogen auf den 0-dB-Referenzpegel bei 1 kHz; es ist $U_{5,1/2} = U_{5,1} - \Delta c_{1/2}$, wobei f_2 jeweils die Frequenz des betreffenden Meßpunktes und $f_1 = f_2/2$ ist.

Spalte 7:

Berechnung der Aufzeichnungsfehler $\Delta r = U_1 - U_5$ der Testplatte.

Beispiel:

Meßpunkt ist das 3-kHz-Band im Bild 16. Alle Messungen erfolgten relativ zum 0-dB-Referenzpegel bei 1 kHz.

Gemessen wurden die Tonabnehmer-Ausgangsspannungen

$$U_{1(3 \text{ kHz})} = -1,4 \text{ dB}$$

und

$$U_{2(3 \text{ kHz})} = -6,3 \text{ dB}.$$

Daraus erhält man

$$\begin{aligned} U_{3(3 \text{ kHz})} &= U_{1(3 \text{ kHz})} - 6 \text{ dB} \\ &= -1,4 - 6 = -7,4 \text{ dB}. \end{aligned}$$

Die Abweichung der gemessenen Tonabnehmer-Ausgangsspannung bei 16 2/3 U/min vom theoretischen Wert ist

$$\begin{aligned} \Delta c_{(3 \text{ kHz})} &= U_{2(3 \text{ kHz})} - U_{3(3 \text{ kHz})} \\ &= -6,3 - (-7,4) = 1,1 \text{ dB}. \end{aligned}$$

Für den korrigierten Tonabnehmer-Frequenzgang ergibt sich

$$\begin{aligned} U_{5(3 \text{ kHz})} &= U_{5(1,5 \text{ kHz})} - \Delta c_{(3 \text{ kHz})} \\ &= -0,3 - 1,1 = -1,4 \text{ dB}. \end{aligned}$$

Schließlich wird

$$\begin{aligned} \Delta r &= U_{1(3 \text{ kHz})} - U_{5(3 \text{ kHz})} \\ &= -1,4 - (-1,4) = 0 \text{ dB}. \end{aligned}$$

Schrifttum

[1] Haynes, H. E., u. Roys, H. E.: A variable speed turntable and its use in the calibration of disk reproducing pickups. Proc. IRE Bd. 38 (1950) S. 239 - 243

[2] Kornei, O.: On the playback loss in the reproduction of phonograph records. J. Soc. Mot. Pic. Eng. Bd. 37 (1941) S. 569 - 590

Integrierte Schaltungen lassen sich einfacher darstellen

Integrierte Schaltungen (IS) werden in zunehmendem Maß auch in Geräten der Unterhaltungselektronik verwendet. Sie sind besonders vorteilhaft dort einzusetzen, wo ein hoher „Ersetzungsgrad“ zu erwarten ist, das heißt, wo sich möglichst viele diskrete Bauelemente zu einer IS vereinigen lassen. Allerdings eignen sich zur Integration nur komplette Stufen, damit man mit den vorhandenen Anschlüssen des IS-Gehäuses auskommt.

Die IS ist trotz der bisher erreichten Vorteile jedoch nicht das Ende einer neuen Entwicklung, sondern ihr Anfang. Es bietet sich nahezu von selbst an, eine oder mehrere IS mit den peripheren Bauelementen auf einer Trägerplatte zusammenzufassen und über eine Steckverbindung mit den übrigen Baugruppen zu verbinden. Damit erhält man dann ein Modul. Für den Service-Techniker ist es nun nicht mehr wichtig, ob dieser Modul in Print-, Dickfilm- oder Dünnfilmtechnik gefertigt worden ist, weil er die Modulen nicht mehr zu reparieren, sondern nur noch auszuwechseln braucht. Daraus ergeben sich

Eduard Gublass ist Technischer Assistent in der Service-Abteilung der Deutschen Philips GmbH, Hamburg.

aber Konsequenzen für die Schaltungsdarstellung. Wenn keine diskreten Bauteile mehr ersetzt werden können oder sollen, dann ist es auch nicht notwendig, sie getrennt aufzuführen. In der Digitaltechnik wurde dieses Problem dadurch gelöst, daß Funktionssymbole eingeführt wurden. Dadurch wurde es möglich, die oft sehr umfangreichen Digitalschaltungen auf einer übersichtlichen Fläche darzustellen. Aber auch für die Analogtechnik gibt es bereits derartige Funktionssymbole. Sie sind

in DIN 40 700, Blatt 10, zusammengestellt und müssten nur noch von Fall zu Fall ergänzt werden.

Wie derartige Schaltungen mit Funktionssymbolen dargestellt werden können, soll an Hand der IS TAA 630 erläutert werden. Diese integrierte Schaltung hat, enthält folgende Stufen: Synchron-demodulatoren für F_V und F_U sowie die zugehörigen Treiberstufen, ($G - Y$)-Matrix, Vorverstärker für die Farbdifferenzsignale ($R - Y$), ($G - Y$) und

Bild 1. Darstellung der integrierten Schaltung TAA 630 mit Funktionsymbolen

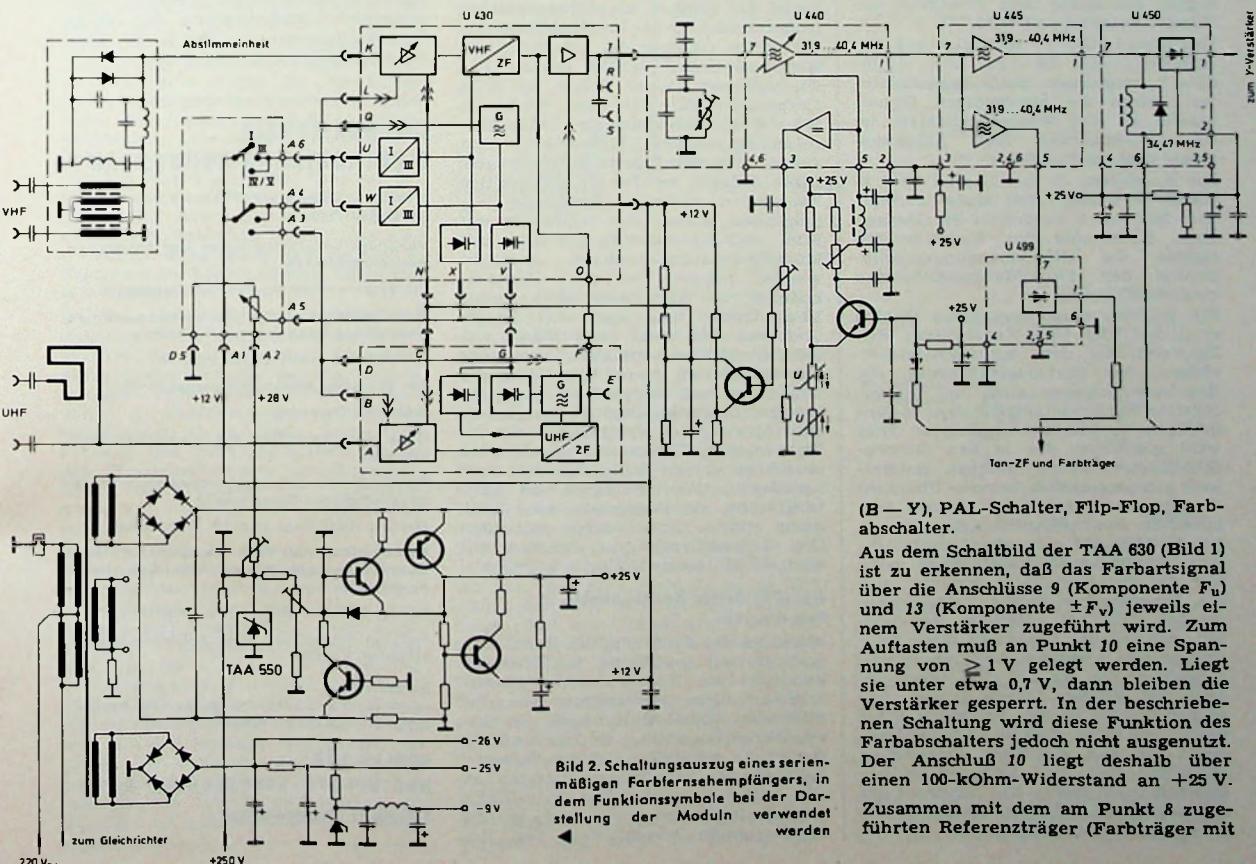
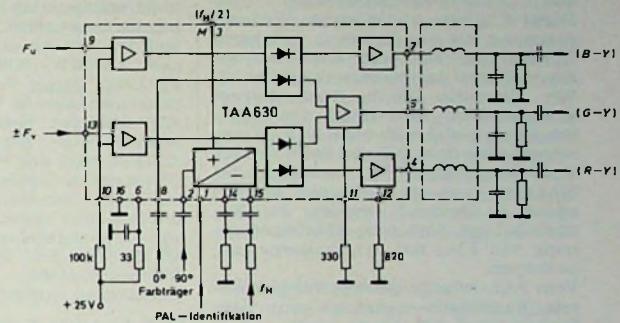


Bild 2. Schaltungsauszug eines seriell-mäßigen Farbfernsehempfängers, in dem Funktionssymbole bei der Darstellung der Modulen verwendet werden

($B - Y$), PAL-Schalter, Flip-Flop, Farbschalter.

Aus dem Schaltbild der TAA 630 (Bild 1) ist zu erkennen, daß das Farbsignal über die Anschlüsse 9 (Komponente F_U) und 13 (Komponente $\pm F_V$) jeweils einem Verstärker zugeführt wird. Zum Auftasten muß an Punkt 10 eine Spannung von ≥ 1 V gelegt werden. Liegt sie unter etwa 0,7 V, dann bleiben die Verstärker gesperrt. In der beschriebenen Schaltung wird diese Funktion des Farbschalters jedoch nicht ausgenutzt. Der Anschluß 10 liegt deshalb über einen 100-kOhm-Widerstand an +25 V. Zusammen mit dem am Punkt 8 zugeführten Referenzträger (Farbräger mit

der Bezugsphase 0°) gelangt das verstärkte Signal zu dem oberen Demodulator. Das dort gewonnene Farbdifferenzsignal ($B - Y$) wird nachverstärkt und kann am Ausgang (Punkt 7) abgenommen werden.

Die zeilensequente Umschaltung der Farbkomponente F_V muß innerhalb der IS wieder rückgängig gemacht werden. Dies kann man durch Umschalten des Farbartsignals, des Farbdifferenzsignals oder des für die Demodulation benötigten Farbträgers erreichen. In der TAA 630 wird die zuletzt genannte Möglichkeit benutzt. Der um 90° gegenüber der Bezugsphase verschobene Farbträger gelangt über den Anschluß 2 zum PAL-Schalter. Dieser Schalter wird mit dem über die Punkte 14 und 15 zugeführten negativ gerichteten Horizontal-Rückschlagimpuls (etwa $4 V_{ss}$) gesteuert. Das PAL-Identifikationssignal am Punkt 1 ist eine sinusförmige Wechselspannung mit der Frequenz $f_B/2$ (etwa $7,8 \text{ kHz}$), die aus dem Farbsynchronsignal (Burst) des Senders abgeleitet ist. Wie allgemein üblich, wird indirekt synchronisiert, das heißt, der PAL-Schalter arbeitet auch ohne diese Wechselspannung (zum Beispiel bei Schwarz-Weiß-Empfang). Die Funktion des Schalters kann am Meßpunkt M (Anschluß 3) überprüft werden. Im Betriebsfall ist dort eine Määnderspannung von $3 V_{ss}$ mit der Frequenz $f_B/2$ zu messen.

Vom PAL-Schalter gelangt der geschaltete Farbträger zusammen mit dem Farbartsignal $\pm F_V$ an den unteren Demodulator. Dieser liefert das ($R - Y$)-Signal, das hinter dem Verstärker am Punkt 4 ausgekoppelt wird.

Das Signal ($G - Y$) setzt sich aus den Anteilen $-0,51 \cdot (R - Y)$ und $-0,19 \cdot (B - Y)$ zusammen. Beide Demodulatoren liefern die notwendigen Signale anteile an eine Widerstandsmatrix im ($G - Y$)-Verstärker. Sein Ausgangssignal liegt am Punkt 5.

Die Anschlüsse 11 und 12 sind über je einem Widerstand mit Masse verbunden. Mit ihnen werden in Schaltungen ohne Klemmung der Farbdifferenzsignale die Gleichspannungsarbeitspunkte der Farbdifferenz-Endstufen eingestellt.

Ein weiterer Schaltungsauszug (Bild 2) zeigt den VHF-UHF-Kanalwähler, den ZF-Verstärker, den Leuchtdichtheilrichter, den Farbartgleichrichter, die Regelspannungszeugung und den gegebenen Niedervoltnetzteil eines serienmäßigen Farbfernsehempfängers. Hier wird gegenüber der in den Service-Schaltbildern bisher üblichen Darstellung eine wesentlich bessere Übersicht erreicht. In nach diesem Prinzip aufgebauten Service-Anleitungen können für Notfälle auf einer dem vereinfachten Schaltbild folgenden Seite nicht nur das Detailschaltbild, sondern auch die Druckstockzeichnung nachgetragen werden. Dies hat außerdem den Vorteil, daß bei der Reparatur einer Baugruppe alle wichtigen Angaben nebeneinanderstehen. Es hat sich jedoch bereits seit einigen Jahren gezeigt, daß es sich für die Service-Werkstatt selbst dann nicht lohnt, Module zu reparieren, wenn sie mit diskreten Einzelteilen aufgebaut sind. Der Aufwand an Arbeitszeit ist in jedem Fall höher als der Austauschpreis (oder der Neupreis) des auszuwechselnden Moduls.

Sender und Programme

Verzeichnis der Ton- und Fernseh-Rundfunksendestellen

Mit 164 Seiten Umfang erschien jetzt die 10. Ausgabe des vom Fernmelde-technischen Zentralamt, Darmstadt, herausgegebenen „Verzeichnis der Ton- und Fernseh-Rundfunksendestellen in der Bundesrepublik Deutschland einschließlich Berlin (West)“ nach dem Stand vom 1. Juli 1970, das in einem Anhang auch die Rundfunksendestellen in der DDR und in Ost-Berlin nach Frequenzen geordnet enthält. Für das Gebiet der BRD bringt der erste Teil die Rundfunksendestellen nach Frequenzen geordnet, der zweite Teil die Rundfunksendestellen der Bundespost und die Rundfunksendestellen nach Rundfunkanstalten bzw. Genehmigungs-inhabern geordnet. Beide Hauptteile und der Anhang sind jeweils unterteilt nach LW/MW, KW, UKW, FS I/III, FS IV/V. Dieses Verzeichnis gibt eine zusammenfassende Übersicht auch über alle wichtigen technischen Daten wie beispielsweise Leistung, Strahlungscharakteristik und Polarisation. Das für Dienststellen der Deutschen Bundespost bestimmte Verzeichnis wird an private Interessenten gegen eine Schutzgebühr von 3 DM abgegeben. Bestellungen sind an die für den Wohnsitz zuständige Oberpostdirektion bzw. Landespostdirektion zu richten.

ORF bestellte Farbfernseh-Studioaus-rüstung für 6 Millionen Dollar

Einen der größten Investitionsaufträge in der Geschichte der Rundfunkindustrie hat Mitte Oktober die österreichische Rundfunk-GmbH (ORF) erteilt: Für 6,1 Millionen Dollar liefert die RCA Corporation für das neue Studio in Wien Farbfernsehkameras, Video-Aufzeichnungsanlagen, Filmabtaster und andere fernsehtechnische Einrichtungen. Diese Anlagen werden die gleichzeitige Produktion mehrerer Sendungen ermöglichen, wobei Live-Sendungen mit Film- und Diaeinblendungen sowie mit Magnetbandaufzeichnungen gemischt werden können. Der neue Fernsehkomplex in Wien wird etwa sieben Häuserblocks lang und drei Blocks breit sein. Mit einer Arbeitsfläche von etwa 8,5 Hektar kann sich dieses neue Fernsehzentrum sowohl hinsichtlich der Größe als auch hinsichtlich der technischen Leistungsfähigkeit mit jedem anderen zentralen Programmstudio der Welt messen. Die neue Zentrale wird ein 900 m^2 großes Studio-Theater, verschiedene Aufnahmestudios und Kontrollräume, ein Restaurant, eine Bank sowie andere Einrichtungen enthalten. Die Gesamtinvestitionen werden mit etwa 47 Millionen Dollar angegeben.

Ab 1972 dritte Fernsehkette in Frankreich

Anlässlich der Eröffnung der Rundfunk- und Fernsehausstellung in Bordeaux kündigte M. Kaspareit, Staatssekretär beim Ministerium für Industrielle Entwicklung und Wissenschaftliche Forschung, als Beschuß der Regierung an, daß die dritte Fernsehkette für das Farbfernsehprogramm ab 1971 aufgebaut wird. Diese dritte Kette wird in der ersten Ausbaustufe ab 1972 bereits einen wesentlichen Teil des

französischen Staatsgebietes bedecken und das gesamte Gebiet etwa ab 1975. Für den Ausbau hat die ORTF 32 Mill. FF in ihrem Haushalt für 1971 aufgenommen. Die Gesamtkosten werden auf 140 Mill. FF geschätzt.

Fernsehfüllsender des Bayerischen Rundfunks

Am 15. Oktober 1970 wurde ein Fernsehfüllsender für Brückenau/Unterfranken, Standort Kurstift, in Betrieb genommen. Der neue Sender strahlt im Fernsehkanal 11 das Programm des Deutschen Fernsehens (I. Programm) und die Regionalsendungen des Bayerischen Rundfunks aus. Die Strahlungsleistung des Bildsenders ist 3 W.

Am 21. Oktober 1970 nahm der Bayerische Rundfunk seinen 77. Fernsehfüllsender für die Marktgemeinde Thalmässing/Mittelfranken (Standort nördlich Waizenhofen) in Betrieb. Der neue Sender strahlt im Fernsehkanal 8 das Programm des Deutschen Fernsehens (I. Programm) und die Regionalsendungen des Bayerischen Rundfunks aus. Die Strahlungsleistung des Bildsenders ist 5 W.

Der Fernsehfüllsender Untersberg (Landkreis Berchtesgaden), der seit November 1969 im Kanal 46 mit kleiner Leistung das I. Fernsehprogramm des Bayerischen Rundfunks ausstrahlt, wurde am 27. Oktober 1970 auf eine Strahlungsleistung von 3000 Watt verstärkt. Diese Maßnahme bewirkt eine wesentliche Stabilisierung der Empfangsbedingungen am Rande des Versorgungsgebietes des Senders.

INTERNATIONALE ELEKTRONISCHE RUNDSTRAU

brachte im Oktoberheft 1970 unter anderem folgende Beiträge:

Vergleich von metallischen und oxidischen Speierschichten

Ein System rechnergeführt Elektronik

Das CAD-System für die rechnergestützte Herstellung integrierter Schaltungen

Informationen zur electronica 70

Ein adaptiver Sinusfunktionsgenerator

Schneller Thermograf

Über die Linearität von Thermistorbrücken

Entwicklungstendenzen numerischer Werkzeugmaschinen-Steuerungen

Dr. h.c. Hans Vogt zum 80. Geburtstag

Elektronik in aller Welt · Persönliches · Neue Erzeugnisse · Industriedruckschriften · Kurznachrichten

Format DIN A 4 · monatlich ein Heft

Preis im Abonnement 14,25 DM vierteljährlich, Einzelheit 5,- DM

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)

Der Laufzeitdemodulator

Der Laufzeitdemodulator ist heute vielfach im Video-Wiedergabekanal von Videorecordern zu finden, beispielsweise in den Heim-Videorecordern „LDL 1000“ (Philips) und „BK 100“ (Grundig). Die Wirkungsweise dieser Demodulationsschaltung soll im folgenden beschrieben werden.

1. Grundsätzliche Betrachtungen zur magnetischen Bildaufzeichnung

Um eine unkomplizierte und störungsfreie Abtastung des Videosignals zu erreichen, wendet man beim Videorecorder ein Trägerfrequenz-Modulationsverfahren an. Das Videosignal wird also nicht direkt aufgezeichnet, sondern einer höherliegenden Trägerfrequenz in geeigneter Weise aufmoduliert. Als wesentliche Vorteile ergeben sich bei diesem Verfahren neben der sehr einfachen Entzerrung des Abtastfrequenzganges die kontaktlose Übertragung der Signale von den Verstärkern zu den rotierenden Videoköpfen sowie eine schwankungsfreie Amplitude des abgetasteten Signals durch den Einsatz von Begrenzerstufen.

Im Gegensatz zu der FM-Rundfunktechnik darf aus Gründen eines wirtschaftlichen Bandverbrauchs bei einem Video-Aufzeichnungsverfahren die Trägerfrequenz grundsätzlich keinen großen Abstand von den höchsten Frequenzen des Modulationssignals haben. Vielmehr muß wegen der verhältnismäßig niedrigen Schreib- beziehungsweise Abtastgeschwindigkeit eine Trägerfrequenz verwendet werden, die unter Berücksichtigung eines ausreichenden Hubes möglichst nahe an der oberen noch zu übertragenden Frequenz des wiedergegebenen Videosignals liegt. Trotzdem ist für eine einwandfreie Wiedergabe eine genügende Trennung der beiden Signale unbedingt erforderlich.

Die beim FM-Rundfunk üblichen Modulations- und Demodulationssysteme sind nur für einen größeren Frequenzabstand geeignet, da sie die Grundfrequenz nicht unterdrücken. Es galt daher, ein Verfahren anzuwenden, das sowohl eine einwandfreie Modulation, zugleich aber trotz des extrem niedrigen Frequenzabstandes eine einwandfreie Unterdrückung der Trägerfrequenz am Ausgang des Demodulators gewährleistet.

Bei der beispielsweise in den Heim-Videorecordern von Philips und Grundig benutzten Schreib- und Abtastgeschwindigkeit der Videoköpfe von 8,08 m/s und Verwendung eines hochwertigen Chromdioxidbandes ergibt sich eine obere Abtast-Grenzfrequenz von etwa 3 MHz. Für eine ausreichend gute Bildwiedergabe sollen die Videofrequenzen bis 2 MHz reichen. Da der Hub des FM-Modulators praktisch bis an die Frequenzgrenze des Videosignals heranreichen darf, steht somit für den Frequenzhub der Trägerfrequenz ein Bereich von 1 MHz Breite zur Verfügung.

2. Videoamplituden

Der Hub der Trägerfrequenz wird von der Amplitude des Videosignals gesteuert. Er soll, um ein gutes Signal-Rausch-Verhältnis zu gewährleisten, möglichst groß sein. Bei 1 MHz ist diese Forderung gut erfüllt. Die den Hub steuernden Amplituden des Videosignals entsprechen den Helligkeitswerten des Bildinhalts.

Bild 1 zeigt die Lage des Video- und des Trägerfrequenzbereichs, dessen Mittelfrequenz 2,5 MHz beträgt. Eine schwarze Bildfläche verschiebt die Trägerfrequenz nach 2 MHz, eine weiße

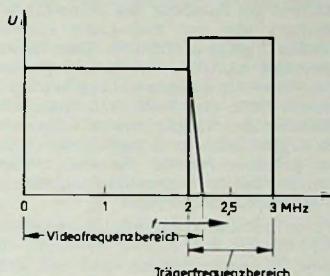
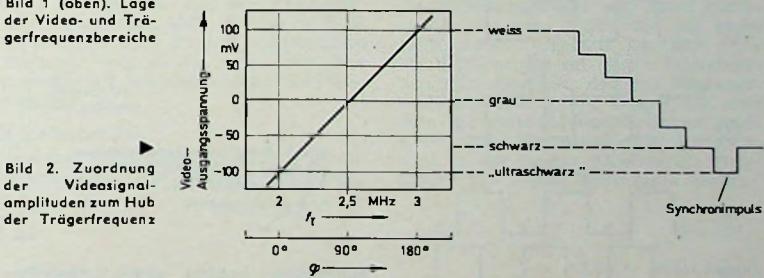


Bild 1 (oben): Lage der Video- und Trägerfrequenzbereiche



Bildfläche verschiebt sie nach 3 MHz. Aus Bild 2 ist ein großer Vorteil des in den beiden Heim-Videorecordern angewandten Modulator- und Demodulatorsystems erkennbar. Die Ausgangsspannung des Demodulators entspricht bei fehlender Wiedergabespannung der für die Trägerfrequenz 2,5 MHz, der ein mittlerer Grauwert zugeordnet ist. Fehlt nun aus irgendeinem Grund kurzzeitig das Signal bei der Abtastung, beispielsweise wegen einer Drop-Out-Stelle des Bandes oder infolge eines Staubkörnchens auf dem Band, so erhält man während dieser Zeit einen Grauton, der im Gegensatz zu weißen oder schwarzen Streifen den Bildeindruck nicht stört. Somit ergibt sich ein sehr gleichmäßiger Bildeindruck auch nach häufiger Benutzung des Bandes. Die niedrigste Frequenz von 2 MHz des Trägerfrequenzbereiches ist, wie Bild 2 zeigt, den Synchronimpulsen zugeordnet. Sie kann bis unmittelbar an den Videofrequenzbereich heranreichen.

Damit wurde eine sehr wirtschaftliche Ausnutzung des zur Verfügung stehenden Gesamtfrequenzbereiches erreicht. Voraussetzung dafür ist jedoch eine

Demodulatorschaltung, die die Träger-Grundfrequenz am Ausgang unterdrückt. Die bei der Demodulation entstehenden Oberwellen des Trägers – sie liegen zwischen 4 und 6 MHz – lassen sich durch einen einfachen Tiefpass ausfiltern.

Eine Anordnung, bei der die Trägerfrequenz am Ausgang unterdrückt wird, ohne die Modulationsfrequenz zu beeinträchtigen, ist die Ringmodulatorschaltung. Sie ist als Modulator und Demodulator in der Trägerfrequenztechnik gebräuchlich. In abgewandelter Form findet man eine derartige Diodenanordnung auch bei Stereo-Decodern, bei denen ebenfalls die Unterdrückung der 38-kHz-Schaltfrequenz (verdoppelte Pilotenfrequenz) notwendig ist. Die Ringdiodeanordnung allein ermöglicht aber noch keine Frequenzdemodulation. Erst in Verbindung mit einem phasenabhängigen Glied (Laufzeitkette) läßt sich das gewünschte frequenzabhängige Arbeiten erreichen. Die Diodenanordnung übernimmt dann lediglich eine Schalterfunktion.

3. Laufzeitdemodulator

Wie in Verbindung mit der Laufzeitkette eine Demodulation der mit der

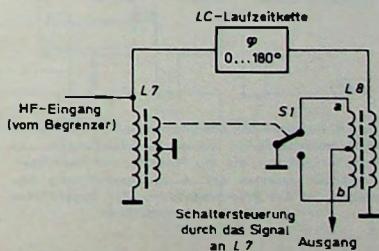


Bild 3. Vereinfachte Darstellung des Laufzeitdemodulators

Amplitude des Videosignals frequenzmodulierten Trägerfrequenz erreicht wird, zeigt Bild 3. Um das Verständnis zu erleichtern, ist hier an Stelle der Schalterdiodeanordnung ein mechanischer Umschalter S1 dargestellt, der phasenynchron mit der Eingangs frequenz die Enden a und b der Sekundärseite von L8 an Massepotential legt und damit bestimmt, welche Polarität gegen Masse der Augenblickswert des am Ausgang abgenommenen Signals hat. Ist beispielsweise der Punkt a

positiv und der Punkt b negativ, so ist in der gezeichneten Schalterstellung das Ausgangssignal negativ gegen Masse. Wird jetzt der Schalter umgeschaltet, wobei sich aber die Polarität von a und b nicht ändert, so kehrt die Ausgangsspannung ihre Polarität gegen Masse um. Der Primärseite des Übertragers L8 wird über eine LC-Laufzeitkette die phasenverschobene Eingangsspannung zugeführt. Die LC-Laufzeitkette ist so ausgelegt, daß, beginnend bei der Phasenverschiebung Null bei der Frequenz 2 MHz, eine mit der Frequenz größer werdende Phasenverschiebung entsteht.

Zunächst sei die Situation bei einem Eingangssignal mit der niedrigsten Frequenz (2 MHz) betrachtet, das ohne Phasendrehung an der Primärseite von L8 liegt. Der Schalter schaltet dabei immer dann um, wenn das Signal an der Primärseite von L8 seine Polarität

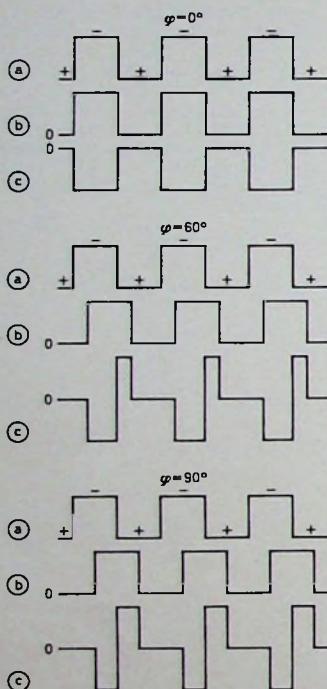


Bild 4. Arbeitsweise des Laufzeitdemodulators bei drei verschiedenen Phasenverschiebungen; a) Schalterfunktion, die die Polarität des jeweiligen Augenblickswertes der Ausgangsspannung bestimmt, b) der Primärspule von L8 zugeführtes Signal, c) Ausgangssignal

wechselt. Dabei treten am Ausgang negative Impulse auf, deren zeitlicher Mittelwert negativ ist (Bild 4). Würde man jetzt die Anschlüsse der Primärseite von L8 umpolen, so würde sich die Richtung der Ausgangsspannung ebenfalls umkehren, da der Schalter weiterhin phasenstarr vom Eingangssignal gesteuert wird. In diesem Fall entsteht also ein Ausgangssignal, das die entgegengesetzte Richtung aufweist. Was sich durch Umpolen der Primärseite von L8 erreichen läßt, kann aber auch durch eine Phasenverschiebung von 180° des ihr zugeführten Eingangssignals bewirkt werden. Da aber nicht nur Einzelfrequenzen demoduliert wer-

den sollen, sondern der gesamte Hubbereich zwischen 2 und 3 MHz, muß die auf die Primärwicklung von L8 wirkende Phasenverschiebung frequenzabhängig arbeiten. Dazu wird der Primärseite ein Phasendrehglied in Form einer LC-Laufzeitkette vorgeschaltet. Diese ist so ausgelegt, daß bei der höchsten Trägerfrequenz von 3 MHz eine Phasendrehung von 180° auftritt (entsprechend einer vollständigen Umpolung). Bei 2,5 MHz (also bei der Träger-Mittelfrequenz) ist sie 90° , und bei 2 MHz soll sie 0° betragen. Dadurch ergibt sich also bei 3 MHz Eingangsfrequenz ein positiv gerichtetes und bei 2 MHz ein negativ gerichtetes Ausgangssignal, dessen zeitlicher Mittelwert jeweils einen Maximalwert erreicht. Bei den Zwischenwerten ist der Mittelwert, der der Phasenverschiebung proportional ist, entsprechend niedriger.

Bei 90° Phasendrehung, die der Träger-Mittelfrequenz von 2,5 MHz entspricht, entsteht am Ausgang des Demodulatorschalters ein zur Null-Linie symmetrisches Signal (s. Bild 4). Eine Gleichspannung kann hierbei nicht auftreten. Die Video-Ausgangsspannung beträgt in diesem Falle also Null Volt. Nach Ausfilterung der Trägerfrequenz-Oberwellen ergibt sich ein Ausgangssignal, das ein getreues Abbild der dem Videorecorder bei der Aufnahme zugeführten Videoamplitude darstellt.

Die endgültige Demodulationsschaltung (Bild 5) ist, wie bereits erwähnt, mit einer Diodenanordnung und mit sym-

metrischen Spulen sowie Abgleichwiderständen ausgeführt, womit eine völlige Unterdrückung der unerwünschten Grundwelle der Trägerfrequenz erreicht wird. Mit den Symmetriewiderständen lassen sich kleine Streuungen der Wicklungen und Ungleichmäßigkeiten der Dioden-Durchlaßwiderstände ausgleichen.

Bei 90° Phasenverschiebung (s. Bild 4) entsteht am Ausgang des Demodulatorschalters ein zur Null-Linie symmetrisches Signal (s. Bild 4). Eine Gleichspannung kann hierbei nicht auftreten. Die Video-Ausgangsspannung beträgt in diesem Falle also Null Volt. Nach Ausfilterung der Trägerfrequenz-Oberwellen ergibt sich ein Ausgangssignal, das ein getreues Abbild der dem Videorecorder bei der Aufnahme zugeführten Videoamplitude darstellt.

Bei 90° Phasenverschiebung, die der Träger-Mittelfrequenz von 2,5 MHz entspricht, entsteht am Ausgang des Demodulatorschalters ein zur Null-Linie symmetrisches Signal (s. Bild 4). Eine Gleichspannung kann hierbei nicht auftreten. Die Video-Ausgangsspannung beträgt in diesem Falle also Null Volt. Nach Ausfilterung der Trägerfrequenz-Oberwellen ergibt sich ein Ausgangssignal, das ein getreues Abbild der dem Videorecorder bei der Aufnahme zugeführten Videoamplitude darstellt.

5. Videofrequenzen

Ein von einem normalen Bildinhalt stammendes Videosignal enthält nicht nur verschiedene, den Helligkeitswerten entsprechende Amplituden, sondern diese ändern sich vielmehr fortwährend

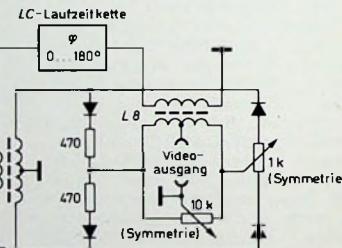


Bild 5. Endgültige Demodulationsschaltung mit Schalterdioden und Abgleichwiderständen zur Einstellung der Symmetrie

metrischen Spulen sowie Abgleichwiderständen ausgeführt, womit eine völlige Unterdrückung der unerwünschten Grundwelle der Trägerfrequenz erreicht wird. Mit den Symmetriewiderständen lassen sich kleine Streuungen der Wicklungen und Ungleichmäßigkeiten der Dioden-Durchlaßwiderstände ausgleichen.

4. Ein ähnliches phasenabhängiges Demodulationsprinzip

Die hier beschriebene FM-Demodulationsschaltung hat in ihrer prinzipiellen Wirkungsweise eine Ähnlichkeit mit der Koinzidenz-Demodulatorschaltung, wie sie sich beispielsweise für die UKW-FM- und Fernsehton-Empfängertechnik mit den Spezialröhren EQ 80 (Philips) oder EH 80 (Tungsram) und in jüngster Zeit auch mit dafür speziell entwickelten integrierten Schaltungen (beispielsweise TAA 661 von SGS) ausführen läßt. Auch hier wird ein FM-Eingangssignal auf zwei Wegen, einmal direkt und zusätzlich über ein Phasenschieberglied ($0 \dots 180^\circ$), innerhalb des Röhrensystems beziehungsweise der Transistoranordnung in geeigneter Weise zusammengeführt. Dabei entsteht am Ausgang (wie bei der im Videorecorder benutzt-

in unregelmäßiger Folge und mit unterschiedlichen Abstufungen. Die dadurch entstehenden Frequenzen des Videosignals hängen davon ab, mit welcher Geschwindigkeit (Schnelligkeit) die Helligkeitsübergänge (Konturen) erfolgen. Im Extremfall, also bei einer gleichmäßigen dunklen oder hellen Fläche ohne jeden Bildinhalt, treten keine höheren Frequenzen auf. Bei scharfen Abstufungen zwischen zwei in der Helligkeit nur gering unterschiedlichen Bildteilen entstehen höhere Frequenzen mit einer geringen, bei starken Helligkeitsstufen mit einer großen Amplitude. Zugleich ergeben sich entsprechende Hubweiten. Der größte Hub spricht bei gleichzeitigen Entstehen hoher Videofrequenzen bei der unmittelbaren Aufeinanderfolge von Schwarz und Weiß im Bildinhalt auf.

Bei diesem Auftreten verschiedener Videofrequenzen (also bei mehr oder weniger schnell verlaufenden Bildhelligkeitsänderungen verschiedenster Abstufung) entstehen Seitenbänder zur jeweiligen Trägerfrequenz. Diese Seitenbänder enthalten also die höheren Frequenzanteile des Videosignals. Die oberen Seitenbandfrequenzen liegen außerhalb des durch die Abtastge-

schwindigkeit der Videoköpfe und die Bandgeschwindigkeit gegebenen Übertragungsbereiches. Sie entfallen somit automatisch. Die Frequenzen des unteren Seitenbandes sind auch nach dem Demodulationsvorgang, bei dem aus dem Hub der Trägerfrequenz die Videoamplituden wieder entstehen, als entsprechende Videofrequenzen im wieder-gewonnenen Video-Gesamtsignal enthalten. Durch geeignete Auslegung der Übertragungskurve des Hubbereiches (weiches Abfallen in Richtung des oberen Seitenbandes) ist gewährleistet, daß die ausschließliche Benutzung der Frequenzen des unteren Seitenbandes ohne Nachteil ist. Die einer Videobandbreite von 2 MHz entsprechenden zusätzlich zum Hubbereich auftretenden Seitenbandfrequenzen reichen bis etwa 0,5 MHz. Die höheren Seitenbandfrequenzen treten jedoch mit geringer werdender Amplitude auf, so daß sie auch dann nicht stören, wenn sie, wie im vorliegenden Fall, bis weit in den Videofrequenzbereich hineinreichen.

6. Einige grundlegende Vergleiche mit dem FM-Rundfunk

Ein Videosignal, das den Bildinhalt des Fernsehsignals darstellt, besteht wie ein Rundfunk-NF-Signal (zum Beispiel Musik) aus einem Gemisch von Amplitudens- und Frequenzänderungen. Die Amplituden bestimmen beim NF-Signal die Lautstärke, beim Videosignal die Helligkeit des Bildinhaltes. Die Frequenzen bestimmen dagegen beim NF-Signal die Tonhöhen und den Klangcharakter, beim Videosignal die Konturen-schärfe des Bildinhaltes.

Beim FM-Rundfunk schwankt die Frequenz des HF-Trägers mit der Amplitude des NF-Signals. Bei einem mit einem Videosignal frequenzmodulierten Träger schwankt die Trägerfrequenz mit der Amplitude des Videosignals. Die Größe dieser Frequenzänderungen ist der Hub. Bei großen Lautstärken entsteht die weiteste Auslenkung der Trägerfrequenz, also der größte Hub. Bei der Videoaufzeichnung ergibt sich der Hub aus der Helligkeit des jeweiligen Bildinhalts, also aus den Amplituden des Videosignals. Die Frequenzen des NF-Signals ergeben beim FM-Rundfunk eine entsprechend schnelle (bei hohen Frequenzen) oder langsame (bei niedrigen Frequenzen) Änderung des Hubes.

Beim Videosignal ist es entsprechend. Die Helligkeitsstufen innerhalb des Bildes verursachen an den Übergängen eine mehr oder weniger hohe Frequenz. Bei flachen Helligkeitssprüngen ergibt sich eine niedrige, bei scharfen Schwarz-Weiß-Übergängen (scharfen Konturen) die höchste Frequenz. Ist ein wechselnder Bildinhalt vorhanden, so schwankt also der Hub mit der Schnelligkeit der sich durch die Konturenänderungen ergebenden Videofrequenz.

Die Amplituden des frequenzmodulierten Trägers tragen dagegen sowohl beim FM-Rundfunk als auch bei der Videoaufzeichnung keinerlei Information. Sie lassen sich daher wiedergabe-seitig begrenzen und somit auf einen konstanten Pegel bringen, also von Amplitudenschwankungen befreien. Das ist einer der wichtigsten Vorteile der Frequenzmodulation gegenüber der Amplitudenmodulation.

Normalfrequenzanlage 100/1 kHz

Zur Versorgung von Prüffeldern und Labors mit einer genauen Normalfrequenz wurde ein Gerät entwickelt, das aus einer drahtlos empfangenen Normalfrequenz Meßfrequenzen von 100 kHz und 1 kHz erzeugt. Als Normalfrequenz wird die sehr genaue Trägerfrequenz von 200 kHz des Langwellensenders Droitzow empfangen. Die Kurzzeitkonstanz dieser Frequenz ist $\pm 5 \cdot 10^{-11}$, und die Langzeitkonstanz $\pm 5 \cdot 10^{-10}$. Die Drift je Tag wird mit $\pm 1 \cdot 10^{-11}$ und die Phasenstabilität mit 0,05 µs/s angegeben. Die Frequenz des Deutschlandfunks (151 kHz) wäre ebenfalls für den genannten Zweck geeignet [1].

Es liegt nahe, die empfangene Frequenz direkt mittels digitaler Kippstufen herunterzuteilen. Dieses Verfahren konnte jedoch nicht angewendet werden, da intensive Funk-Störimpulse die Teilerstufen trotz Begrenzung zum Kippen brachten. Deshalb wurde eine Schaltung mit einem 1-MHz-Quarzoszillator gewählt, wobei der Quarz in einem Thermostaten untergebracht ist. Der Oszillator wird durch eine gut gesiebte Steuerspannung nachgestimmt. Die dabei entstehende große Zeitkonstante ist ohne Belang, da schnelle Frequenzänderungen des 1-MHz-Oszillators nicht zu erwarten sind. Fällt die empfangene Frequenz aus, so hat man noch eine quarzgenaue Normalfrequenz zur Verfügung.

1. Arbeitsweise

Aus dem Blockschaltbild (Bild 1) ist die Arbeitsweise des Gerätes ersichtlich.

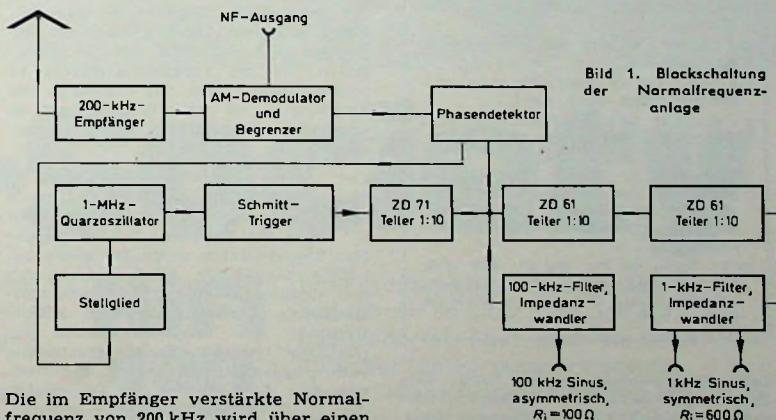
pazitätsdiode) wird der 1-MHz-Quarzoszillator nachgestimmt. Mit dekadischen Teilerstufen teilt man dann die 1-MHz-Frequenz über 100 kHz und 10 kHz auf 1 kHz herunter. Die Frequenzen 100 kHz und 1 kHz sind über Filter für Meßzwecke herausgeführt.

Der 1-kHz-Ausgang ist symmetrisch mit einem Innenwiderstand von 600 Ohm ausgelegt, um in größeren Betrieben über das Telefonleitungsnetz die Frequenz verteilen zu können. Zweckmäßigerverweise werden dann die Verbraucher über Trennverstärker angeschaltet. Der 100-kHz-Ausgang ist unsymmetrisch ausgeführt. Diese Frequenz wird hauptsächlich zur Kontrolle und Nacheichung von Frequenzzählern und Frequenznormalien benötigt.

Die Frequenzgenauigkeit hängt im synchronisierten Zustand von der Normalfrequenz ab. In ungünstigsten Fall können geringe Phasenfehler auftreten, die durch die Übertragung und die Geräteeigenschaften bedingt sind.

2. Schaltung

Die vollständige Schaltung der Normalfrequenzanlage ist im Bild 2 dargestellt. Als Empfänger dient ein 4kreisiger Geraudeempfänger mit einer Bandbreite von etwa 1 kHz, der auf einer Leiterplatte aufgebaut ist. Die erste Stufe T 4 wurde mit einem Feldefekttransistor bestückt, der den Eingangskreis nur sehr wenig dämpft und eine gute Kreuzmodulationsfestigkeit aufweist. Diese Eigenschaften sind wichtig, weil an der langen Antenne die Ortsender mit großer Amplitude vorhanden sind.



Die im Empfänger verstärkte Normalfrequenz von 200 kHz wird über einen AM-Begrenzer dem aperiodischen Phasendetektor [2] zugeführt. Gleichzeitig gelangt zum anderen Eingang des Phasendetektors eine aus der 1-MHz-Quarzfrequenz abgeleitete 100-kHz-Frequenz. Die Phasen beider Frequenzen werden miteinander verglichen. Tritt eine Phasendifferenz auf, so entsteht eine Steuerspannung, und über das Stellglied (Ka-

Eugen Berberich ist Radio- und Fernsehtechniker-Meister im Meßgeräte-Labor von TeKaDe-FGF, Nürnberg.

den sein können und dann unerwünschte Mischprodukte auftreten würden. Bei ungünstigem Frequenzabstand tritt eine Störfrequenz von etwa 200 kHz auf, die der Nutzfrequenz überlagert ist.

Die Antenne ist über den kapazitiven Spannungsteiler C 2, C 3 angeschlossen, wobei je nach Länge der Antenne das Teilverhältnis durch entsprechende Wahl von C 3 zur Verbesserung der An-

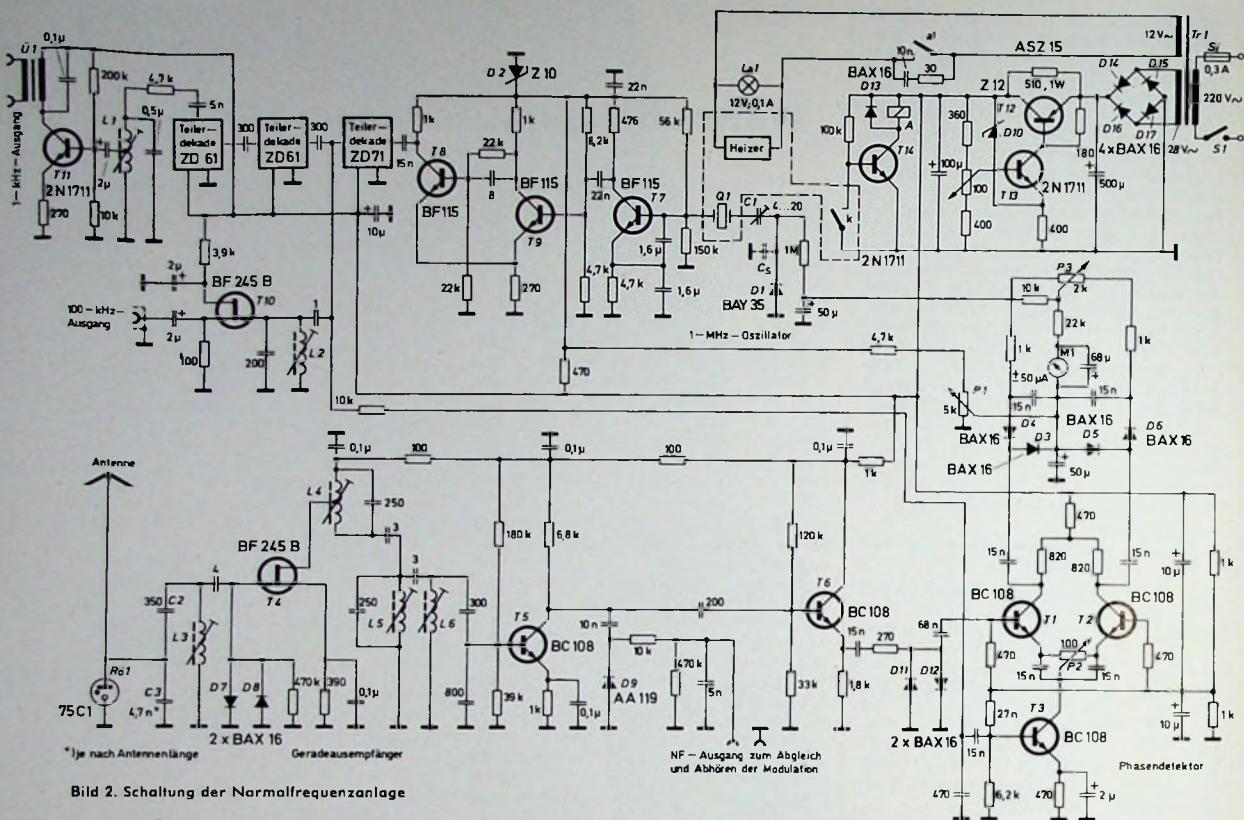


Bild 2. Schaltung der Normalfrequenzanlage

Tab. I. Wickeldaten der Spulen und Übertrager

L 1 (46 mH): 430 Wdg. 0,15 mm CuL; Schalenkerne „B65561-A0250-A022“ mit Abgleichkern „B65569-A0001-X023“, Gewindeflansch „B65569-J0002-X000“ und Bügelhalterung „B65568-A0003-X000“ (Siemens)
L 2 (13 mH): 225 Wdg. 20×0,05 mm CuLs; Kern wie L 1
L 3, L 5, L 6 (2,4 mH): 100 Wdg. 20×0,05 mm CuLs; Kern wie L 1
L 4 (2,4 mH): 100 Wdg. 20×0,05 mm CuLs, Abgriff bei 25 Wdg. vom kalten Ende; Kern wie L 1
U 1: Kern M 30, Dyn.-Bl. IV mit 0,2 mm Luftspalt, einseitig geschichtet; primär (80 mH): 565 Wdg. 0,22 mm CuL, sekundär (12 mH): 220 Wdg. 0,22 mm CuL
Tr 1: Kern M 55; 220 V: 2260 Wdg. 0,18 mm CuL; 12 V, 0,5 A: 134 Wdg. 0,6 mm CuL; 28 V, 0,3 A: 310 Wdg. 0,38 mm CuL

passung verändert werden kann. Beurteilungen bezüglich der Empfindlichkeit des Feldeffekttransistors gegenüber statischen Aufladungen haben sich bei der hier angewandten Schutzschaltung mit dem Glimmstabilisator Rö 1 nicht bestätigt.

Hinter der ersten Verstärkerstufe T 4 wird die gewünschte Frequenz über ein Dreikreisfilter ausgesiebt. Um eine hohe Güte zu erreichen, wurden für die Spulen Schalenkerne verwendet (Wickeldaten s. Tab. I). Die letzten beiden Verstärkerstufen T 5 und T 6 arbeiten als RC-gekoppelter Verstärker. An dieser

Stelle könnte auch eine integrierte Schaltung (CA3012) verwendet werden. Am Kollektor von T 5 ist ein Demodulator angeschlossen, der eine Abhörkontrolle des gewünschten Senders und den Endabgleich bei angeschlossener Antenne ermöglicht. Vom Emitter von T 6 gelangt das Signal über ein RC-Glied zu einem AM-Begrenzer mit den Dioden D 11 und D 12, um die Modulation für die Vergleichsfrequenz zu unterdrücken. Der HF-Ausgang des Empfängers ist vom Eingang gut zu entkoppeln, um Selbsterregung zu vermeiden.

Der 1-MHz-Oszillator T 7 schwingt in Clapp-Schaltung. Der Quarz Q 1 ist in einem Thermostaten untergebracht. Mit C 1 wird die Frequenz bei aufgeheiztem Thermostaten möglichst genau auf 1 MHz eingestellt (Frequenzvergleich mit Oszilloskop und 200-kHz-Normalfrequenz). P 1 steht dabei in Mittellage. Bei Abgleicharbeiten am Oszillator ist der Empfängererausgang vom Phasendetektoreingang abzutrennen. Zur Ansteuerung der Teilerdekaden wird ein steiler Impuls benötigt, den der dem Oszillator nachgeschaltete Schmitt-Trigger T 9, T 8 erzeugt.

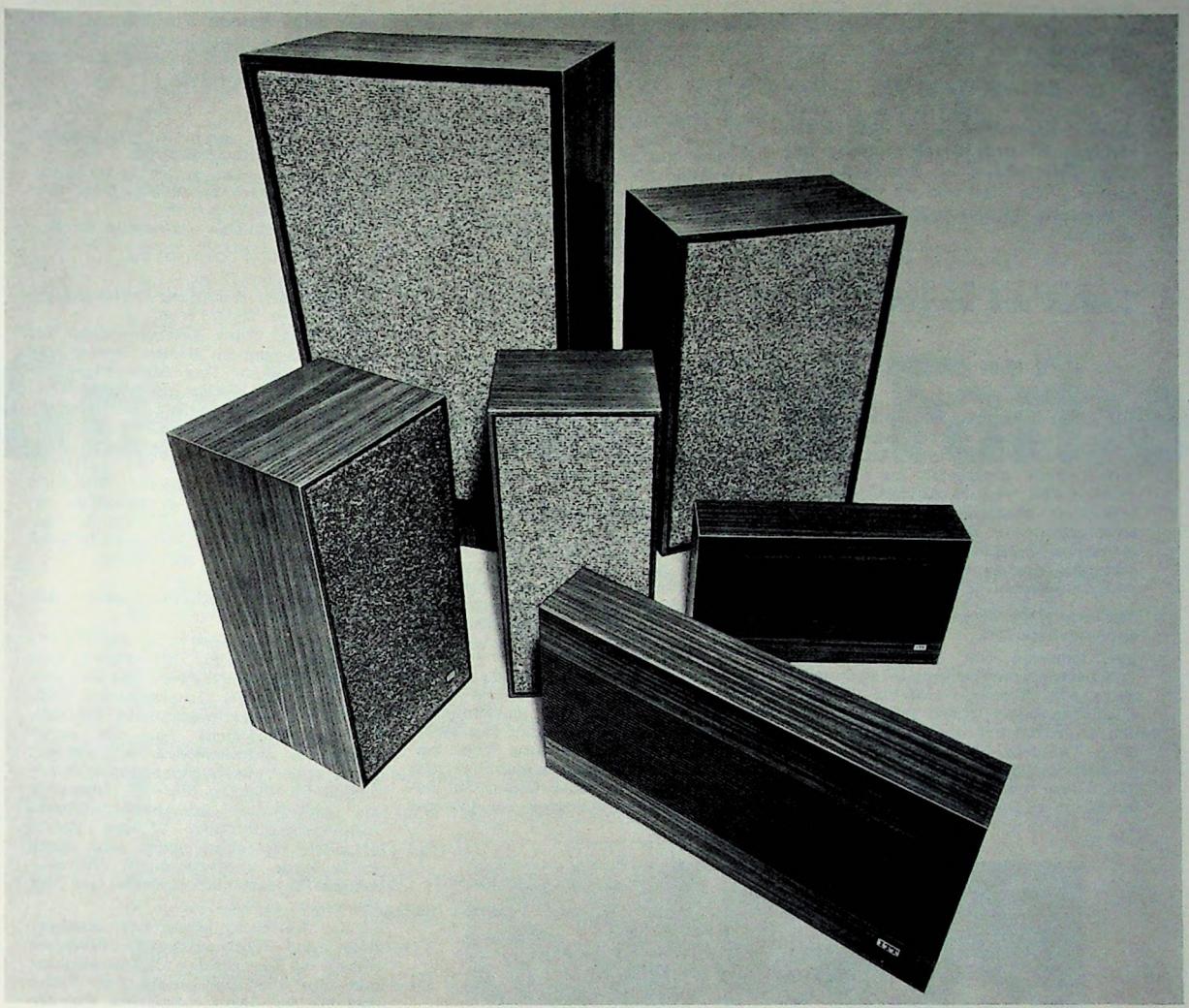
Der Phasendetektor ist mit den Transistoren T 1, T 2 und T 3 bestückt (an Stelle der drei Einzeltransistoren kann auch ein integrierter Differenzverstärker, zum Beispiel CA3028, verwendet werden). Der Basis von T 3 wird die erzeugte Frequenz von 100 kHz zugeführt.

Zur Symmetrieeinstellung führt man der Basis von T 3 die 100-kHz-Frequenz

(aus der ersten Teilerdekade) zu und misst mit einem symmetrischen NF-Voltmeter die Spannung an den Kollektoren von T 1 und T 2. Diese Spannung stellt man dann mit P 2 auf den Minimalwert ein. Anschließend ist das Voltmeter zu entfernen und P 3 so einzuregeln, daß das Nullinstrument M 1 keinen Ausschlag zeigt.

Wird die im Empfänger verstärkte Frequenz an die Basis von T 1 gelegt, dann muß der Nullpunktindikator M 1 bei einer Frequenzabweichung des Quarzoszillators eine Schwebung anzeigen. Diese Wechselspannung wird der Vorspannung der Kapazitätsdiode D 1 überlagert und bewirkt eine entsprechende Frequenzänderung. Da der Kapazitätshub und damit der Fangbereich nicht sehr groß ist, muß die Frequenz des Quarzoszillators vorher möglichst genau eingestellt werden. Die Nachsteuerspannung wird zusätzlich gesiebt, um Frequenzverstimmungen im Rhythmus der Modulation oder durch Störspannungen zu vermeiden. Ein Ausbrechen aus dem synchronisierten Zustand zeigt der Nullpunktindikator an. Für die Teilerstufen wurden industriell gefertigte Baugruppen von Grundig verwendet. Es handelt sich hier um die gleichen Bausteine, wie sie im Universalzähler „UZ 71“ Verwendung finden. Beim Nachbau der Schaltung empfiehlt es sich, dem heutigen Stand entsprechend, einen integrierten 1 : 10-Teiler (zum Beispiel SN 7490 von Texas Instruments) zu verwenden.

Die Nutzfrequenzen werden über Filter und Trennstufen ausgekoppelt. Die Schaltung des Netzzeils entspricht einem



Hifi-Society

Ein neues HiFi-Programm. Keine Lautsprecherboxen. Klangstrahler. Die auch die zartesten Passagen brillant wiedergeben.

Beispielhafte Technik aus dem ITT Design-Studio. Dazu die durchdachte Breite des neuen Programms: preislich gestaffelte Gruppen. Damit jeder Kunde „seine“ Box findet, nach Geschmack, Geldbeutel und Steuergerät. Damit kein Kunde Ihnen verlorengeht.

**Hifi
von
ITT**

Eine großartige neue Entwicklung. Auf die wir so stolz sind, daß wir uns weder als Laut- noch als Großsprecher fühlen, wenn wir voraussagen: Wer Klang und Namen hat, hat auch Hifi von ITT.

Wenden Sie sich an Ihre nächste ITT Schaub-Lorenz Vertretung.

Standard Elektrik Lorenz AG, Geschäftsbereich Bauelemente, Vertrieb Lautsprecher, 85 Nürnberg.

ITT
BAUELEMENTE

Vorschlag von Valvo [3]. Der Gleichspannungsausgang ist kurzschlußfest. Die Heizung des Thermostaten (Quarzkeramik „2202 Th 9136“, 12,6 V, 9,5 W, 60 °C) wird über das Relais A geschaltet, das den Kontakt k des Kontaktthermometers über den Transistor T 14 steuert. Dadurch erreicht man eine lange Lebensdauer des Kontaktthermometers. Ein elektronisch geregelter Thermostat ist hier natürlich ebenfalls geeignet.

Als Empfangsantenne wird eine etwa 30 m lange Langdrahtantenne verwendet, mit der sich der gewünschte Sender ohne Fading gut aufnehmen läßt. Die Antenne sollte möglichst außerhalb des Störnebels von Industrieanlagen aufgebaut werden. Die Installation des Gerätes erfolgt zweckmäßigweise an einer Stelle, an der eine einfache visuelle Kontrolle des Nullpunktindikators möglich ist, um Störungen der Synchronisation sofort erkennen zu können. Das beschriebene Gerät wurde vor drei

Jahren entwickelt und ist seitdem ohne Störung in Betrieb. Ein Nachbau sollte jedoch nur von erfahrenen Technikern und mit entsprechender Meßausrüstung vorgenommen werden.

Schrifttum

- [1] B a s t e l b e r g e r , J.: Nachrichtentechn. Z. Bd. 21 (1968) Nr. 12, S. 766
- [2] S t r e n g l e i n , H. F.: Phase demodulator needs no tuning. Electronics Bd. 39 (1965) Nr. 4, S. 99
- [3] Valvo Technische Information Nr. 93

Teknik von morgen

Neue Laser-Anwendungen

Die Laser-Strahlung, die erst vor zehn Jahren entdeckt wurde, wird bereits auf vielen Gebieten der Wissenschaft und Technik eingesetzt. Im folgenden werden drei weitere Anwendungsmöglichkeiten beschrieben, die im Forschungszentrum des Brown Boveri-Konzerns beziehungsweise im Forschungslaboratorium von Siemens entwickelt wurden.

Berührungslose Messung von Strömungsgeschwindigkeiten

Die Streuung von Licht an kleinen Teilchen ist ein bekanntes Phänomen der Optik. Bewegen sich die Teilchen relativ zu einem festen Beobachtungsort, so verändert das gestreute Licht seine Frequenz (und damit die Farbe) proportional zur Teilchengeschwindigkeit. Diese Erscheinung wird als Doppler-Effekt bezeichnet. Bei kleinen Strö-

amplitudenmäßig addiert) und in dieser Form von einem Photodetektor empfangen. Auf Grund des quadratischen Zusammenhangs zwischen Detektorstrom und Lichtamplitude entsteht am Ausgang des Photoempfängers ein elektrisches Signal, dessen Frequenz gleich der Differenz der Frequenzen der beiden Lichtanteile ist. Diese Differenzfrequenz ist wegen des Doppler-Effekts ein direktes Maß für die Geschwindigkeit der Teilchen und damit der umgebenden Strömung.

In einer typischen Anordnung, die mit dem roten Licht eines Helium-Neon-Lasers arbeitet, beträgt der Doppler-Effekt etwa 1 MHz bei einer Geschwindigkeit von 1 m/s. Auf diese Weise lassen sich Strömungsgeschwindigkeiten von Flüssigkeiten und Gasen im Bereich von etwa 0,1 mm/s bis 1000 m/s

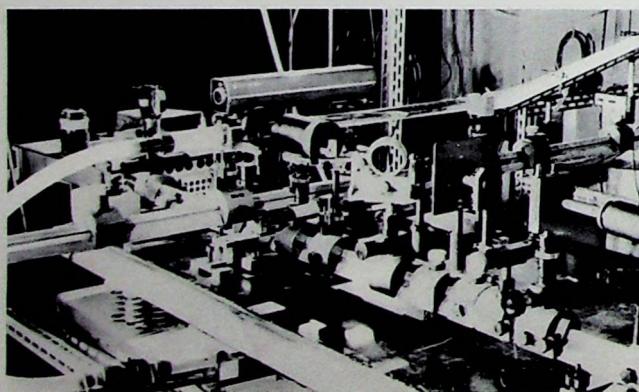


Bild 1. Versuchsaufbau zur berührungslosen Messung von Strömungsgeschwindigkeiten

mungsgeschwindigkeiten ist die Faränderung des gestreuten Lichts jedoch so gering, daß sie von Spektralapparaturen nicht mehr registriert werden kann. Verwendet man dagegen eine kohärente Lichtquelle, das heißt einen Laser mit genau definierter Frequenz (und Phase), so lassen sich auch sehr kleine Frequenzverschiebungen des gestreuten Lichts noch genau bestimmen. Das Meßprinzip entspricht demjenigen eines Doppler-Radars. Die in eine bestimmte Richtung gestreute Lichtkomponente wird einem Teil des ungestreuten Lichts überlagert (das heißt

vollkommen berührungslos bestimmen. Voraussetzung dafür ist lediglich eine hinreichende Transparenz des Mediums sowie eine geringe Beimischung von streuenden Teilchen (zum Beispiel genügen bereits die normalen Verunreinigungen in technischen Flüssigkeiten). Die Abhängigkeit des Doppler-Effekts von der Beobachtungsrichtung gestattet es, durch drei Messungen in drei verschiedenen Richtungen alle drei Komponenten des Geschwindigkeitsvektors zu bestimmen. Da sich die Laserstrahlung zu einem sehr kleinen Punkt fokussieren läßt, ist außerdem

für eine hohe räumliche Auflösung gesorgt.

Bild 1 zeigt einen Versuchsaufbau der Meßeinrichtung im Brown Boveri-Forschungszentrum. Der Strömungskanal (in Bildmitte) besteht aus einem Glasrohr, an dessen Enden zwei Plastiksäcke angeschlossen sind. In Bildmitte kann man auch den Gaslaser erkennen und am Ende der optischen Bank (am rechten unteren Bildrand) den Photodetektor. Zur Isolation gegen Gebäudevibrationen ruht der gesamte optische Aufbau auf einer federnd gelagerten massiven Steinplatte.

Laserlicht als Gestaltungsmittel für Bühnenbildner

Auf Anregung des Nationaltheaters München entstand im Forschungslaboratorium von Siemens der Bühnen-Laser, der auf der Grundlage der Holografie die dreidimensionale Bilddarstellung ermöglicht. Auf die ganze Größe des Bühnenbildes projiziert der Laser eine Vielzahl stehender oder bewegter Farbfiguren, die – im Gegensatz zu Lichteffekten mit herkömmlichen Bühnenscheinwerfern – eine starke räumliche Wirkung haben und durch fortlaufende Veränderungen ein neuartiges Element des Lebens und der Bewegung einführen.

In der Neuinszenierung der „Zauberflöte“ des Nationaltheaters München dienen die Laserbilder als Gestaltungselemente zur Darstellung von Feuer und Wasser. Die projizierten Figuren entstehen dabei auf folgende Weise: Ein gefächertes Bündel von Laserstrahlen trifft auf einen Streukörper aus Glas, das unregelmäßige Strukturen aufweist. Die einzelnen Laserstrahlen werden beim Auftreffen auf den Streukörper mehrfach gebrochen, reflektiert und in verschiedene Richtungen, sich einander durchkreuzend, in den Raum gelenkt. Auf einer beliebigen Projektionsfläche entstehen dann die abstrakten Figuren.

Die Dynamik und der Formenreichtum kommen dadurch zustande, daß die Streukörper von zehn Motorantrieben mit verschiedenen Geschwindigkeiten nach allen Richtungen bewegt werden können. Als Lichtquelle dienen zwei Gaslaser mit 1 und 3 W Lichtausgangsleistung, von denen einer rotes, der andere grünes und blaues Laserlicht ausstrahlt. Farbfilter ermöglichen die Auswahl und Kombination der Farben, und mit Helligkeitsfiltern läßt sich die Intensität der Strahlen stufenlos regeln. Die einzelnen Figuren entstehen in weitgehend zufälligen Prozessen, je nach der gerade eingestellten Lage des Streukörpers. Doch obwohl eine nahezu unbegrenzte Anzahl von Einstellungen

Sie wissen ja: Seit April 1970 testen 100 Spiegel-Leser – von Marktforschern wissenschaftlich exakt ausgewählt – den Graetz „Burggraf Color electronic“. Der Test wurde nicht durchgeführt, um Lobpreisungen zu sammeln (loben können wir unsere Geräte selbst), sondern um festzustellen, ob wir mit unseren Farbfernsehgeräten richtigliegen.

Um es gleich zu sagen: Die Testergebnisse sind hervorragend, und darauf sind wir stolz. Die Testergebnisse werden monatlich durch Anzeigen im Spiegel veröffentlicht, denn wir meinen es ernst, wenn wir sagen:

Graetz bekennt Farbe

Die Testergebnisse im einzelnen:

- 70% der Testpersonen finden das Farbfernsehen mit unserem „Burggraf“ erheblich besser, als sie es sich jemals vorgestellt hatten.
- 55% beurteilen die Klangwiedergabe als „sehr gut“, 41% als „gut“ und nur 4% sagen „mittelmäßig“.
- 74% meinten, das Gerät passe „ganz gut“ bis „ausgezeichnet“ in ihre Wohnung – und das, obwohl sie das Testgerät nicht selber aussuchen konnten.
- 69% der Testpersonen nannten die einfache Bedienung und übersichtliche Anordnung der Bedienungselemente auf die Frage: „Was gefällt Ihnen an Ihrem Testgerät besonders gut?“
- 60% sagten, daß sie öfters Gäste hätten als früher. In den Kommentaren dieser Fernsehgäste zum „Burggraf“ tauchte 51mal das Wort „begeistert“ auf, 20mal „beeindruckt“, 6mal der Begriff „Erlebnis“ und – nun ja – einmal das Wörtchen „nett“.

Dieses Ergebnis zeigt sehr deutlich, wie wichtig für den Verkauf von Farbfernsehgeräten die sogenannte „Mundpropaganda“ zufriedener Kunden ist.

Auch das ist wichtig:

- 72% der Testpersonen dauerte es zu lang vom Einschalten des Gerätes bis zum Erscheinen des Bildes. Jetzt gibt es den „Burggraf“ mit Quickstart: Ton sofort, Bild nach 8 Sekunden.
- 23% der Testpersonen würden ein Gehäuse in Schleiflack weiß vorziehen. Ab sofort gibt es den „Burggraf“ in Schleiflack weiß.

Anfang Dezember 1970 liegen die Testergebnisse komplett vor. Wenn Sie Fachhändler sind und Interesse daran haben: Schicken Sie uns den Coupon. (...denn Graetz bekennt Farbe!)

Bitte senden Sie mir
zu meiner Information
die Ergebnisse Ihres
Spiegel-Leser-Tests.

Graetz-Informations-
dienst, 753 Pforzheim,
Postfach 609

GTZ 157

Firmenstempel

Unterschrift



Es gibt keine bessere Qualität

Der 110°-Erfolg von Loewe

Der große Erfolg auf der Funkausstellung in Düsseldorf.

Die Raumsparer von Loewe. Die Farbfernsehgeräte, die
endlich handlicher sind. 20 % kürzer. Durch die 110° Farbbildröhre.
Und deshalb auch ins Regal passen. Ein bedeutender Vorteil – ein raumsparender.

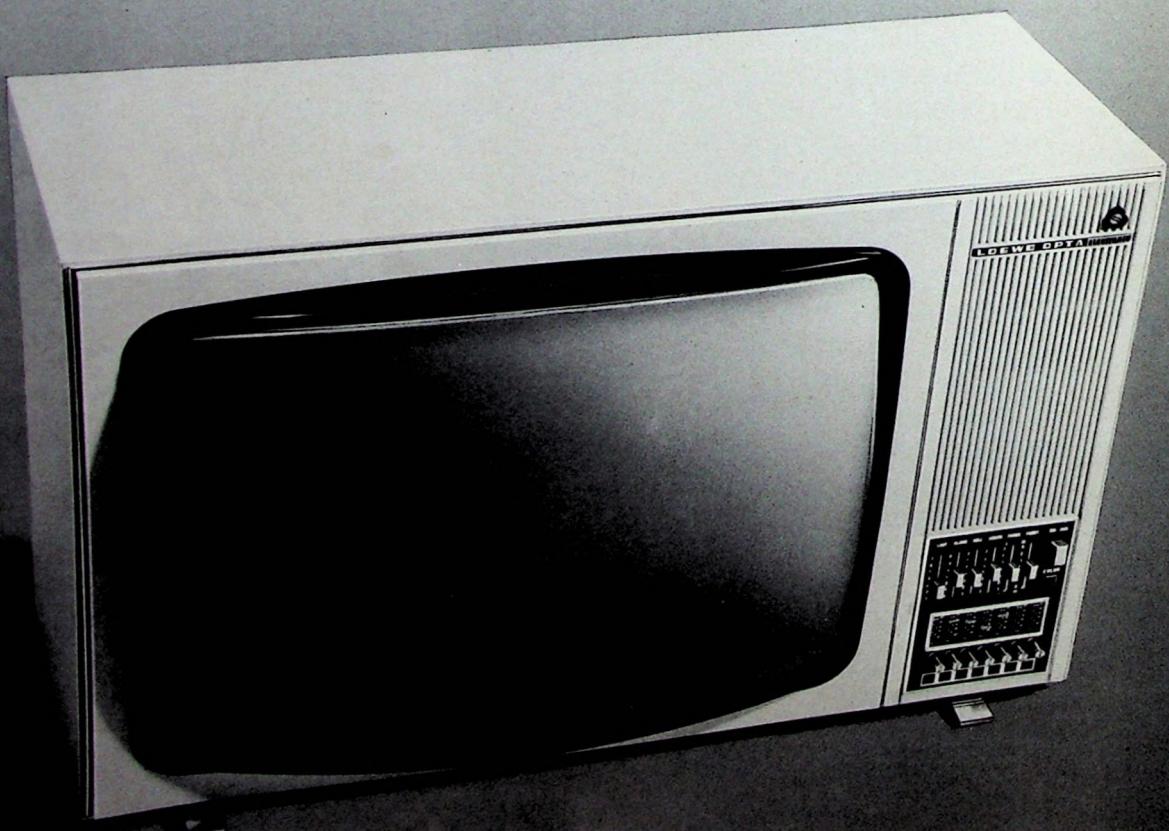
Ihre Kunden werden ihn nützen – das ist Ihr Vorteil.

Machen Sie den 110°-Erfolg von Loewe auch zu Ihrem.
Ordern Sie rechtzeitig.

Ein Loewe ist mehr.



Berlin - Kronach
LOEWE OPTA



möglich ist, lassen sich die einzelnen Formen, ihre Farb- und Helligkeitskombinationen sowie ihr Bewegungsablauf immer wieder exakt wiederholen.

Potentialunabhängiger Stromwandler

Der Trend zu immer höheren Spannungen in Energieübertragungssystemen erschwert die Konstruktion konventioneller Stromwandler erheblich. Dafür wurde im Brown Boveri-Forschungszentrum die Laborausführung eines unkonventionellen Stromwandlersystems realisiert, dessen Funktionsweise vollkommen unabhängig vom Potential der Übertragungsleitung ist. Das wesentliche Merkmal des neuen Wandlerprinzips besteht darin, daß die Verbindung zwischen Meßstelle (Leitung) und Erdboden auf optischem Wege – vorzugsweise mit einem Laser – erfolgt. Das Magnetfeld des Stromleiters (im Bild 2 durch eine Luftspule simuliert) verursacht auf Grund des Faraday-Effekts in einem magneto-optischen Element, das hier im Inneren der Spule angeordnet ist, eine stromproportionale Drehung des auf die Polarisationsebene fallenden linear polarisierten Lichts. Als magneto-optisches Element wird für Ausführungen mit infrarotem Licht ein Granat-Kristall und für sichtbares Licht ein Stück Flintglas benutzt. Die im Bild 2 gezeigte Ausführung verwendet als Lichtquelle einen Helium-Neon-Laser (unten rechts) mit der Wellenlänge 0,6328 µm, dessen Strahlung über

optische Faserleitungen vom Erdboden zum Hochspannungsleiter und wieder zurück geführt wird. Im Bild 2 sind die Faserleitungen im Vordergrund rechts erkennbar; in einer praktischen Ausführung würden sie jedoch in das Innere des Hochspannungsisolators verlegt werden. Der zurückgeführte Licht-

strahl, dessen Polarisationsebene sich im Takt des Leistungsstroms dreht, wird elektronisch demoduliert. Auf diese Weise entsteht ein elektrisches Signal, das eine getreue Nachbildung des Leistungsstroms darstellt, und zwar sowohl bei Gleich- als auch bei Wechselströmen.

... und vor 50 Jahren

Erste Rundfunksendung am 22. 12. 1920

Die ersten Funkanlagen waren nur imstande, Telegrafiezeichen zu senden, doch im Jahre 1910 begann man mit Versuchen, auch Sprache zu übertragen. Zur Modulation des Senders wurden die damals üblichen Kohlekörnermikrofone verwendet. Sie lagen direkt im Antennenkreis des Senders und mußten, weil es noch keine Mikrofonverstärker gab, mundnah besprochen werden, damit man den direkt hindurchfließenden Hochfrequenzstrom ausreichend beeinflussen konnte. Wenn allerdings dabei die Nase des Sprechers

Poulsen-Langwellensender in Königs-Wusterhausen fortgesetzt, dessen Aufbau ihm den Scherznamen „Kistenstation“ eintrug. Man sendete zunächst nur Sprache, später auch Musik von Schallplatten. In- und ausländische Postdienststellen, aber auch viele Funkamateure empfingen die Darbietungen mit primitiven Detektorapparaten und Kopfhörern.

Als „erste Rundfunksendung in Deutschland“ ging das vor 50 Jahren am 22. Dezember 1920 ausgestrahlte Weihnachtskonzert in die Geschichte ein. Das

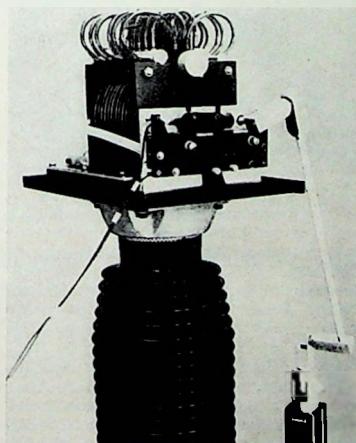
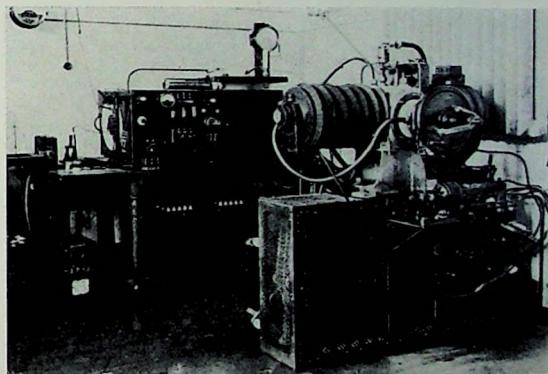


Bild 2. Versuchsaufbau eines optisch-elektronischen Stromwandlers zur potentialfreien Messung des Stroms in Übertragungsleitungen höchster Spannung mit Hilfe eines Helium-Neon-Lasers

4-kW-Lichtbogensernder von Lorenz, mit dem am 22.12.1920 das historische Weihnachtskonzert ausgestrahlt wurde



mit dem Mikrofon in Berührung kam, führte die hohe Senderspannung zu leichten Verbrennungen, doch nahmen die Pioniere der Funktechnik derartige Zwischenfälle in Kauf. Das änderte sich mit der Pungs-Drossel, die Professor Pungs als Mitarbeiter der C. Lorenz AG, einer Stammfirma der heutigen Standard Elektrik Lorenz AG, erfand. Sie gestattete es erstmals, Sender großer Leistung mit Sprache zu modulieren, ohne den Sprecher zu gefährden. Nach Unterbrechung durch den ersten Weltkrieg wurden die Telefonierversuche mit einem 4 kW starken

„Orchester“ bestand aus zwei Mann mit Harmonium und Geige. Die Geige spielte der damalige Inspektor Schwarzkopf, später Leiter des Senderhauses Zeesen. Begeisterte Hörrazzischriften kamen aus England, Holland, Luxemburg und den nordischen Staaten. Der Rundfunk in Deutschland war aus der Taufe gehoben. Offiziell begann der Rundfunkbetrieb am 29. Oktober 1923 mit der Indienststellung des Berliner Mittwellensenders im Voxhaus, den die Reichspost aus vorhandenem Material selbst zusammengebaut hatte.

Es gibt jemand, der Ihnen zur Hand geht, wenn Transistoren Überhand nehmen.

 Heninger
Servix

Externer LMO „SB-640“

Der seit einiger Zeit als Bausatz oder als Fertigerät erhältliche Linear Master Oszillator (LMO) „SB-640“ von Heathkit (Bild 1) erweitert die Betriebsmöglichkeiten des SSB/CW-Transceivers „SB-101“. Man kann mit dem eingebauten LMO des Transceivers, mit dem externen LMO oder auf zwei verschiedenen Quarzfrequenzen echten Transceive-Betrieb abwickeln. Außerdem ist es möglich, mit dem externen LMO zu



Bild 1. Ansicht des ex-
ternen LMO "SR 640"

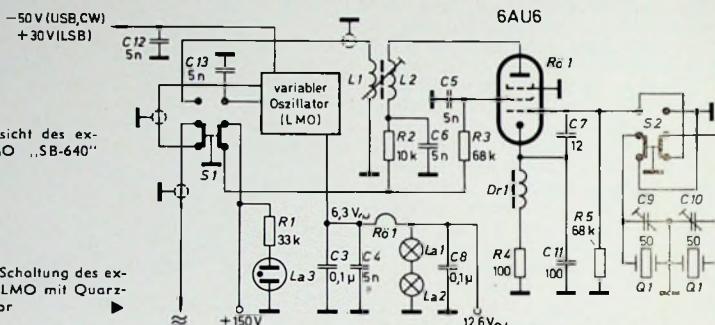


Bild 2. Schaltung des externen LMO mit Quarz-
oszillatoren

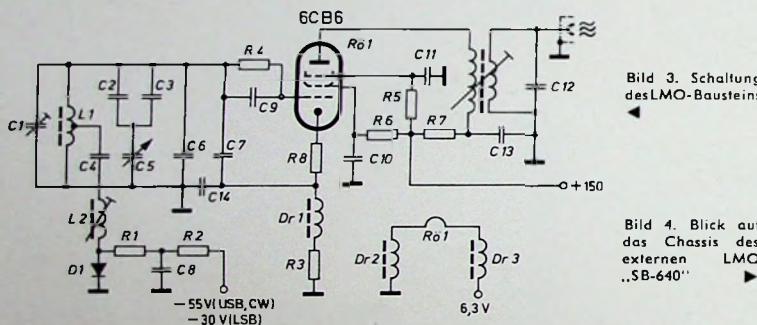
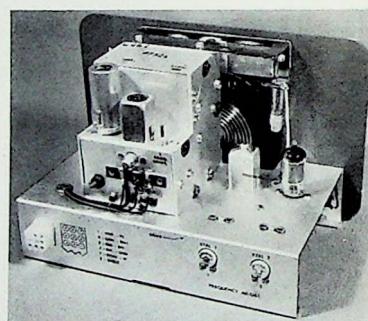


Bild 3. Schaltung
des LMO-Baustein:

Bild 4. Blick auf das Chassis des externen LMC



senden und mit dem Transceiver-LMO zu empfangen. Alle genannten Betriebsarten lassen sich ohne Umstecken von Kabeln durch entsprechende Schalter an den Frontseiten des „SB-101“ und des „SB-640“ wählen.

Schaltungseinzelheiten

Die Schaltung des „SB-640“ umfaßt einen variablen Oszillatoren und einen Quarzoszillator (Bild 2). Die notwendigen Versorgungsspannungen werden über ein Mehrfachkabel dem Transceiver „SR-101“ entnommen. Ferner ist eine HF-Verbindung zwischen beiden Geräten über ein Koaxialkabel erforderlich.

Nach Umschalten an der Frontplatte des Transceivers wird die Versorgungsspannung von +150 V an den variablen Oszillator (LMO) gelegt. Jetzt leuchtet die Glimmlampe *La* 3 auf, und die Frequenz des Transceivers wird vom externen LMO bestimmt, denn sein HF-Ausgangssignal gelangt zur ersten und zweiten Empfängermischstufe.

Der Quarzoszillator mit der Pentode 6AU6 arbeitet in Colpitts-Schaltung. Mit dem Schalter S 2 kann jeweils ein Quarz an den Gitterkreis der Röhre geschaltet werden. Für das Nacheichen der Quarz-

Der LMO-Baustein (Bild 3) wird fertig verdrahtet und abgeglichchen geliefert. Der Schwingkreis ist temperaturkompensiert (C_2, C_3) und lässt sich mit dem Drehkondensator C_5 abstimmen. An die Schwingkreisspule L_1 ist die Anordnung zur Seitenbandumschaltung angekoppelt. Die Schaltspannung vom Transceiver sperrt oder schaltet die Diode D_1 durch. Bei leitender Diode liegt die Spule L_2 über den Kondensator C_4 der unteren Teilwicklung von L_1 parallel.

Konstruktiver Aufbau

Aus Bild 4 geht der Innenaufbau des Gerätes mit dem LMO als Hauptbaustein hervor, der auch in der Bausatzausführung als Einbaublock verdrahtet und abgeglichchen geliefert wird. Rechts ist der Quarzoszillator angeordnet. Im Vordergrund erkennt man hinter den Trimmern die beiden Quarzfassungen und dahinter die Röhre 6AU6 mit dem Übertrager L 1, L 2.

In der Frontplattengestaltung, den Abmessungen des Gehäuses und der Abstimmsskala paßt sich der externe LMO dem SSB-Transceiver „SB-101“ und dem Stationslautsprecher „SB-600“ mit eingebautem Netzteil an.

Zusammenschaltung von „SB-640“ und „SB 101“

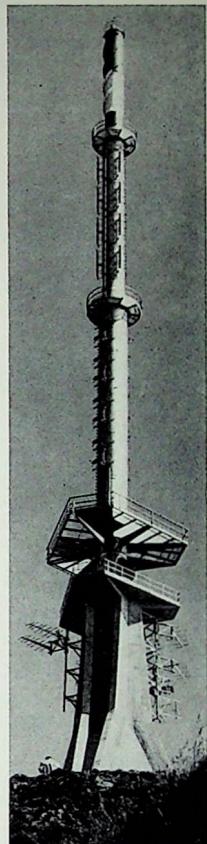
Sämtliche Bauelemente einschließlich Mehrfachbuchse sind Bestandteile des externen LMO. Zunächst montiert man die Mehrfachbuchse an der Rückwand des Transceivers „SB-101“ und verdrahtet sie nach den Angaben des Bauheftes. Diese Arbeiten sind auch bei einem betriebsfertig gelieferten externen LMO notwendig. Die Zusatzverdrahtung erstreckt sich auf die Spannungsversorgung und auf die Einspeisung des vom externen LMO gelieferten HF-Ausgangssignals.

In der Amateurfunkpraxis erweist sich der externe LMO „SB-640“ in Verbindung mit dem Transceiver „SB 101“ als nützliches Hilfsgerät. Verschiedene Stationen in selten zu arbeitenden Ländern ziehen heute noch den Sende- und Empfangsbetrieb auf getrennten Frequenzen vor, da dann die eigenen Sendungen durch dazwischenrufende Stationen nicht mehr gestört werden. Aber auch wenn man eine seltene Station erreicht hat, die gerade Funkverkehr mit zahlreichen anderen Stationen abwickelt, so daß man längere Zeit warten muß, bis man an der Reihe ist, erlaubt der externe LMO ein Absuchen des Bandes, ohne die eingestellte Transceiver-Frequenz zu verlieren. Man braucht nur auf Transceive-Betrieb umzuschalten, ohne nachstimmen zu müssen, wenn die seltene Station für Anrufe wieder aufnahmefähig ist. Wenn der externe LMO richtig abgeglichen und die Skala sorgfältig justiert wurde, stimmen die Frequenzangaben der externen LMO- und der Transceiver-Skala überein. Man kann daher die Frequenz einer mit dem LMO empfangenen Station auf der LMO-Skala genau ermitteln.

Werner W. Diefenbach

**Eurovisionssender
auf dem
Kitzbüheler Horn
in 2000 m Höhe**

Die gebirgige Landschaft Österreichs macht die Vollversorgung der Bevölkerung mit den Hörfunk- und Fernsehprogrammen besonders schwierig. Bis 1972 wird zur Erreichung dieses Ziels noch eine Vielzahl von Sendern errichtet werden müssen. Einer davon ist der UKW- und Fernsehsender auf dem 1989 hohen Kitzbüheler Horn, den Ingenieure und Techniker von AEG-Telefunken im Auftrag des Österreichischen Rundfunks (ORF) bauten. Hinter der Terrasse des Gipfelrestaurants reckt sich dort oben die 85 m hohe Doppelantenne in den Himmel; sie, die erste Antenne ihrer Art, ist einer der unzähligen „Brückenpfeiler“ im großen Netz der Eurovision. Architektonisch wurde diese Bergstation als ein Stahlbetonbauwerk ausgelegt, dessen Basis zu einem Dreibein ausgebildet ist, das die technischen Einrichtungen enthält und den Sendemast trägt. Da selbst Anlagen in der Größe des Kitzbüheler Hornes nicht ständig mit Personal besetzt werden können, wurde die Anlage für automatischen Betrieb ausgerüstet. Am unteren Teil des Stahlrohrturmes mit 2000 mm Durchmesser ist die UKW-Antenne angebracht. Der darüber befindliche Teil des Turms mit 1500 mm Durchmesser trägt die Fernseh-Antenne Bereich III. In dem darüber angebrachten Kunststoffrohr aus glasfaser verstärktem Epoxidharz von 9600 mm Länge und 1500 mm Durchmesser befindet sich die Bereich-IV-Antenne. Das Kunststoffrohr ist mit einer Stahlabschlußhaube abgedeckt, die gleichzeitig als Blitzschutz dient und die Flugzeugwarnbeleuchtung trägt.



Fernseh-Sendeantenne Bereich IV,
2. Programm

Fernseh-Sendeantenne Bereich III,
1. Programm,
Achterfelder

UKW-Sendeantenne Bereich II,
1., 2. und 3.
Hörfunk-Programm,
Zweierfelder

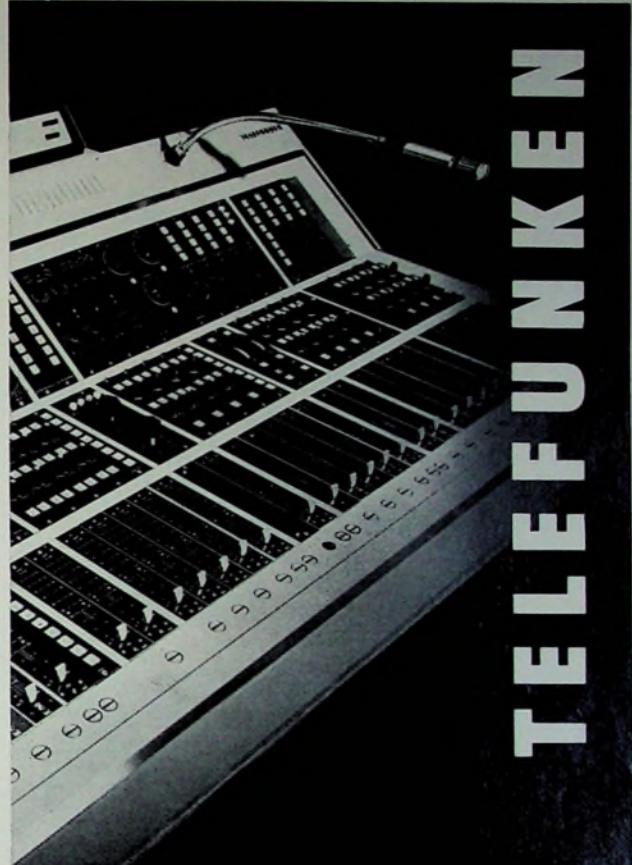
Ballemplangs-
antennen

50 Jahre VDE-Prüfstelle im Dienste der Sicherheit

Ihren 50. Geburtstag feierte am 11.11.1970 die Prüfstelle des Verbandes Deutscher Elektrotechniker in Offenbach. Ihre Entstehung verdankt die Prüfstelle der Tatsache, daß zu Beginn dieses Jahrhunderts immer häufiger Klagen über die Minderwertigkeit und Gefährlichkeit elektrischer Erzeugnisse laut wurden. Die bis dahin durchgeführten Prüfungen elektrischer Apparate beschränkten sich auf einzelne Fälle, deren sich zum Beispiel die Physikalische Reichsanstalt annahm. Immer lauter wurde bei Herstellern und Verbrauchern der Wunsch nach einer Kontrôle des Marktes für elektrotechnische Geräte. Im Jahre 1911 wurde eine Schutz- und Prüfvereinigung „zur Hebung der Fabrikation elektrotechnischer Installationsmaterialien durch Bekämpfung unlauteren Weltbewerbs und Verdrängung minderwertiger Erzeugnisse vom deutschen Markt“ gegründet. Aber die vorgesehene Einführung eines einheitlichen Prüfzeichen bereitete zunächst noch Schwierigkeiten, bis im Jahre 1913 das Gesetz über Warenzeichen auf Verbandszeichen erweitert wurde. Der Erste Weltkrieg verhinderte weitere Pläne zur Errichtung einer zentralen Kontrollstelle.

Erst Anfang November 1920 konnte die Prüfstelle in Berlin ihre Tätigkeit aufnehmen. 1931 bezog sie eigene Räume im VDE-Haus in Berlin. Nach Kriegsende mußte die Tätigkeit zunächst eingestellt werden. Im bescheidenen Umlang nahm dann die Prüfstelle ihre Arbeit wieder auf, zunächst in Wuppertal, später in Verbindung mit der Einrichtung einer Geschäftsstelle des wiedergegründeten VDE in Frankfurt. Als auch dort die Räume zu eng wurden, entschloß sich der Verband zum Bau eines eigenen Hauses, dem ein Gebäude für die Prüfstelle angegliedert wurde. Aber auch hier reichte der Raum bald nicht mehr aus, und es mußte in Offenbach ein Neubau errichtet werden, der jetzt im Jubiläumsjahr um einen zweiten Bauabschnitt erweitert wurde.

Die Tätigkeit der Prüfstelle umfaßt Prüfungen für das VDE-Zeichen, Prüfungen der Funkentstörung, Gütebestätigung von Bauelementen der Elektronik sowie allgemeine Untersuchungen.



**Weil wir Tonregie-Anlagen
nach Maß bauen,
bekommen Sie bei uns auch
die beste „Maßkonfektion“.**

In allen Teilen der Welt haben wir den individuellen Anforderungen gemäß individuelle Anlagen gebaut. Deshalb wissen wir, worauf es ankommt. So haben wir unsere Maßarbeit auch standardisieren können.

Alle Vorteile unserer Maßarbeits-Konzeption stecken auch in unseren Standard-Anlagen:
Kompaktbauweise
Übersichtlicher Aufbau
Studio-Steckkarten-Technik
(V 300 und V 600-Technik)
Einfache Ersatzteil-Haltung
(Standardisierte Verstärkertypen V 672 und V 676)
Problemloser, schneller Service.

TELEFUNKEN-Tonregie-Anlagen stehen in den Studios der ARD, des ZDF und überall in der Welt.

Alles spricht für TELEFUNKEN



Elektronischer Schalter

Technische Daten

2 gleiche Kanäle

Frequenzbereich: 5 Hz ... 8 MHz

Meßbereiche umschaltbar für maximale Eingangsspannungen:

3, 10, 30, 100, 300 V_{AC}

Verstärkung: < 1

Übersprechdämpfung:
40 dB bei 8 MHz

Strahlverschiebung:
Kontinuierlich durch Regler einstellbar

Umschaltfrequenzen: 5 kHz und 85 kHz

Stromversorgung: 220 V_{AC}

Bestückung:

11 Transistoren (6 x BC 109,
5 x BC 108)

4 Halbleiterdioden (2 x BA 112, 2 x
BAY 17)

1 Z-Diode (Z 18)

Aufbau:

auf Resopalplatte, 235 mm x 110 mm

Zweckmäßiges Einbaugehäuse:

Leistner „Nr. 77 a“

RGB-Endstufen auf einfache Weise zu überprüfen.

Der Frequenzbereich des elektronischen Schalters wurde für 5 Hz ... 8 MHz ausgelegt. Insgesamt sind fünf umschaltbare Bereiche für maximale Eingangsspannungen von 3, 10, 30, 100 und 300 V_{AC} vorhanden. Die Übersprechdämpfung erreicht 40 dB bei 8 MHz, die Verstärkung ist < 1. Die Strahlverschiebung lässt sich kontinuierlich durch Regler einstellen. Die Schaltfrequenz kann von 5 kHz auf 5 kHz umgeschaltet werden.

Schaltungseinheiten

Der elektronische Schalter führt die beiden darzustellenden Signale abwechselnd dem Oszilloskop zu, wobei die Umschaltung durch eine sehr genaue Rechteckspannung mit kurzen Anstiegs- und Abfallzeiten gesteuert wird. Die Zeitableitung des Oszilloskopfes wählt man wie üblich entsprechend der Frequenz des darzustellenden Vorgangs, während die Umschaltfrequenz des elektronischen Schalters so einzustellen ist, daß möglichst durchgehende Kurvenzüge abgebildet werden.

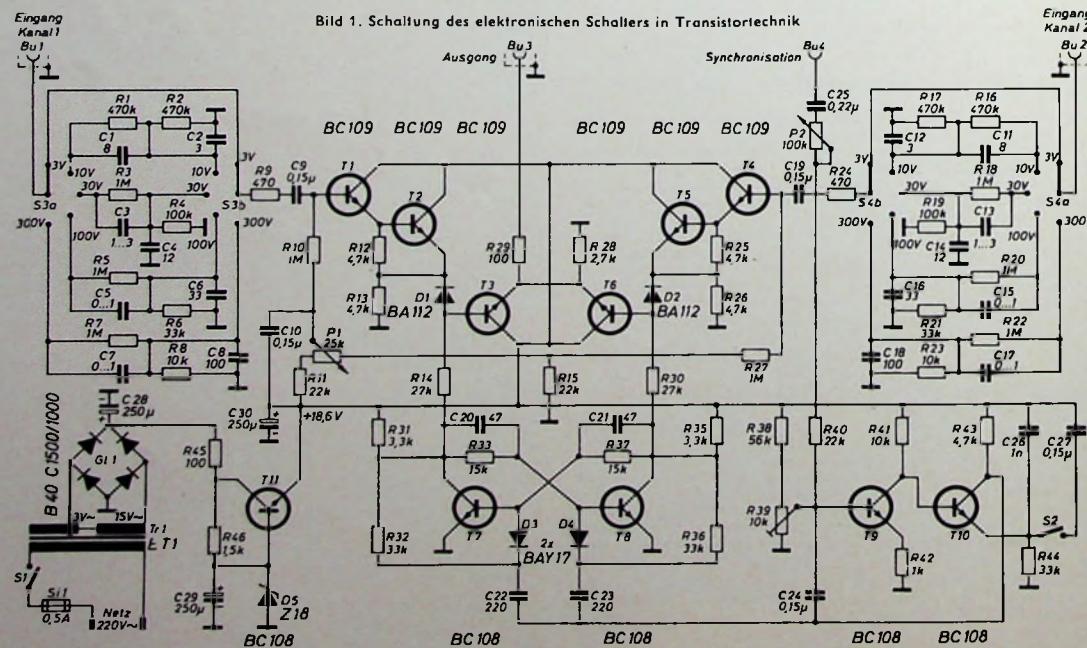
Das Rechtecksignal wird von dem bistabilen Multivibrator T7, T8 erzeugt, den der astabile Multivibrator T9, T10 steuert (Bild 1). Um sowohl tiefe als auch hohe Frequenzen oszillieren zu können, lässt sich die Umschaltfrequenz von 85 kHz auf 5 kHz umschalten. Ein zweistufiger Emitterfolger macht den Eingang hochohmig. Eingangswiderstand und Eingangskapazität des Abschwächers wurden für möglichst geringen Verlustfaktor dimensioniert.

Der astabile Multivibrator mit den Transistoren T9 und T10 erzeugt eine Sägezahnpause. Wenn das Gerät

eingeschaltet wird, lädt sich der Kondensator C 26 (beziehungsweise C 27) über den Widerstand R 44 auf. Je größer der Widerstand und der Kondensator bemessen werden, um so länger dauert die Ladezeit. Während der Ladezeit sperrt der Spannungsabfall an R 44 den Transistor T 10. T 9 ist dabei geöffnet. Nach beendetem Aufladen wird der Transistor T 10 geöffnet, über den sich dann der Kondensator C 26 (C 27) entlädt. Der dabei am Kollektor von T 10 auftretende negative Impuls gelangt über C 24 zur Basis von T 9 und sperrt diesen Transistor, bis die Entladung des Kondensators beendet ist. Die Rückkopplung über C 24 sorgt dafür, daß die Sperrung und die Öffnung der beiden Transistoren schlagartig erfolgen. Amplituden- und frequenzbestimmend ist neben dem RC-Glied 44, C 26 (C 27) auch der Basisspannungsteiler R 39 mit dem Begrenzungswiderstand R 38. Die Widerstände R 41, R 42, R 43 und R 44 begrenzen den Kollektstrom und stabilisieren die Frequenz. Soll die Frequenzeinstellung stetig regelbar sein, dann schaltet man ein 100-kOhm-Potentiometer in Reihe mit dem Emitterwiderstand R 44. Der Generator lädt sich über die Buchse Bu 4 synchronisieren. Den Grad der Synchronisation regelt man mit dem Potentiometer P 2. Der Vorwiderstand R 40 schützt T 9 vor Übersteuerung, und C 25 trennt etwaige Gleichspannungsanteile ab.

Der bistable Multivibrator T7, T8 schaltet wegen der Gleichstromrückkopplung extrem schnell von einem Schaltzustand in den anderen. Die Umschaltung ist aber nur möglich, wenn er mit entsprechend kurzen und starken Impulsen angesteuert wird. Die Impulse, die der astabile Generator am Kollektor des Transistors T 10 liefert, werden über C 22 und C 23 zugeführt. Ist beispielsweise T 8 gesperrt und T 7 geöffnet, so wird T 7 durch einen negativen Impuls an seiner Basis gesperrt. An der Diode vor der Basis des geöffneten Transistors liegt vor dem Eintreffen

Bild 1. Schaltung des elektronischen Schalters in Transistortechnik



SANYO FÜR LEBENSLUSTIGE



Der «Schwenkbare», unser neuester Hit

Tragbares Fernsehgerät, 360° schwenkbar.

Modernes Kunststoffgehäuse in den Farben Schwarz, Rot, Weiss.

VHF/UHF, 220/12V, 25-cm-Bildröhre,

8/13 cm Oval-Lautsprecher.

BxHxT=30,2x26,8x25,6 cm; 6,6 kg.

Verlangen Sie unseren Spezialprospekt.



SANYO

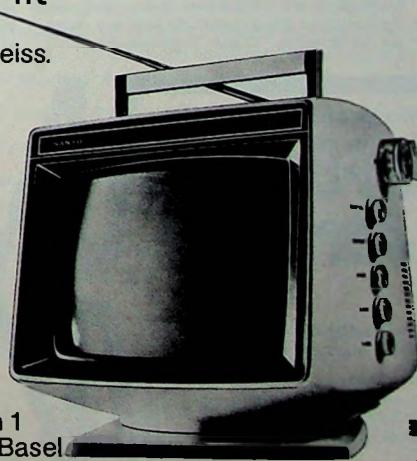
Vertretungen in

Deutschland: Perfect GmbH, 7850 Lörrach Baslerstrasse 7e

Österreich: Interpan, Marek & Co, Kramergasse 5, 1010 Wien 1

Schweiz: Buttschardt-Electronic, Lindenhofstrasse 32, 4000 Basel

Nederland: NV. Ingenieursbureau Connector, Prinsengracht 634, Amsterdam C



he

des Schaltimpulses praktisch keine Spannung, denn ihre Kathode ist über $33\text{ k}\Omega$ (R_{32} , R_{36}) mit dem Kollektor dieses Transistors verbunden. Ein negativer Impuls wird daher voll zur Basis des geöffneten Transistors übertragen und sperrt ihn. Die andere Diode ist dabei gesperrt, weil ihre Kathode auf hohem Potential liegt. Den Widerständen R_{33} und R_{37} sind Kondensatoren zum Erhöhen der Umschaltgeschwindigkeit parallel geschaltet. Die Emittoren von T_7 und T_8 haben Masseverbindung.

Die Umschalttransistoren T_3 , T_6 arbeiten als Emitterfolger. Ihre Verstärkung für die Eingangsspannung ist daher <1 . Über die Widerstände R_{14} , R_{30} wird das jeweils um 180° phasenverschobene Rechtecksignal angekoppelt. Der jeweils positiv angesteuerte Transistor schaltet die Eingangsspannung zum Ausgang durch. Am gemeinsamen Emitteranschluß von T_3 und T_6 , der über R_{28} an Masse liegt, wird das Signal über den $100\text{-}\Omega$ -Schutzwiderstand R_{29} abgegriffen.

Der Eingangsspannungssteiler ist frequenzkompensiert. Die ohmschen Widerstände des RC- und CR-Gliedes ergeben zusammen etwa $1\text{ M}\Omega$. Dieser hohe Eingangswiderstand garantiert ein unverfälschtes Meßergebnis. Gleichermaßen gilt auch für den kapazitiven Widerstand. Je nach Schalterstellung schwankt der Wert zwischen 10 und 35 pF . Der Abgleich der Kapazitätswerte muß mit einem Rechteckgenerator bei nicht zu niedriger Frequenz erfolgen.

Vom Abschwächer gelangt das Eingangssignal zu dem zweistufigen Emitterfolger mit den Transistoren T_1 , T_2 (beziehungsweise T_4 , T_5). Die Gesamtverstärkung dieser Stufen ist ≈ 1 . Vom Emitter von T_2 wird das Signal über D_1 der Basis des Umschalttransistors T_3 zugeführt. D_1 ist immer dann leitend, wenn T_7 gesperrt ist. Führt dagegen T_7 Strom, so wird D_1 gesperrt, und das Signal kann nicht zur Basis von T_3 gelangen. Die Koppelkondensatoren C_9 und C_{19} dürfen nicht zu klein sein, damit die tiefen Frequenzen nicht unterdrückt werden. Wenn die Emitterfolger über den Koppelkondensator niedrigohmig an Masse liegen, entstehen Spannungsrückwirkungen vom bistabilen Multivibrator her, und die hochohmige Eingangsstufe beginnt dann zu schwingen. Diese Erscheinung tritt

bei den Stellungen 100 V_{ss} beziehungsweise 300 V_{ss} des Eingangsspannungssteilers wegen der dabei niedrigohmigen Abschlußwiderstände auf. R_9 und R_{24} unterdrücken die Schwingneigung. Den gleichen Zweck erfüllt C_{10} , der die Basisvorspannung von T_1 glättet, die sich mit P_1 regeln läßt, um eine Strahlverschiebung und damit die Trennung der beiden auf dem Oszilloskopenschirm dargestellten Kurven zu erreichen. Eine besondere Glättung der Basisvorspannung von T_4 ist nicht notwendig, da sich diese Vorspannung nicht variiert. Die erreichbare Übersprechdämpfung hängt vom mechanischen Aufbau ab; sie ist beim Mustergerät 40 dB.

Das stabilisierte Netzteil ist verhältnismäßig einfach aufgebaut. Der Netztromtransformator T_1 (Engel „ET 1“) liefert sekundär durch Reihenschaltung von zwei getrennten Wicklungen 18 V ~. Dabei ist die zweite Wicklung bei 3 V ~ angezapft. Bei der Reihenschaltung der Wicklungen ist auf die richtige Polung der Anschlüsse zu achten. Die vom Brückengleichrichter G_1 abgegebene Gleichspannung erreicht am Ladekondensator C_8 etwa 26 V . Die Z-Diode D_5 liefert die Referenzspannung für die Stabilisierungsschaltung. Die Elektrolytkondensatoren C_29 und C_30 verhindern die Brummspannung.

(Schluß folgt)

Hilfsmittel für den Service

Der Besucherandrang an den Ständen der Meßgeräte-Hersteller auf der Funkausstellung in Düsseldorf, an denen die Einsatzmöglichkeiten der Service-Meßgeräte im Reparatur- und Abgleichfall demonstriert wurden, zeigte, wie stark das Interesse ist, die Service-Werkstätten auf dem neuesten Stand der Technik zu halten. Dabei fanden aber auch die Neuheiten „am Rande“ Beachtung, mit denen die Service-Techniker angesprochen wurden. Hierzu gehört beispielsweise die Leuchtblende „899“ von Philips, mit der die Reparaturstellen ausgeleuchtet werden können, ohne daß die Hände in Anspruch genommen werden müssen. Am Brillenrand sind außen zwei 2,2-V-Lämpchen mit Reflektoren angebracht; die Lämpchen werden aus zwei 1,5-V-Batterien gespeist, die in einem Batteriekästchen untergebracht sind. Das Verbindungsstück zwischen Batteriekästchen und Brille ist 90 cm lang. Die Leuchtblende, eine Reparaturhilfe für unterwegs und für die Reparaturwerkstatt, kann auch von Brillenträgern verwendet werden.

Ebenfalls von Philips wurde ein flüssiges Löharz „815 DRD“ angeboten. Hierbei handelt es sich um ein Flüssmittel, das sämtliche Lötarbeiten, besonders aber das Absaugen überflüssigen Lötzinks mit der Entlüpfistole erleichtert. An der Schraubkappe des Behälters ist ein Glasstab befestigt, der zum Auftragen des Flüssmittels dient. Zum Reinigen schwer zugänglicher Stellen, zum Beispiel zum Entfernen von Ölesturen und Abriebstoffen bei Phono- und Tonbandgeräten, liefert der Philips-Service Reinigungsstäbchen, die an beiden Enden Zell-

stoffwickel tragen. Diese Reinigungsstäbchen sind in Beuteln zu 20 Stück oder in Plastikbechern zu 100 Stück erhältlich. Zur Kontrolle der Bandgeschwindigkeit und gleichzeitig zur Justierung der Spaltstellung von Aufnahme/Wiedergabe-Köpfen von Cassetten-Tonbandgeräten dient die Meßband-Cassette „4822/397/30005“ von Philips. Auf dem Band sind in Vollspur die Frequenz 6300 Hz sowie 800-Hz -Ton-Bursts aufgezeichnet. Die Dauer der Bursts beträgt $0,5\text{ s}$ und ihr zeitlicher Abstand 100 s . Zur Kontrolle der Bandgeschwindigkeit kann man die Abstände zwischen zwei 800-Hz -Bursts mit der Stoppuhr messen. Bei richtiger Bandgeschwindigkeit müssen die Bursts im Abstand von 100 s hörbar werden. Man kann aber auch aus einem Tongenerator einen Lautsprecher mit 6300 Hz steuern und die Tongeneratorfrequenz akustisch mit der vom Cassetten-Recorder wiedergegebenen 6300-Hz -Frequenz vergleichen. Zur Justierung der Spaltstellung des Aufnahme/Wiedergabe-Kopfes wird der Gehäusedeckel des Cassetten-Tonbandgerätes abgenommen, so daß die Justierschraube zugänglich ist. Der Kopf wird dann so eingestellt, daß die Lautstärke beziehungsweise die Ausgangsamplitude des 6300-Hz -Tons maximal ist.

Zur Reinigung der Tonköpfe von Magnetbandgeräten dient ein Reinigungsband. Für Cassetten-Recorder wird es in einer Compact-Cassette unter der Bezeichnung „811/CCT“ und für Spulen-Tonbandgeräte unter der Bezeichnung „811/CT“ auf einer Spule geliefert. Zum Reinigen der Tonköpfe genügt es, das gleichförmige von Philips angebotene Band zweimal durchlaufen zu lassen. Ki.

Neu erschienen

RIM-Electronic Jahrbuch 71

Ein Nachschlagewerk über das gesamte RIM-Selbstbau-Programm.

Ein reichhaltiger Überblick über elektronische Bauelemente, sonstige einschlägige Artikel und Fachbücher.

Aus dem Inhalt:

- Über 100 Bausätze und Baugruppen aus den Gebieten der HF-, NF-, Meß- und Prüftechnik sowie aus der Elektronik.
- Für den Anfänger: Feldefekt-Transistor-Empfänger-Serie.
- Neue Baugruppen für NF-Anwendungen.
- Stereo-Mischpult mit integrierten Schaltungen und 6/3 Eingängen mit Flachbahnenreglern.
- Verstärkergerät mit 5 Klangreglern in Flachbahnenreglerausführung.
- Verstärkersystem 1004 zum Selbstbau von Verstärkern mit 1-4 Eingängen und 100 W oder 40 W Ausgangsleistungen. Vollsiliziumtransistorisiert. Ein System zur praktischen Verwirklichung von Verstärkern nach Maß.

- Flachtonsaulen.
- Im Katalogteil über 25 000 elektronische Bauelemente und Teile aller Art mit zahlreichen Abbildungen, Maßskizzzen u. a.

Format: $18,5\text{ cm} \times 24\text{ cm}$, 672 Seiten.
Schutzgebühr DM 8,-.

Vorkasse bei Versand Inland DM 7,-, bei Ausland DM 8,50 (Postescheckkonto München 13 753); Nachr. Inland DM 7,80.

RIM
electronic

RADIO-RIM Abt. F2
8 München 15, Bayerstr. 25, am Hbf.
Tel. (0811) 557221. Telex: 05-28166 raram-

Warum strebsame
**Nachrichtentechniker
Radartechniker
Fernsehtechniker
Elektromechaniker**
ihre Zukunft in der EDV sehen

Nicht nur, weil sie Neues lernen oder mehr Geld verdienen wollen, sondern vor allem, weil sie im Zentrum der stürmischen technischen Entwicklung leben und damit Sicherheit für sich und ihre Familien erarbeiten können (sie können technisch nicht abgehängt werden!).

In allen Gebieten der Bundesrepublik warten die Mitarbeiter unseres Technischen Dienstes elektronische Datenverarbeitungsanlagen. An Hand ausführlicher Richtlinien, Schaltbilder und Darstellungen der Maschinenlogik werden vorbeugende Wartung und Beseitigung von Störungen vorgenommen.

Wir meinen, diese Aufgabe ist die konsequente Fortentwicklung des beruflichen Könnens für strebsame und lernfähige Techniker. Darüber hinaus ergeben sich viele berufliche Möglichkeiten und Aufstiegschancen.

Techniker aus den obengenannten Berufsgruppen, die selbstständig arbeiten wollen, werden in unseren Schulungszentren ihr Wissen erweitern und in die neuen Aufgaben hineinwachsen. Durch weitere Kurse halten wir die Kenntnisse unserer EDV-Techniker auf dem neuesten Stand der technischen Entwicklung.

Wir wollen viele Jahre mit Ihnen zusammenarbeiten; Sie sollten deshalb nicht älter als 28 Jahre sein. Senden Sie bitte einen tabellarischen Lebenslauf an

Remington Rand GmbH Geschäftsbereich Univac
6 Frankfurt (Main) 4, Neue Mainzer Straße 57
Postfach 174 165

Rundfunk- und Fernsehtechniker als AUSBILDER

Die Ausbildung und Fortbildung unserer Mitarbeiter sowie die Heranbildung geeigneten Nachwuchses ist uns ein besonderes Anliegen. Wenn Sie über fundiertes Fachwissen verfügen, pädagogisch begabt sind und Freude daran haben, jungen Menschen das für ihren späteren Beruf notwendige Wissen zu vermitteln, bzw. Erwachsene fortzubilden, finden Sie in unserer Ausbildungsabteilung interessante Aufgaben.

Sie sollen im Stammwerk in Hildesheim oder in unserem Zweigbetrieb Landau die Ausbildung und Fortbildung von Elektromechanikern (Elektronik) oder Mechanikern und Werkzeugmachern übernehmen. Mindestalter: 25 Jahre.

Wir bilden Rundfunk- und Fernsehtechniker zum LABORTECHNIKER aus

Im Herbst dieses Jahres beziehen wir unser neues Entwicklungszentrum. Damit verbunden ist auch der weitere Ausbau unserer Autoradio- und Fernsehgeräteentwicklung.

Tüchtige und strebsame Rundfunk- und Fernsehtechniker finden in diesen Bereichen interessante und vielseitige Aufgaben. Um die Einarbeitung zu erleichtern, nehmen Sie vor der Tätigkeit in der Entwicklung – oder auch in anderen Abteilungen unseres Unternehmens – an einem 6monatigen betrieblichen Techniker-Lehrgang teil. Während des Lehrgangs werden noch fehlende Fachkenntnisse und notwendige Spezialwissen vermittelt.

Der erste Techniker-Lehrgang beginnt am 4. 1. 1971.

Bei der Wohnraumbeschaffung sind wir behilflich.

Bitte, senden Sie uns Ihre Bewerbungsunterlagen mit handschriftlichem Lebenslauf.

BLAUPUNKT-WERKE GMBH
Personalabteilung
3200 Hildesheim
Robert-Bosch-Str. 200
Postfach



Zwei Jahre Übersee für Ingenieure und Techniker

die ihren Beruf lieben, sich vor neuen Aufgaben nicht fürchten, gern etwas von ihrem Wissen abgeben, in einer Welt, die dieses Wissen dringend braucht.

2 Jahre mit dem Deutschen Entwicklungsdienst (DED) in Afrika, Asien oder Lateinamerika. Lernen, ausbilden und arbeiten für den Fortschritt bei voller sozialer Sicherheit nach dem Entwicklungshelfergesetz.

Nach 2 Jahren: Erfahrung, Horizont, Weitblick, mehr Chancen im eigenen Land — und 5.600 DM bei der Rückkehr auf dem Konto — extra. Wehrpflichtige können vom Grundwehrdienst befreit werden.

Der DED bereitet Sie gründlich vor. Zuerst in Deutschland, dann im Ausland. Die nötigen Sprachkenntnisse werden Ihnen vermittelt. Bedingungen sind: mindestens 21 Jahre, ledig, deutsche Staatsangehörigkeit.

Für folgende Berufe hat der DED kurzfristig Projekte frei:

Elektro-Ing.
Nachrichten-Ing.
Elektronik-Ing.
Meß- und Regeltechniker
Elektroniktechniker
Elektrotechniker
Radio- und TV-Techniker
Elektriker

Schreiben Sie an:
Deutscher Entwicklungsdienst (DED)
Abt. F 27.47
53 Bonn/Bad Godesberg
Truchseßstraße 100

Erfolg mit

AEG



Leiter der Abteilung „Elektrische Betriebsmittel“

Das Aufgabengebiet umfaßt die Entwicklung und Montage von Meß- und Prüfgeräten, Prüfautomaten und elektrischen Fertigungseinrichtungen sowie den Bau der elektrischen Steuereinrichtungen von mechanischen Betriebsmitteln. Wir erwarten für diese Position einen **Diplom-Ingenieur**, der mehrjährige Erfahrung in der Entwicklung und Fertigung von elektronischen Baugruppen und Geräten besitzt. Geschick in der Führung qualifizierter Mitarbeiter und Organisationstalent werden vorausgesetzt.

Für eine erste Kontaktaufnahme genügt ein kurzes Schreiben, aus dem die wesentlichen Merkmale Ihrer Berufstätigkeit ersichtlich sind, oder ein Anruf unter der Nummer (0731) 19 12 37.

AEG-TELEFUNKEN

79 Ulm (Donau)
Söflinger Straße 100

In zwei Werken mit 300 Beschäftigten stellen wir Bauelemente für die Rundfunk- und Fernsehindustrie her. Für unsere Entwicklungs-Abteilung suchen wir einen

Elektro-Ingenieur

der Fachrichtung HF- oder Nachrichten-Technik und einen tüchtigen

Labor-Techniker

mit einer Ausbildung als Rundfunk- und Fernsehtechniker. Eine Laborpraxis ist erwünscht, aber nicht Bedingung, da wir alle Möglichkeiten der Einarbeitung bieten. Fachwissen, Einsatzbereitschaft und Wille zur Teamarbeit schätzen und honорieren wir besonders. Wir helfen bei der Wohnungsbeschaffung. Wenn Sie an einer Dauerstellung interessiert sind, bewerben Sie sich bitte und fügen Sie Zeugnisse und tabellarischen Lebenslauf bei.

NEOSID Pemetzleider KG., 5894 Halver
Langenschelderweg 26/30 — Postfach 344 — Telefon 0 23 53 / 27 41

Verkaufsleiter

bisher Prokurist (Ein- und Verkauf) einer FS-, Rundfunk- und Elektrogerätegroßhandlung in Nordbayern mit über 30jähriger Branchen- und Markterfahrung, 49 Jahre, dynamisch, energisch, verantwortungsbewußt, verhandlungsgewandt und diktatsicher, sucht neuen Wirkungskreis ab 2. 1. 1971 im Großhandel oder einer Werksvertretung.

Erwartet wird gutes Betriebsklima, Lebensexistenz und leistungsgerechte Bezahlung.

Kontaktaufnahme unter F. Z. 8541

Preiswerte Halbleiter 1. Wahl

AA 117	DM — .55
AC 187/188 K	DM 3,45
AC 192	DM 1,20
AD 133 III	DM 6,95
AD 148	DM 3,95
AF 239	DM 3,80
BA 170	DM .60
BAY 17	DM — .75
BC 107	DM 1,20
BC 108	DM 1,10
BC 109	DM 1,20
BC 170	DM 1,05
BF 224	DM 1,75
BRY 39	DM 5,20
ZG 2,7 ... ZG 33	DM 2,20
1 N 4148	DM — .85
2 N 708	DM 2,10
2 N 2219 A	DM 3,50
2 N 3055	DM 7,25
	10/DM 4,80
	10/DM 6,89

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

M. LITZ, elektronische Bauteile
7742 St. Georgen, Gartenstraße 4
Postfach 55, Telefon (0724) 71 13

Selbstbau-
Orgeln

Nettoliste
direkt von
Electron-Music
Inh.: Wilcek & Gaul
4951 Döhren 70 · Postf. 10/18

Elkoflex

Isolierschlauchfabrik
gewebehaltige, gewebelose, Glas-
seldensilicon- und Silicon-Kautschuk-
Isolierschläuche
für die Elektro-,
Radio- und Malorenindustrie
Werk: 1 Berlin 21, Hultenstr. 41-44
Tel: 0311 / 3917004 — FS: 0181 885
Zweigwerk: 8192 Gartenberg / Obb.
Rübezahlstr. 663
Tel: 08171 / 60041 — FS: 0526 330

Achtung! Ganz neu!
Kleinzangen-Ampermeter
mit Voltmesser.
Md | Ama ~ | Volt ~
A | 5/25 | 160/300/600
B | 10/50 | 160/300/600
C | 30/150 | 160/300/600
D | 60/300 | 160/300/600
nur 122,— DM + MW.
mit eingeb. Ohmmesser
(300 Ω) 168,60 DM + MW.
Elektro-KG - Abt. B 76
6 Ffm. 50, A.E. Schlag 22

KARLGUTH
1 BERLIN 36
Dresdener Str. 121/122

STANDARD-
LÖTÖSEN-LEISTEN

Abdeckleisten 0,5 mm
Lötosen 3 K 2
Lochmitte : Lochmitte 8 mm
Meterware: -selbst trennbar!

Modernst eingerichteter
Industriebetrieb
der Feinmechanik und Elektronik
im Raum Emmendingen/Baden
wird ab 1.Januar 1971
über freie Kapazität
für folgende Fertigungen verfügen:

1. Bausteinfertigung
2. Druckplattenfertigung
3. Montagefertigung

Selbstverständlich jeweils
mit modernster Fertigungsprüfung
(Betriebs- und Meßgerätelabor).

Zuschriften erbeten unter F. C. 8544

mascot

Stromversorgungs- einheiten



Netzteile für Batterie-Geräte

Typ	Eing.	Ausgang
684	220 V~	7,5/9 V~, 0,5 W
646	220 V~	6-12 V~, 2,4 W
696	220 V~	7,5-15 V~, 4,8 W
682	220 V~	6-12 V~, 12 W

Gleichspannungs- wandler

Typ	Eing.	Ausgang
692	6 V~	12 V~, max. 2 A
695	24 V~	12 V~, max. 1 A

Minilader

Typ	Eing.	Ausgang
691	220 V~	20/50 u.100 mA

Mascot - Stromversorgungseinheiten sind in ganz Skandinavien wegen ihrer großen Betriebssicherheit und guten Stabilität bekannt. Alle Netztransformatoren werden mit 4000 V, 50 Hz geprüft. Technische Daten sind auf Anfrage erhältlich.
NB. Für Großverbraucher können Spezialausführungen geliefert werden.



MASCOT ELECTRONIC A/S

Fredrikstad Norge — Telefon (031) 11200

**Elektronik-
Bastelbuch gratis!**

für Radio- und Elektronikbasler und alle, die es werden wollen. Bastelschläge, praktische Tips, Bezugsquellenachweis. Kostenlos erhältlich bei TECHNIK-KG, 28 BREMEN 33 BE 6

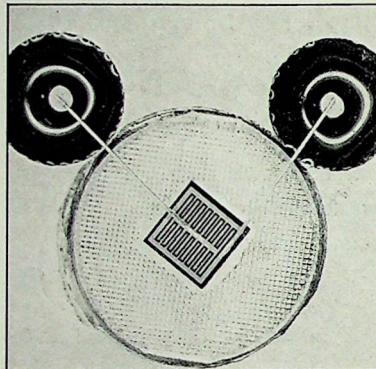
Hans Kaminsky

Spezialröhren, Rundfunkröhren, Transistoren, Dioden usw., nur fabrikneue Ware, in Einzelstücken oder größeren Partien zu kaufen gesucht.

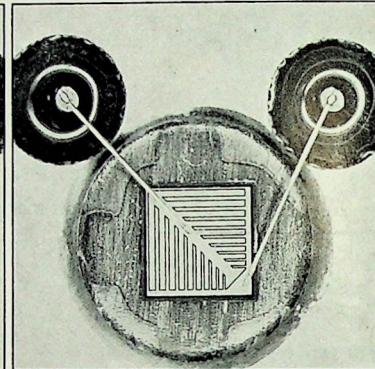
8 München-Solln · Spindlerstr. 17



BU 105



BU 108



Zwei Transistoren für die Zeilenablenkung in Schwarzweiß- und Farbfernsehempfängern

Das Besondere an den Transistoren BU 105 und BU 108 ist die hohe Kollektorsperrspannung von 1,5 kV in Verbindung mit sehr kurzen Schaltzeiten (z. B. Abfallzeit = 0,75 µs).

Die übrigen Grenz- und Kenndaten wurden auf die Anwendung in einer Hochvolt-Zeilenablenkschaltung abgestimmt. Die mit dem Hochvoltkonzept verbundenen niedrigen Ströme erlauben einen besonderen Schaltungskniff: Die Basis-Kollektor-Diodenstrecke konnte so ausgelegt werden, daß sie zu Beginn des Zeilenhinaufs die Funktion der sonst üblichen Parallelodiode übernimmt. Dieses führt zu einer außerordentlich wirtschaftlichen Lösung für die Zeilenendstufe.

Bei gleicher Kollektor-Sperrspannung unterscheiden sich der BU 105 und der BU 108 in den Grenzwerten für Kollektor- bzw. Emitter- und Basisstrom. Der Kollektorstrom beträgt 2,5 A für den BU 105 und 4,5 A für den BU 108.