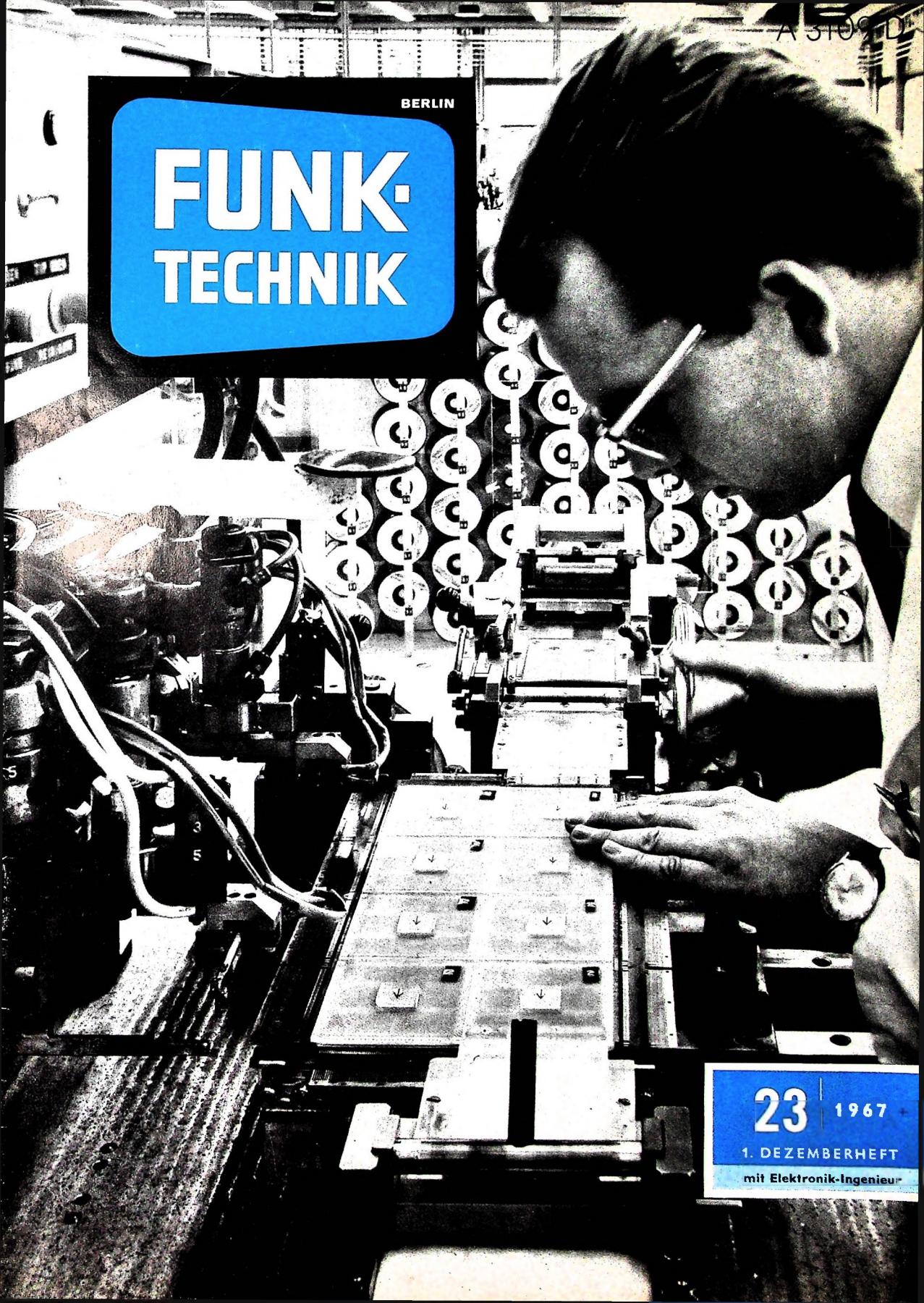


A STORZ

BERLIN

FUNK- TECHNIK



23

1967

1. DEZEMBERHEFT

mit Elektronik-Ingenieur

AGFA-GEVAERT

Agfa Magnetonband klangbrillant

Klangbrillant bedeutet: Sprach- und Musikaufnahmen von hoher Wiedergabereinheit. Vom tiefsten Baß bis zu den höchsten Tönen - alles wird naturgetreu und klangreich wiedergegeben.



Agfa Magnetonband in Klarsichtpackung oder Novodur - Kassette.

gelesen · gehört · gesehen	876
FT meldet	878
Empfangsantennenanlagen	
Probleme der Gemeinschafts-Antennenanlagen	883
Das Pegelmaß dB μ V in der Empfangsantennentechnik	884
Fachverband Empfangsantennen tagte	884
Grundregeln für Fernseh-Breitbandantennenverstärker in Ortsgemeinschaftsanlagen	885
Persönliches	
888	
Elektronik-Ingenieur	
Dimensionierung der Schwingkreise eines Zwischenfrequenzverstärkers	889
Thyristoranwendungen in Fernsehempfängern	891
Unser Reisebericht	
Europas größte Computer-Produktionsstätte	893
Magnetton	
Eine neue Bandendabschaltung für Auto-Tonbandgerät „snob 100“	895
16. Internationaler Wettbewerb der besten Tonaufnahme 896	
Halbleiteranwendungen	
Diodenabstimmung für die Rundfunk- und Fernsehbereiche 897	
Für Werkstatt und Labor	
899	
Antennen	
Antennen-Selbstbau	900
Für den KW-Amateur	
„F-Line“ und SSB-Transceiver „FT 150“	902
Für den jungen Techniker	
Oszillatoren mit RC-Netzwerken (RC-Generatoren)	904
Unser Titelbild: Eine der wesentlichen Voraussetzungen für die Kernspeicherfertigung im IBM-Werk Mainz ist die Wire-feeding-Maschine (s. a. S. 893–894)	
Aufnahme: IBM/hans paysa	

Aufnahmen: Verfasser, Werkaufnahmen, Zeichnungen vom FT-Atelier nach Angaben der Verfasser. Seiten 874, 877, 879–882, 907 und 908 ohne redaktionellen Teil

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH, 1 Berlin 52 (Borsigwalde), Eichborndamm 141–167. Tel.: (0311) 4 12 10 31. Telegrame: Funktechnik Berlin. Fernschreiber: 01 81 632 vrkt. Chefredakteur: Wilhelm Roth, Stellvertreter: Albert Jänicke; Techn. Redakteure: Ulrich Radke, Fritz Gutschmidt, sämtlich Berlin. Chefkorrespondent: Werner W. Diefenbach, Kempten/Allgäu. Anzeigendirektion: Walter Bartsch; Anzeigenleiter: Marianne Weidemann; Chegraphiker: B. W. Beerwirth. Zahlungen an VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH: PSch Berlin West 7664 oder Bank für Handel und Industrie AG, 1 Berlin 65, Konto 7 9302. Die FUNK-TECHNIK erscheint monatlich zweimal. Preis je Heft 2,80 DM. Auslandspreis lt. Preisleiste. 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. Druck: Druckhaus Tempelhof



Eine Auslese von Meß- u. Prüfgeräten aus dem

RIM Electronic-Jahrbuch '68

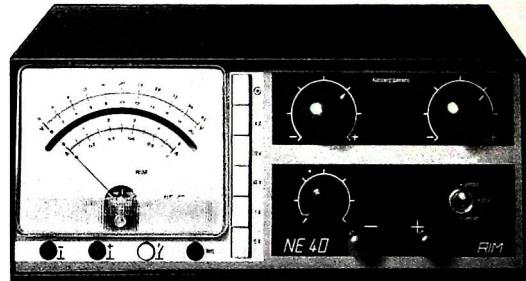
— vormals RIM - Bastelbuch

Vielältiger und reichhaltiger denn je. Modernste RIM — Electronic — Selbstbau-Vorschläge für Techniker — Pädagogen — Amateure. Umfangreiche Einzelteile-Angebote und sonstiges Zubehör. 464 Seiten. Schutzgebühr DM 3,90. Nachnahme Inland DM 5,70.



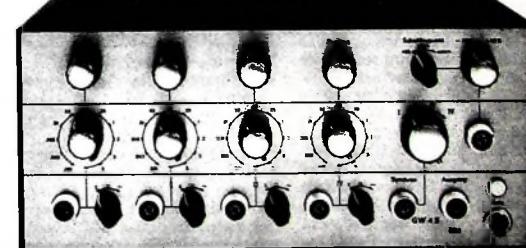
Netzgerät „RN 3005“
Regelbar und transistorstabilisiert mit einstellbarer elektronischer Sicherung

Hauptmerkmale:
Ausgangsspannung: 0–30 V kontinuierlich einstellbar, erdfrei. Max. Ausgangsstrom: 0,5 A. Elektronische Sicherung mit Einstellbereich: 25 mA bis 550 mA kontinuierlich. Volt siliziumtransistorisiert. 2 Meßinstrumente für Spannung und Strom. Abmessungen: B 255 X H 95 X T 180 mm.
Preise: Kompl. RIM-Bausatz DM 209,—
RIM-Baumappe DM 4,—
Betriebsfertiges Gerät DM 280,—



Netzgerät „NE 40“
Thyristor-transistorregelung und -stabilisiert

Hauptmerkmale:
Regelbereich: 0–40 V kontinuierlich regelbar. Nennstrom: 3,5 A. Spitzenbelastung: 5 A. Restwelligkeit bei Vollast: < 500 μ V eff. Innenwiderstand: < 5 Ω . Spannungsänderung: Von 0–Vollast: < 1%. Strombegrenzung: 100 mA–5 A kontinuierlich einstellbar. Ausgang: Wahlschalter mit Stellungen: erdfrei – plusgeerdet – minusgeerdet.
Spannungs- und Stromanzeige: Durch umschaltbares Drehspulmeßinstrument mit Messeranzelger und Spiegelskala. Meßbereichswahl: Durch Drucktastenwahl. Bereiche: 5 (4 V, 20 V, 40 V, 1 A, 5 A). Maße: B 300 X H 150 X T 115 mm.
Preise: Kompl. RIM-Bausatz DM 589,—
RIM-Baumappe DM 6,—
Betriebsfertiges Gerät DM 725,—



Vierfach-elektronischer Schalter „GW 4S“
für Gleich- und Wechselspannung bis 20 MHz.
Gleichzeitige Abbildung von 4 Oszillogrammen auf jedem handelsüblichen Einstrahl-Oszilloskop.

Hauptmerkmale:
Kanäle: 4 gleiche Kanäle mit Bandbreite von 0–20 MHz. Eingangsteller: Vier 12stufige kompensierte Eingangsteller. Eingangs-Impedanz: mind. 4 X 1 M Ω 20 pF. Vertikale Bildverschiebung: Gef. für alle 4 Kanäle einstellbar. Eingang für externe Triggerung und anderes mehr. 31 Silizium-Transistoren, 44 Dioden. Netzteil voll transistorisiert. Maße: B 300 X H 130 X T 220 mm.
Preise: Kompl. RIM-Bausatz DM 598,—
RIM-Baumappe DM 10,—
Betriebsfertiges Gerät DM 748,—

Abt. F 2 · 8000 München 15
Bayerstraße 25 am Hbf.

Tel. (08 11) 55 72 21
Telex 528 166 rarim-d

RADIO-RIM

Erfolgreiche PAL-Vorführungen in Belgrad

In Zusammenarbeit mit Jugoslawenska Radio Televizija hat Dr. W. Bruch, AEG-Telefunken, am 24. und 25. Oktober 1967 in Belgrad mehrere technisch-wissenschaftliche Vorträge mit Experimenten über das Farbfernsehen gehalten und das von ihm entwickelte PAL-System vorgestellt. Dabei wurde auch über den Sender von Radio Televizija Belgrad ein Farbfernsehprogramm nach dem PAL-Verfahren ausgestrahlt und die Transcodierung demonstriert.

Neues Farbfernsehgerät von Graetz

In dem neuen Farbfernsehgerät „Präfekt Color 1042“ verwendet Graetz erstmals die SEL-Selbond-Farb Bildröhre A 55-15 X mit 55-cm-Bildschirm, die von RCA entwickelt wurde. Das neue Gerät ist mit dem gleichen Chassis bestückt, das auch in die 63-cm-Geräte eingebaut wird. In Verbindung mit der 55-cm-Bildröhre ergeben sich dadurch erhebliche Leistungsreserven. Außerdem kann das bereits vorhandene Grundchassis in wesentlich größeren Stückzahlen produziert werden.

Fußgestell für „Capri-Color“

Für das Tischfarbfernsehgerät „Capri-Color“ von Metz ist jetzt ein Fußgestell aus Holz lieferbar, das – jeweils zum Fernsehempfänger passend – in Hell oder Dunkel sowie mit und ohne Lenkrollen gefertigt wird. An den Längsseiten des Sockels sind je zwei Aussparungen angebracht, in die die Füße des Farbfernsehempfängers hineinpassen, so daß er festsitzt. Dadurch erübrigen sich weitere Montagearbeiten zur Verankerung des Fernsehgerätes auf dem Sockel.

Neue Bildröhren für Schwarz-Weiß- und Farbfernsehgeräte

AEG-Telefunken erweiterte das Bildröhrenprogramm um je einen Typ für Schwarz-Weiß- und Farbfernsehgeräte. Die neue Farbbildröhre A 56-11 X hat 56 cm Schirmdiagonale und einen sehr flachen Bildschirm mit scharf ausgeprägten Ecken und einem Seitenverhältnis von etwa 3:4. Die Baulänge ist 47,2 cm und das Gewicht 15 kg. Bei den neuen Schwarz-Weiß-Bildröhre handelt es sich um den 44-cm-Typ A 44-12 W, der für die Durchstecktechnik (mit zurückgezogenem Rahmen) ausgeführt ist und 114° Ablenkwinkel hat. Die übrigen elektrischen Daten entsprechen denen der A 59-12 W.

SEL liefert die neue 55-cm-Farbbildröhre A 55-14 X in Selbond-Technik, die es erlaubt,

auch bei Farbfernsehempfängern die Bildröhre etwas aus dem Gehäuse nach vorn herausragen zu lassen. Dadurch ist neben einer modernen Formgestaltung auch eine Verringerung der Gehäuseteile möglich. Die A 55-14 X arbeitet mit 25 kV Anodenspannung und erfordert die gleichen Ablenkspannungen wie die Farbbildröhre A 63-11 X. Ihre Bau-länge beträgt 48,3 cm.

Übertragungswagen für aktuelle Reportagen

Der Hessische Rundfunk nahm für den Hörfunk drei neue Schnellreportagewagen in Betrieb, für die serienmäßige Personenwagen verwendet wurden. An Stelle des rechten Vordersitzes ist ein Verstärker gestellt mit einem Aussteuerungspult für maximal acht Mikrofonanschlüsse, einem Aufnahmemagnettonerät, einer kleinen dreiteiligen Fernsprechvermittlung und den notwendigen Schaltkliniken eingebaut. Bei Bedarf kann man auf einem zusätzlich ansteckbaren Tisch eine zweite Aufnahmemaschine anschließen. Die technischen Einrichtungen werden aus einer zusätzlichen Batterie mit Strom versorgt, die während der Fahrt durch eine besondere Lichtmaschine oder im Stand durch einen Gleichrichter aus dem Starkstromnetz aufgeladen werden kann.

Drucktastenschalter mit Reedkontakt

Beim Drucktastenschalter „PM 21“ der SEL Kontakt-Bauelemente GmbH, Nürnberg, dient als Schaltorgan ein Reedkontakt, der zur Erhöhung der Betriebssicherheit als Doppelkontakt ausgebildet ist. Den Schaltvorgang löst ein mit der Taste verbundener Ringmagnet aus. Der Tastenhub beträgt 6,35 mm; zum Betätigen muß man eine Kraft von 90 p/cm aufwenden.

Regelbarer Impulsgeber für intermittierenden Wischbetrieb

Der neu entwickelte elektronische Impulsgeber „0336 920 001 ... 002“ von Bosch, der sich wegen seiner kleinen Abmessungen leicht in jedes Armaturenbrett einbauen läßt, ermöglicht einen intermittierenden Betrieb des Scheibenwischers. Der Wischermotor erhält hierbei kurze Impulse, die jeweils nur eine Wischbewegung auslösen. Die Länge der Pausen läßt sich mit einem Drehgriff zwischen 2 und 25 s regeln. Der im Fahrzeug vorhandene übliche Wischerschalter bleibt eingebaut und behält seine Funktion bei. Für den elektrischen Anschluß des Impulsgebers sind nur einige Verbindungen zum Wischermotor und zum Wischerschalter notwendig. Für

die gängigsten Fahrzeugtypen steht ein Universal-Kabelsatz zur Verfügung.

Transistorvoltmeter „IM-17“

Das neue Transistorvoltmeter „IM-17“ von Heathkit hat je 4 Gleich- und Wechselspannungsbereiche sowie ebenfalls 4 Bereiche zur Messung von Widerständen von 0,1 Ohm bis 1000 MOhm. Die dekadisch gestuften Spannungsmessbereiche (Skalenwerte 1 V bis 1000 V) ermöglichen bei Gleichspannung eine Meßgenauigkeit von $\pm 3\%$, bei Wechselspannung sind es $\pm 5\%$. Das Gerät ist mit einem Feldeffekt- und 4 Si-Transistoren bestückt, so daß bei Gleichspannungsmessungen 10 MOhm, bei Wechselspannungsmessungen 1 MOhm Eingangswiderstand erreicht werden. Der Frequenzbereich des „IM-17“ ist 10 Hz ... 1 MHz ± 1 dB. Die Stromversorgung erfolgt aus einer Monozelle und einer 8,4-V-Quecksilberbatterie.

LC-Meßgerät „PM 6305“

Das Programm der Komponenten-Meßgeräte der Philips Industrie Elektronik GmbH, Hamburg, wurde durch das direkt-anzeigende LC-Meßgerät „PM 6305“ für kleine Kapazitäten ($0,2 \text{ pF} \dots 1 \text{ nF}$) und Induktivitäten ($0,2 \mu\text{H} \dots 1 \text{ mH}$) erweitert. Da bei der Messung kleiner Blindkomponenten die Streukapazitäten und -induktivitäten die gleiche Größenordnung haben wie das Meßobjekt, ist zur Eliminierung dieser Störgrößen eine zusätzliche Gleichaktspannung über eine Buchse herausgeführt, deren Amplitude und Phase denen der Meßspannung entsprechen. Diese Gleichaktspannung ermöglicht die Messung von kleinen Kapazitäten und Induktivitäten im eingebauten Zustand, ohne daß die Streukapazitäten die Messung verfälschen. Der Meßfehler beträgt $\pm 3\%$ oder $\pm 1 \mu\text{H}$ beziehungsweise $\pm 0,1 \text{ pF}$.

Feuerfester Isolierstoff aus Silikongummi

Von General Electric wurde ein Isolierstoff „SE-9044“ aus Methylvinyl-Silikongummi entwickelt, der sich durch hohe Feuerfestigkeit und große Spannungsfestigkeit (550 V $\sim 0,0025$ Millimeter bei einem Draht von $0,8 \text{ mm} \varnothing$ mit 2 mm dicker Isolierung) auszeichnet. „SE-9044“ hat auch die in den USA vorgeschriebene Prüfung auf Feuerfestigkeit bei einer Anordnung der Proben in senkrechter Lage ohne äußere Belichtung oder Imprägnierung bestanden.

Kleinrechner überwachen Antennensysteme
Für Rauschpegelmessungen an Antennensystemen setzt das

Fernmeldetechnische Zentralamt der Deutschen Bundespost künftig elektronische Meßwertverarbeitungsanlagen von Siemens ein, die mit einem Kleinrechner des Systems „101“ (programmierbarer Magnetkernspeicher) arbeiten. Mit diesen Anlagen sollen die Stunden- und Minutenmittelwerte der Rauschpegel gebildet, die Belegungszeiten der Antennen registriert und Grenzwertuntersuchungen durchgeführt werden.

Elektronenrechner „1906 A“

Als Ergänzung der Serie „1900“ kündigte die ICT jetzt den Computer „1906 A“ an, der sich sowohl für wissenschaftliche als auch für kommerzielle Zwecke einsetzen läßt. Er ist weitgehend mit integrierten Schaltungen bestückt und kann große Datenmengen verarbeiten. Die Datenübertragung zwischen der Zentraleinheit und den peripheren Geräten erfolgt mit einer Geschwindigkeit von 5 000 000 Zeichen je Sekunde, die Rechengeschwindigkeit liegt bei 1 000 000 Operationen je Sekunde. Ein als „Paging“ bezeichnetes Verfahren zur Organisation der Informationspeicherung ermöglicht die optimale Ausnutzung des Kernspeichers und eines schnellen Trommelspeichers und erlaubt weitgehende Freiheit in der Programmierung.

RTT-Stationen für den deutschen Forschungsatmosphärensatelliten „Azur“

Die Gesellschaft für Weltraumforschung mbH erhält im Laufe des kommenden Jahres vier automatische Telemetrie-Empfangsanlagen von Rohde & Schwarz zum Erfassen und Speichern der Echtzeit-Telemetriesignale des deutschen Forschungsatmosphärensatelliten „625-A-1“ („Azur“). Diese RTT-Stationen (Real Time Telemetry) werden in den zentralen deutschen Bodenstationen bei Weilheim sowie in Kevo (Finnland), Reykjavik (Island) und Fort Churchill (Kanada) aufgestellt. Ihre Richtantennen, deren Polarisation sich über eine Programmwahl steuert, sind nach dem Prinzip eines Flächenstrahlers aufgebaut. Der achteckige Tragrahmen mit 6 m Schlüsselweite dient zugleich als Reflektor und trägt 16 Kreuzdipole mit einem Gewinn von 17 dB. Das Hydrauliksystem der biaxialen Antennensteuerung, die auf einem Gittermast steht, arbeitet auch bei extrem niedrigen Temperaturen mit voller Nennleistung. Das Empfangssystem der Station besteht aus einem Vorverstärker und einem Siemens-Telemetrieempfänger.



TELEFUNKEN

BAUELEMENTE

für Elektronik und Nachrichten-Technik

Empfänger- und Verstärkerröhren
Fernsehbildröhren für schwarz-weiß und Farbe
Verzögerungsleitungen für Farbfernsehen
Ablenkmittel für Fernsehbildröhren
Spezialverstärkerröhren
Stabilisatoren / Thyratrons / Kaltkathodenröhren
Ziffernanzeigeröhren
Mikrowellenröhren
Senderöhren
Vakuumkondensatoren
Elektronenstrahlröhren für Oszillographen
Bildwandlerröhren
Fotozellen
Fotowiderstände
Germanium-Transistoren
Silizium-Transistoren
Germanium-Dioden
Silizium-Dioden
Festkörper-Schaltkreise
Drehkondensatoren
Trimmerkondensatoren
Elektrolytkondensatoren
Kunststofffolienkondensatoren
Keramikkondensatoren
Module
Schichtdrehwiderstände (Potentiometer)
Schichtwiderstände
Heißleiterwiderstände „NEWI“
UHF-Tuner
VHF-Tuner (Fernseh-Kanalschalter)
Allbandwähler
Druck- und Schiebetasten, Schalter

**ALLGEMEINE ELEKTRICITÄTS-GESELLSCHAFT
AEG-TELEFUNKEN**

FACHBEREICH RÖHREN
Vertrieb
79 Ulm
Söflingerstraße 100

FACHBEREICH HALBLEITER
Vertrieb
71 Heilbronn 2
Rosskampfstraße 12

FACHBEREICH BAUTEILE NSF
Vertrieb
85 Nürnberg 7
Obere Kanalstraße 24



von ULRICH L. ROHDE

AUS DEM INHALT

Herstellungsformen von Höchstfrequenztransistoren: Germanium · Silizium

Hochfrequenzverhalten der Transistoren: Ersatzschaltbild · Vierpolparameter des Transistors

Rauscheigenschaften von Transistoren: Rauschersatzschaltbild · Frequenzabhängiges Rauschen · Rauschanpassung

Allgemeine Betriebseigenschaften: Einfluß der Temperatur · Maximale Verstärkung · Regeleigenschaften

Einfluß von Gegenkopplung auf die Transistorverstärkung: Frequenzgang · Stabilität gegen Schwingneigungen

Hochfrequenzverstärker: Breitbandverstärker · Kettenverstärker · Zwischenfrequenzverstärker · UHF-Verstärker · VHF- und UHF-Leistungsverstärker

Oszillatorschaltung: Grundlagen · UKW-(Quarz-)Oszillator · UHF-Oszillatoren

Frequenzumsetzung mit Transistoren: Mischung · Frequenzvervielfachung

Vollständige Schaltungen: UKW-Tuner · Fernseh-Tuner für Band I—III · Fernseh-Tuner für Band IV—VI · UHF-Sender

Ausblick auf weitere mögliche Transistorverbesserungen: Vollständige Epitaxie · GaAs-Verbindungen · Lichttransistor

Parametrische Verstärkung mit Transistoren: Arbeitsweise des Verstärkers · Messungen am Verstärker · Untersuchungen der Kreuzmodulation des Transistors · Störerscheinungen bei Transistorschaltungen

163 Seiten · 97 Bilder · 4 Tab. · Ganzleinen 24,— DM

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

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

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

Richtfest beim SEL-Farbbildröhrenwerk

Wegen des günstigen Witterungsverlaufs konnte SEL das Richtfest beim Farbbildröhrenwerk in Eßlingen zwei Wochen früher als geplant feiern. Gleichzeitig wurde auch schon mit dem Einbau des umfangreichen Maschinenparks begonnen. Mit dem Ausstoß der ersten Farbbildröhren wird bereits Anfang Dezember 1967 gerechnet.

NCR-Rechenzentrum in Berlin

Die National Registrer Kassen Gesellschaft nahm am 30. Oktober 1967 ihr neues Rechenzentrum mit einer „NCR 315“ in Berlin in Betrieb. Zu den Aufgaben des Computers gehören die Lohn- und Gehaltsabrechnung für 1500 Beschäftigte, die Kostenstellen- und Auftragsabrechnung, die Material- und Teiledisposition sowie die Fertigungssteuerung für die Berliner NCR-Fabrik. Darüber hinaus steht das Rechenzentrum allen Interessenten aus Handel, Wirtschaft und Industrie für Lohnaufträge zur Verfügung.

Organisationsänderung bei Cossor

Am 3. Oktober 1967 wurden die Betriebe der Cossor Instruments Ltd. und der Cossor Communications Co. Ltd. in Harlow (England) zu einer gemeinsamen Gesellschaft mit der Firmenbezeichnung Cossor Electronics Ltd. zusammengefaßt. Die neue Firma ist eine Tochtergesellschaft der A. C. Cossor Ltd., der Dachgesellschaft für alle Firmen der Cossor-Gruppe.

Anglo-französisches Automationsabkommen

Am 9. November 1967 schlossen die Elliott-Automation und die zur CITEC-Gruppe gehörende französische Firma Compagnie Générale d'Automatisme (CCA) einen langfristigen Vertrag über gegenseitigen Erfahrungsaustausch und gemeinsame Forschungen und Entwicklungen bei der Herstellung automatischer Steuer- und Regelsysteme unter Anwendung von Computern. Ziel der gemeinsamen Rationalisierungsbemühungen ist es, durch Einsparung von Entwicklungskosten und Verbesserung der Automationssysteme die Position auf den Märkten der eigenen Länder und im internationalen Geschäft zu festigen und zu verbessern.

Europäisches Forschungszentrum der ITT wird erweitert

Eines der europäischen Forschungszentren der ITT, die LCT (Laboratoire Central de Télécommunications), Paris, an der SEL mit 18 1/4 % beteiligt ist, wird in Vélizy-Villacoublay bei Paris neue Laborbauten für 800 wissenschaftliche, technische und kaufmännische Mitarbeiter errichten. Der Neubau ist notwendig, weil die LCT im Pariser Stadtgebiet keine Erweiterungsmöglichkeiten mehr hat. Das 14 000 m² große neue Gebäude wird bis Mitte 1969 bezugsfertig sein.

Straßenzustandsberichte im Rundfunk

Mit Eintritt winterlichen Wetters bringt der Bayerische Rundfunk wieder täglich im Anschluß an die Nachrichten um 7 Uhr (1. und 2. Programm), 9 Uhr (1. Programm) und 13 Uhr (1. Programm) Berichte über den Zustand wichtiger Straßen in Bayern und im Bundesgebiet. Ergänzend berichten die Bayernchronik vom Montag bis Freitag (12.05 Uhr, 2. Programm) und die Samstag-Sendung „Gute Fahrt“ (10 Uhr, 1. Programm) über den Zustand der Autobahnen und Fernstraßen. Der Gebirgsstraßendienst des ADAC wird täglich in der Sendung „Mit Musik nach Hause“ um 17.30 Uhr im 1. Programm veröffentlicht.

Lehrgang Meßdaten-Erfassung und Verarbeitung mit digitalen Systemen

Das VDI-Bildungswerk veranstaltet gemeinsam mit der VDE/VDI-Fachgruppe Meßtechnik und der VDI/VDE-Fachgruppe Regelungstechnik im VDI-Haus in Düsseldorf, Graf-Recke-Str. 84, einen Lehrgang „Meßdaten-Erfassung und Verarbeitung mit digitalen Systemen - Grundlagen und Anwendungen in Planung, Entwicklung, Versuch und Prüffeld“, der sich an Ingenieure, Wissenschaftler und Techniker wendet. Auskünfte erteilt das VDI-Bildungswerk, 4. Düsseldorf 1, Postfach 1139, Telefon-durchwahl 621424.

SEL-Datenbuch „Kondensatoren 1967“

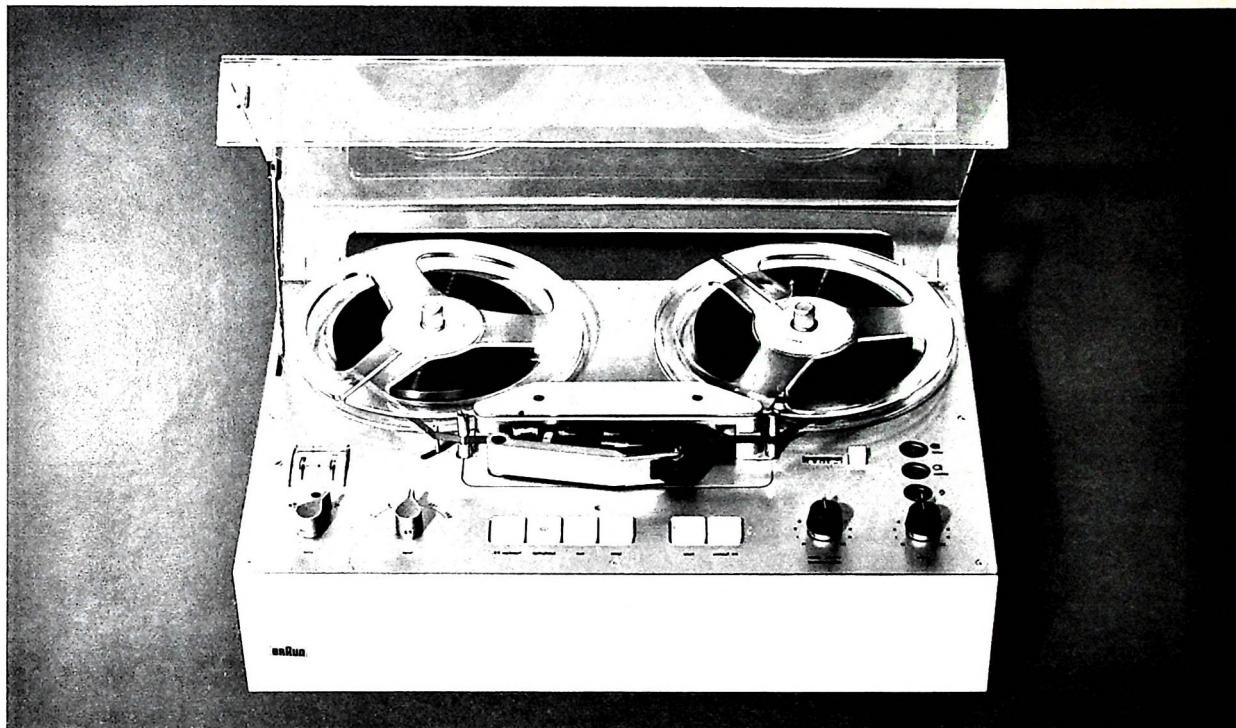
Das neue Datenbuch „Kondensatoren 1967“ (172 S., DIN A 5) enthält das SEL-Verkaufsprogramm an MP-, KS-, MKT- und MKC-Kondensatoren sowie an Aluminium-Elektrolyt- und Tantalkondensatoren. In der Einleitung werden von jeder Kondensatorausführung Aufbau und Anwendung beschrieben. Dann folgen wichtige Definitionen der technischen Daten sowie Tabellen mit den lieferbaren Kapazitätswerten in den einzelnen Spannungsreihen, Abmessungen und Bestellnummern. Amateure und Privatinteressenten können das Datenbuch gegen eine Schutzgebühr von 4,- DM von der Standard Elektrik Lorenz AG, Geschäftsbereich Bauelemente, 85 Nürnberg, Platenstraße 66, beziehen.

Kundendienstschriften für Metz-Geräte

Die Metz-Apparatewerke geben jetzt zwei Kundendienstschriften heraus, und zwar für die Schwarz-Weiß-Fernsehempfänger des Baujahres 1967/68 und für den Hi-Fi-Verstärker „465“. Die Kundendienstschrift für die Schwarz-Weiß-Fernsehgeräte enthält die technischen Daten der Metz-Fernsehempfänger des genannten Baujahres, eine technische Beschreibung aller Geräte, eine Abgleichsanleitung, Erläuterungen zum Aus- und Einbau der Chassis sowie der Bedien- und Baustellen, ferner Ersatzteillisten mit Preisangaben, Abbildungen der Leiterplatten und Schaltbilder mit Einstellhinweisen.

Neu:

Braun TG 502
Geräuschabstand über 56 dB
Gleichlaufschwankungen unter 0,1%
Frequenzgang 20 ... 20000 Hz
nach DIN 45 500

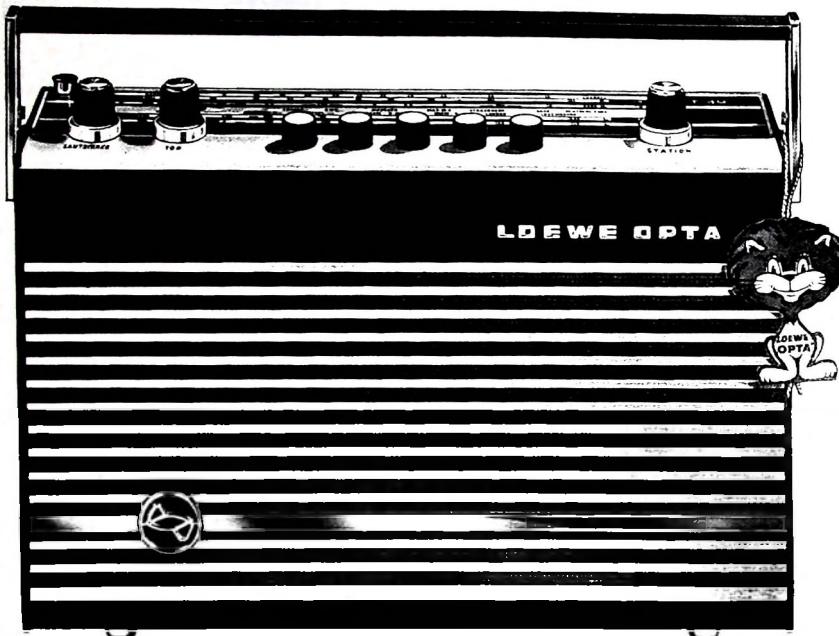


Halbspur. Drei Köpfe. Drei Motoren.
Volltransistorisierung. Getrennte Aufsprech- und Wiedergabeverstärker.
Konstanter (lage- und wickelunabhängiger) Bandzug
durch Fühlhebel-Mechanik.
Hohe Umspulgeschwindigkeit. Schneller, aber bandschonender Stop
durch kombiniert elektrisch-mechanische Bremsen.
Leichtgängige Tipptasten-Steuerung über Relais. Automatische
Schaltverzögerung bei raschem Kommandowechsel zwischen Vor- und
Rücklauf, Stop und Start.
Vierkanaliges Mischpult.
Multiplay direkt schaltbar.
Pegelgleiche Vor- Hinterband-Kontrolle.
Mikrofon- und Kopfhörer-Anschluß in der Frontplatte.

TG 502, Halbspur-Aufnahme und -Wiedergabe, DM 2160,—
TG 502-4, Halbspur-Aufnahme und -Wiedergabe,
umschaltbar auf Viertelspur-Wiedergabe, DM 2270,—
TG 504, Viertelspur-Aufnahme und Wiedergabe, DM 1995,—

BRAUN

Weiter im Programm: Tonbandgerät TG 60, Halbspur-Aufnahme und
-Wiedergabe, DM 1850,—
Tonband TB 631, Spezial-Langspielband für HiFi-Aufnahmen, DM 28,—
Entmagnetisierungsdrossel TGM 1, DM 25,—
Fernbedienung TGF 1, DM 25,—



neu **LOEWE T 49**
eröffnet die Koffersuper-
Saison 1968
rechtzeitig zum
Weihnachtsgeschäft 1967

Wer stets das Neueste sucht, wünscht auch beim Kauf eines Koffersupers das Aktuellste. LOEWE OPTA hat es: LOEWE T 49 - Modell 1968 - neu in Form und Technik. Die Konzeption dieses Reise/Heimsupers, die bereits im Vorgängermodell **abertausende** begeisterte Freunde fand, eröffnet zu Weihnachten (und nicht nur zu Weihnachten) lukrative Umsatzchancen. Das bildschöne Gehäuse und die imposante Leistung - mit teilweise erheblicher Steigerung - bilden die Garantie hierfür: Eisenloser Gegentaktverstärker mit (über Netz) ca. 2 Watt Endleistung - Großzügig dimensionierter Lautsprecher - 4 Wellenbereiche - 3 Antennen - Anschlüsse für TA, TB, Lautsprecher und Netzteil - 26 x 17,5 x 7,5 cm - Gewicht ganze 1,85 kg mit Batterien.

**Gute Laune zum
Mitnehmen von**

LOEWE  **OPTA**

Alleinimporteur für Ungarn

für
RC-Elemente –
elektromechanische
und vakuumtechnische
Bauelemente –
Radio- und Spezialröhren –
Halbleiter
der Nachrichtentechnik
und Elektronik

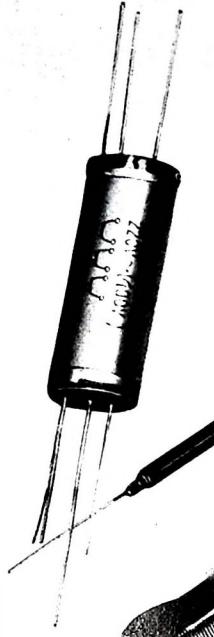
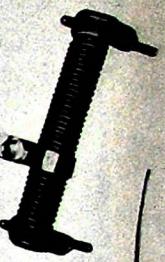
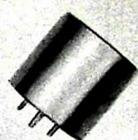
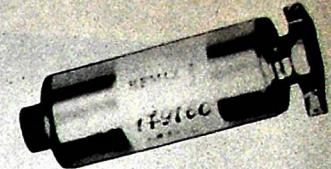
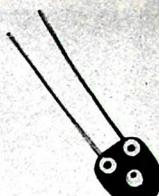
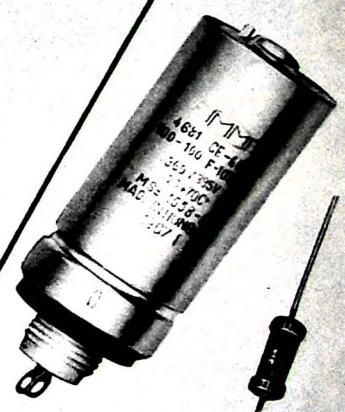
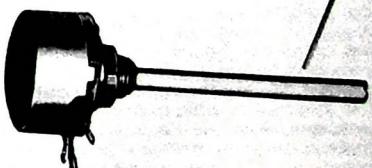
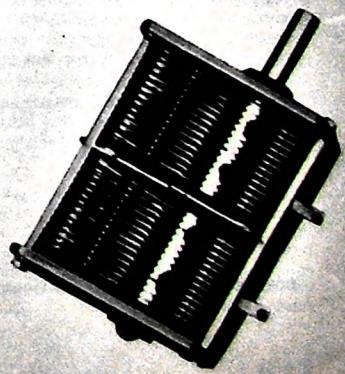
EMO
ELEKTROMODUL
BUDAPEST

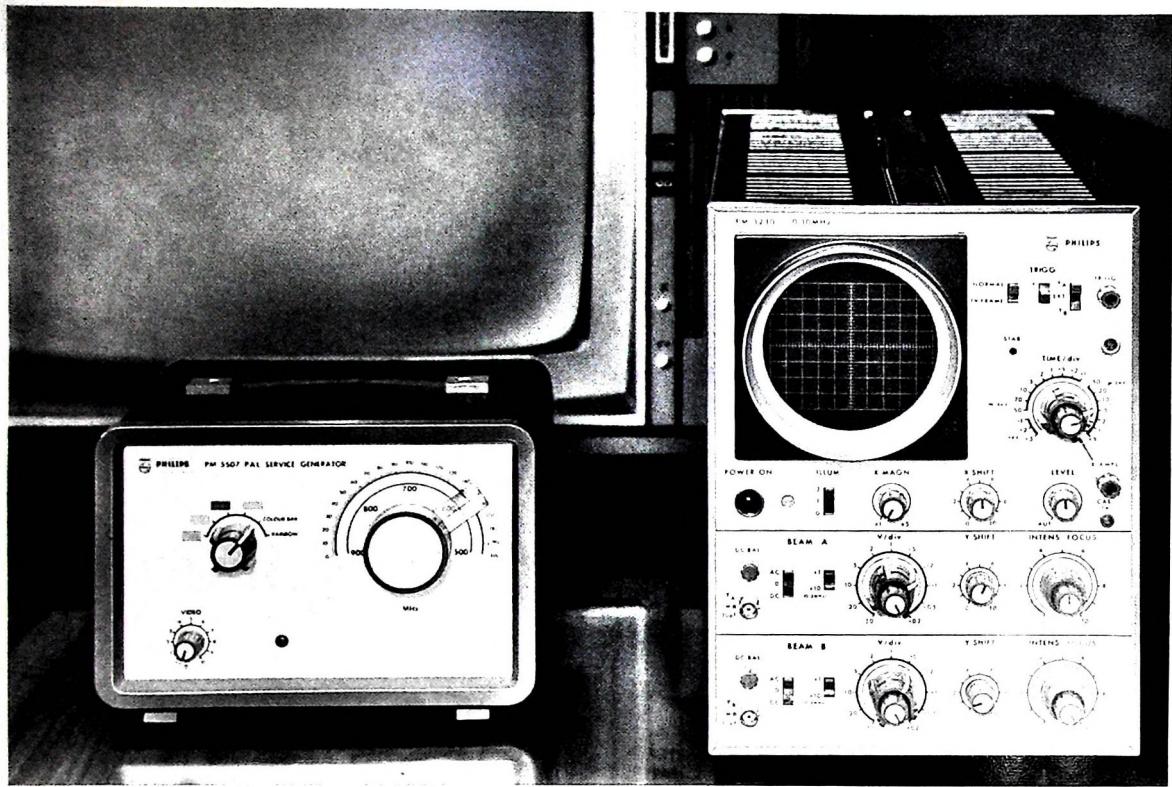
Elektromodul
Ungarisches Handelsunternehmen
für elektrotechnische Bauelemente

Budapest, XIII., Visegrádi utca 47/a-b
Telefon: 495-340 495-940 . Telex: 219

Export

Import





A

Farbfernseh-Service

Philips macht es Ihnen leicht

Der Farbgenerator mit dem reinen Regenbogensignal liefert für alle Abgleich- und Einstellarbeiten im Farbempfänger ein eindeutiges und leicht auswertbares Signal. Die einzelnen Stufen des Farbkanals werden unabhängig voneinander zeitsparend abgeglichen. Durch kleine Abmessungen und geringes Gewicht ist dieser Generator besonders für den Service beim Kunden geeignet.

Der Zweistrahl-Oszilloskop ermöglicht auf einfache Weise die Kontrolle und den Abgleich des Farbempfängers. Die großen Vorteile dieses echten Zweistrahlers kommen zum Beispiel bei der Einstellung der Synchrondetektoren oder bei der Überprüfung der Matrix voll zur Geltung.

Und hier die wichtigsten technischen Daten:
PAL - Farbfernseh - Bildmuster - Generator
PM 5507: 6 verschiedene Testsignale für

horizontale und vertikale Linien, Gittermuster, Farbbalken und Regenbogensignal, moduliert auf einen Bildträger zwischen 520 und 900 MHz (Band IV/V) mit geschalteter Burst. Hilfsträger mit Horizontalfrequenz verkoppelt.

Glasgekapselte Quarze garantieren auf Jahre hinaus große Genauigkeit der Farbträgerfrequenz. komplett DM 1070,—
HF-Zweistrahl-Oszilloskop PM 3230, besonders geeignet zur Reparatur und Wartung von Farbfernsehgeräten durch die gleichzeitige Darstellung von zwei Vorgängen. Die eingebaute Synchronisations-Trennstufe gewährleistet ein sauber stehendes Bild bei der Darstellung der ersten Zeilensignale. Die hohe Beschleunigungsspannung (4 kV) sowie der sehr scharf zeichnende Elektronenstrahl geben dem Bild eine große Auflösung. Y-Verstärker: 0...10 MHz, 20 mV/Teil (1 Teil = 8 mm);

0...2 MHz, 2 mV/Teil; Zeitmaßstab 0.5 μ s/Teil ... 0.5 s/Teil = 2 MHz ... 2 Hz, mit fünfacher Dehnung kleinster Zeitmaßstab 0.1 μ s/Teil; geringe Abmessungen: 300 mm hoch, 210 mm breit, 450 mm tief; Gewicht nur 11 kg. DM 2190,—

Das sind nur zwei Beispiele aus einem kompletten Programm für den Fernseh-, Rundfunk- und Phono-Service. Bitte fordern Sie ausführliche Unterlagen an.



Deutsche Philips GmbH
Abteilung für elektronische Meßgeräte
2 Hamburg 63, Postfach 630111

PHILIPS

Bitte fordern Sie ausführliche Unterlagen an. Bitte fordern Sie ausführliche Unterlagen an. Bitte fordern Sie ausführliche Unterlagen an. Bitte

Chefredakteur: WILHELM ROTH

Chefkorrespondent: WERNER W. DIEFENBACH

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

**FUNK-
TECHNIK**

Probleme der Gemeinschafts-Antennenanlagen

Der Gedanke der Gemeinschaftsantenne setzt sich immer mehr dank einer stetigen Aufklärungsarbeit durch, die alle interessierten Kreise, insbesondere aber der Arbeitskreis Rundfunkempfangsantennen und dessen Arbeitsgruppe Gemeinschafts-Antennenanlagen, mit großem Erfolg fortführen. Bei den Architekten und Bauherren beginnt sich in letzter Zeit eine Entwicklung anzubauen, die das Fazit aus vielen Erfahrungen zieht. Zum Bau von GA-Anlagen wurden bisher nicht selten Betriebe mit dem niedrigsten Angebot verpflichtet. Jetzt neigt man der Auffassung zu, möglichst nur Auftragnehmer mit ausreichender Fachkenntnis bei der Planung und beim Errichten zu berücksichtigen. Bei den sogenannten Groß-Gemeinschaftsanlagen — sie versorgen beispielsweise einzelne Dörfer oder Siedlungen — muß man an das Können der damit betrauten Unternehmen noch höhere Anforderungen stellen. Deshalb liegen Planung und spätere Betreuung oft bei den Antennenwerken.

Zu den größten Problemen der GA-Technik von heute gehört die Beeinträchtigung des Fernseh-Rundfunkempfangs durch Hochhäuser und industrielle Hochbauten. Bis jetzt gibt es noch keine rechtlichen Handhaben, um einen Bauherren eines Hochbaues in einer rundfunkversorgten Gegend zu zwingen, Maßnahmen gegen die Empfangsbeeinträchtigung zu ergreifen. Es wurde schon der Vorschlag gemacht zu prüfen, ob das Fernmeldeanlagengesetz (Paragraphen 19 und 23) hier herangezogen werden kann. Diese Möglichkeit besteht leider nicht. Auch das BGB läßt nur geringe Chancen offen. Hierüber sollen auch zwischen den Rundfunkanstalten (ARD) und der Deutschen Bundespost noch Gespräche geführt werden, denn beide Institutionen — sie sind für die Versorgungspflicht zuständig — müssen in dieser Frage einheitliche Wege beschreiten. In diesem Zusammenhang kann es als ein Fortschritt betrachtet werden, daß das Fernmeldetechnische Zentralamt eine Richtlinie zur Berechnung von Abschaltungs- und Reflexionsflächen durch hohe Bauwerke herausgegeben hat. Damit gelingt es, meßtechnisch zu ermitteln, in welchem Umfang solche Empfangsbeeinträchtigungen vorkommen.

Um die Installation einwandfreier Antennenanlagen zu gewährleisten, machte die Deutsche Bundespost seit dem 15. Juli 1964 die Errichtung und den Betrieb von Rundfunk-Empfangsantennenanlagen mit Verstärkern oder Frequenzumsetzern genehmigungspflichtig. Die Genehmigung selbst ist gebührenfrei; sie wird auf Antrag von den Fernmeldeämtern erteilt. Mit der Genehmigung verbindet man zugleich die Auflage, daß die Antennenanlage den Technischen Vorschriften der Deutschen Bundespost entsprechen muß. Diese Empfehlungen berücksichtigen auch die VDE-Vorschriften und stellen keine erhöhten Ansprüche, sondern nur Mindestforderungen, die für einwandfreien Rundfunkempfang notwendig sind. Die Einführung dieser Genehmigungspflicht wurde mit den Spitzenorganisationen der Industrie, des Handels und des Handwerks rechtzeitig vorbereitet und verabredungsgemäß behutsam gehandhabt. Handwerk und Handel befürchteten daher keine negativen Auswirkungen durch das Genehmigungsverfahren, sondern erwarteten sogar eine größere Selbstständigkeit der Installationsfirmen. Nach vorliegenden Erfahrungen sind Anlaufschwierigkeiten nicht eingetreten. Positive Auswirkungen der Maßnahmen sind zunächst nur schwach festzustellen, denn die Öffentlichkeit ist noch zu wenig über die Genehmigungspflicht bestimmter Antennenanlagen unterrichtet.

Die Deutsche Bundespost genehmigte bisher schätzungsweise 20000 Gemeinschafts-Antennenanlagen. Sie ist daran interessiert und achtet darauf, daß möglichst überall die Genehmigungspflicht solcher Anlagen mit energieverstärkenden oder frequenzumsetzenden Bauteilen bekannt wird. Andererseits besteht nicht die Absicht, mit allen Mitteln nach nicht genehmigten Antennenanlagen zu fahnden. Der Sinn dieser Genehmigungspflicht ist im wesentlichen, Störungen zu vermeiden. Auf

schlechte Anlagen, die Störungsmeldungen verursachen, wird der Funkstörungs-Meßdienst schnell aufmerksam.

Ein wichtiger Punkt bleibt immer die Kontrolle der errichteten Anlagen, denn in der Praxis funktionieren manche GA-Anlagen nicht hunderprozentig. Wenn nun der Funkstörungs-Meßdienst der Deutschen Bundespost auf Anfordern eingreift, wird im Störungsfall geprüft, ob die Anlage den Bestimmungen entspricht. Bei festgestellten Mängeln wird der Hausbesitzer beziehungsweise Besitzer der Anlage auf die Fehler hingewiesen. Nach den Erfahrungen der Bundespost sind solche Anlagen dann in kurzer Zeit in Ordnung gebracht worden. Ganz allgemein sollte der Bauherr sich nach den „Richtlinien für Gemeinschafts-Antennenanlagen“ richten. Er sollte schon bei der Bestellung die in den Richtlinien vorgesehenen Maßnahmen treffen. Dazu gehört auch der Abschluß eines Antennen-Wartungsvertrages. Dieser letzte Gesichtspunkt ist allerdings bei den Hausbesitzern wenig populär, und es kommt darauf an, die Wartungs- und Unterhaltungspflicht schmackhaft zu machen.

Die Hausbesitzer interessieren sich auch für die Frage, welche Antennenanlagenart für die wohnungswirtschaftliche Praxis nicht nur die beste, sondern auch die wirtschaftlichste ist. Bei Häusern mit Mietwohnungen oder mit Eigentumswohnungen muß diese Frage zugunsten der Gemeinschaftsantennen beantwortet werden. Die Kosten für diese Anlagen sind zwar größer als für Einzelantennen. Der von dem einzelnen Mieter zu tragende Kostenanteil ist jedoch zum Teil erheblich niedriger als die insgesamt für Einzelantennen aufzuwendende Summe. Viele Mieter können daher Fehlinvestitionen vermeiden, wenn sie sich von Anfang an zum Anschluß an eine GA-Anlage entschließen, anstatt eine zwar ordnungsgemäß aufgebaute, aber später wegen der vorhandenen Massierung von Antennen doch fehlerhaft arbeitende Einzelantenne aufzustellen. Selbst wenn der Mieter im Augenblick noch nicht Fernsehteilnehmer ist, sollte er sich gegen Bestrebungen des Vermieters, das Haus mit einer GA-Anlage auszustatten, nicht sträuben. Man darf auch nicht übersehen, daß die Massierung von Einzelantennen zu Beschädigungen der Dachhaut führen kann, für die der Eigentümer der Einzelantenne einzustehen hat. Außerdem muß auch der Eigentümer für Schäden eintreten, die durch Herafallen der Antenne oder von Antennenteilen bei Sturm oder sonstigen Naturereignissen entstehen können. Eine Inanspruchnahme der von den Rundfunkanstalten zugunsten ihrer Rundfunk- und Fernsehteilnehmer abgeschlossenen Haftpflichtversicherungen hat in solchen Fällen nur Erfolg, wenn die Antennenanlage hinsichtlich ihres Aufbaus den VDE-Vorschriften und anderen Sicherheitsbestimmungen entsprach. So sind schon Fälle bekanntgeworden, bei denen Schornsteinfeger infolge unsachgemäßer Montage der Einzelantennenteile verunglückten; daraus entstehen außer den materiellen Regressansprüchen auch noch strafrechtliche Folgen.

Ein besonders wichtiges Thema bildet die Schulung der Nachwuchskräfte. Um die Ausbildung der Nachwuchskräfte vor allem in den Gewerbeschulen besser abwickeln zu können, brachte der Fachverband Empfangsantennen im ZVEI Lehrhefte für den Antennensektor heraus. Sie sollen auch den Gewerbelehrern als Lehrmaterial dienen. Eine besondere Schulungskommission des Fachverbandes konnte bisher drei Lehrhefte fertigstellen. Sie befassen sich mit Grundbegriffen, Grundlagen, Bauteilen und mit der Planung. Zwei weitere Lehrhefte über die Installation von Antennenanlagen und deren Meß- und Prüftechnik sollen noch in den nächsten Monaten erscheinen. Der Fachverband bemüht sich jetzt, kurzfristig die Schulungsfrage in den Gewerbeschulen aufzugreifen und mit Unterstützung des Bundespostministeriums und der Kultusministerien der Länder in den Lehrplänen für dieses Sachgebiet etwa 20 Stunden einzuräumen.

Werner W. Diefenbach

Das Pegelmaß dB μ V in der Empfangs- antennentechnik

Im Zuge der Festlegung von Begriffen und Definitionen auf dem Gebiet der Technik der Empfangsantennenanlagen sowie deren Anpassung an den Sprachgebrauch in der allgemeinen Nachrichtentechnik wird vom Fachverband Empfangsantennen im ZVEI der Begriff „Pegel“ eingeführt.

Die Angabe des Pegels soll die bisher gebräuchliche Angabe von HF-Spannungen (mV, μ V) ablösen. Damit wird die Projek-

tierung von Anlagen wesentlich erleichtert. Ein weiterer Vorteil ist dadurch gegeben, daß Angaben im Pegelmaß heute viel besser den in der Antennentechnik vorzunehmenden Messungen gerecht werden als die herkömmlichen Angaben von Spannungen.

Definition des Pegels

Der Pegel ist grundsätzlich definiert als das im dB-Maß anzugebende Verhältnis einer jeweiligen Leistung zur Bezugsleistung. Diese Bezugsleistung wird in der Empfangsantennentechnik durch eine Spannung mit dem Effektivwert von $1 \mu\text{V}$ am Widerstand 60Ω definiert.

Um die Bezugsleistung bei der Angabe des Pegels kenntlich zu machen, wird dem Wert in dB der Zusatz μV angefügt und dabei immer der Bezug auf die Spannung von $1 \mu\text{V}$ am Widerstand 60Ω vor- ausgesetzt.

Die Schreibweise für den Pegel n wird allgemein mit

$$n = \dots \text{dB}\mu\text{V}$$

festgelegt (ausgesprochen: „Dezibel über 1 Mikrovolt“ oder kurz „dB Mikrovolt“).

Beispiele

Dem Pegel $n = 0 \text{ dB}\mu\text{V}$ entspricht die Spannung $1 \mu\text{V}$ am Widerstand 60Ω .

Dem Pegel $n = 60 \text{ dB}\mu\text{V}$ entspricht die Spannung $1000 \mu\text{V} = 1 \text{ mV}$ am Widerstand 60Ω .

In gleicher einfacher Weise lassen sich zu allen Spannungen die entsprechenden Pegelwerte bilden. Eine gute Hilfe ist das Umrechnungsnomogramm nach Bild 1.

Das Rechnen mit dem Pegelmaß

Zu beachten sind folgende einfache Regeln:

- Bei verstärkerlosen Anlagen wird der Empfangs- oder Antennenpegel n_A durch jede Dämpfung entsprechend dem Dämpfungswert a im dB-Maß verringert.

Es ist dann der Pegel n_E am Empfänger-eingang

$$n_E = n_A - a_{\text{ges}} \text{ in dB}\mu\text{V} \text{ (an } 60 \Omega \text{)} \quad (1)$$

($a_{\text{ges}} = \text{Summe aller Einzeldämpfungen in dB auf dem Wege des Signals von der Antenne zum Empfänger, } n_A = \text{bekannter oder gemessener Antennenpegel an } 60 \Omega$).

- Bei den üblichen Anlagen mit Verstärkern rechnet man zuerst den Empfangs-pegel am Empfängereingang hinter der größten Anlagendämpfung nach Gl. (1) aus. Wenn dieser kleiner ist als der Pegel n_E' , der nach VDE 0855 Teil 2 entspricht den dort angegebenen Mindestspannungen an jedem Empfänger mindestens gefordert wird, dann ist ein Verstärker einzusetzen, dessen Verstärkung V oder Gewinn G mindestens betragen muß

$$G = n_E' - n_E \text{ in dB.} \quad (2)$$

Die Einführung der Pegelrechnung beim Projektieren von Empfangsantennenanlagen bietet folgende Vorteile: Es braucht nur noch hinzugezählt und abgezogen zu werden. Malnehmen, Teilen oder gar das Rechnen mit Prozenten kommen nicht mehr vor.

(Nach Unterlagen des Fachverbands Empfangsantennen im ZVEI)

- Das Dezibelmaß ist allgemein festgelegt als

$$x = 20 \lg \frac{U_2}{U_1} \text{ (in dB).}$$

Mit $U_1 = 1 \mu\text{V}$ an 60Ω und $U_2 = 1000 \mu\text{V}$ an 60Ω folgt daraus für den Pegel n

$$n = 20 \lg 1000 = 20 \cdot 3 = 60 \text{ dB}\mu\text{V.}$$

Fachverband Empfangsantennen tagte

Am 20. Oktober 1967 fand die Mitgliederversammlung des Fachverbandes Empfangsantennen in Schliersee statt. In ihm sind zur Zeit 19 namhafte Firmen vertreten.

Der langjährige Vorsitzer des Fachverbandes, Richard Hirschmann, wurde zum Ehrenvorsitzer ernannt. Dr. Peter v. Siemens, der derzeitige Präsident des Zentralverbandes der Elektrotechnischen Industrie, ließ an R. Hirschmann eine Silberschale überreichen. R. Hirschmann stellte nach 10jähriger, verdienstvoller Verbandstätigkeit sein Amt bei der anschließenden Neuwahl zur Verfügung.

Sein Nachfolger wurde der bisherige stellvertretende Vorsitzer, Karl Hammann (Engels, Wuppertal). Das Amt des stellvertretenden Vorsitzers übernimmt Oberingenieur Johannes Mezger (Siemens), der als Delegierter des Fachverbandes zum ZVEI sowie als Berater seit vielen Jahren die besten Kontakte zum Verbandsgeschehen hat.

Der Leiter der technischen Kommissionen, Dipl.-Ing. Reinhold Otto (Siemens), wurde für seine unermüdliche und beispielhafte Tätigkeit weit über das Pensionsalter hinaus besonders gewürdigt. Unter seinem Vorsitz brachte die technische Kommission unter anderem die „Richtlinien für Gemeinschafts-Antennenanlagen“ heraus, die eine Gesamtauflage von 200 000 Stück bereits überschritten haben. Auch wurde unter seiner Leitung die Lehrheftreihe „Technik der Empfangsantennen“ erstellt, die mit ihrem 5. Lehrheft Anfang nächsten Jahres ihren Abschluß findet.

Das mit dem Arbeitskreis Rundfunkempfangsantennen in Zusammenarbeit mit dem Bundespostministerium erarbeitete „Memorandum über Rundfunk-Empfangsantennenanlagen“ hat eine Auflage von 40 000 Exemplaren erreicht.

R. Otto wird als Vorsitzer der technischen Kommission, Schulungs-, Anlagen- und Harmonisierungskommission durch Dr. Anton Köhler (Bosch Elektronik) abgelöst.

Der Fachverband ist in der Internationalen Elektrotechnischen Kommission (IEC) durch Dipl.-Ing. Müller (Wisi) vertreten. Die letzte Sitzung fand am 12. und 13. Oktober 1967 in München statt. Die IEC-Kommission befaßt sich mit der Erarbeitung von internationalen Richtlinien und Normen auf dem Gebiet der Gemeinschafts-Antennenanlagen. Die Vorarbeiten des deutschen Fachverbandes bilden hier eine wesentliche Grundlage für die internationale Zusammenarbeit auf diesem Gebiet. Man ist bemüht, die Antennenfrage in städtebaulicher Hinsicht so zu lösen, daß die Antennenwälder auf den Dächern der Großstädte nach und nach abgebaut werden. Darüber hinaus entstehen neue Aufgaben in der Versorgung topografisch ungünstig gelegener Gebiete. Hier wird durch eine sogenannte abgesetzte Antennenanlage über Verstärker-Einrichtungen und Kabel eine ganze Ortschaft oder Stadt mit ausreichender Antennenergie versorgt.

Mit der Lösung dieser Aufgaben sowie mit den Auswertungen der Erfahrungen des Farbfernsehens ergibt sich eine Reihe neuer Aufgabenstellungen, mit denen sich der Fachverband Empfangsantennen in der nächsten Zeit zu beschäftigen hat.

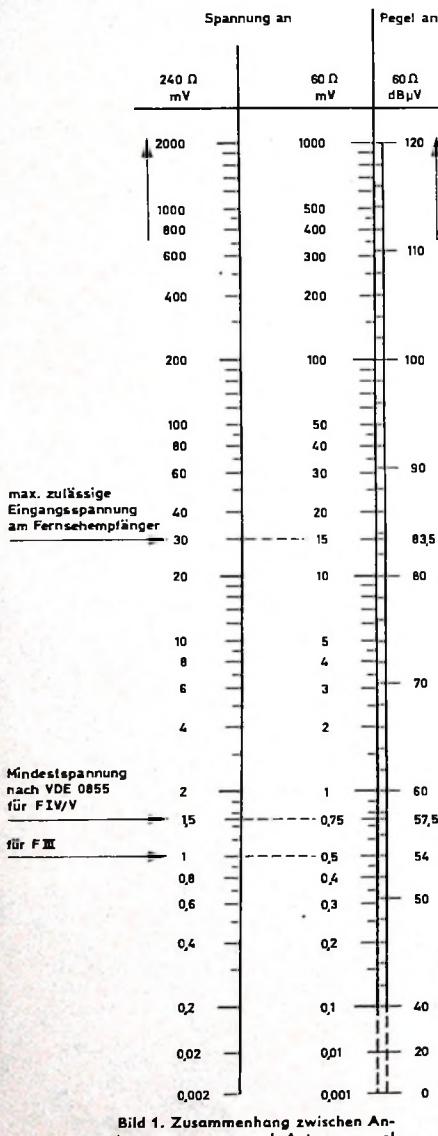


Bild 1. Zusammenhang zwischen Antennenspannung und Antennenpegel

Grundregeln für Fernseh-Breitbandantennenverstärker in Ortsgemeinschaftsanlagen

1. Zweck und Aufbau von Ortsgemeinschaftsanlagen

Die drahtlose Versorgung mit Fernsehprogrammen weist Lücken auf, die nicht mit vergrößerten Sendeleistungen und demzufolge erhöhten Empfangsfeldstärken zu schließen sind. In bestimmten Gebieten (zum Beispiel Gebirge) sind die Empfangsorte überhaupt nicht oder nur mangelhaft drahtlos erreichbar. Selbst wenn die Feldstärke dort ausreicht, ist doch kein reflektionsfreier Empfang möglich. Das trifft ebenso zu für Großstädte mit sehr vielen Hochbauten wie beispielsweise für das Stadtgebiet von New York. Diese Umstände haben dazu geführt, daß dort und in vielen anderen Gebieten der USA und Kanadas die Fernsehprogramme in stark zunehmendem Maße über sogenannte CATV-Anlagen (Community Antenna Television) mittels Koaxialkabel verbreitet werden. Der Anschluß an eine solche Anlage sichert den Teilnehmern den Empfang einer größeren Anzahl von Fernsehprogrammen – auch solcher weit entfernter Stationen – mit einer technisch sehr hohen und gleichbleibenden Qualität.

Diese Technik vermeidet die grundsätzlichen Nachteile der drahtlosen Übertragung und zeigt einen Ausweg aus der in der Zukunft sicher zunehmenden Frequenznot, der aussichtsreicher und einfacher gangbar scheint als etwa die neuerdings viel erörterte Erschließung des Bereiches VI (11,7 bis 12,7 GHz). Diese Anlagen können (neben den UKW-Hörfunkprogrammen) alle Kanäle der VHF-Bereiche ohne Lücken übertragen, also auch die Nachbarkanäle. Darüber hinaus ist es neuerdings möglich, durch Zusatzgeräte in diesen Anlagen auch den Frequenzbereich zwischen den beiden VHF-Bereichen (Mid-Band) auszunutzen, so daß die Gesamtzahl der Fernsehkanäle bis zu 25 betragen kann.

Anlagen ähnlicher Art und Ausdehnung, aber mit weniger Kanälen, sind in Europa zum Beispiel in England (VHF Wired TV Relay Systems), Holland und der Schweiz neben den Drahtfernsehanlagen im 10-MHz-Bereich (Wired HF TV Systems) in Betrieb. Neben den zwingenden technischen Gründen sind es architektonische und wirtschaftliche Gründe, die für diese Art von Anlagen als Ortsgemeinschaftsanlagen (Großgemeinschaftsanlagen) sprechen, deren Einsatz, gemessen an dem Beispiel USA, in Deutschland noch am Anfang steht, aber ständig an Bedeutung zunimmt.

Der wesentlichste Bestandteil solcher Anlagen ist die Kopfstation, das heißt eine empfangstechnisch besonders günstig, von dem Versorgungszentrum mehr oder weniger entfernt gelegene Station, in der die Fernseh- (und UKW-)Programme empfangen, nach Bedarf verstärkt oder umgesetzt, auf gleichen, oft automatisch geregelten Pegel gebracht und auf ein Koaxialkabel zusammengeschaltet werden, wobei die Verstärkung in den einzelnen Kanälen dem Frequenzgang der Kabeldämpfung angepaßt wird.

Dr. Anton Köhler ist Leiter der Vor-entwicklung bei der Robert Bosch Elektronik und Photokino GmbH, Berlin.

Von dort aus werden die Signale einer Zulieferleitung (Trunk Line) zugeführt. Das ist ein sehr dämpfungsarmes Kabel mit einer kleineren oder größeren Anzahl von in gewissen Abständen eingeschalteten Breitbandverstärkern (Repeater Amplifiers). Diese Breitbandverstärker werden fernespeist und je nach Länge der Strecke und den örtlichen Temperaturschwankungen automatisch mittels Pilotfrequenz kontrolliert und geregelt.

2. Breitbandverstärker für Ortsgemeinschaftsanlagen

2.1. Anforderungen

Die Anforderungen, die an diese Breitbandverstärker gestellt werden, sind besonders hoch, da durch sie die Bildqualität beim Teilnehmer entscheidend bestimmt wird. Es sollen daher im folgenden diese Anforderungen untersucht und einige einfache Grundregeln übersichtlich zusammengestellt werden, die beim Betrieb dieser Verstärker – besonders bei ihrer Serienbeschaltung – beachtet werden müssen. Durch Einführung eines bestimmten Gütemaßes Q und der Toleranz T wird dabei die Rechnung wesentlich vereinfacht.

Die wichtigsten Eigenschaften eines Fernsehantennenverstärkers, insbesondere eines Breitbandverstärkers für den genannten Zweck, sind (außer der Verstärkung, dem Amplituden- und Phasengang, der Bandbreite und der Ein- und Ausgangsanpassung) das Rauschen und die Aussteuerungsgrenze. Diese beiden Daten bestimmen vorwiegend die Grenzen der Verwendungsmöglichkeit eines Verstärkers und seine Eignung für eine Serienbeschaltung einer kleineren oder größeren Anzahl von Verstärkern, um auf einer gegebenen Strecke mit einer bestimmten Anzahl von Kanälen Fernsehbilder einer definierten Qualität übertragen zu können.

Die Bildqualität wird hier gekennzeichnet durch den Rauschabstand und durch den Abstand gegenüber nichtlinearen Verzerrungen infolge Übersteuerung, das heißt durch das in dB ausgedrückte Verhältnis des Signalpegels zum Rauschpegel beziehungsweise des Signalpegels zum maximal zulässigen Ausgangspegel des Verstärkers. Als Signalpegel ist der Effektivwert im Augenblick der Synchronspitze (also bei 100 % Modulation) anzusehen. Der Rauschpegel wird durch das Rauschmaß des Verstärkers, der Ausgangspegel durch den Pegel der Kreuz- oder Intermodulationsprodukte gekennzeichnet. Die am Ausgang des Verstärkers erhältliche Bildqualität wird demnach durch den Rauschabstand an dieser Stelle (also durch das Produkt aus Rauschmaß und Verstärkung) sowie durch den Kreuz- oder Intermodulationsabstand bestimmt.

Als Kreuzmodulation wird die Störmodulation auf einem Bildträger bezeichnet, die durch gleichzeitige Übertragung eines oder mehrerer anderer modulierter Bildträger in einem (Breitband-)Verstärker erzeugt wird. Als Intermodulation bezeichnet man die Bildung von störenden Summen- oder Differenzfrequenzen zwischen dem Bild- und Tonträger und einer Seitenbandfrequenz (zum Beispiel dem Farbträger) in

einem (Kanal-)Verstärker. Der maximale Kanalausgangspegel wird durch einen bestimmten Kreuzmodulationsabstand festgelegt, der durch die Wahrnehmbarkeitsgrenzen dieser Störung gegeben ist. Die Intermodulationsprodukte stören erst bei wesentlich höheren Kanalausgangspegeln als die Kreuzmodulationsprodukte.

Ein Verstärker kann somit Signale für eine um so bessere Bildqualität an seinem Ausgang abgeben, je geringer der Rauschpegel und der Pegel der nichtlinearen Störprodukte an dieser Stelle sind. Es ist daher naheliegend, durch diese Eigenschaften die praktische Brauchbarkeit eines Verstärkers zu kennzeichnen und als Gütemaß Q (Figure of Merit) für den Verstärker zu benutzen [1]. Zweckmäßigerverweise wird dafür das Verhältnis des maximalen Signalausgangspegels S_{\max} für einen zulässigen Kreuzmodulationsabstand zu dem Rauschpegel am Ausgang des Verstärkers (in dB) angegeben. Es ist unabhängig von der Verstärkung V ; diese ist implizit in dem Rauschmaß am Ausgang enthalten und ebenfalls unabhängig von der Höhe des Signalpegels. Es ist also

$$Q = S_{\max 1} - (F_1 + V_1) \quad (\text{in dB}). \quad (1)$$

Der Index 1 besagt, daß sich die Angaben auf einen Einzelverstärker beziehen; s. Abschnitt 2.2.

In [2, 3, 4] wird das Gütemaß beziehungsweise der Gütefaktor jeweils anders definiert. Die Definition nach Gl. (1) scheint jedoch besonders geeignet, die Rechnung zu vereinfachen.

Der Rauschpegel F_1 ist die Summe aus dem Rauschpegel der Antenne als Generator (vorwiegend Widerstandrauschen) und dem Eigenrauschen des 1. Verstärkers. Der Rauschpegel für einen Widerstand von 60 Ohm bei einer Temperatur von 290 K für eine Bandbreite von 5 MHz ist etwa 1 dB μ V¹). Um F_1 zu erhalten, ist hierzu das gemessene (Zusatz-)Rauschmaß F_1' des Verstärkers in dB zu addieren, also

$$F_1 = F_1' + 1 \quad (\text{in dB}\mu\text{V}).$$

Der Rauschpegelabstand soll für gute, rauschfreie Bilder etwa 40 dB sein. Der Abstand des Signalpegels zu dem Pegel der nichtlinearen Störprodukte wird nach den „Richtlinien für Kenndaten, Meßverfahren und Katalogangaben“ der Fachabteilung Empfangsantennen bei Breitbandverstärkern ersatzweise als Intermodulationsabstand mit der 2-Sender-Meßmethode ermittelt und soll für die maximal zulässige Ausgangsspannung mindestens 60 dB sein.

2.2. Mehrkanalbetrieb von Breitbandverstärkern

Im einzelnen ist bei Mehrkanalbetrieb eines Breitbandverstärkers (für den er natürgemäß bestimmt ist) folgendes zu beachten:

2.2.1. Anzahl der Betriebskanäle

Es ist hier zu berücksichtigen, welchen Einfluß eine Erhöhung der Anzahl der Betriebskanäle auf diejenigen Faktoren hat, durch die das Gütemaß bestimmt wird.

¹ s. S. 884 „Pegelrechnung in der Empfangsantennentechnik“

2.2.1.1. Rauschpegel

Das Rauschmaß F_1 (in dB) ist eine Verhältniszahl und ist von der Bandbreite und daher auch von der Anzahl der übertragenen Kanäle unabhängig. Es kann sich jedoch im Übertragungsfrequenzbereich des Breitbandverstärkers mit der Frequenz ändern und ist daher für jeden Nutzkanal zu messen und zu berücksichtigen. Das gleiche gilt für die Verstärkung, deren Kenntnis notwendig ist, um den Rauschpegel ($F_1 + V_1$) am Ausgang des Verstärkers zu ermitteln.

Ebenso wie das Rauschmaß ist auch der Rauschabstand (Signal-Rauschabstand) für jeden Kanal unabhängig von der Kanalanzahl.

2.2.1.2. Ausgangssignalpegel

Maßgebend für die obere Betriebsgrenze – die maximale Ausgangsspannung beziehungsweise den Ausgangspegel S_{\max} (in dB_μV) je Kanal – ist bei Breitbandverstärkern der Kreuzmodulationsabstand. Praktisch wirkt sich die Kreuzmodulation als sogenannter Scheibenwischereffekt aus.

Die Stärke dieses Störeffektes in einem (Nutz-)Kanal ist abhängig von der zeitlichen Koinzidenz der einzelnen Kreuzmodulationsprodukte, die von den anderen (Stör-)Kanälen in dem Nutzkanal erzeugt werden. Er ist am stärksten, wenn die als gleich stark angenommenen Störsignale synchron sind, was in der Praxis sehr selten und dann auch nur für sehr kurze Zeitschnitte vorkommt. Wenn die Anzahl der zusätzlich zu einem Nutzkanal übertragenen Kanäle verdoppelt wird, wächst der dadurch verursachte Störpegel bei zeitlicher Mittelwertsbildung aller Kreuzmodulationsprodukte um 3 dB, bei synchroner Addition (ungünstiger Fall) um 6 dB. Dementsprechend sinkt der Kreuzmodulationsabstand bei einer Verdopplung der Anzahl der Nutzkanäle um 3 dB (6 dB) gegenüber dem Kreuzmodulationsabstand bei Betrieb mit einem Kanal, bei Betrieb mit N Kanälen also um $10 \lg N$ (in dB). Zweckmäßigerweise legt man in der Praxis die zeitliche Mittelwertsbildung zugrunde, die mehr als ausreichende Sicherheit gegen diese Störungen ergibt.

Eine Vergrößerung der Kreuzmodulationsprodukte beziehungsweise eine Verminde rung des Kreuzmodulationsabstandes kann vermieden werden, wenn der zulässige Ausgangspegel S_{\max} je Kanal entsprechend vermindert wird, und zwar ist der maximale Ausgangspegel je Kanal um 1,5 dB gegenüber dem maximalen Ausgangspegel bei Betrieb mit einem Kanal zu senken, wenn die Anzahl der zusätzlich übertragenen Kanäle verdoppelt wird.

Für die weiteren Betrachtungen ist es vorteilhaft, wie in [5] den Betriebstoleranzbereich des Verstärkers – das heißt den Unterschied (in dB) zwischen dem Signalpegel S_{\min} für einen verlangten Rauschabstand R_{\min} (zum Beispiel 46 dB) und dem höchstzulässigen Signalpegel S_{\max} für einen verlangten Kreuz- oder Intermodulationsabstand X_{\min} (zum Beispiel 60 dB), beide am Ausgang des Verstärkers gemessen – kurz als Toleranz T zu bezeichnen:

$$T_1 = S_{\max 1} - S_{\min 1} = Q - R_{\min} . \quad (2)$$

Sie nimmt zu, wenn der zulässige Ausgangspegel für einen gegebenen Kreuzmodulationsabstand vergrößert wird (der Kreuzmodulationsabstand bei gegebenem Ausgangspegel verringert) oder wenn das Rauschmaß, die Verstärkung und der zulässige Rauschabstand vermindert werden.

Sie ist also um so höher, je größer das Verhältnis des maximalen Ausgangspegels zum Rauschpegel am Ausgang, je größer also das Gütemaß ist.

Während das Gütemaß Q ein Maß für die Grenzen der Brauchbarkeit des einzelnen Verstärkers ist, wird durch die Toleranz T die Grenze beziehungsweise die Qualität des gesamten Systems einer Anzahl von hintereinander geschalteten Verstärkern bestimmt. Sie gibt an, wie weit der Signalausgangspegel variiert werden kann, ohne daß die Bildqualität verschlechtert wird. Die Toleranz wird im Grenzfall gleich 0 dB, wenn das Verhältnis des Signalpegels S zu dem Rauschpegel am Ausgang gleich dem zulässigen Rauschabstand R_{\min} ist, also

$$T_1 = 0 \quad \text{für } S = (F_1 + V_1) = R_{\min} , \quad (3)$$

und gleichzeitig dieser Signalpegel auch dem maximalen Ausgangspegel S_{\max} entspricht. Der Verstärker hat dann das größtmögliche Gütemaß

$$Q_{\max} = S_{\max} - (F_1 + V_1) = R_{\min} .$$

In diesem Fall bedeutet eine Verringerung des Nutzpegels, daß der Rauschabstand vermindert wird, und eine Erhöhung, daß der Kreuzmodulationsabstand verringert wird. Eine Änderung des Signalpegels ist dann zwangsläufig mit einer Verschlechterung der Bildqualität verbunden. Ein solcher Verstärker ist daher nicht für Serien schaltung geeignet.

Die Toleranz $T_0 = 0$ dB ist eine wichtige Kenngröße für ein System von hintereinander geschalteten Verstärkern mit den jeweiligen Toleranzen T_1 , denn sie bestimmt die Grenzen des Systems, das heißt die maximale Anzahl der hintereinander geschalteten Verstärker, die maximal überbrückbare Kabeldämpfung und damit die maximale Länge des Systems mit den gegebenen Verstärkern für eine bestimmte Bildqualität.

2.2.2. Serienschaltung von Verstärkern

Es sei der Einfachheit und Übersichtlichkeit wegen angenommen, daß alle Verstärker gleiche Daten haben, das heißt, daß Verstärkung, Rauschmaß und maximal zulässiger Signalausgangspegel je Kanal an jedem Verstärker die gleichen sind und daß die Verstärkung die zwischen je zwei Verstärkern liegende Kabeldämpfung ausgleicht. Zunächst sei auch noch vorausgesetzt, daß die Verstärker mit nur einem Kanal betrieben werden. Dann ergibt sich folgendes für die Faktoren, durch die die Qualität des Systems bestimmt wird:

2.2.2.1. Rauschen

Die Rauschleistungen mehrerer (n) hintereinandergeschalteter (gleicher) Verstärker addieren sich annähernd¹. Die resultierende Rauschleistung nimmt daher proportional mit der Anzahl der Verstärker zu. Zu dem Rauschmaß eines einzelnen Verstärkers in dB ist der Kaskadenfaktor $C = 10 \lg n$ zu addieren. Das Systemrauschmaß ist dann

$$F_n' = F_1' + 10 \lg n = F_1' + C \quad (\text{in dB}) . \quad (4)$$

Der Systemrauschpegel am Ausgang des letzten Verstärkers ist dann (in dB_μV)

$$F_n = 1 + F_1' + V_1 + C = F_1 + V_1 + C .$$

¹ Eine exakte Berechnung der Gesamtrauschzahl berücksichtigt den „Durchgriff“ des Rauschens durch die Verstärkungs- oder Dämpfungsverstöße auf den Eingang. Die Abweichungen von obiger Rechnung können aber in der Praxis vernachlässigt werden.

Der Mindestsignalpegel S_{\min} für den Mindestrauschabstand R_{\min} am Ausgang des letzten Verstärkers ist dementsprechend

$$S_{\min n} = S_{\min 1} + 10 \lg n . \quad (5)$$

Er ist also gleich dem Mindestsignalpegel am Ausgang eines Einzelverstärkers (mit dem verlangten Rauschabstand R_{\min}), vermehrt um den Kaskadenfaktor $C = 10 \lg n$. Im Bild 1 ist ein Beispiel gegeben für die Serienschaltung von mehreren Verstärkern mit den Rauschpegel $F_1 = 10 \text{ dB}_{\mu}\text{V}$, der Verstärkung $V_1 = 20 \text{ dB}$ und dem Rauschabstand $R_{\min} = 46 \text{ dB}$ (bei Belegung mit nur einem Kanal).

Umgekehrt kann der erforderliche Rauschabstand $R_{\min n}$ am Ausgang des letzten Verstärkers in einem System von n hintereinander geschalteten gleichen Verstärkern in gleichem Abstand nur dann eingehalten werden, wenn der Signalausgang am Eingang des Systems um den Kaskadenfaktor C erhöht wird.

2.2.2.2. Ausgangspegel

In einer Serienschaltung von Verstärkern gemäß den obigen Annahmen wächst die prozentuale Kreuzmodulation direkt mit der Anzahl n der Verstärker. Wenn die Anzahl der Verstärker verdoppelt wird, wächst also der Kreuzmodulationspegel um 6 dB

$$X_n = X_1 + 2 C . \quad (6)$$

Der Zusammenhang zwischen der Kreuzmodulation und dem Ausgangspegel ist dadurch gegeben, daß die Kreuzmodulation in jedem Kanal um 2 dB sinkt beziehungsweise der Kreuzmodulationsabstand um 2 dB wächst, wenn der Ausgangspegel um 1 dB gesenkt wird.

Der maximale Ausgangspegel für gleichen Kreuzmodulationsabstand an jedem Verstärker in einem System hintereinander geschalteter Verstärker vermindert sich daher proportional mit der Anzahl n der Verstärker. Der Systemausgangspegel ist also

$$S_{\max n} = S_{\max 1} - 10 \lg n . \quad (7)$$

Er ist also gleich dem maximalen Signalausgangspegel eines Einzelverstärkers verringert um den Kaskadenfaktor $C = 10 \lg n$ und kann bei Verdopplung der Verstärkeranzahl dadurch auf dem gleichen Kreuzmodulationsabstand gehalten werden, daß er um 3 dB verringert wird.

3. Systemlänge und Verstärkeranzahl

Die maximale Systemlänge wird durch den am Ausgang des letzten Verstärkers erreichbaren Rauschbeziehungsweise Kreuzmodulationsabstand bestimmt, der die angegebenen Werte (46 dB beziehungsweise 60 dB) für gute Bildwiedergabe nicht unterschreiten darf. Zur Berechnung der Systemtoleranz sei daran erinnert, daß der Unterschied (in dB) zwischen dem Mindestsignalpegel und dem maximalen Ausgangspegel für einen Einzelverstärker als Toleranz T_1 bezeichnet wird.

Für eine Hintereinanderschaltung von n Verstärkern wird nach Gl. (7) der maximale Ausgangspegel jedes Verstärkers

$$S_{\max n} = S_{\max 1} - C$$

und nach Gl. (5) der Mindestsignalpegel jedes Verstärkers

$$S_{\min n} = S_{\min 1} + C .$$

Die Systemtoleranz T_s am Ausgang des n -ten Verstärkers wird nach Gl. (2) dann

$$T_s = S_{\max n} - S_{\min n}, \\ = S_{\max 1} - S_{\min 1} - 2C, \\ = T_1 - 2C. \quad (8)$$

Die maximale Systemlänge beziehungsweise Verstärkeranzahl ist dann gegeben, wenn $T_s = 0$ dB wird, wenn also

$$T_s = T_1 - 2C = 0 \quad \text{oder} \quad T_1 = 2C. \quad (9)$$

Daraus folgt

$$T_1 = 20 \lg n; \quad \lg n = \frac{T_1}{20}.$$

Die maximale Verstärkeranzahl wird dann

$$n = 10^{\frac{T_1}{20}} \quad (10a)$$

und die maximale Systemlänge

$$L_{\max} = n \cdot V_1 = V_1 \cdot 10^{\frac{T_1}{20}}. \quad (10b)$$

T_1 entspricht der Differenz zwischen dem Gütemaß des Verstärkers und dem Mindestrauschenabstand für gute Bildqualität:

$$T_1 = S_{\max 1} - (F_1 + V_1) - R_{\min}, \\ = Q - R_{\min}.$$

Es ist also leicht einzusehen, daß die Anzahl n der hintereinander zu schaltenden Verstärker um so größer wird, je größer das Gütemaß und je geringer der Rauschenabstand, das heißt die Bildqualität, ist. Die Systemtoleranz wird mit Gl. (8)

$$T_s = S_{\max 1} - (F_1 + V_1) - R_{\min} - 20 \lg n. \quad (11)$$

Hier sei ein praktisches Beispiel gegeben: Ein Verstärker mit dem Rauschenpegel $F_1 = 10 \text{ dB}_{\mu}\text{V}$, der Verstärkung $V_1 = 20 \text{ dB}$ und einem maximalen Ausgangspegel $S_{\max} = 107 \text{ dB}_{\mu}\text{V}$ (220 mV an 60 Ohm) hat nach Gl. (1) das Gütemaß

$$Q = 107 - (10 + 20) = 107 - 30 = 77 \text{ dB}.$$

Der geforderte Mindestrauschenabstand R_{\min} ist 46 dB.

Dann ist nach Gl. (2)

$$T_1 = 77 - 46 = 31 \text{ dB}.$$

Unter Berücksichtigung von Gl. (9) ergibt sich daraus

$$\lg n = \frac{T_1}{20} = \frac{31}{20} = 1,55$$

und die maximale Verstärkeranzahl bei Betrieb mit einem Kanal

$$n = 10^{1,55} \approx 35.$$

Die maximale Systemdämpfung bei einer Kabeldämpfung von je 20 dB zwischen den Verstärkern wird $(n-1) \cdot 20 = 34 \cdot 20 = 680 \text{ dB}$. Das entspricht bei einer Kabeldämpfung von 4 dB je 100 m bei 200 MHz einer Gesamtstrecke von rund 17 km. Da diese Strecke für die Toleranz 0 dB berechnet ist, kann sie praktisch nicht mehr ausgenutzt werden, weil Schwankungen der Signalspannung, wie sie zum Beispiel durch Änderungen der Kabeldämpfung mit der Temperatur verursacht werden, nicht mehr ausgeglichen werden können. Das ist erst dann mehr oder weniger möglich, wenn eine kleinere oder größere Anzahl von Verstärkern in ihrem Verstärkungsgrad automatisch mittels Pilotfrequenz geregelt wird.

Für die Berechnung der maximalen Systemlänge beziehungsweise Verstärkeranzahl oder des optimalen Betriebspegs ist natürlich für T_1 der Wert einzusetzen, der für den entsprechenden der maximalen Anzahl der zu übertragenden Kanäle reduzierten maximalen Ausgangspegel gilt. T_1 ist also um den Faktor $10 \lg N$ zu vermin-

dern. In dem vorliegenden Beispiel vermindert sich die maximale Verstärkeranzahl bei Belegung mit 6 Kanälen auf etwa 15 und die Systemdämpfung auf etwa 280 dB beziehungsweise die maximale Streckenlänge auf etwa 7 km.

4. Optimaler Systembetriebspegel

In der Praxis wird man die maximal mögliche Verstärkeranzahl aus verschiedenen Gründen nicht ausnutzen oder die Daten der Verstärker so bemessen, daß für die Erweiterung des Systems noch genügend Reserven verbleiben. Dann ist für dieses System der optimale Betriebspegel am Ausgang des letzten Verstärkers zu bestimmen. Dieser liegt in der Mitte zwischen dem Pegel für die Ertragsgrenze für den Kreuzmodulationsabstand und der entsprechenden Grenze für den Rauschenabstand. Bei maximaler Verstärkeranzahl entspricht dieser Pegel der Toleranz $T = 0 \text{ dB}$. Bei einer beliebigen, von der optimalen abweichenden Verstärkeranzahl kann er wie folgt berechnet werden: Der maximale Systemausgangspegel ist nach Gl. (7)

$$S_{\max n} = S_{\max 1} - C.$$

Für die Toleranz 0 dB wird $T_1 = 2C$ und daher

$$S_{\max n} = S_{\max 1} - \frac{T_1}{2}.$$

In gleicher Weise folgt aus dem Mindestsystempegel nach Gl. (5)

$$S_{\min n} = S_{\min 1} + C \quad (12)$$

und für $T = 0$

$$S_{\min n} = S_{\min 1} + \frac{T_1}{2}. \quad (13)$$

Der optimale Systemausgangspegel des n -ten Verstärkers in einem System

Verstärkung eine praktische Grenze gesetzt, so daß es unmöglich ist, größere Strecken mit nur einem einzigen Verstärker zu überbrücken. Das sei an folgenden Beispielen gezeigt:

Ein Breitbandverstärker mit einer Verstärkung von 60 dB, einem Rauschenpegel von 10 dB_{μ}V und einem Ausgangspegel von 107 dB_{μ}V hat ein Gütemaß

$$Q = 107 - (10 + 60) = 37 \text{ dB}.$$

Seine Toleranz für einen Mindestrauschenabstand von 46 dB am Ausgang ist

$$T_1 = 107 - (10 + 60 + 46) = 107 - 116 \text{ dB}.$$

Es kann also nur noch ein (unzureichender) Rauschenabstand von $49 - 9 = 37 \text{ dB}$ am Ausgang eingehalten werden. Die Bilder sind stark verbraucht.

Wenn statt dessen drei einzelne Verstärker mit einer Verstärkung von je 20 dB (also mit einer Gesamtverstärkung von 60 dB), dem gleichen Rauschenmaß und dem gleichen maximalen Ausgangspegel hintereinander geschaltet werden, dann ist nach Gl. (11) die Systemtoleranz

$$T_s = 107 - (10 + 20) - 46 - 20 \lg 3 = 21,5 \text{ dB}.$$

Die Bilder sind praktisch rauschfrei.

Dieser Unterschied wird noch deutlicher, wenn noch größere Strecken überbrückt werden müssen. So werden zum Beispiel für eine Strecke von 300 dB, die bei einer Kabeldämpfung von 4 dB/100 m bei 200 MHz einer Länge von 7,5 km entspricht, 15 Verstärker mit den zuletzt genannten Daten ausreichen. Dabei beträgt die Systemtoleranz nach Gl. (8) für einen Rauschenabstand von 46 dB

$$T_s = T_1 - 20 \lg 15 = 30 - 23,5 = 6,5 \text{ dB}$$

(für Betrieb mit einem Kanal).

Wollte man für die gleiche Strecke nur einen einzigen Verstärker verwenden, dann

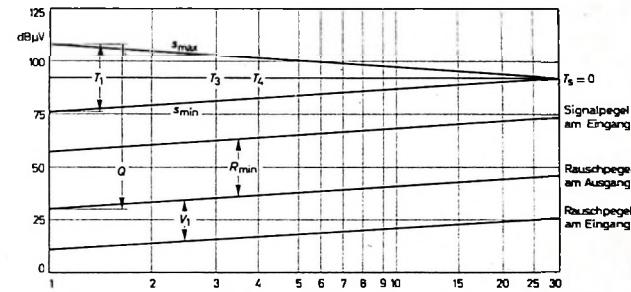


Bild 1. Q , T_1 , T_2 , T_3 , T_4 , T_n , S_{\max} , S_{\min} in Abhängigkeit von der Verstärkeranzahl n für $F_1 = 10 \text{ dB}_{\mu}\text{V}$, $V_1 = 20 \text{ dB}$, $R_{\min} = 46 \text{ dB}$ und $S_{\max} = 107 \text{ dB}_{\mu}\text{V}$

kann also dadurch gefunden werden, daß man entweder von dem maximalen Ausgangspegel eines Einzelverstärkers die halbe Toleranz dieses Verstärkers abzieht oder zu dem Mindestsignalpegel des Verstärkers addiert (s. Bild 1).

5. Maximale Verstärkung und Schlußfolgerungen

Wenn man eine lange Strecke mit einem einzigen Verstärker überbrücken wollte, dann müßte dieser neben einem möglichst geringen Rauschenmaß und einem möglichst hohen maximalen Ausgangspegel für gegebenen Kreuzmodulationsabstand auch eine sehr hohe Verstärkung haben. Die ersten beiden Faktoren lassen sich bei dem derzeitigen Stand der Technik nicht beliebig verbessern. Dadurch ist auch der

müßte dieser, um am Kabelausgang eine Mindestspannung von nur 1 mV zu erzeugen, dem Eingang des Kabels eine Spannung von 10^{12} V zuführen!

Aus diesen Überlegungen folgt, daß man mit einem einzigen Verstärker mit sehr hoher Verstärkung nur eine sehr kurze Strecke, mit sehr vielen Verstärkern geringer Verstärkung aber eine sehr lange Strecke überbrücken kann. Die Verstärkung jedes Einzelverstärkers darf dabei aber, wie leicht einzusehen ist, nicht beliebig klein gemacht werden. Es ist also zu erwarten, daß eine optimale Verstärkung existiert, bei der die Anzahl der hintereinander zu schaltenden Verstärker beziehungsweise die Länge der Strecke für eine gegebene Toleranz am größten wird. Das läßt sich nachweisen:

Der Systemausgangsrauschabstand einer Serienschaltung von n Verstärkern ist

$$R_n = S_{\max n} - S_{\min n}.$$

Mit Gl. (7) und Gl. (5) wird

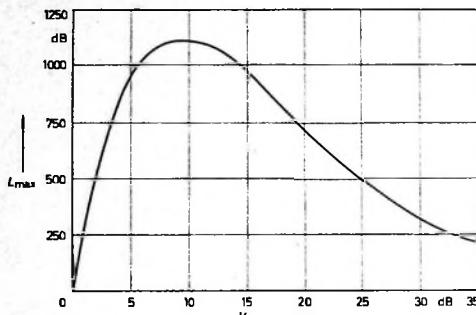
$$R_n = S_{\max 1} - 10 \lg n - (S_{\min 1} + 10 \lg n),$$

$$R_n = S_{\max 1} - 10 \lg n - (F_1 + V_1 + 10 \lg n).$$

Diese Gleichung kann auch geschrieben werden

$$V_1 + 20 \lg n = S_{\max 1} - F_1 - R_n = C' \quad (14)$$

(C' = Konstante).



Die Länge L ist gleich der Gesamtverstärkung des Systems in dB

$$L = V_{\text{ges}} = V_1 \cdot n. \quad (15)$$

Wenn man Gl. (14) in Gl. (15) einsetzt, wird also

$$\frac{L}{n} + 20 \lg n = S_{\max 1} - F_1 - R_n = C',$$

$$L = C' \cdot n - 20 n \lg n. \quad (16)$$

Differenziert man schließlich V_{ges} nach n und setzt es gleich 0, dann folgt

$$dV_{\text{ges}}/dn = C' - 20 \lg n - 20 n \cdot d(\ln n)/dn,$$

$$= C' - 20 \lg n - 8,69 \cdot n \cdot d(\ln n)/dn,$$

$$= C' - 20 \lg n - 8,69 = 0. \quad (17)$$

Wenn man Gl. (17) in Gl. (14) einsetzt, erhält man die optimale Verstärkung zu

$$V_{\text{opt}} = C' - 20 \lg n = 8,69 = 1 \text{ Neper}.$$

Dieser Wert gilt nicht nur für Fernsehantennenverstärker, sondern allgemein für die Serienschaltung von Verstärkern jeder Art, bei denen die Grenzwerte durch die eingangs genannten Faktoren bestimmt werden.

Die maximale Streckenlänge erhält man nach einigen Umformungen aus Gl. (11) für die Systemtoleranz $T_s = 0$ nach Gl. (9). Wenn man in dieser Gleichung Q aus Gl. (1) einsetzt, kann man daraus für eine gegebene Verstärkung V_1 die Verstärkeranzahl n und damit $L_{\max} = n \cdot V_1$ berechnen. Daraus folgt nach dem obigen Beispiel die Kurve nach Bild 2, aus der die Abhängigkeit der Länge der überbrückbaren Strecke L_{\max} in dB von der Verstärkung V_1 beziehungsweise die optimale Verstärkung (für die größte Systemlänge) zu entnehmen ist. Bei einer optimalen Verstärkung von 8,69 dB und einer Verstärkeranzahl $n \approx 130$ kann also eine Streckenlänge von etwa 1100 dB entsprechend einer Kabellänge von etwa 27,5 km bei einer Kabeldämpfung von 4 dB je 100 m bei 200 MHz mit einem Gütemaß $Q = 88$ dB bei einem Systemrauschabstand von 46 dB mit einem Programm überbrückt werden.

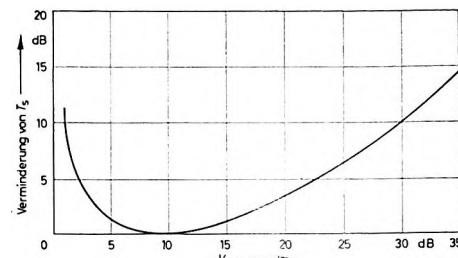
Bei diesen Berechnungen wird vorausgesetzt, daß der Rauschpegel (am Eingang) und die Aussteuerungsgrenze unabhängig

von der Verstärkung sind. Das ist aber nur dann hinreichend der Fall, wenn die Verstärkung so groß ist, daß einerseits das Rauschen der Ausgangsstufe keine merkbare Erhöhung des Rauschpegels der Eingangsstufe bewirkt und andererseits die in der Vorstufe entstehenden nichtlinearen Verzerrungen so gering sind, daß durch sie die Aussteuerungsgrenze nicht merkbar erhöht wird. Das trifft im allgemeinen nur für mehrstufige Verstärker zu. Es läßt sich zeigen, daß die optimale Verstärkung bei Verstärkern mit zwei identischen Stufen

Mit der fortschreitenden Entwicklung von neuen VHF-Transistoren, die eine erheblich größere Aussteuerung erlauben, kann das Gütemaß der Verstärker entsprechend vergrößert werden. Das ermöglicht es, eine gegebene Strecke mit einer geringeren Anzahl von Verstärkern mit Verstärkungsgraden von etwa 35 ... 40 dB (High-Level System) zu überbrücken, also mit geringerem wirtschaftlichen Aufwand. Andererseits kann man mit Verstärkern mit diesen Aussteuerungsgrenzen und optimaler Verstärkung (etwa 8,7 dB) extrem lange Strecken bewältigen, die bisher nicht zu überbrücken waren.

Bild 2: Maximale Systemlänge L_{\max} in Abhängigkeit von der Verstärkung V für $S_{\max} = 107$ dB, $R_{\min} = 46$ dB

Bild 3: Verminderung (in dB) der Systemtoleranz T_s gegenüber dem Maximalwert (bei optimaler Verstärkung) in Abhängigkeit von der Verstärkung V



bei etwa 11 dB und bei drei identischen Stufen bei etwa 13 dB liegt [1].

In der Praxis sind Verstärker mit so geringen Verstärkungsgraden unwirtschaftlich. Es ist daher notwendig, einen Kompromiß zu schließen zwischen der durch die Systemtoleranz gekennzeichneten Qualität der Anlage und dem geringsten Verstärkeraufwand. Hierbei sind nicht nur die Kosten für die Verstärker, automatische Regelung usw. zu berücksichtigen, sondern auch Betriebs- und Wartungsgesichtspunkte und die Zuverlässigkeit, also die geringste Anzahl von möglichen Fehlerquellen.

Es ist daher zweckmäßig, aus Gl. (11) und Gl. (1) zu errechnen, wie weit die Systemtoleranzen T_s bei gegebenen Aussteuerungs- und Rauschpegeln in Abhängigkeit von der Verstärkung gegenüber dem Maximalwert bei der optimalen Verstärkung absinken. Im Bild 3 ist das für das Beispiel des Verstärkers mit $S_{\max} = 107$ dB/ μ V und $F = 10$ dB (s. oben) durchgeführt. Es ist daraus zu ersehen, daß bei einer Verstärkung zwischen 15 und 25 dB, wie sie häufig bisher in der Praxis verwendet wurde (Low-Level System), die Verminderungen der Systemtoleranz gegenüber derjenigen bei optimaler Verstärkung nur etwa 1 ... 6 dB betragen, also für die Praxis in jedem Falle tragbar sind, sofern es sich nicht um extrem lange Strecken handelt.

Persönliches

R. Görke 60 Jahre

Dr. Rudolf Görke, geschäftsführender Gesellschafter der AKG (Akustische u. Kino-Geräte GmbH) wurde am 20. 10. 1967 60 Jahre. Gemeinsam mit Herrn Pless gründete er nach dem zweiten Weltkrieg in Wien die AKG, die heute im Jahr rund 1200000 Einheiten produziert. Als anerkannter Wissenschaftler auf dem elektro-akustischen Gebiet ist Dr. Rudolf Görke auch Verfasser vieler Facharikel.

J. H. Möllers 50 Jahre

Am 6. November wurde Josef Heinrich Möllers, Geschäftsführer der Valva GmbH, Keramische Werke, Hamburg-Langenhorn, 50 Jahre. J. H. Möllers studierte ab 1937 in Aachen, Köln und Jena Chemie und physikalische Chemie, wobei er sich seinem Berufsziel

Die vorstehenden Betrachtungen über die maximale Verstärkung dienen dazu, die theoretischen Grenzen eines Systems aufzuzeigen. Daher errechnet man daraus sehr große Streckenlängen und eine große Anzahl von Verstärkern, wie sie in der Praxis kaum vorkommen. Trotzdem gelten die hier wiedergegebenen Grundregeln auch genügend genau für kurze Strecken mit nur wenigen hintereinander geschalteten Verstärkern, so daß sie sinngemäß auch hierfür angewendet werden können.

Schrifttum

- **Heinefelder, W. A.:** CATV System Engineering. Thurmont/Maryland 1966, Tab Books
- Isaacs, A.:** Transistorised Repeater Amplifiers for VHF, Wired T. V. Relay Systems. Proc. Soc. Relay Engs. Bd. 6 (1963) Nr. 6, S. 151-179
- Carson, D. N.:** CATV Amplifiers, Figure of Merit and the Coefficient System. IEEE International Convention Record; Part I: Wire and Data Communication (März 1966)
- Palmer, J. R.:** CATV System Design Philosophie and Performance Criteria as the Basis for Specifying Equipment Components. Vortrag auf dem 16th Annual Broadcast Symposium IEEE in Washington (22.-24. 9. 1966)
- Proc. IEEE Bd. 54 (1966) Nr. 7, S. 5-24

entsprechend auch mit betriebswirtschaftlichen Fragen befaßte. 1948 trat er in die damals neu gegründete Fabrik für keramische Bauelemente ein. Dort war er zunächst als Leiter des Entwicklungslaboratoriums, dann als Leiter des gesamten Fertigungsbereiches tätig. Nach der Übersiedlung des Werkes nach Hamburg-Langenhorn (1951) widmete er sich auch betriebsorganisatorischen Aufgaben. 1966 wurde J. H. Möllers zum stellvertretenden Geschäftsführer, ein Jahr darauf zum Geschäftsführer berufen.

U. Riedel Werbeleiter bei Kuba

Dr. Ulrich Riedel ist seit dem 1. November 1967 Werbeleiter der Firmengruppe Kuba-Imperial. Er ist Nachfolger des ausgeschiedenen Rolf Engelbrecht, der zwölf Jahre diese Aufgabe in dem Wölfenbütteler/Osteroder Unternehmen innehatte. Rolf Engelbrecht hat auf eigenen Wunsch Mitte dieses Jahres die Firmengruppe verlassen.

Dimensionierung der Schwingkreise eines Zwischenfrequenzverstärkers

Dieser Beitrag behandelt die Dimensionierung der Schwingkreise eines Zwischenfrequenzverstärkers. Dabei wird zunächst angenommen, daß die gewünschte Durchlaßkurve durch Verstimmen der Einzelkreise gegen die Mittenfrequenz erzeugt werden soll. Dann wird gezeigt, daß man die hierfür benötigten Kreise paarweise durch eine Bandfilterschaltung ersetzen kann, und schließlich ist ein Verfahren beschrieben, mit dem sich die resultierende Durchlaßkurve leicht bestimmen läßt. An einem Beispiel werden abschließend die halbgrafischen Verfahren demonstriert. Die damit erhaltenen Ergebnisse reichen im allgemeinen für die Praxis gut aus, solange die Bandbreite kleiner als etwa ein Zehntel der Mittenfrequenz bleibt und keine im mathematischen Sinn maximal flache Durchlaßkurve gefordert wird.

1. Festlegung der Kreisdaten

Innerhalb eines vorgegebenen Frequenzbereichs kann man einen geforderten Amplitudengang mit Hilfe von Resonanzkreisen approximieren, wenn die jeweiligen Resonanzfrequenzen und Kreisgüten nach einer gewissen Vorschrift gewählt werden. Für den Fall, daß die Kreise nicht miteinander gekoppelt sind, lassen sich die Verhältnisse bequem überschauen. Dabei leuchtet unmittelbar ein, daß eine geforderte Durchlaßkurve um so besser angenähert werden kann, je größer die Anzahl n der vorhandenen Schwingkreise ist.

Die folgende Betrachtung beschränkt sich auf die für einen üblichen Zwischenfrequenzverstärker gewünschte Durchlaßkurve. Der relative Amplitudengang soll daher den im Bild 1 gezeigten Verlauf haben, also innerhalb des Durchlaßbereichs möglichst wenig schwanken, an

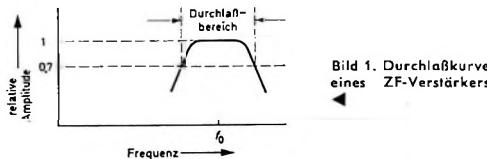


Bild 1. Durchlaßkurve eines ZF-Verstärkers

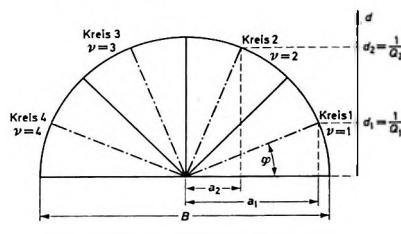


Bild 2 (unten): Hilfskonstruktion zur Berechnung der Kreisdaten für $n = 4$ Kreise

den Bandgrenzen jedoch steil abfallen. Die hierzu erforderlichen Dimensionierungshinweise lassen sich aus einer grafischen Konstruktion leicht ableiten (Bild 2). Nachdem die Anzahl der Resonanzkreise festliegt (zum Beispiel vom vertretbaren Aufwand vorgeschrieben), teilt man den Halbkreisbogen im Bild 2 in n gleiche Sektoren und zeichnet deren Mittellinien ein. Die Grundlinie, über der der Halbkreis gezeichnet ist, entspricht der Bandbreite B . Die durch die Projektion der Sektorhalbierenden auf die Grundlinie erzeugten Strecken a geben dann den Frequenzabstand von der Bandmittelfrequenz an, um den der jeweilige Resonanzkreis zu verstimmen ist. Allgemein gilt

$$a = \frac{B}{2} \cdot \cos \left[\frac{\pi}{2n} (2v - 1) \right]. \quad (1)$$

Darin ist $v = 1, 2, \dots, n$ die Nummer des jeweiligen Schwingkreises. Die Dämpfung d (der Reziprokwert der Güte Q) läßt sich durch Projektion der Sektorhalbierenden auf eine Senkrechte bestimmen. Die dabei entstehenden Strecken bis zur Grundlinie sind der jeweils er-

forderten Dämpfung proportional. Hierfür gilt

$$d = \frac{1}{Q} \sim \sin \left[\frac{\pi}{2n} (2v - 1) \right]. \quad (2)$$

Wie die Konstruktion zeigt, haben die Kreise, deren Resonanzfrequenz den Bandgrenzen am nächsten liegt, die geringste Dämpfung beziehungsweise die größte Güte. Alle anderen müssen ihnen gegenüber zusätzlich gedämpft werden. Da meistens eine große Flankensteilheit der Durchlaßkurve gewünscht wird, setzt man für die Resonanzkreise an den Bandgrenzen die maximal mögliche Güte ein. Damit liegen dann alle anderen Kreisgüten zwangsläufig fest.

Die einseitige Berücksichtigung der Flankensteilheit kann allerdings dazu führen, daß die Welligkeit im Durchlaßbereich unzulässig groß wird. In diesem Fall müssen entweder die Güten insgesamt verringert werden, oder man muß die Anzahl der Resonanzkreise erhöhen. Im ersten Fall wird die geringere Welligkeit durch einen Verlust an Flankensteilheit, im zweiten durch erhöhten Aufwand erkauft. Daher müssen in jedem Einzelfall Vor- und Nachteile gegeneinander abgewogen werden.

2. Vergleich zwischen VerstimmungsfILTER und Bandfilter

Aus der Konstruktion nach Bild 2 geht hervor, daß jeweils zwei Resonanzkreise als paarweise zusammengehörig angesehen werden können, da sie einerseits die gleiche Güte und andererseits dem Betrage nach den gleichen Frequenzabstand von der Bandmitte haben. Es soll nun gezeigt werden, daß ein aus einem solchen Resonanzkreispaar zusammengestelltes VerstimmungsfILTER dem üblichen Bandfilter äquivalent ist.

Zunächst sei zum besseren Verständnis der Einzelkreis nach Bild 3 betrachtet. Daran entsteht infolge der Einströmung i eine Spannung u , und zwar gilt

$$u = i \frac{1}{j\omega \cdot C + \frac{1}{j\omega \cdot L} + \frac{1}{R}} \quad (3)$$

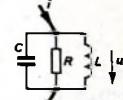


Bild 3. Einzelkreis

oder nach Einführung der Resonanzfrequenz $\omega_0^2 = \frac{1}{L \cdot C}$ und Umformung

$$u = i \cdot R \frac{1}{j \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right) \omega_0 \cdot C \cdot R - j \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right) \frac{R}{\omega_0 \cdot L} + 1}. \quad (4)$$

Mit der Verstimmung

$$\eta = \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \quad (5)$$

und der Güte

$$Q = \omega_0 \cdot C \cdot R = \frac{R}{\omega_0 \cdot L} \quad (6)$$

erhält man aus Gl. (4)

$$u = i \cdot R \frac{1}{1 + j \eta \cdot Q} \quad (7)$$

oder, wenn mit $\eta \cdot Q = \Omega$ die normierte (auf die Güte bezogene) Verstimmung bezeichnet wird,

$$u = i \cdot R \frac{1}{1 + j \Omega} \quad (8)$$

Der Frequenzgang zweier hintereinander geschalteter Kreise, die auf etwas unterschiedliche Resonanzfrequenz ω_p und ω_q abgestimmt sind, ergibt sich dann zu

$$F(\Omega) = \frac{1}{(1 + j \Omega_p)} \cdot \frac{1}{(1 + j \Omega_q)} \quad (9)$$

Daraus wird mit $\Omega_p = \Omega - \Delta \Omega$ und $\Omega_q = \Omega + \Delta \Omega$

$$F(\Omega) = \frac{1}{(1 + j\Omega)^2 + \Delta \Omega^2}. \quad (10)$$

Da die Verstimmung voraussetzungsgemäß klein sein soll, gilt, wenn zusätzlich noch die Kreisgüten gleich sind,

$$2\Delta\Omega = \Omega_q - \Omega_p \approx +\frac{2(f_q - f_p)}{f_m} Q = +\frac{4|a|}{f_m} Q. \quad (11)$$

Damit erhält man für den normierten Frequenzgang eines zweikreisigen Verstimmungsfilters

$$F(\Omega) = \frac{1}{(1 + j\Omega)^2 + \left(\frac{2a}{f_m}\right)^2 \cdot Q^2}. \quad (12)$$

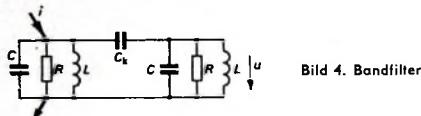


Bild 4. Bandfilter

Die entsprechenden Überlegungen sind nun für das Bandfilter anzustellen (Bild 4). Hierbei gilt

$$u = i \frac{\frac{1}{Y} \left(\frac{1}{j\omega \cdot C_k} + \frac{1}{Y} \right)}{2 \frac{1}{Y} + \frac{1}{j\omega \cdot C_k}} \cdot \frac{\frac{1}{Y}}{\frac{1}{j\omega \cdot C_k} + \frac{1}{Y}}. \quad (13)$$

In Gl. (13) stellt

$$Y = j\omega \cdot C + \frac{1}{j\omega \cdot L} + \frac{1}{R} + j\omega \cdot C_k - j\omega \cdot C_k \quad (14)$$

den Leitwert des Resonanzkreises dar (wobei der Ausdruck $+ j\omega \cdot C_k - j\omega \cdot C_k = 0$ zur Vereinfachung der weiteren Rechnung ergänzt wurde). Mit der Resonanzfrequenz

$$\omega_0^2 = \frac{1}{L(C_k + C)} \quad (15)$$

(diese Definition entspricht der Abgleichvorschrift für ein Bandfilter), dem Koppelfaktor

$$k = \frac{C_k}{C + C_k} \quad (16)$$

und der Güte

$$Q = \frac{R}{\omega_0 \cdot L} = \omega_0 (C_k + C) \quad (17)$$

wird

$$Y = \frac{1}{R} \left(1 + j\eta \cdot Q - j\frac{\omega}{\omega_0} k \cdot Q \right). \quad (18)$$

Durch Einsetzen dieses Ausdrucks in die Ausgangsgleichung (13) erhält man nach einigen Zwischenrechnungen

$$u = i \frac{j \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right) k \cdot Q \cdot R}{1 + j2\eta \cdot Q - (\eta \cdot Q)^2 + \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^2 k^2 \cdot Q^2} \quad (19)$$

oder, wenn man nur den Frequenzgang allein betrachtet,

$$F(\Omega) \approx \frac{k \cdot Q}{(1 + j\Omega)^2 + k^2 \cdot Q^2}. \quad (20)$$

Dieser Ausdruck hat bis auf den konstanten Faktor im Zähler die gleiche Form wie der mit Gl. (12) für das VerstimmungsfILTER gefundene. Dem relativen Frequenzabstand der vorher als paarweise zusammengehörig bezeichneten Kreise entspricht demnach der Koppelfaktor. Die beiden Filter sind also einander äquivalent, wenn man

$$k = \left| \frac{2a}{f_m} \right| \quad (21)$$

wählt. Damit ist die eingangs erläuterte grafische Methode zur Dimensionierung der Resonanzkreise eines Zwischenfrequenzverstärkers sowohl bei verstimmten Einzelkreisen als auch bei Zweikreisbandfiltern anwendbar.

3. Rechenbeispiel

Es soll nun an einem Beispiel gezeigt werden, wie man mit dem beschriebenen Verfahren arbeiten und mit einer weiteren grafischen Methode die Durchlaßkurve bestimmen kann.

Es sei eine Filteranordnung mit den folgenden Daten zu entwerfen:

Anzahl der Kreise: $n = 4$;
Mittenfrequenz: $f_m = 100 \text{ kHz}$;
Bandbreite: $B = 6,8 \text{ kHz}$ (Telefoniebandbreite);
maximale Spulengüte: $Q_{\max} = 200$.

Aus der Konstruktion (Bild 2) ergibt sich mit Gl. (1) die Frequenzverstimmung der Kreise gegen die Bandmitte zu

$$a_1 = \frac{6,8}{2} \cos 22,5^\circ = 3,14 \text{ kHz},$$

$$a_2 = \frac{6,8}{2} \cos 67,5^\circ = 1,30 \text{ kHz},$$

$$a_3 = \frac{6,8}{2} \cos 112,5^\circ = -1,30 \text{ kHz},$$

$$a_4 = \frac{6,8}{2} \cos 157,5^\circ = -3,14 \text{ kHz}.$$

Für die Güten erhält man aus der Dämpfung der Kreise mit Gl. (2) und $Q_1 = Q_4 = Q_{\max} = 200$

$$\frac{Q_{2,3}}{Q_{1,4}} = \frac{\sin 22,5^\circ}{\sin 67,5^\circ},$$

$$Q_{2,3} = 200 \frac{0,383}{0,924} = 83.$$

Schließlich wird wegen der Äquivalenz von Verstimmungs- und Koppelfilter

$$k_{1,4} = \left| \frac{2a_1}{f_m} \right| = 0,0628,$$

$$K_{1,4} = k_{1,4} \cdot Q_{1,4} = 12,6$$

und

$$k_{2,3} = \left| \frac{2a_2}{f_m} \right| = 0,026,$$

$$K_{2,3} = k_{2,3} \cdot Q_{2,3} = 2,2.$$

Damit sind die erforderlichen Dimensionierungsangaben festgelegt, jedoch muß noch der Verlauf der Durchlaßkurve überprüft werden. Etwas anders geschrieben lautet Gl. (20)

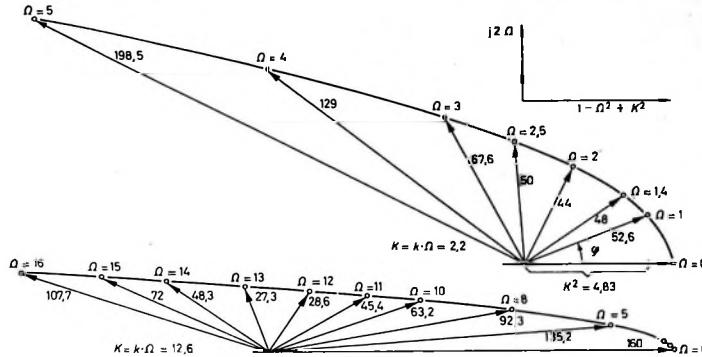
$$F(\Omega) = \frac{2K}{(1 + j\Omega)^2 + K^2}. \quad (22)$$

Dabei wurde aus Normierungsgründen der Faktor 2 im Zähler hinzugenommen und die normierte Kopplung $K = k \cdot Q$ eingeführt. Der Vorteil der ersten Maßnahme ist der, daß damit die Durchlaßkurve im Maximum den Wert 1 annimmt. Diese Maximalwerte liegen im Falle kritischer Kopplung ($K = k \cdot Q = 1$) bei $\Omega = 0$ und im Falle überkritischer Kopplung ($K > 1$) bei $\Omega = \sqrt{K^2 - 1}$.

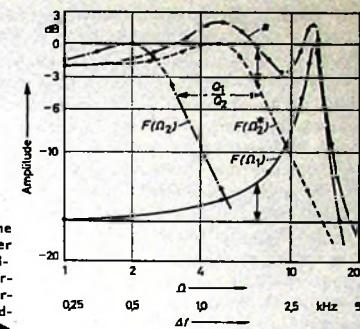
Betrachtet man nur den Nenner von Gl. (22)

$$N = (1 + j\Omega)^2 + K^2 = 1 + 2j\Omega - \Omega^2 + K^2 \quad (23)$$

und trägt die für verschiedene Ω -Werte berechneten Werte von Real- und Imaginärteil in ein Koordinatensystem ein, so entsteht als Ortskurve eine Parabel (Bild 5), aus der der Betrag und die Phasenlage des dem Nenner entsprechenden Vektors für jeden Ω -Wert leicht abzumessen ist. Da der Zahlenwert der Durchlaßkurve bei der Reso-



**Bild 5. Ortskurven
des Nenners
von $F(\Omega)$ für
 $K = k \cdot Q = 2,2$
und
 $K = k \cdot Q = 12,6$**



nenzfrequenz $\Omega = 0$ bekannt ist, läßt sich der Maßstabsfaktor der Zeichnung angeben, und die Übertragungskurve kann über die Beziehung

$$|F(\Omega)| = \frac{N(\Omega)_\Omega = 0}{|N(\Omega)|} \cdot F(\Omega)_\Omega = 0$$

$$= \frac{1 + K^2}{|N(\Omega)|} \cdot \frac{2K}{1 + K^2} = \frac{2K}{|N(\Omega)|} \quad (24)$$

bestimmt werden.

Tab. I. $F(\Omega_1)$ für $K = k \cdot Q = 12,6$

D_1	0	5	8	10	11	12	13	14	15	16	20
$F(D_1) = \frac{2K}{N}$	0,158	0,186	0,259	0,398	0,566	0,833	0,923	0,521	0,350	0,248	0,123

Tab. II. $F(\Omega_2)$ für $K = k \cdot Q = 2,2$

Ω_2	0	1	1,4	2	2,5	3	4	5
$F(\Omega_2) = \frac{2K}{N}$	0,753	0,835	0,917	1,0	0,88	0,65	0,34	0,218

Die aus Bild 5 gefundenen Werte für $|F(\Omega)|$ sind in Tab. I und Tab. II zusammengestellt. Die damit gezeichneten Durchlaßkurven sind im Bild 6 dargestellt. Dabei ist zu berücksichtigen, daß jeder Frequenzgang für sich wegen der früher vorgenommenen Normierung

$\Omega = \eta \cdot Q$ auf die jeweilige Güte bezogen ist. Im vorliegenden Beispiel sind die beiden Güten $Q_1, 4 = 200$ und $Q_2, 3 = 83$. Daher muß der eine Maßstab für Ω auf den anderen umgerechnet werden, bevor die Einzelkurven kombiniert werden können. Zweckmäßigerverweise bezieht man auf den für die größte Güte gültigen Maßstab. Dann wird also

$$\Omega_2^* = \Omega_2 \frac{Q_1}{Q_0}. \quad (25)$$

Hier ist daher wegen der logarithmischen Darstellung die Kurve $F(\Omega_2)$ um die Strecke $Q_1/Q_2 = 2,41$ zu verschieben; erst dann dürfen die beiden Durchlaßkurven zur Gesamtkurve addiert werden. Im Bild 6 wurde lediglich die Differenz der Kurve $F(\Omega_1)$ gegen ihren Wert bei $\Omega = 0$ zu der Kurve $F(\Omega_2)$ addiert.

Um zum Originalfrequenzmaßstab zurückzukehren, sei daran erinnert, daß die normierte Frequenz $\Omega = 1$ bei kritischer Kopplung der Frequenzabweichung $\Delta f = f_m/2Q$ entspricht. Da hier auf Ω_1 bezogen wurde, gilt also für $\Omega = 1$: $\Delta f = 0,25$ kHz; für $\Omega = 10$: $\Delta f = 2,5$ kHz usw.

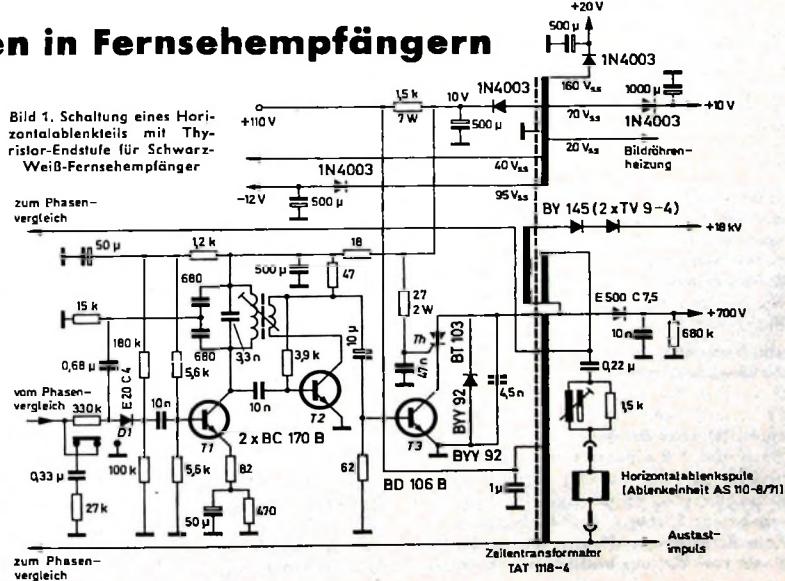
Der endgültige Frequenzgang (Kurve a im Bild 6) zeigt im Durchlaßbereich eine Welligkeit von rund $\pm 2,5$ dB (die Abweichungen nach oben und unten müßten eigentlich gleich sein; der Unterschied erklärt sich aus der Zeichenengenauigkeit). Diesen Wert hätte man schon vorher berechnen können, da bei geradzahligen Kreiszahlen das Filter mit der geringsten normierten Kopplung die Welligkeit bestimmt. Für die Welligkeit w (in dB) gilt also

$$w = \pm 20 \lg \left(\frac{1 + K_{\min}^2}{2 K_{\min}} \right). \quad (26)$$

Thyristoranwendungen in Fernsehempfängern

Im Laufe der Zeit sind mit Ausnahme der Ablenk-Endstufen und auch der Ton-Endstufe nahezu alle Baugruppen der Schwarz-Weiß- und mancher Farbfernsehempfänger mit Transistorbestückung aufgebaut worden. Bei den Leistungs-Endstufen war bisher eine wirtschaftlich interessante Lösung wegen des erforderlichen höheren Aufwands im Niederspannungsnetzteil nicht möglich. Mit der Entwicklung hochsprender Transistoren und Thyristoren können jetzt aber auch Leistungs-Endstufen für relativ hohe Speisespannungen mit Halbleitern bestückt werden.

Bild 1 zeigt eine von SEL vorgeschlagene Schaltung des Horizontalablenkelements für einen ausschließlich mit Halbleitern bestückten Schwarz-Weiß-Fernsehempfänger. Der Sinusoszillator mit T_2 arbeitet zugleich als Verzerrer. Die erzeugte Zeilenfrequenz wird über die Kapazitätswandlerstufe T_1 nachgeführt, in der als veränderbare Kapazität die Selendiode D_1 eingesetzt ist. Wegen ihres hohen Sperr-



widerstands kann diese Diode direkt von einer hochohmigen Phasenvergleichsschaltung angesteuert werden.

Die Zeilen-Endstufe ist mit dem abschaltbaren Thyristor BT 103 von *Intermetall* bestückt, der eine zulässige positive Spitzensperrspannung von 1000 V hat. Deshalb kann die Endstufe mit der recht hohen Versorgungsspannung von 110 V betrieben werden. Der Thyristor wird in dieser Schaltung nicht, wie sonst üblich, an der Gateelektrode, sondern über den Treibertransistor *T 3* an der Kathode angesteuert. Daraus ergeben sich zwei Vorteile: Man kommt ohne Steuerüberträger aus und das Abschaltverhalten wird wegen der Unterbrechung des Thyristor-Hauptstromkreises verbessert.

Die Leistungsaufnahme der Horizontal-Endstufe ist 20 W, die Ansteuerschaltung benötigt zusätzlich nur 2,5 W. Durch Gleichrichtung der Hinlaufspannung kann man alle Speisespannungen für die übrigen Baugruppen des Empfängers gewinnen. Auch die Heizspannung für die einzige Röhre des Fernsehempfängers, die Bildröhre AW 59-22 W, wird dem Zeilentransformator entnommen.

Auch in Farbfernsehempfängern lassen sich Thyristoren für die Horizontal-Endstufe verwenden, wobei die im Bild 1 gezeigte Schaltung im Prinzip übernommen werden kann. Allerdings muß man die Hochspannung dann getrennt erzeugen, eine Lösung, die ohnehin von den meisten Herstellern auch bei den röhrenbestückten Schaltungen bevorzugt wird. Im Bild 2 ist die von SEL angegebene Schaltung für die Hochspannungserzeugung eines Farbempfängers dargestellt. Obwohl man bei 25 kV einen maximalen Strahlstrom von 1,5 mA, also rund 40 W Leistung, benötigt, läßt sich auch der Hochspannungsgenerator mit der im Bild 1 gezeigten Thyristor-Transistor-Kombination aufbauen.

Da beim Farbempfänger eine möglichst konstante Hochspannung bei verschiedenen Strahlströmen erforderlich ist, muß der störende

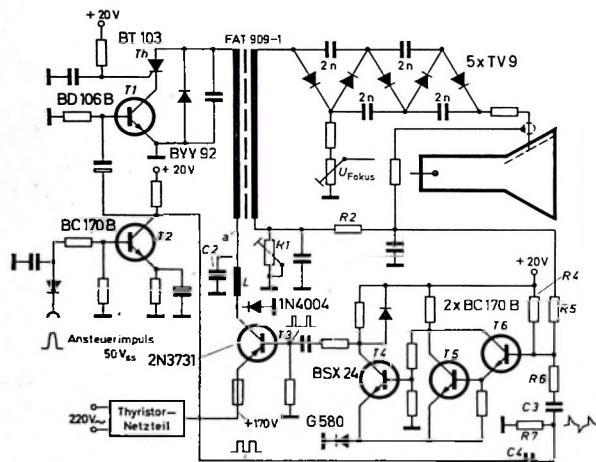


Bild 2. Geregelte Hochspannungsquelle mit Thyristorsteuerung für Farbempfänger

Innenwiderstand der Hochspannungsquelle kompensiert werden. In der Schaltung nach Bild 2 verändert man dazu die wirksame Speisespannung am Punkt a mit Hilfe des getasteten Serientransistors $T3$. Seine Stromflußzeit ist vom Tastverhältnis der zeilenfrequenten Rechteckimpuls an der Basis abhängig. Damit kann aber die mittlere Speisespannung am Siebkondensator $C2$ gesteuert werden. Die Induktivität L wirkt als Siebdrossel für die Zeilenfrequenz.

Die Veränderung des Tastverhältnisses der Sperrimpulse für $T 3$ in Abhängigkeit vom Strahlstrom erfolgt in der Hilfsschaltung aus $T 4$, $T 6$. Im Prinzip handelt es sich um einen Schmitt-Trigger ($T 4$, $T 5$) mit vorgeschaltetem Impedanzwandler $T 6$. Die Ansprechschwelle der Schaltung wird mittels der über $R 2$ und $R 5$ der Basis von $T 6$ zugeführten Spannung verändert. Sie fällt an $R 1$ ab und ist dem Strahlstrom proportional. Die am Kollektor von $T 2$ abgenommenen zeilenfrequenten Impulse werden mit $C 4$, $R 7$ differenziert und über $C 3$, $R 6$ ebenfalls der Basis von $T 6$ zugeführt. Zum Einleiten des Kippvorgangs des Schmitt-Triggers muß an der Basis von $T 6$ ein bestimmtes Potential überschritten werden. Die

Nulllinie der über R_6 zugeführten differenzierten Impulse entspricht der Höhe der Gleichspannung an der Basis von T_6 . Mit dem Verschieben dieses vom Strahlstrom abhängigen Potentials ragen die Impulsspitzen mehr oder weniger weit über das zum Kippen des Schmitt-Triggers erforderliche Spannungsniveau heraus. Wegen der durch das Differenzieren entstandenen Dachschräge der Impulse ist die Zeit, während der das Kippniveau überschritten wird (und damit das Tastverhältnis der im Schmitt-Trigger erzeugten Rechteckimpulse), vom Gleichspannungspotential an der Basis von T_6 abhängig. Mit dieser Schaltung ist der gewünschte Zusammenhang zwischen dem Strahlstrom und dem Tastverhältnis der Sperrimpulse für T_3 hergestellt. Die Hochspannung wird schließlich über eine Spannungsverdreifacherschaltung (5 Dioden, 4 Keramikkondensatoren) aus der Sekundärwicklung des Übertragers gewonnen. Die beschriebene Regelschaltung ermöglicht einen sehr niedrigen Innenwiderstand der Hochspannungsquelle: Bei einer Strahlstromänderung von 0 auf 1,5 mA ändert sich die Hochspannung (25 kV) um nur etwa 350 V, das heißt um 1,4%.

Thyristoren ermöglichen auch interessante Lösungen im Netzteil eines Fernsehempfängers. Bild 3 zeigt die Schaltung des Netzteils für den zu Anfang erwähnten Schwarz-Weiß-Fernsehempfänger nach einem SEL-Vorschlag. Die 110-V-Speisespannung für die Horizontal-End-

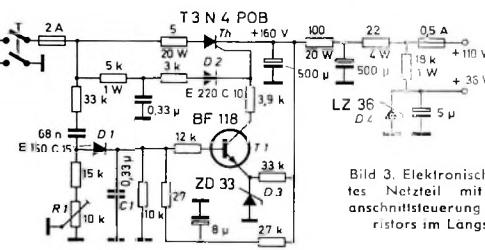


Bild 3. Elektronisch geregeltes Netzteil mit Phasenanschnittsteuerung des Thyristors im Längszweig

stufe wird mit Hilfe des phasenanschnittgesteuerten Thyristors Th , der hier als gesteuerter Gleichrichter wirkt, gewonnen. Schwankungen der Netzspannung lassen sich durch sinngemäßes Verändern des Phasenanschnittzeitpunktes ausregeln. Dieser Zeitpunkt ist hier im Gegensatz zu den bisher üblichen Lösungen nicht von einem veränderbaren Phasendrehglied bestimmt. Vielmehr wird die Ausgangsspannung an der Kاتode des Thyristors mit der Referenzspannung der Z-Diode $D3$ verglichen, wobei man dem zum Spannungsvergleich verwendeten Teil der Ausgangsspannung noch eine sägezahnförmige Komponente überlagert. Damit läßt sich der Zündzeitpunkt des Thyristors in Abhängigkeit von der Ausgangsspannung verändern. Die überlagerte Sägezahnspannung wird mit der Einweggleichrichterschaltung aus $D1$ und $C1$ erzeugt. Mit $R1$ können Phasenlage und Betrag der Sägezahnspannung beeinflußt werden, so daß man damit den Sollwert der Ausgangsspannung einstellen kann. An der Z-Diode $D4$ wird noch eine stabilisierte Hilfsspannung abgegriffen, die als Abstimmspannung für die Kapazitätsdioden im Tunerbaustein des Fernsehempfängers dient. *Gu.*

INTERNATIONALE ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU

brachte im Novemberheft 1967 unter anderem folgende Beiträge:

Photoelektronische Bauelemente und deren Anwendung

Diodenfunktionsgeber für empirische Funktionen unter Verwendung von Operationsverstärkern

Gleichrichter mit Halbleiterdioden

Ein Verfahren zur binär codierten Anwahl von Meßstellen mit einem rückgekoppelten Schieberegister

Modulation und Demodulation des Laserlichts

Integrierte Halbleiter-Schaltungen

Bauelemente-Ausstellung in London

Format DIN A 4 : meistlich ein Halt + B

vierteljährlich, Einzelheft 4,20 DM

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

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH

Berlin-Borsigwalde, Postanschrift: 1 BERLIN 52

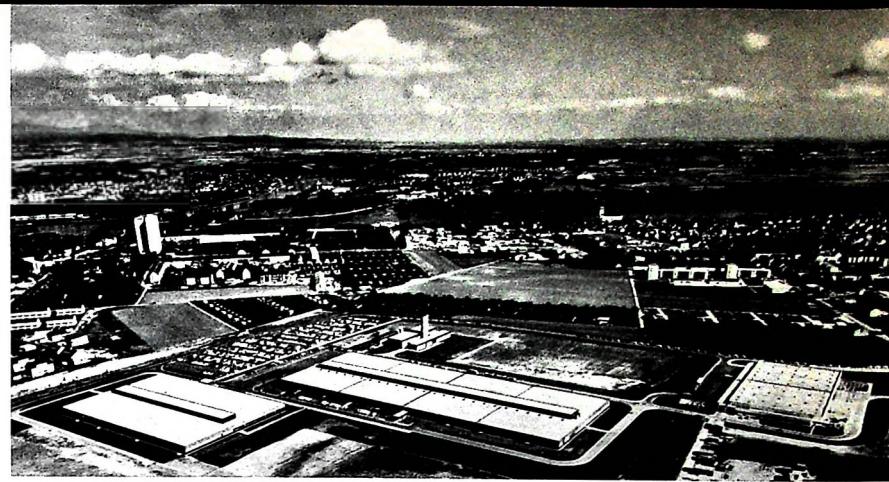
Europas größte Computer-Produktionsstätte

Am 4. Oktober 1967 wurde die größte Computer-Produktionsstätte Europas – das Werk Mainz der *IBM Deutschland* – in einem Festakt offiziell ihrer Bestimmung übergeben. Das neue Werk ist ein wichtiges Glied im multinationalen *IBM*-Verbund und stellt durch den Einsatz modernster Fertigungsmethoden in erster Linie leistungsfähige Computer im Serienbau her. Sei Fertigungsbeginn im Mai 1966 haben bis Ende September 1967 bereits über 2000 Computer des *IBM Systems/360* deutscher Produktion die Hallen dieses Werks verlassen.

Walter A. Bösenberg, seit 1. Januar 1964 Generaldirektor der *IBM Deutschland*, wies in seiner Eröffnungsansprache anlässlich der Übergabe des Werks Mainz darauf hin, daß im April 1958 anlässlich der Einweihung des Werks Sindelfingen kaum einer etwas von einem Computer-Werk in Mainz und von den Produkten, die jetzt dort gefertigt werden, geahnt habe. Leistungsfähige Computer zu bauen, alle dazugehörigen Entwicklungsarbeiten durchzuführen und das ganze Spektrum der mit einem Computer verbundenen Dienstleistungen bereitzustellen, setzt qualifizierte Mitarbeiter voraus, die nicht nur Kenntnisse auf sehr vielseitigen Wissensgebieten haben, sondern dieses Wissen auch stets auf dem neuesten Stand halten müssen. Dazu genügen nicht allein Kenntnisse auf dem gesamten Gebiet der Elektronik. Feinmechanik, Optik, Pneumatik, Hydraulik, Chemie und viele andere Spezialgebiete stehen in dieser Branche heute gleichberechtigt neben der Elektronik.

Nach Meinung Bösenbergs ist es für die Benutzer der Computer und für unsere Wirtschaft am besten, wenn die Lösung von innen, aus dem Unternehmen selbst kommt, und zwar durch sinnvolle Methoden des Managements, konsequente Spezialisierung und Fertigung großer Serien. Als Teil eines multinationalen Unternehmens ist die *IBM Deutschland* in der Lage, ihren Kunden dort, wo die eigenen Erfahrungen nicht ausreichen, Lösungen anbieten zu können, die in einem anderen Teil der Welt erarbeitet wurden. Kooperation und weltweiter Erfahrungsaustausch kommen damit letzten Endes wieder dem Benutzer des Computers zugute.

Von der Struktur und dem Umfang des deutschen Teils im gesamten *IBM*-Unternehmensverband mögen einige Zahlen ein Bild geben. Die Gesamtbelegschaft der *IBM Deutschland* hat sich von rund 15 000 Ende 1966 inzwischen auf etwa 16 000 erhöht. Neben den drei Werken Berlin, Mainz und Sindelfingen sowie den Laboratorien Böblingen ist das Unternehmen durch Niederlassungen in 39 Städten der Bundesrepublik und 24 Rechenzentren vertreten. Gegenüber 1965 stieg der Umsatz 1966 um 21,3 Prozent auf 1,4 Mrd. DM. Davon entfielen auf den Umsatz mit ausländischen *IBM*-Gesellschaften 305 Mill. D-Mark. Nach den bisherigen Erfahrun-



An die bereits im Oktober 1966 in Betrieb genommene erste Baustufe des IBM-Werks Mainz mit 22000 m² Fläche (Mitte) schloß sich jetzt außer der eigenen Energiezentrale und der Versandhalle (rechts) noch eine weitere Baustufe (im Vordergrund links) mit 12000 m² Fläche an

gen rechnet man trotz der Restriktionen auf vielen Gebieten damit, den Vorrahrumsatz wieder zu erreichen. Im Jahr 1966 wurden für Löhne und Gehälter 306 Mill. DM und für soziale Aufwendungen 36 Mill. DM aufgebracht. Die Schulung und Ausbildung der eigenen Mitarbeiter und Kundenmitarbeiter erfordert jährlich etwa 20 Mill. DM. Der Aufwand für Investitionen erreichte 1966 den bemerkenswert hohen Anteil von 529 Mill. DM.

Laboratorium Böblingen

Diese deutschen Laboratorien gehören zu der internationalen *IBM* Forschungs- und Entwicklungsorganisation und beschäftigen mehr als 800 Wissenschaftler, Ingenieure und Techniker. Zu den Schwerpunkten der Entwicklung gehören Computersysteme, neue Ein- und Ausgabeeinheiten, Programmiersysteme, integrierte Halbleiterbauelemente und Sondergeräte. Aus den Böblinger Laboratorien stammt beispielsweise auch das Modell 20 des *IBM Systems/360*, das zur Zeit in Mainz, Toronto, Tokio, Vimercate (Italien), Boca Raton und San José (USA) produziert wird. (Nach Angaben von Arthur K. Watson, Aufsichtsratsvorsitzender der *IBM World Trade Corporation* und Stellvertretender Aufsichtsratsvorsitzender der Geschäftsführung der *IBM Corporation* in New York, belaufen sich die Kosten für das Gesamtsystem 360 einschließlich Forschung, Entwicklung, Konstruktion, Arbeitsvorbereitung, Werkzeugbau usw. auf bisher rund 5 Milliarden US-Dollar.) Die Böblinger Laboratorien zeichnen dafür verantwortlich, daß an allen Fertigungsstätten die Fertigungsvorschriften und die Einführung technischer Verbesserungen beachtet werden. Für die Bewältigung des in diesem Rahmen anfallenden Datenmaterials steht ein transatlantisches Datenfernverarbeitungsnetz zur Verfügung, das die *IBM*-Laboratorien und -Werke in Europa und Übersee miteinander verbindet.

IBM-Werke Berlin und Sindelfingen

Im Werk Berlin ist die Produktion von Diktiergeräten und elektrischen Typenhebel-Schreibmaschinen für Europa und Übersee konzentriert. Dort werden unter anderem auch Automationseinrichtungen für die deutsche Computerfertigung hergestellt.

Das Werk Sindelfingen ist inzwischen umgebaut worden, um sich der Technologie der dritten Computer-Generation anpassen zu können. Dort werden beispielsweise auch Miniatur-Schaltkreise und Baugrup-

pen für moderne Datenverarbeitungsanlagen gefertigt, von denen ein Teil für Schwestergesellschaften im Ausland bestimmt ist.

Werk Mainz

Das neue Werk Mainz entstand aus der Notwendigkeit, Computer mit Mikrominiatur-Schaltelementen und hoher Rechengeschwindigkeit in großen Stückzahlen rationell herzustellen. Das vor dreieinhalb Jahren angekündigte System/360 ist die erste umfassende Computerserie, die sich vom Rechner für Klein- und Mittelbetriebe bis zum Großcomputer gleichermaßen für kommerzielle, technische und wissenschaftliche Aufgaben einsetzen läßt. Die völlig neue Technologie der dritten Computer-Generation erforderte die Lösung völlig neuer fertigungstechnischer Probleme, um die Umstellung auf die SLT-(Solid Logic Technology-)Schaltelemente zu ermöglichen. Für die neue Fabrik wurde ein 20 Hektar großes Areal im Süden von Mainz ausgewählt. Neun Monate nach dem ersten Spatenstich am 16. August 1965 lief in gemieteten Räumen bereits die Produktion an. Am 20. Oktober 1966 konnte die erste Baustufe mit 22 000 m² Bruttofläche vollendet werden. Sie enthält unter anderem Fertigungs-, Lager- und Bürosäume sowie die Energiezentrale. Am 2. Dezember 1966 verließ bereits der tausendste Computer das neue Werk. Zugleich wurde mit der zweiten Baustufe (12 000 m² Bruttofläche sowie eine Versandhalle mit 6000 m² Fläche) begonnen, die am 30. Juli 1967 in Betrieb genommen werden konnte. Zur Zeit sind in Mainz etwa 1700 Mitarbeiter beschäftigt; im Endausbau, der dann über 70 000 m² Fläche verfügt, werden es über 3000 sein.

Aufgaben des Werks Mainz

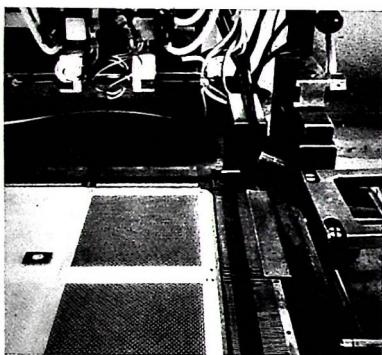
In Mainz werden gegenwärtig die Modelle 20 und 30 des *IBM Systems/360* gebaut und in mehr als hundert Länder (ausgenommen die USA) exportiert. Zugleich entstehen dort Magnetplattenspeicher, Steuereinheiten für Magnetplattenspeicher sowie Drucker und schließlich Kernspeicher in verschiedenen Versionen.

Kernspeicherfertigung

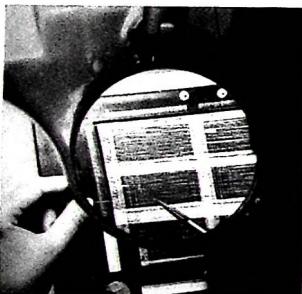
Die Fertigung von Kernspeichern erforderte bisher immer noch ein hohes Maß an Handarbeit, denn durch die winzigen Löcher der Ferritkerne mußten die Drähte von Hand gefädelt werden. In Mainz ist es nun gelungen, die diffizile Arbeit weitgehend zu mechanisieren und dadurch wertvolle geschickte Arbeitskräfte für an-



Durch mechanische Erschütterungen werden die Ferritringe in eine vorbereitete Maske gerüttelt



Die Wire-feeding-Maschine (s. auch Titelbild) schiebt genau geführte feine Drähte durch die Ferritringe



Visuelle Prüfung der Spalten und Zeilen einer Speichermatrix

Der Systemtest ist die letzte umfassende Prüfung des Computers vor der Auslieferung

dere Aufgaben freizumachen. Die aus den USA angelieferten Ferritkerne haben nur 0,3 mm Innendurchmesser. Sie werden auf eine vorbereitete Maske geschüttet, und durch Erschütterung der Maske mit Hilfe eines Vibrators erhält jede Bohrung in der Maske einen Ferritkern, und zwar genau in der Position, die er bei der fertigen Speichermatrix einnimmt. Die so gefüllte Maske kommt dann in die sogenannte Wire-feeding-Maschine. Sie ist ein kleines Wunderwerk der Präzisionsmechanik, das die feinen Drähte automatisch durch die Bohrung der Ferritkerne führt. In einem abschließenden Prüfung wird dann unter der Lupe noch einmal visuell überprüft, ob alle Spalten und Zeilen der Matrix richtig besetzt sind.

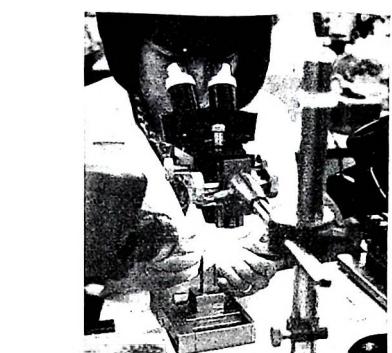
Magnetkopffertigung

Das Werk Mainz hat seit einiger Zeit auch einen Teil der Magnetkopffertigung für

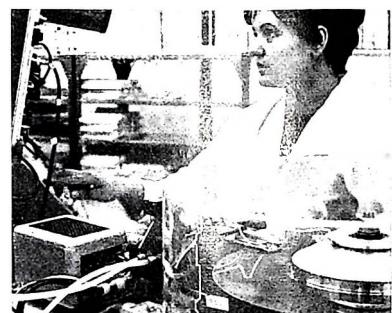
die Magnetplattenspeicher „2311“ und „1311“ vom Werk Sindelfingen übernommen. An die Präzision der mechanischen Fertigung werden hier sehr hohe Anforderungen gestellt, denn die einzelnen Teile des Schreib-Lese-Magnetkopfes müssen auf tausendstel Millimeter genau justiert sein. Im Gegensatz zu den Magnetköpfen der Tonbandgeräte, bei denen das Tonband direkt aufliegt, haben die Magnetköpfe der Plattenspeicher von der Oberfläche der Speicherplatte etwa 0,002 mm Abstand. Unter dem Mikroskop werden die sogenannten „shims“ (Metallplättchen von 0,003 mm Dicke) mit Hilfe einer Pinzette zwischen Miniaturspulen der Schreib-Lese-Magnetköpfe eingesetzt. Beim abschließenden Probelauf ergibt sich dann, ob der Magnetkopf allen Anforderungen genügt.

Montage und Prüffeld

Bei der Besichtigung des neuen IBM-Werks hatte man nicht mehr das Gefühl, in einer Fabrik zu sein. Alles macht vielmehr den Eindruck eines großen Büro- oder Laborraums, in dem peinliche Sauberkeit und überraschende Stille herrschen. Beispiele mögen die Montagelinie für Magnetplattenspeicher und der Systemtest sein, bei dem jeder Computer vor Auslieferung auf Funktionsstüchtigkeit geprüft wird. Trotz eingehender Vorprüfung der einzelnen Baugruppen und Untergruppen bleiben am fertig zusammengeschalteten Computer noch so viele Prüfungen übrig, daß konventionelle Prüfmethoden versagen müssen. Die Durchgangsprüfung aller Leitungen zwischen den einzelnen Baugruppen beispielsweise würde selbst bei Automatisierung einen untragbaren Zeitaufwand erfordern. Deshalb lässt man den Computer ein bestimmtes Prüfprogramm „rechnen“. Es ist so aufgebaut, daß während des Rechnens alle Verbindungen für die Funktion des Computers in Anspruch genommen werden. Fehlt eine Verbindung oder führt eine Verbindung zu einem falschen Anschlußpunkt (Verdrah-



Einsetzen der sogenannten shims zwischen die Miniaturspulen eines Schreib-Lese-Magnetkopfes



Probelauf eines Schreib-Lese-Magnetkopfes

Fehlererkennung und Fehlerbeseitigung erfordern Zeit. Bei der Systemprüfung im Prüffeld handelt es sich ja um Computer, die noch niemals zuvor gearbeitet haben, also theoretisch noch beliebig viele Fehler haben können. Im Gegen-



tungfehler), dann stoppt der Computer, und der Prüffeldingenieur muß dann den oft nur schwer zu findenden Fehler einkreisen und beheben. Das kann Stunden und Tage dauern! Diese Zeit darf nicht erschrecken, denn sie hat nichts zu tun mit der später im praktischen Betrieb zur

satz dazu ist die Fehlererkennung bei bereits im praktischen Betrieb arbeitenden Computern sehr schnell und mit eindeutiger Fehleranzeige möglich, weil sehr viele Fehler, beispielsweise die vorerwähnten Schaltfehler, dort prinzipiell nicht mehr auftreten können.

W. Roth

Eine neue Bandendabschaltung für Auto-Tonbandgerät „snob 100“

In der FUNK-TECHNIK wurde bereits über das Auto-Tonbandgerät „snob 100“ von Blaupunkt berichtet), das als erstes Cassettengerät über eine Bandendabschaltung verfügt. Die dort beschriebene Abschaltung nutzte die Tatsache aus, daß in den Cassetten die Bandenden am Spulenkern befestigt sind. Der Abwickelteller ist dabei auf einem beweglichen Hebel gelagert, der bei Bandendurch das eingespannte Band unter Ausnutzung des Spiels in der Cassette gegen einen Schalter gezogen wurde, der seinerseits einen Magnet zur Auslösung der Einschalttaste betätigt. Bei dieser einfachen Lösung kann es jedoch unter ungünstigen Voraussetzungen zum vorzeitigen Abschalten des Gerätes kommen, etwa wenn das Gerät im Portable-Betrieb hart aufgesetzt wird und (besonders zu Anfang des Bandes) die Masse der Abwickelpule in Richtung Abschaltkontakt beschleunigt wird. Auch kommen im Handel Cassetten vor, die aus verschiedenen Ursachen etwas schwergängig sind, so daß allein der erhöhte Bandzug schon das Gerät ausschalten kann. Bei der Entwicklung der Cassette

Obwohl die Andruckrolle gewisse Vorteile bietet, war für „snob 100“ aus Platzgründen nur eine Abtastung des Abwickeltellers mittels eines Kontaktes zu verwirklichen. Der Abwickelteller läuft jetzt auf einer feststehenden Achse und betätigt über einen Exzenter periodisch den Impulskontakt für die Auswerteschaltung. Bild 1 zeigt die Schaltung der Auswerteelektronik. Beim Betätigen der mit dem Magnet M verriegelten Einschalttaste wird der Kontakt m^1 geschlossen und führt die Betriebsspannung U_B der Schaltung und den übrigen Baugruppen zu. Da der Kontakt $S1$ vom Exzenter des Abwickeltellers periodisch betätigt wird, sobald das Band läuft, kann sich der Kondensator $C1$ während der Kontaktöffnungszeit über $R1$ und die Diode $D1$ aufladen. Sobald der Kontakt $S1$ schließt, wird die Ladespannung hinter $R1$ kurzgeschlossen, und $C1$ gibt seine Ladung über $R2$ und $R3$ an den Kondensator $C2$ ab, der sich entsprechend auflädt. Dadurch wird die Basis des NPN-Transistors $T1$ über $R3$ negativ, und der Transistor ist gesperrt. Die Basis des PNP-

über $R5$ wird der Einschaltvorgang beider Transistoren so verkürzt, daß er sprunghaft erfolgt und die Transistoren im Schalterbetrieb mit geringer Verlustleistung arbeiten.

Bei der bis jetzt beschriebenen Schaltung muß sich der Abwickelteller mindestens einmal gedreht haben, damit sich $C2$ genügend auflädt, um das Gerät in eingeschaltetem Zustand zu halten.

Da am Bandanfang infolge des noch großen Wickeldurchmessers eine Umdrehung etwa 3 s dauert, muß diese Zeit durch eine Verzögerungsschaltung überbrückt werden, damit die Einschalttaste nicht beim Loslassen wieder herauspringt. Bei „snob 100“ ist ferner zu berücksichtigen, daß die Aussteuerung bereits kontrollierbar sein soll, wenn die Einschalttaste in Stellung „Aufnahme“ geschoben, aber noch nicht eingedrückt wird. Da sich hierbei der Abwickelteller noch nicht dreht, würde der Magnet M längere Zeit eingeschaltet sein und die Batteriespannung so weit zusammenbrechen lassen, daß die Aussteuerung nicht kontrolliert werden kann. Deshalb

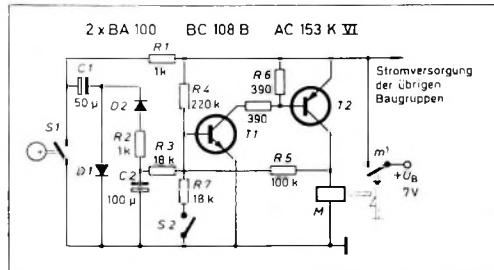
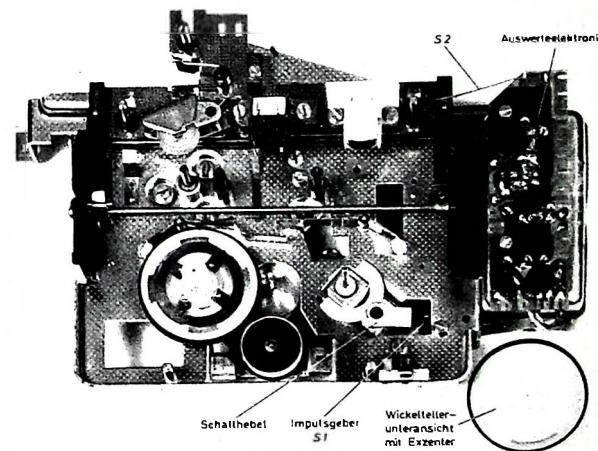


Bild 1. Schaltung der Auswerteelektronik für die automatische Abschaltung

ging man seinerzeit ja davon aus, daß für die einfacher aufgebauten Recorder auf eine Endabschaltung verzichtet werden konnte. Für anspruchsvollere Geräte wie „snob 100“ ist die Endabschaltung aber Voraussetzung.

Um die Betriebssicherheit dieses Geräts weiter zu erhöhen, wurden die Konstrukteure erneut vor die Aufgabe gestellt, eine Abschaltung für ein System zu entwickeln, bei dem das Band so in die Cassette eingeschlossen ist, daß es für eine Abtastung zum Abschalten oder auch zum Zweck der exakten Bandlängenzählung nur schwer nutzbar gemacht werden kann. Da sich die Änderung des Bandzuges als Kriterium für die Abschaltung als nicht ausreichend sicher erwies, mußte die Veränderung der Bandbewegung ausgewertet werden. Hierfür können dann direkt am Bandtransport beteiligte, aber passive Bauelemente herangezogen werden, also Teile, deren Bewegung von der des Bandes abhängt. Das ist bei allen Tonbandgeräten der Abwickelteller, bei Cassettengeräten auch die Andruckrolle, weil auch sie am Bandende wegen des dann festgehaltenen Bandes stehenbleibt.

W. Siebler, W.: „snob 100“ – Ein neuartiges, universelles Auto-Tonbandgerät. Funk-Techn. Bd. 22 (1967) Nr. 12, S. 436–439



Transistor $T2$ liegt dann über $R6$ auf Emitterpotential, so daß auch $T2$ gesperrt bleibt.

Sobald der Kontakt $S1$ nicht mehr betätigt wird (Band steht still), setzt der Ladungsnachschub für $C2$ aus. Dabei ist es gleichgültig, ob $S1$ offen oder geschlossen bleibt. Im ersten Falle lädt sich $C1$ voll auf, kann sich aber nicht in $C2$ entladen, im zweiten Fall ist die Ladespannung hinter $R1$ kurzgeschlossen.

Da $C2$ also keine Nachladung erhält, entlädt sich dieser Kondensator über $R3$ sowie $R4$ und wird sogar in entgegengesetzter Richtung aufgeladen, bis etwa 0,6 V an der Basis von $T1$ liegen, so daß sich der Transistor öffnet. Sein Kollektorstrom fließt hauptsächlich über die Basis-Emitter-Strecke von $T2$, so daß auch dieser Transistor öffnet und der Magnet M die Einschalttaste entriegelt. Damit ist das Gerät abgeschaltet. Mit Hilfe der Rückkopplung

liegt über $R7$ und $S2$ die Basis von $T1$ bereits an Masse, bevor der Schaltkontakt $S1$ betätigt wurde.

$S2$ ist ein einfacher Drahtfühler, der mit der Kopfrägerplatte Kontakt gibt. Erst wenn mit dem Eindrücken der Einschalttaste die Kopfrägerplatte vorfährt und $S2$ öffnet, kann $T1$ bei fehlender Ladung von $C2$ leitend werden. Im Bild 2 ist noch die Oberseite des Montagechassis mit der Lage der verschiedenen Bauteile für die Abschaltelektronik zu sehen.

Der Wickelteller ist abgenommen, und man erkennt auf seiner Unterseite den Kunststoffexzenter zum Betätigen des Impulskontakte $S1$. Die gedrehte Schaltung (rechts im Bild 2) enthält die Bauelemente für die Auswerteelektronik und ist über dem Antriebsmotor montiert. Rechts oben ist der Drahtfederkontakt $S2$ angeordnet, der verdrehungssicher an der Platine befestigt ist.

16. Internationaler Wettbewerb der besten Tonaufnahme

Nachdem in den Spätsommerwochen die Tonbandwettbewerbe für die beste Amateuraufnahme auf nationaler Ebene in den einzelnen Ländern stattgefunden hatten, konnte nunmehr – traditionsgemäß in den letzten Oktobertagen – der Internationale Wettbewerb der besten Tonaufnahme (IWT) durchgeführt werden, zu dem die besten Arbeiten aus den nationalen Vorentscheidungen eingereicht wurden.

Der diesjährige IWT wurde nun schon zum 16. Male abgehalten, und zwar vom 27.–31. Oktober 1967 in Berlin. Der IWT wird von den beteiligten Ländern abwechselnd übernommen, so daß in diesem Jahr wieder einmal die Bundesrepublik an der Reihe war. Als Veranstalter zeichnete für die deutschen Tonbandamateure der Ring der Tonbandfreunde (RdT) verantwortlich, der in diesem Jahr auf sein 10jähriges Bestehen zurückblicken konnte. In engster Zusammenarbeit mit der Geschäftsführung des Fachverbandes Phono-technik im ZVET und den zahlreichen Mitgliedsfirmen konnte diese internationale Veranstaltung mit großem Erfolg „über die Bühne gebracht werden“.

Die Abhörsitzungen fanden unter dem Funkturm in einem der zahlreichen Studios des SFB statt, der in sehr großzügiger und geradezu mustergültiger Weise die technischen Voraussetzungen für diese mehrtägige Tagung schuf. Dem SFB darf an dieser Stelle nochmals aufrichtiger Dank gesagt werden für die in jeder Hinsicht liebenswürdige Unterstützung.

Zwar formlos, aber doch in sehr harmonischer Stimmung begann der IWT am Freitagabend, dem 27. Oktober, anlässlich eines Empfanges im „Europäischen Hof“. Hier auf dem Dachgarten des sehr modern eingerichteten Hotels, das in jeder Hinsicht eine außerordentlich angenehme Atmosphäre ausstrahlt und dessen Geschäftsleitung sich um beste Unterbringung und zuvorkommenden Service bemühte, was von den in- und ausländischen Gästen besonders angenehm empfunden wurde, traf man sich zu einem ersten Gespräch und Wiedersehen nach einem Jahr. Französische, englische, deutsche und italienische Laute schwirrten durch den Raum; man hörte aber auch reinstes schwyzerisch und bei etwas vorgerückter Stunde sogar – urberlinisch.

Sonnabendfrüh pünktlich 9.00 Uhr begann der übliche FICS-Kongreß, der den eigentlichen Abhörsitzungen stets vorausgegangen pflegt. Hier ging es auch diesmal wieder um Fragen der Organisation, Finanzierung, Mitgliedschaften sowie des Reglements und der Tagungsorte kommender Jahre. Die Wahlen ergaben, daß die Leitung des FICS (Fédération Internationale des Chaussons du Son) weiterhin in den Händen bewährter Herren liegen wird. So wurden Heinz Runge (RdT, Deutschland) als Präsident und Dr. Jan Meeus als Vizepräsident und Generalsekretär in ihren Ehrenämtern bestätigt und einstimmig wiedergewählt. Beide Herren nahmen die Wahl mit einem herzlichen Wort des Dankes an.

Zu früher Morgenstunde wurden dann am Sonntag die Abhörsitzungen eröffnet, um in den drei zur Verfügung stehenden Tagen das Programm auch wirklich durch-

führen zu können, wobei es gerade von den ausländischen Teilnehmern als sehr angenehm empfunden wurde, daß dank der vorzüglichen organisatorischen Vorbereitungen niemals unter Zeitdruck gearbeitet werden mußte. Die Jury setzte sich in diesem Jahr aus Vertretern von folgenden Ländern zusammen (laut Reglement je Land maximal 4 Personen): Belgien, Bundesrepublik Deutschland, Dänemark, England, Frankreich, Niederlande, Schweiz und Tschechoslowakei.

Die meisten Einsendungen lagen ebenfalls aus diesen Ländern vor, doch wurden auch Arbeiten aus Australien, Neuseeland, Österreich, Schweden sowie den USA der Jury zur Bewertung vorgelegt. Insgesamt konnten zwar nur 45 Aufnahmen (im Vorjahr 56) abgehört werden, dennoch nahmen auch diese Einsendungen viel Zeit in Anspruch, zumal sich fast bei jeder Aufnahme noch Diskussionen oder Anfragen über die Art der Herstellung, verwandte Technik und dergleichen ergaben. („Am Abend“, bemerkte ein Teilnehmer, „bin ich doch ziemlich gerädert gewesen“.)

Die überwiegende Anzahl der Aufnahmen lag wiederum in Mono (32), die restlichen in Stereo (13) vor. Wie bisher fiel der Hauptanteil der Aufnahmen (11 in Mono und 6 in Stereo) in die Kategorie C (musikalische und gesprochene Aufnahmen wie zum Beispiel Chöre, Orchesterwerke, Montagen, Gedichte). An zweiter Stelle lagen Aufnahmen aus der Kategorie B (Dokumentaraufnahmen und Reportagen), und zwar 7 in Mono und 2 in Stereo, gefolgt von Aufnahmen aus der Kategorie A (Hörfolgen, Hörspiele) mit 7 in Mono und 1 in Stereo.

Die Kategorie E (Trickaufnahmen) war in diesem Jahr mit 5 Aufnahmen in Mono und 3 in Stereo leider etwas schwach besetzt. In Kategorie D gab es in Mono und Stereo nur je eine Arbeit. Und auch in der Schulkategorie konnte nur eine einzige Aufnahme (Mono) abgehört werden, während Stereo völlig fehlte. Damit lag die Anzahl der eingesandten Stereo-Aufnahmen um genau 50 % niedriger als im Vorjahr. Ob sich viele Amateure vielleicht vor der schwierigeren Arbeit einer Stereo-Aufnahme scheuen?

Ein Blick in die von den Wettbewerbern eingereichten Unterlagen ließ erkennen, daß – von ganz wenigen Ausnahmen abgesehen – die weitaus überwiegende Anzahl der Aufnahmen auf Geräten deutschen Ursprungs entstanden sind. Das gilt auch für das recht umfangreich verwandte Zubehör. Von den eingereichten Aufnahmen wurden nur ganz wenige in Viertel- oder Vollspur hergestellt, die meisten also in Halbspur. Insgesamt wurden von den 45 Aufnahmen nur 2 Aufnahmen mit 9,5 cm/s, 5 Aufnahmen mit 38 cm/s, die übrigen 38 Aufnahmen dagegen mit 19 cm/s „gefahren“.

Über das allgemeine Niveau der Arbeiten kann gesagt werden, daß es hinsichtlich Idee und Gestaltung gegenüber dem Vorjahr nicht schlechter, aber auch nicht besser geworden ist. Die Technik indessen wird allgemein virtuos beherrscht. Offensichtlich ist bei den Amateuren ein gewisser Stillstand in der Themengestaltung

festzustellen. Vielleicht liegt es aber auch daran, daß das internationale Reglement in seiner Gesamtstruktur einer Überarbeitung bedarf. Um so mehr ist es daher zu begrüßen, daß bereits für den nächsten IWT 1968 eine zusätzliche Kategorie G vorgesehen ist mit dem feststehenden Thema „Das Land, in dem ich lebe“. Als Maximaldauer sind 15 Minuten vorgemerkt. Es sollen hier persönliche Beobachtungen, die Mentalität der Bevölkerung, der Volkscharakter, kritische Bemerkungen zum Zeitgeschehen unter Verwendung von Tondokumenten behandelt werden. Die Jury erwartet politisch und konfessionell neutrale Arbeiten, die der Versöhnung unter den Völkern dienen können.

Entgegen dem Ergebnis früherer Jahre konnten die deutschen Teilnehmer am diesjährigen IWT keine nennenswerten Preise eringen, was auch aus der Länderbewertung hervorgeht. In der Gesamtpunktbewertung errang die Tschechoslowakei den ersten Platz, gefolgt von der Schweiz und Frankreich auf dem zweiten und dritten Platz. Für die weiteren Plätze ergab sich die Reihenfolge: Bundesrepublik Deutschland, Dänemark, Niederlande, England, Österreich, Belgien und Schweiz.

Die Preisverteilung fand dann zum Abschluß der Tagung wiederum im „Europäischen Hof“ statt. Neben einer 14tägigen Reise für zwei Personen in die Hohe Tatra, gestiftet vom tschechoslowakischen Rundfunk in Prag für den Großen Preis in Mono, und 1000 ffr., gestiftet vom französischen Ministerium für Jugend und Sport für den Großen Preis in Stereo, wurde eine Fülle wertvoller Geld- und Sachpreise einschließlich eines vergoldeten Kondensatormikrofons von Sennheiser electronic vergeben. Diese Preise wurden sowohl von der Industrie als auch von den Sendeanstalten der beteiligten Länder gestiftet. Der stellvertretende Programmleiter des SFB, Dr. Peter Teichmann, hatte es sich im übrigen nicht nehmen lassen, die ausländischen Gäste im Hause des SFB besonders herzlich zu begrüßen, wobei er zum Ausdruck brachte, daß die Arbeit der Tonbandamateure von den deutschen Sendeanstalten und vom SFB insbesondere mit großem Interesse verfolgt werde und man einen regen Gedankenaustausch sehr begrüße.

In diesem Zusammenhang muß erwähnt werden, daß das Patronat für diese internationale Tagung von AEG-Telfunken und der Deutschen Philips übernommen worden war, die in wirklich großzügiger Weise zum Gelingen dieses Wettbewerbs beigetragen hatten. Im Rahmen seiner Abschiedsrede dankte der Präsident des RdT, Helmut Tauber, diesen beiden Paten, den übrigen Mitgliedsfirmen des Fachverbandes Phono-technik sowie dessen Geschäftsführer und dem Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik für die zahlreichen Spenden und reizenden Souvenirs, die den Juroren täglich zur erneuten Überraschung übergeben werden konnten.

Von allen Beteiligten, insbesondere von den ausländischen Gästen, wurde der diesjährige Internationale Wettbewerb der besten Tonaufnahme als außerordentlich gut gelungen bezeichnet.

Gemäß Beschuß des FICS-Kongresses wird der nächste IWT im Oktober 1968 erstmals in Prag stattfinden, zu dem anlässlich des Abschiedssessens Vertreter des tschechoslowakischen Rundfunks die Einladung offiziell aussprachen.

H-e

Diodenabstimmung für die Rundfunk- und Fernsehbereiche

Nachdem Kapazitätsdioden zur Abstimmung von Schwingkreisen schon seit einiger Zeit, vor allem im VHF-, UHF- und UKW-Bereich angewendet werden, stehen nun auch Dioden für die AM-Rundfunkbereiche zur Verfügung. Im Lang-, Mittel-

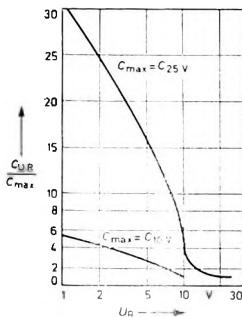


Bild 1. Die maximal verfügbare Abslimmspannung bestimmt die erreichbare Kapazitätsänderung C_{UR}/C_{max} als Funktion der Abslimmspannung U_R
 (Diode BB 107)

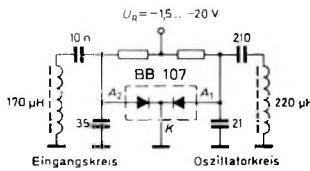


Bild 2. Auslegung von Vorkreis und Oszillatoren bei Durchstimmlung des gesamten MW-Bereichs

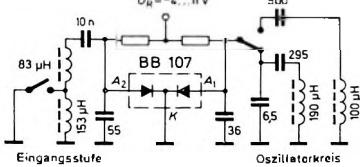


Bild 3. Auslegung von MW-Vorkreis und MW-Oszillator bei Abstimmung in zwei Teilbereichen

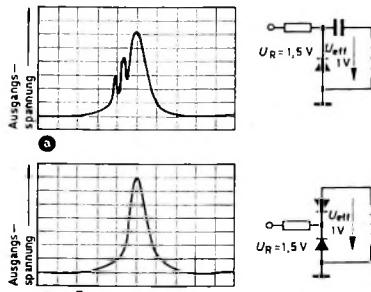


Bild 4. Durchlaßkurven bei Diodenabstimmung von Kreisen mit großer HF-Amplitude; a) Eindiodenschaltung, b) Zweidiodenschaltung

und oft auch im Kurzwellenbereich werden viel größere Verhältnisse zwischen End- und Anfangskapazität als im UKW-, VHF- und auch noch im UHF-Bereich benötigt, weil die Eckfrequenzen der AM-

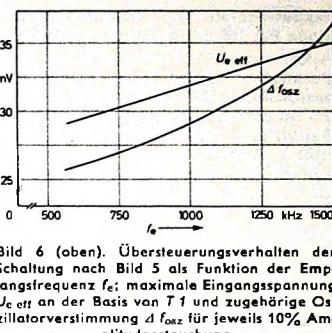
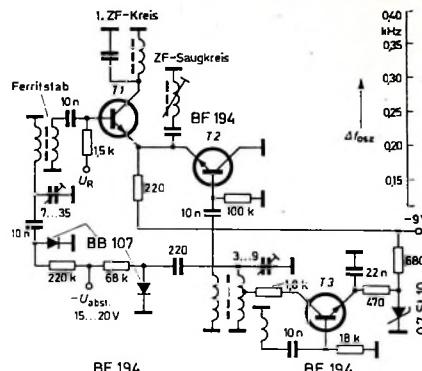


Bild 6 (oben). Übersteuernsverhalten der Schaltung nach Bild 5 als Funktion der Empfangsfrequenz f_e ; maximale Eingangsspannung $U_{e, \text{eff}}$ an der Basis von T_1 und zugehörige Oszillatorverstimming Δf_{osc} für jeweils 10% Amplitudenstauung

von Siemens für Vor- und Oszillatorkreis im MW-Bereich, und zwar mit durchgehendem und mit unterteiltem Bereich.

Bei größeren Wechselspannungsspitzen kann es wegen der dann im Verhältnis zur Abstimmspannung nicht mehr vernachlässigbaren Beeinflussung der Kapazität durch die HF-Spannung zu Verzerrungen der Durchlaßkurve kommen (Bild 4a). Bei Verwendung von gegeneinander geschalteten Dioden (Bild 4b) kann man das weitgehend vermeiden. Besonders einfach ist auch hier die Anwendung einer Doppeldiode, zum Beispiel der BB 107.

Die von Siemens angegebene Schaltung eines MW-Eingangsteils zeigt Bild 5. Das Übersteuerungsverhalten dieses Empfangsteils ist im Bild 6 dargestellt. Die angegebenen Kurven beziehen sich auf 10 % Amplitudentastung.

Ein ebenfalls mit Abstimmtdioden aufgebautes Empfangsteil nach Angaben von *Intermetall* zeigt Bild 7. Das Widerstandsnetzwerk $R\ 1 \dots R\ 4$ dient zur Einstellung des Gleichlaufs zwischen beiden Dioden und wird von der Abstimmspannung gespeist. Um die Oszillatorkreiswechselspannung so klein zu halten (etwa $1\ V_{ss}$ an der Abstimmtdiode), daß noch keine nennenswerte Oberwellenbildung einsetzt, ist der Oszillatorkreis mit $R\ 5$ bedämpft. Der Ka-

Bild 8. Kapazität
der Abstimmdia-
ode BA 163 als
Funktion der an-
gelegten Sperr-
spannung

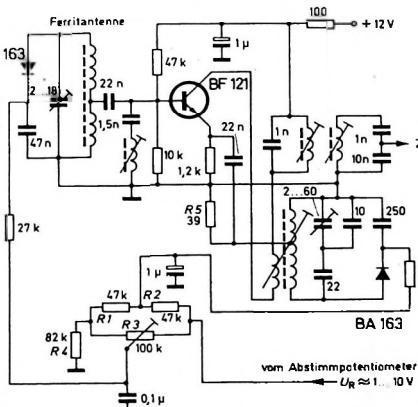
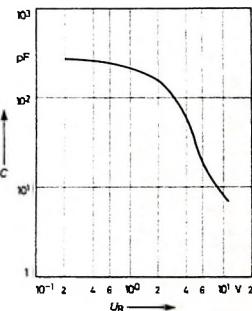


Bild 7. Schaltung eines MW-Eingangsteils mit Di-
adenabstimmung und selbstschwingender Mischstufe

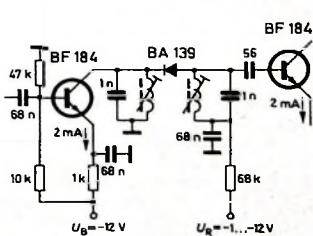


Bild 9. Schaltung für die Bandbreiteregelung einer AM-ZF-Stufe mit einer Abstimmdiode

pazitätsverlauf der Intermetall-Abstimm diode BA 163 ist im Bild 8 dargestellt.

Auch zur Bandbreiteregelung im ZF-Verstärker lassen sich Kapazitätsdioden heranziehen. Man kann sie zum Beispiel bei kapazitiv im Hochpunkt gekoppelten Bandfiltern als veränderbare Koppelkapazität einsetzen, wie es der Schaltungsvorschlag von Siemens im Bild 9 zeigt. Bei dieser einfachen Anordnung muß man aber eine Verstimmung der Mittenfrequenz in Kauf nehmen. Ähnlich wie bei der schon erwähnten Gegeneinanderschaltung von Dioden im AM-Eingangsteil, kann man auch hier mit einer zweiten Diode arbeiten, wobei die von jeder Diode hervorgerufene Verstimmung im entgegengesetzten Sinne auf das Bandfilter wirkt. Die sich bei der Regelung ergebenen Durchlaßkurven bleiben daher in Symmetrie zur Mittenfrequenz. Mit einer sol-

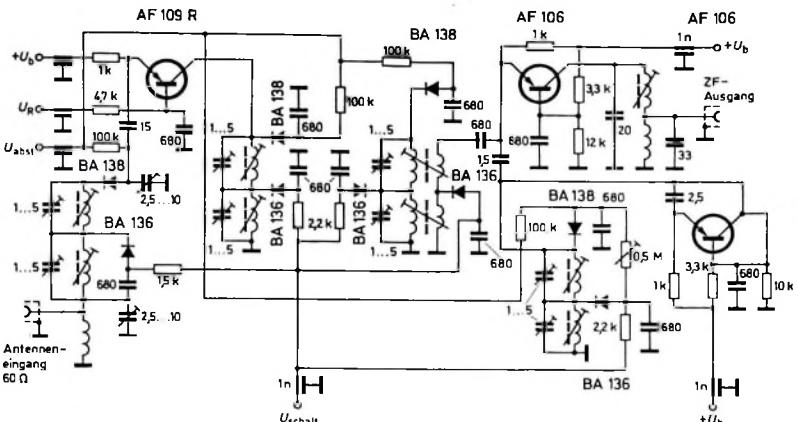


Bild 10. Schaltung eines VHF-Tuners mit Diodenabstimmung und Schalterdioden zur Bereichsumschaltung

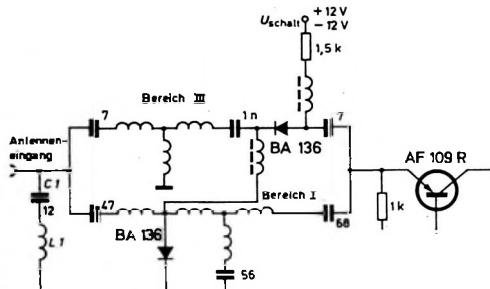


Bild 11. Eingangsschaltung mit Bandfiltern für einen VHF-Tuner

chen Anordnung läßt sich die Bandbreite einer AM-ZF-Stufe beispielsweise im Bereich 7 ... 20 kHz verändern. Die dazu erforderliche Abstimmspannung durchläuft den Bereich von etwa 1 ... 12 V.

2. Fernsehtuner mit Abstimm dioden

Seitdem geeignete Abstimm dioden für VHF- und UHF-Fernsehtuner zur Verfügung stehen, kann man auch bei Fernsehempfängern die Vorteile, die dieses Abstimmprinzip bietet, ausnutzen. Neben der vollkommenen mechanischen Trennung von Drucktastenaggregat und Tuner wird damit eine besonders beim UHF-Tuner beachtliche Verringerung der Abmessungen

reits UHF-Schalterdioden bekannt, die eine Umschaltung vom Bereich IV auf den Bereich V und damit eine leichtere Senderabstimmung ermöglichen.

Bild 10 zeigt die von Siemens angegebene Schaltung eines VHF-Tuners mit Diodenabstimmung und Umschaltung vom Bereich I auf den Bereich III durch Schalterdioden BA 136. An Stelle des kanalweisen abgestimmten Eingangskreises läßt sich auch die Eingangsschaltung nach Bild 11 verwenden, bei der lediglich vom Bereich I auf Bereich III umgeschaltet wird. Die Eingangsschaltung besteht hier für jeden Bereich aus einem zweikreisigen Bandfilter mit induktiver Fußpunkt kopplung,

das jeweils einen Bereich durchläuft. Der Saugkreis L_1 , C_1 am Antennen eingang schließt die Frequenzen des UKW-Bereichs kurz.

Im UHF-Tuner (Bild 12) werden das Bandfilter zwischen Vorstufe und selbstschwingender Mischstufe sowie der Oszillatorkreis mit Dioden BA 139 (Siemens) abgestimmt. Der Eingangskreis ist als Hochpaß ausgeführt. Eine kapazitive Rückkopplung in der Vorstufe über den Kondensator C_1 kompensiert den dämpfenden Einfluß des Serienwiderstandes der Abstimm diode. Die hier eingesetzten neuen Siemens-Transistoren AF 279 und AF 280 haben Plastik umhüllungen, wodurch sich kürzere innere und äußere Zuleitungen und damit klei-

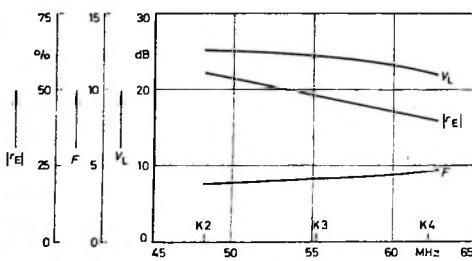


Bild 13. Meßwerte des VHF-Tuners nach Bild 10 für Bereich I

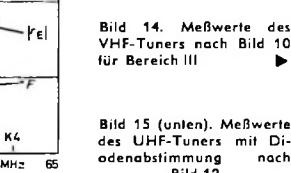


Bild 14. Meßwerte des VHF-Tuners nach Bild 10 für Bereich III

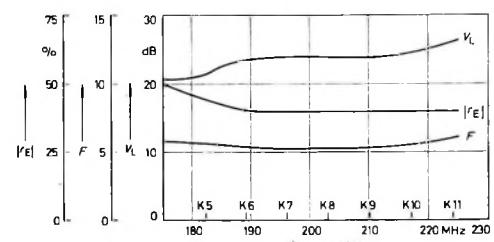
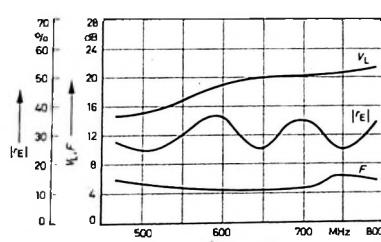


Bild 15 (unten). Meßwerte des UHF-Tuners mit Diodenabstimmung nach Bild 12



neren Kapazitäten und Zuleitungsinduktivitäten ergeben. Die erheblich kleineren Abmessungen und der Fortfall der recht unübersichtlichen Verkopplungen mit dem Metallgehäuse bei den bisher verwendeten Transistoren erleichtern den Einbau der neuen Typen in die räumlich kleineren Tuner mit Abstimm dioden. Zum Beispiel hängen die Eigenschaften einer Vorstufe mit dem AF 239 weitgehend vom Einbau des Transistors ab.

In den Bildern 13, 14 und 15 sind die Leistungsverstärkung V_L , die Eingangsrefle-

xion $\tau_{[E]}$ und die Rauschzahl F des VHF- und des UHF-Tuners dargestellt. Die Meßwerte zeigen lediglich beim UHF-Tuner eine geringfügige Verschlechterung gegenüber Tunern mit mechanischer Abstimmung, die auf die unvermeidbaren Serienwiderstände der Abstimmindioden zurückzuführen ist. Die Kreuzmodulations-eigenschaften der Tuner werden durch Abstimmindioden nicht verschlechtert; Messungen bewiesen, daß Kreuzmodulation nur durch die Transistoren hervorgerufen wird.

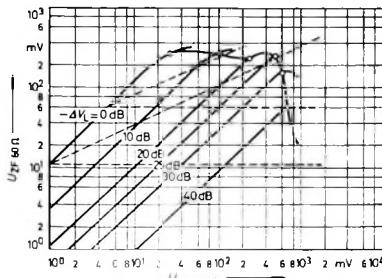


Bild 16. Aussleutungsverhalten des VHF-Tuners mit Diodenabstimmung (Kanal 5)

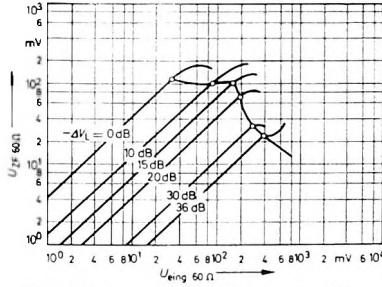


Bild 17. Aussleutungsverhalten des UHF-Tuners mit Diodenabstimmung ($f = 470$ MHz)

Das übrige Großsignalverhalten der Tuner hängt hauptsächlich von der Regelung der Vorstufe ab, deren Einsatzpunkt bei möglichst niedrigen Antennenspannungen liegen sollte. Die Bilder 16 und 17 zeigen als Beispiel dafür das Aussteuerungsverhalten (Abhängigkeit der ZF-Ausgangsspannung von der Eingangsspannung) von VHF- und UHF-Tuner mit der Vorstufenregelung $-\Delta V_L$ als Parameter. Aus der Verbindungsgeraden der eingezeichneten Punkte für 10 % Amplitudenaufschwung kann man erkennen, daß bis 25 dB (beziehungsweise 15 dB) Abregelung die Mischstufe für die Übersteuerung des Tuners maßgebend ist. Bei stärkerer Abregelung wird dann zuerst die Vorstufe übersteuert, was daraus hervorgeht, daß sich die Übersteuergrenze nur noch wenig mit der Abregelung ändert.

Die gestrichelten Geraden im Bild 16 kann man als Arbeitskennlinien für verschiedene Arten der Tunerregelung ansehen. Die waagerechten Arbeitskennlinien gelten für voll geregelten Tuner und die schrägen für 50 % Tunerregelung (die übrige Regelung erfolgt dann im ZF-Verstärker), wobei die Regelung jeweils bei 1 und 5,5 mV Eingangsspannung einsetzt. Man erkennt deutlich die Vorteile, die sich ergeben, wenn der Tuner die gesamte Empfängerregelung übernimmt und die Regelung möglichst früh einsetzt. Gu/Ra.

(Nach Unterlagen von Siemens und Intermetall)

Für Werkstatt und Labor

Herstellung gedruckter Schaltungen mittels „Photo-Resist“-Schichten

Zur industriellen Herstellung gedruckter Schaltungen liefert Kodak organische Lösungen eines beständigen, ultraviolettempfindlichen Kunststoffs. Sie können aber außer auf kupferkaschierte Hartpapierplatten auch auf viele andere Oberflächen (Metalle, Glas, Plexiglas usw.) aufgebracht werden. Mit der Kopierschicht „PC Resist“ ist es möglich, eine Auflösung bis herab zu 25 μm Linienbreite zu erreichen.

Für die Herstellung der gedruckten Schaltungen benötigt man ein maßgenaues Negativ der Reinzeichnung. In vielen Fällen geht man von Vorlagezeichnungen aus, die um ein Vielfaches größer sind, als das endgültige Bild. So bleiben auch feinste Details exakt erhalten. Als Negativmaterial eignet sich „Kodalith Ortho-Film, Typ 3“. Der Film wird über die auf die zu ätzende Kupferschicht aufgetragene und getrocknete „PC-Resist“-Schicht gelegt, die man anschließend durch das Negativ belichtet. Dazu eignen sich vorzugsweise Lichtquellen mit hohem Ultravioletanteil wie Kohlebogen- und Quecksilberdampflampen. Die jeweilige Belichtungszeit wird in einer Serie von Testbelichtungen ermittelt und liegt zwischen 15 s und 8 min.

Für die Entwicklung kann man „PC-Entwickler“ oder „PC-Farbentwickler“ verwenden. Bei färbenden Entwicklern hat man den Vorteil, das Bild in einfacher Weise visuell auf einwandfreie Beschaffenheit und Vollständigkeit überprüfen zu können. Die Entwicklung erfolgt im bewegten

Bad bei Raumtemperatur und dauert etwa 1 min. Das Wegätzen der nach der Entwicklung stehengebliebenen Kupferflächen erfolgt dann beispielsweise mit Eisen-III-Chlorid oder Ammoniumpersulfat-Lösung. Danach muß noch die auf den Leiterbahnen verbliebene Kopierschicht mechanisch oder durch Abbeizen entfernt werden.

Im Prinzip eignet sich das Verfahren auch zur Selbstherstellung gedruckter Schaltungen. Es ist aber Voraussetzung, daß man über ein Negativ der Vorlage im Maßstab 1 : 1 verfügt. Beihelfsmäßig kann man die Reinzeichnung auf dünnem Transparentpapier auch negativ zeichnen und diese Tuschzeichnung an Stelle des Negativmaterials benutzen. Hat man keine UV-Lichtquelle, dann kann man notfalls auch Sonnenlicht verwenden. Die erforderliche Belichtungszeit ist aber vorher zu erproben. Weitere Anwendungen im Bereich der Elektronik haben die „Photo-Resist“-Schichten vor allem bei der Herstellung von Integrierten Schaltungen gefunden. Dabei werden die Reinzeichnungen der gewünschten Strukturen natürlich sehr stark verkleinert. Die Kopierschicht wird direkt auf die Germanium- oder Siliziumoberfläche aufgebracht. Metallaufdampfungen im Vakuum werden meist durch fotogäzte Metallmasken hergestellt. Auch Siliziumdioxid-Diffusionsmasken kann man mit Hilfe der „Photo-Resist“-Schichten fertigen. Gu.

(Nach Kodak-Unterlagen)

Berührungssicheres Ablegegerät für Lötkolben

Mancher Servicetechniker mußte unangenehme Erfahrungen (Brandschäden, Brandwunden oder dergleichen) mit unvorsichtig abgelegten heißen Lötkolben machen. Solche Unfälle lassen sich durch mit einer Schutzhülle versehene, berührungssichere Lötkolbenablegegeräte (wie sie auch von der Berufsgenossenschaft der Feinmechanik und Elektrotechnik empfohlen werden) verhindern.

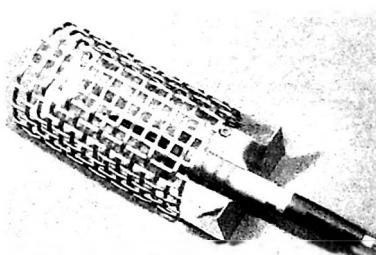


Bild 1. Berührungssicheres Ablegegerät für Lötkolben

Das Gerät nach Bild 1 eignet sich für Lötkolben von etwa 30 bis 50 W, die vorn am Schaft eine Ablegescheibe haben, so daß beim Hinlegen des Lötkolbens die Lötspitze die Ablegefäche nicht berührt. Die Halterung ist so gebaut, daß man den Lötkolben ohne große Behinderungen ablegen kann. Für ein auch äußerlich ansprechendes Ablegegerät sollte man für die Schutz-

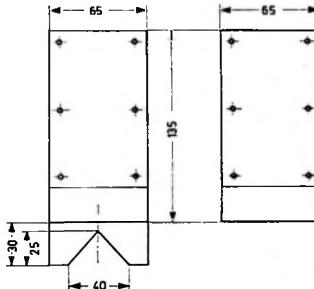


Bild 2. Konstruktionskizze der Halterung

haube ein breitmaschiges, modernes Ziergitter verwenden.

Die Halterung selbst besteht aus 0,75 mm dickem verzinktem Eisenblech. Bild 2 zeigt die genauen Abmessungen. Die Lasche mit der Einkerbung biegt man um etwa 100° nach oben. Mit Hilfe einer zweiten Bodenplatte läßt sich das Ziergitter leicht befestigen; einen je etwa 10 mm breiten Streifen an den Enden des Schutzzitters klemmt man zwischen beide Platten, die durch sechs Schrauben zusammengepreßt werden. Das Verkratzen empfindlicher Tischplatten durch die nach unten hervorragenden Schraubenköpfe kann man durch Schaumgummistreifen verhindern; diese werden mit Klebstoff auf der Unterseite angeklebt. di.

Antennen-Selbstbau

Fortsetzung von FUNK-TECHNIK Bd. 22 (1967) Nr. 22, S. 866

24. Antennen für den Fernsehbereich III

Bei den im folgenden angegebenen Antennen wird das den Yagiantennen eigene physikalische Prinzip konsequent und mit besten praktischen Ergebnissen angewendet. Durch die vorgenommene Dimensionierung haben alle Antennen im jeweiligen Kanal optimale Kanalantenneneigenschaften (besonders maximaler Gewinn), darüber hinaus ist jedoch auch in jedem Fall eine Anwendung als Kanalgruppenantenne oder auch Breitbandantenne bei den jeweils angegebenen Kanälen möglich. Der in den folgenden Maßtabelle den jeweiligen Abmessungen zugrunde liegende Kanal ist daher der Vorfugskanal; bei jeder Antenne wird außerdem angegeben, bis zu welchem niedriger liegenden Kanal jede dieser Antennen verwendbar ist. Die Kanalangaben gelten für die europäische Fernsehnorm, für andere Normen kann eine sinngemäße Anwendung erfolgen. Besonders sei auf die französische Norm hingewiesen, deren Kanäle 5 und 6 bei niedrigeren Frequenzen als die entsprechenden europäischen Kanäle liegen. Auch diese französischen Kanäle sind mit den meisten der angegebenen Antennen zu empfangen.

Der Gewinnverlauf entspricht bei den angegebenen Antennen prinzipiell dem im Abschnitt 2.1. erläuterten Verlauf. Die Gewinnabweichung ist im allgemeinen sehr gering. Bei den kleineren Antennen liegt die Abweichung am unteren Bereichsende bei etwa 1 dB, bei den größeren Antennen bei etwa 2,5 dB. Auf exakte Gewinn-Frequenz-Angaben wird daher im allgemeinen verzichtet, lediglich Bild 32 erläutert bei der zugeordneten Antenne das Verhalten. Die Gewinnangaben bei den verschiedenen Typen gelten für den Vorfugsempfangsbereich der jeweiligen Antennen.

2-Element-Antennen

Der Aufbau erfolgt entsprechend Bild 13.

Technische Daten

$G \approx 3,5 \text{ dB}$, $VRV \approx 8 \text{ dB}$, $\alpha_E \approx 75^\circ$, $\alpha_H \approx 130^\circ$.

Das Diagramm dieser Antenne entspricht etwa Bild 14. Tab. VI enthält die Abmessungen für alle Fernsehkanäle und das 2-m-Amateurband. Die 2-Element-Antennen sind für drei zum unteren Frequenzbereich hin benachbarte Fernsehkanäle verwendbar, gegebenenfalls auch bis maximal vier benachbarte Kanäle.

An einem Beispiel sei dies nochmals erläutert. Wählt man also in einem Anwendungsfall eine 2-Element-Antenne für Kanal 10, so kann man diese Antenne für drei benachbarte Kanäle in diesem Falle für Kanal 8 bis 10, verwenden, bei geringeren Ansprüchen ist ebenfalls noch der Empfang von Kanal 7 möglich.

Die Antenne wird vorzugsweise in Sendernähe oder in geringer Entfernung von Umsetzern oder Umlenkantennen verwendet.

Bei vertikaler Polarisation ist eine Montage dieser Antenne in der Gesamttausdehnung vor dem Mast zu empfehlen. Ebenfalls ist eine einfache Verwendung als

Tab. VI. Abmessungen von 2-Element-Antennen für Bereich III und 2-m-Amateurband

Kanal	5	6	7	8	9	10	11	12	144 ... 148 MHz
R	923	888	850	826	800	774	750	726	1130
S	722	695	670	646	625	605	585	568	882
A _R	425	408	394	380	368	355	344	334	520
B _H	1000	970	935	900	870	840	820	790	1230

Tab. VII. Abmessungen von 3-Element-Antennen für Bereich III und 2-m-Amateurband

Kanal	5	6	7	8	9	10	11	12	144 ... 148 MHz
R	945	910	878	847	820	792	768	744	1160
S	826	795	766	740	715	692	670	650	1010
D	686	660	637	615	594	575	556	540	840
A _R	265	255	245	237	229	221	214	208	324
A _D	205	197	190	183	177	171	166	161	260
B _H	1180	1140	1090	1060	1020	990	950	920	1440
A _E	1350	1300	1250	1200	1170	1130	1090	1130	1620

Tab. VIII. Abmessungen von 4-Element-Antennen für Bereich III und 2-m-Amateurband

Kanal	5	6	7	8	9	10	11	12	144 ... 148 MHz
R	1110	1070	1030	993	960	928	900	872	1350
S	950	913	880	850	820	795	770	746	1160
D 1	766	738	712	686	664	642	622	603	937
D 2	754	725	700	675	653	631	611	593	922
A _R	500	481	464	448	433	418	405	393	612
A _{D1}	134	129	124	120	116	112	108	105	163
A _{D2}	408	393	380	366	354	342	332	322	500
B _H	1200	1220	1170	1130	1090	1060	1020	990	1520
A _E	1440	1380	1330	1280	1240	1200	1160	1120	1720

Fenster-, Balkon- oder Unterdachantenne möglich.

3-Element-Antennen

Der Aufbau dieser Antenne erfolgt entsprechend Bild 15.

Technische Daten

$G \approx 5 \text{ dB}$, $VRV \approx 14 \text{ dB}$, $\alpha_E \approx 68^\circ$, $\alpha_H \approx 110^\circ$.

Das Diagramm entspricht etwa Bild 16. Tab. VII enthält die Maßangaben für alle Fernsehkanäle und das 2-m-Amateurband.

Die 3-Element-Antennen sind für fünf benachbarte Kanäle verwendbar; zum Beispiel ist also bei der Antenne für Kanal 9 der Empfang der Kanäle 5 bis 9 möglich.

Die Antenne weist gegenüber der 2-Element-Antenne die aus den technischen Daten erkennbaren verbesserten Eigenschaften auf. Prinzipiell erfolgt eine Anwendung in Empfangslagen wie bei den 2-Element-Antennen.

4-Element-Antennen

Der Aufbau erfolgt entsprechend Bild 17.

Technische Daten

$G \approx 6 \text{ dB}$, $VRV \approx 18 \text{ dB}$, $\alpha_E \approx 63^\circ$, $\alpha_H \approx 95^\circ$.

Das Diagramm entspricht dem nach Bild 18.

Tab. VIII enthält die Abmessungen für alle Fernsehkanäle und das 2-m-Amateurband. Die 4-Element-Antennen sind für acht benachbarte Kanäle zu verwenden, das heißt,

die Antenne für Kanal 12 gestattet den Empfang aller Kanäle im Bereich III (Kanal 5 bis 12). Besonders sei darauf hingewiesen, daß beispielsweise die Antenne für Kanal 10 auch den Empfang aller Kanäle nach französischer Norm gestattet, also auch der Kanäle F 5 und F 6.

Die Anwendung dieser Antennen erfolgt ebenfalls in den bereits bei den 2-Element-Antennen erwähnten Fällen. Die Verbesserungen des Empfangs ergeben sich aus den technischen Daten.

6-Element-Antennen

Der Aufbau dieser Antenne erfolgt nach Bild 28.

Technische Daten

$G \approx 8 \text{ dB}$, $VRV \approx 15 \text{ dB}$, $\alpha_E \approx 55^\circ$, $\alpha_H \approx 73^\circ$.

Das Diagramm dieser Antenne entspricht Bild 25.

Tab. IX enthält die Abmessungen für alle Fernsehkanäle und das 2-m-Amateurband. Mit dieser Antenne ist ein Empfang von sieben benachbarten Kanälen möglich. Dieser Antennentyp wird vorzugsweise bei mittleren Entfernungen vom Sender angewendet.

8-Element-Antennen

Der Aufbau dieser Antenne erfolgt nach Bild 29. Die technischen Daten sind gegenüber der 6-Element-Antenne in bezug auf den Gewinn ($G \approx 9 \text{ dB}$) etwas verbessert.

Eine beachtenswerte Verbesserung ist beim VRV zu verzeichnen.

Die Abmessungen dieser Antenne sind die gleichen wie bei der 6-Element-Antenne nach Tab. IX; es sind lediglich beim praktischen Aufbau zwei Reflektoren mehr an-

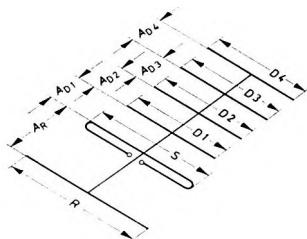


Bild 28. Aufbau von 6-Element-Antennen für Bereich III

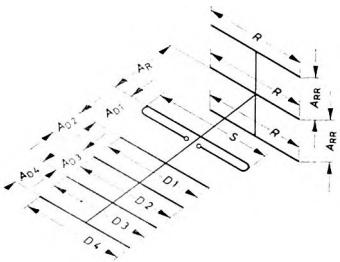


Bild 29. Aufbau von 8-Element-Antennen für Bereich III

zuordnen. Die erforderlichen Abstände A_{RR} sind in Tab. IX angegeben.

Die Antenne wird in ähnlicher Weise wie die 6-Element-Antenne eingesetzt, wobei sich eine Verbesserung des VRV ergibt.

13-Element-Antennen

Der Aufbau erfolgt nach Bild 30.

Die 13-Element-Antenne stellt eine Erweiterung der 8-Element-Antenne durch fünf zusätzliche Direktoren dar, wobei die 8-Element-Antenne der Grundbaustein ist. Tab. X enthält daher nur die Angaben für die Längen der Direktoren D_5 bis D_9 als Ergänzung zur Tab. IX. Für die Abstände A_{D5} bis A_{D9} gilt der Abstand A_{D1} nach Tab. IX.

Technische Daten

$G \approx 11,5 \text{ dB}$, $VRV \approx 20 \text{ dB}$, $\alpha_E \approx 38^\circ$, $\alpha_H \approx 41^\circ$.

Bild 31 zeigt das Diagramm dieser Antenne. Die Bandbreite der 13-Element-Antenne ist die gleiche wie die der 8-Element-Antenne, das heißt, es können sieben benachbarte Kanäle empfangen werden. Der Gewinnverlauf wird durch Bild 32 veranschaulicht. Aus Gründen der Übersichtlichkeit wurden die Kurven nicht für alle Kanäle angegeben, sondern nur für die Kanäle 5, 9 und 12. Die Gewinnkurven für die anderen Vorzugskanäle verlaufen in ähnlicher Weise, wie es aus den drei angegebenen Kurven erkennbar ist. Dieser Gewinnverlauf gilt sinngemäß für alle hier angegebenen Antennen.

Die 13-Element-Antennen sind bei größerer Entfernung vom Sender und in ungünstigen geografischen Empfangssituationen zweckmäßig.

18-Element-Antennen

Der Aufbau dieser 18-Element-Antennen erfolgt in gleicher Weise wie im Bild 30; es werden lediglich fünf weitere Direktoren zugefügt. Die Antenne hat also ins-

Tab. IX. Abmessungen von 6- und 8-Element-Antennen für Bereich III und 2-m-Amateurband

Kanal	2-m-Amateurband 144...148 MHz											
	5	6	7	8	9	10	11	12				
R	1050	1010	975	940	910	880	853	827	1285			
S	875	843	813	785	758	733	710	690	1070			
D_1	747	720	694	670	647	627	606	588	915			
D_2	755	727	700	677	654	633	613	595	924			
D_3	743	715	690	665	643	623	603	585	908			
D_4	730	703	678	655	632	612	593	575	894			
A_R	480	463	446	430	416	403	390	378	587			
A_{D1}	117	113	109	105	101	98	95	92	143			
A_{D2}	388	374	366	348	336	325	315	305	475			
A_{D3}	330	320	315	304	294	284	275	267	415			
A_{D4}	370	356	344	331	320	310	300	291	452			
A_{RR}	269	249	240	232	224	216	210	204	316			
B_H	1600	1540	1490	1430	1380	1340	1300	1260	1950			
A_E	1690	1620	1560	1510	1460	1410	1370	1320	2050			

Bild 30. Aufbau von 13-Element-Antennen für Bereich III

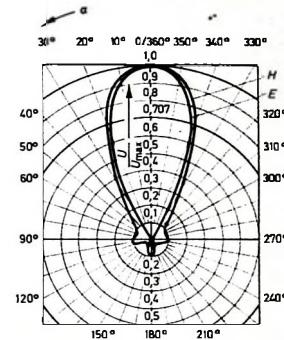
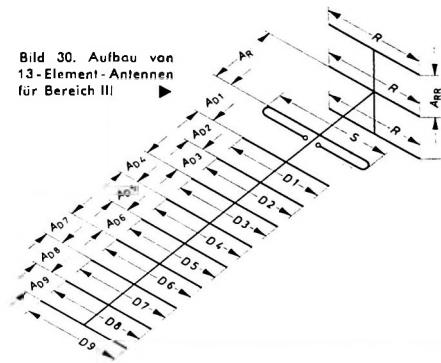


Bild 31 (oben). Normierte Richtdiagramme der 13-Element-Antennen nach Bild 30 in der E- und H-Ebene

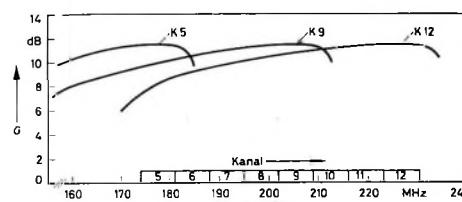


Bild 32. Gewinnverlauf der 13-Element-Antennen nach Bild 30 bei den Vorzugskanälen K5, K9 und K12

Tab. X. Abmessungen von 13-Element-Antennen für Bereich III und 2-m-Amateurband als Ergänzung zu Tab. IX

Kanal	2-m-Amateurband 144...148 MHz											
	5	6	7	8	9	10	11	12				
D_5	702	676	652	630	608	588	570	553	858			
D_6	678	652	630	607	587	568	550	534	830			
D_7	654	629	606	585	566	547	530	514	800			
D_8	628	605	583	563	544	520	510	495	768			
D_9	628	605	583	563	544	526	510	495	768			
$B_H = A_E$	2540	2440	2350	2270	2190	2120	2050	2000	3040			

gesamt 14 Direktoren. Die Längen dieser zusätzlichen Direktoren und ihre Abstände sind gleich. Die Direktorenlänge entnimmt man aus Tab. X; für D_{10} bis D_{14} gilt die Länge D_9 . Die Abstände A_{D10} bis A_{D14} entsprechen dem Abstand A_{D1} nach Tab. IX.

Technische Daten

$G \approx 12,5 \text{ dB}$, $VRV \approx 22 \text{ dB}$, $\alpha_E \approx 36^\circ$, $\alpha_H \approx 39^\circ$.

Die Bandbreite dieser Antenne umfasst ebenfalls sieben benachbarte Kanäle.

Die Antenne wird in ungünstigen Empfangssituationen verwendet, das heißt bei größerer Senderentfernung, in ungünstigen geografischen Situationen, beim Auf-

treten von Reflexionen und bei unbefriedigendem Fernempfang.

Größere Elementzahlen als angegeben sollten nicht verwendet werden, da die Dimensionierung dieser Antenne nur bis zu 18 Elementen erfolgt ist. Werden noch mehr Direktoren vorgesetzt, dann verschlechtern sich die angegebenen Eigenschaften wieder, das heißt, der Aufwand wirkt sich keinesfalls in der gewünschten Weise aus.

Diese Antenne ist eine sehr große Selbstbauantenne; beim praktischen Aufbau wird in jedem Falle die Unterstützung des Haltestabes der Direktoren durch Schrägbügelstützungen oder Unterzüge erforderlich (Fortsetzung folgt)

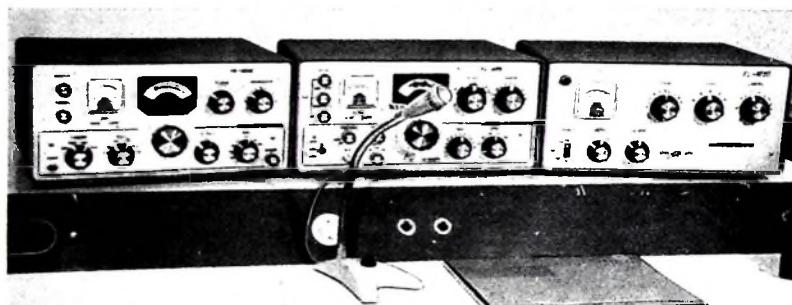
„F-Line“ und SSB-Transceiver „FT 150“

Die „F-Line“ und der SSB-Transceiver „FT 150“ sind preisgünstige KW-Amateurgärtze japanischer Herkunft (Sommerkampf), die auch im deutschen Fachhandel erhältlich sind. Der KW-SSB-Sender „FL-200B“ und der KW-SSB-Empfänger „FR-100B“ bilden eine komplekte Station, die noch durch die Linear-Endstufe „FL-1000“ ergänzt werden kann (Bild 1). Die Linear-Endstufe lässt sich aber auch an den SSB-Transceiver „FT 150“ anschließen.

linearen Skalenteilung ist besser als 1 kHz. Die Regelzeitkonstante (0,1 s bei AM und CW, 2 s bei SSB) wird durch den Betriebsartenschalter automatisch umgeschaltet. Mit dem Bedienungsknopf „Clarifier“ kann bei Transceive-Betrieb – der Empfänger lässt sich zusammen mit dem Sender „FL-200B“ als Transceiver verwenden – die Empfangsfrequenz der Sende Frequenz angeglichen werden. Außerdem ist es mit diesem Regler möglich, die

5,955 ... 5,355 MHz) ist mit dem VFO-Drehkondensator gekuppelt. Der VFO arbeitet mit einem Triodensystem der Röhre 12AT7 und hat für sämtliche Bänder den Frequenzbereich 4,9 ... 5,5 MHz. Die VFO-Frequenz wird dem 2. Mischstufe und über eine Pufferstufe der VFO-Ausgangsbuchse für Transceive-Betrieb zugeführt.

Das Mischprodukt der 2. Mischstufe (die 2. ZF von 455 kHz) gelangt über den Betriebsartenschalter und die erwähnte Fil-



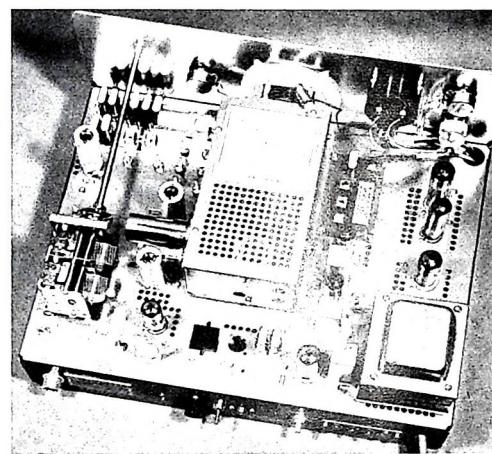
SSB-Empfänger „FR-100B“

Der Empfänger „FR-100B“ (Bild 2) ist ein Doppelsuper, bei dem die Selektivität in der zweiten ZF (455 kHz) durch ein mechanisches Filter, ein Quarzfilter und ein auf keramischer Basis aufgebautes mechanisches Filter festgelegt ist. Die 6-dB-Bandbreiten sind wahlweise 2,1 oder 4 kHz für AM, 2,1 kHz für SSB und 0,5 kHz für CW. Für 0,5 kHz liegt das Quarzfilter in Reihe mit dem 2,1-kHz-Filter.

Zur Demodulation von AM-Signalen ist ein normaler Diodendetektor vorhanden, für die Demodulation der SSB- und CW-Signale dient ein Ringdemodulator. Weitere technische Daten: Empfindlichkeit 0,5 μ V für 10 dB Signal-Rausch-Abstand, acht Frequenzbereiche (3,5 ... 4,1 MHz, 6,9 bis 7,5 MHz, 13,9 ... 14,5 MHz, 20,9 ... 21,5 MHz, 27,9 ... 28,5 MHz, 28,5 ... 29,1 MHz, 28,9 bis 29,5 MHz, 9,9 ... 10,5 MHz für WWV) sowie drei zusätzliche Bereiche zwischen 7,5 und 30,1 MHz mit jeweils 600 kHz Bandbreite. Für Eichzwecke ist ein 100-kHz-Generator eingebaut. Die Ablesegenauigkeit der

Bild 1 (oben). Ansicht der „F-Line“ mit Empfänger „FR-100B“ (links), Sender „FL-200B“ (Mitte) und Linear-Endstufe „FL-1000“ (rechts)

Bild 2. Chassisansicht des Empfängers „FR-100B“ mit VFO (Mitte) und ZF-Filter-Anordnung (rechts)



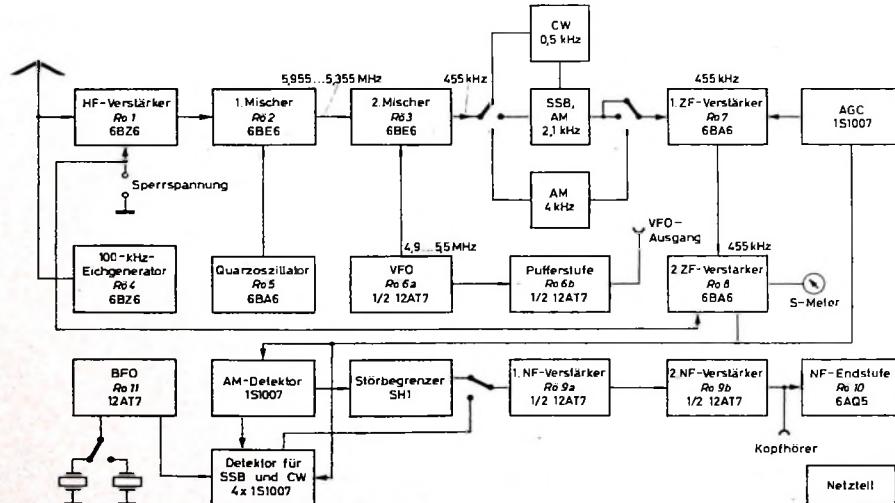
Empfangsfrequenz unabhängig von der Sende Frequenz in geringen Grenzen zu verstimmen. Der SSB-Empfänger arbeitet mit 12 Röhren und 15 Dioden. Die Abmessungen sind 38 cm \times 18 cm \times 30 cm, das Gewicht ist 12,5 kg.

Bild 3 zeigt das Blockschaltbild des „FR-100B“. Der HF-Verstärker ist mit der Pentode 6BZ6 bestückt. Eingangs- und Ausgangskreis dieser Stufe werden kapazitiv abgestimmt. Der zugehörige Doppeldrehkondensator ist als „Preselector“ an der Frontplatte zu bedienen. Auf den HF-Verstärker folgt die 1. Mischstufe mit der Röhre 6BE6, in der das HF-Signal mit dem Oszillatortakt des Quarzoszillators gemischt wird. Der Drehkondensator des Anodenkreises von Rö 2 (Abstimmungsbereich

teranordnung zu dem zweistufigen ZF-Verstärker mit den Röhren 6BA6. Die ZF-Röhren werden automatisch geregelt. Die Verstärkung der HF-Stufe und der ersten 455-kHz-ZF-Stufe kann zusätzlich von Hand geregelt werden. Der Ringdemodulator für SSB- und CW-Signale enthält vier Germaniumdioden 1S1007 und mischt das BFO-Signal mit dem 455-kHz-ZF-Signal. Ein dreistufiger NF-Verstärker mit den Röhren 12AT7 und 6AQ5 verstärkt das NF-Signal auf etwa 2 W NF-Ausgangsleistung. Zwischen NF-Teil und AM-Demodulator kann ein Serien-Störbegrenzer mit der Siliziumdiode SH 1 eingeschaltet werden.

Die Seitenbandwahl bei SSB-Betrieb ist bei diesem Empfänger am quarzgesteuerten BFO möglich. Der jeweils richtige Quarz wird mit dem Betriebsartenschalter gewählt. Für CW-Betrieb ist der LSB-Quarz in Betrieb.

Der Netzteil liefert neben der Heizspannung etwa die Gleichspannungen +180 V (ungekoppelt), +100 V (stabilisiert) und -100 V (Sperrspannung für den HF- und den 2. ZF-Verstärker).



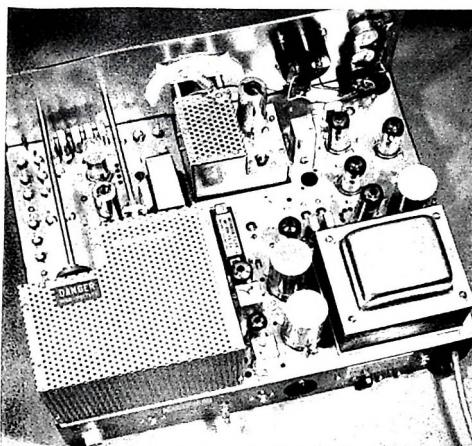


Bild 4: Chassisansicht des SSB-Senders mit VFO (Mitte) und abgeschirmter Endstufe (links)

SSB-Sender „FL-200B“

Mit dem SSB-Sender „FL-200B“ (Bild 4) ist CW-Betrieb mit stetig regelbarem Träger, AM-Betrieb mit einem Seitenband und zugesetztem Träger bei verminderter Leistung sowie SSB-Betrieb mit wahlweise unterem oder oberem Seitenband möglich. Die Ausgangsleistung der Sender-Endstufe ist 240 W PEP bei CW und SSB sowie 100 W bei AM. Träger- und Seitenbandunterdrückung werden mit 50 dB angegeben. An das Pi-Filter der Endstufe lassen sich Antennen von 50 bis 120 Ohm Impedanz anschließen. Der Mikrofoneingang ist hochohmig bei einem NF-Ubertragungsbereich von 400 bis 2700 Hz. Die Abmessungen des Senders (38 cm × 18 cm × 30 cm) entsprechen denen des Empfängers, das Gewicht ist rund 15,5 kg.

Das SSB-Signal wird nach der Filtermethode mit einem mechanischen 455-kHz-Filter aufbereitet. Der Trägerquarz schwingt auf 453,5 kHz, so daß das obere Seitenband erzeugt wird. Die Seitenbandwahl ist durch Mischen mit einem 8,545-MHz- oder 9,455-MHz-Signal möglich. Das so erzeugte 9-MHz-SSB-Signal wird in einer weiteren Stufe mit dem Signal eines Quarzoszillators so gemischt, daß zusammen mit dem VFO-Signal von 4,9 bis 5,5 MHz die gewünschte Ausgangsfrequenz entsteht. Die Ausgangsfrequenzen entsprechen den Empfängerfrequenzen, lediglich am oberen Ende des 10-m-Bandes fehlen 600 kHz; die höchste Frequenz des 10-m-Bandes ist 29,1 MHz.

Das eingebaute Mehrzweck-Meßinstrument läßt sich zur Kontrolle des Kathodenstroms der Endstufe oder als Relativ-Outputmeter umschalten. Die Sende-Empfangsumschaltung kann von Hand, mit PTT oder durch VOX-Steuerung erfolgen.

Bild 5 zeigt die Blockschaltung des SSB-Senders „FL-200B“. Das Mikrofonsignal wird in einem einstufigen NF-Vergärtler mit dem Pentodenystem der Röhre 6U8 verstärkt und über einen Kathodenfolger mit dem Triodensystem der 6U8 dem Balance-Modulator zugeführt. Der Kathodenfolger paßt die niedrige Eingangsimpedanz des Balance-Modulators an den NF-Vergärtler an. Neben dem NF-Signal gelangt zu dem mit vier Dioden bestückten Balance-Modulator das Signal des quarzgesteuerten Trägeroszillators. Es entsteht ein Doppelseitensignal mit unterdrücktem Träger. Im anschließenden mechanischen

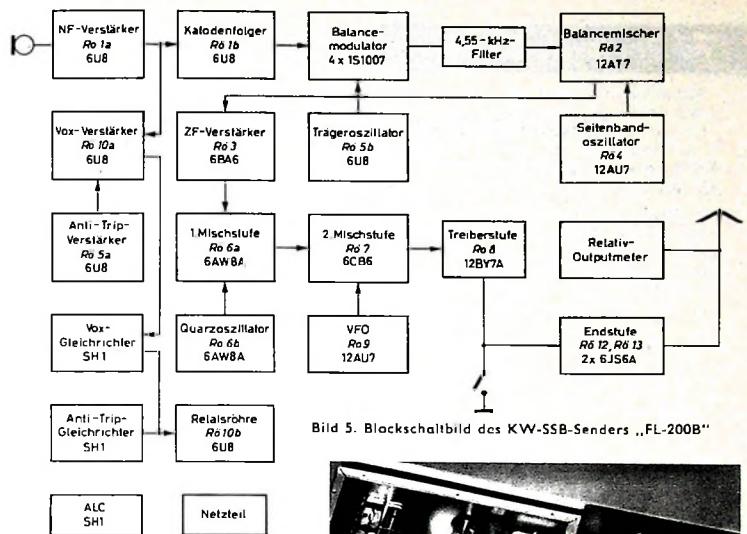


Bild 5: Blockschaltbild des KW-SSB-Senders „FL-200B“

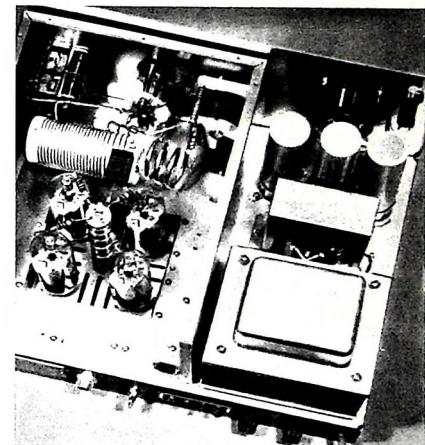


Bild 6: Ansicht der Linear-Endstufe „FL-1000“ mit abgenommener PA-Abschirmhaube und Stromversorgungsteil (rechts)

seite unterbrochen werden. Die Endstufe ist dann immer auf Empfang geschaltet, jedoch netzseitig in Betrieb. Die Röhren heizen, und die Endstufe ist daher bei Bedarf sofort betriebsbereit.

Im Ausgangskreis liegt ein Pi-Filter, mit dem Antennen von 50 bis 120 Ohm Impedanz angepaßt werden können. Die Eingangsimpedanz der Endstufe ist etwa 50 Ohm. Zwischen Eingang und unabgestimmtem Kathodenkreis liegt ein Tiefpaßfilter mit etwa 35 MHz Grenzfrequenz. Das Meßinstrument läßt sich auf Gitterstrom, Kathodenstrom, und Relativ-Output umschalten. Die Empfindlichkeit des Relativ-Outputmeters ist regelbar.

Für den Anschluß von Excitern ohne eigene ALC kann der Endstufe eine Regelspannung entnommen werden. Die Vorspannung der ALC-Diode ist zwischen 0 und 8,5 V einstellbar. Der eingebaute Netzteil hat zwei Transformatoren, und zwar einen für die Hochspannung (850 V) und den anderen für Heizung und negative Gittervorspannung.

Bild 6 zeigt den Aufbau der Linear-Endstufe mit den vier Endröhren und dem Pi-Filter (links). Die Kühlung erfolgt durch einen Ventilator von der Rückwand des (im Bild 6 geöffneten) Abschirmkäfigs aus. Rechts sind die beiden Netztransformatoren und die Elektrolytkondensatoren angeordnet. (Schluß folgt)

Oszillatoren mit RC-Netzwerken (RC-Generatoren)

Fortsetzung von FUNK-TECHNIK Bd. 22 (1967) Nr. 22, S. 869

3.2. Einfacher RC-Generator mit zwei Röhren
Im Bild 16 ist ein einfacher RC-Generator dargestellt, bei dem eine zweite Röhre für die notwendige Phasenumkehr der Rückkopplungsspannung sorgt. Diese Schaltung ist im Grunde ein zweistufiger RC-Verstärker, bei dem lediglich ein Rückkopplungsweg vom Ausgang auf den Eingang vorhanden ist, über den ein Teil der Ausgangsspannung wieder auf den Eingang zurück-

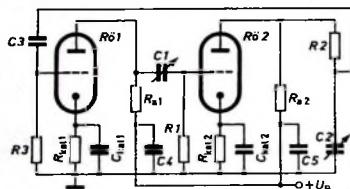


Bild 16. Einfacher RC-Generator mit einer zweiten Röhre zur Phasenumkehr

geführt wird. Die am Anodenwiderstand R_{a1} der ersten Röhre Rö1 auftretende Wechselspannung gelangt über das RC-Glied $C1, R1$ auf das Gitter der zweiten Röhre Rö2. Diese Röhre verstärkt die Spannung weiter und dreht gleichzeitig die Phase um 180° . Die Wechselspannung, die am Anodenwiderstand R_{a2} entsteht, gelangt auf ein zweites RC-Glied, bestehend aus dem Widerstand $R2$ und dem Kondensator $C2$. Von dort wird ein Teil der am Arbeitswiderstand R_{a2} auftretenden Wechselspannung über den Kondensator $C3$ auf das Gitter der Röhre Rö1 zurückgeführt. Diese rückgekoppelte Spannung muß die gleiche Phasenlage wie die ursprünglich am Gitter vorhandene Spannung haben, wenn sie diese in ihrer Wirkung unterstützen und damit das Entstehen und Aufrechterhalten von Schwingungen ermöglichen soll. An sich wäre diese Forderung allein schon durch die Phasenumkehr der zweiten Röhre erfüllt, wenn nicht zusätzliche Phasendrehungen durch die Kopplungsglieder entstünden. Das Kopplungsglied $R1, C1$ dreht die Phase nämlich um den Winkel φ_1 , der sich aus

$$\tan \varphi_1 = \frac{1}{2 \pi \cdot f_0 \cdot R_1 \cdot C_1} \quad (8)$$

errechnet.

Wenn diese zusätzliche Phasendrehung nicht die Schwingungsanfachung verhindern soll, muß sie kompensiert werden. Man erreicht das, indem man im zweiten Kopplungsglied $R2, C2$ Widerstand und Kondensator gegenüber dem ersten Kopplungsglied $R1, C1$ in ihren Plätzen vertauscht, beiden Bauelementen aber die gleichen Werte erteilt wie im ersten Kopplungsglied. Die Phasendrehung im zweiten Kopplungsglied ist dann so groß wie die im ersten Kopplungsglied, aber dieser entgegengesetzt. Beim ersten Kopplungsglied $R1, C1$ hat man es deshalb mit einem RC-Glied erster Art und beim zweiten mit einem RC-Glied zweiter Art zu tun. Der Winkel φ_2 , um den die Phase im zweiten Kopplungsglied gedreht wird, ergibt sich aus

$$\tan \varphi_2 = -2 \pi \cdot f_0 \cdot R_2 \cdot C_2. \quad (9)$$

Nur bei der Frequenz f_0 sind die beiden Phasenwinkel φ_1 und φ_2 gleich groß und einander entgegengesetzt. Diese Frequenz f_0 errechnet sich nach der Formel

$$f_0 = \frac{1}{2 \pi \sqrt{R_1 \cdot R_2 \cdot C_1 \cdot C_2}}. \quad (10)$$

Bei der Frequenz f_0 heben sich also die Phasendrehungen der beiden Kopplungsglieder $R1, C1$ sowie $R2, C2$ gegenseitig auf, so daß zwischen der Gitterspannung von Rö1 und der Rückkopplungsspannung wieder Phasengleichheit herrscht. Falls nicht noch andere Phasendrehungen in der Schaltung auftreten, schwingt der Generator mit der Frequenz f_0 . Verwendet man für die Kapazitäten $C1$ und $C2$ wie im Bild 16 Drehkondensatoren, dann kann man damit die Frequenz variieren. An Stelle der Kondensatoren $C1$ und $C2$ kann man aber auch die Werte der Widerstände $R1$ und $R2$ verändern, um damit den Generator abzustimmen.

Durch geeignete Wahl der Spannungsabfälle an den Katodenwiderständen R_{kat1} und R_{kat2} , die als Gittervorspannungen für

die Röhren dienen, muß die Amplitude der erzeugten Schwingungen so festgelegt werden, daß kein Gitterstrom in den Röhren auftritt. In diesem Fall ist der Klarfaktor am geringsten. Er beträgt allerdings bei einer Schaltung gemäß Bild 16 auch im günstigsten Fall noch mindestens 5 % [3].

RC-Generatoren von der im Bild 16 gezeigten Art haben heute keine große Bedeutung mehr, weshalb auch auf die Darstellung einer transistorbestückten Ausführung dieses Schaltungstyps verzichtet sei. Die Schaltung im Bild 16 wurde lediglich als Entwicklungsstufe der Technik erwähnt sowie zur Erläuterung der grundsätzlichen Wirkungsweise von RC-Generatoren mit getrennter Phasenumkehr.

Sehr große Bedeutung kommt dagegen dem Wien-Brücken-RC-Generator zu, der im folgenden Abschnitt näher untersucht werden soll.

3.3. RC-Generatoren mit Wien-Brücke

Der in diesem Abschnitt beschriebene Schaltungstyp von RC-Generatoren hat zur Phasenumkehr ebenfalls eine zweite Röhre beziehungsweise einen zweiten Transistor. Zur Aussiebung der gewünschten Frequenz dient eine Brückenschaltung, deren einer Zweig aus einem Serien- und einem Parallel-RC-Glied besteht. Diese Brückenschaltung, die nach ihren Erfindern als Wien-Brücke oder als Wien-Robinson-Brücke bezeichnet wird, soll nun zunächst näher betrachtet werden.

3.3.1. Die Wien-Brücke

Bild 17 zeigt den einen Zweig der Wien-Brücke, der aus einem Serien- und einem Parallel-RC-Glied besteht. Beide RC-Glieder

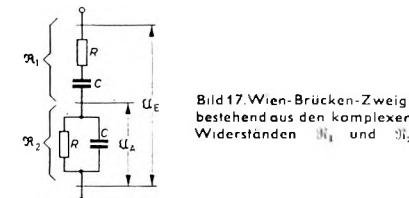


Bild 17. Wien-Brücke-Zweig, bestehend aus den komplexen Widerständen \Re_1 und \Re_2

sind in Reihe geschaltet. Das Serien-RC-Glied bildet den komplexen Widerstand \Re_1 und das Parallel-RC-Glied den komplexen Widerstand \Re_2 . Die beiden ohmschen Widerstände R und die beiden Kapazitäten C sollen jeweils gleiche Werte haben, das heißt, die Wien-Brücke soll symmetrisch sein.

Das Bild 18 ist lediglich eine Umzeichnung des Bildes 17. Man erkennt darin vielleicht besser die Hintereinanderschaltung eines

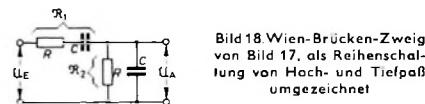


Bild 18. Wien-Brücke-Zweig von Bild 17, als Reihenschaltung von Hoch- und Tiefpaß umgezeichnet

Hoch- und eines Tiefpasses oder – anders ausgedrückt – die Hintereinanderschaltung eines RC-Gliedes erster Art und eines RC-Gliedes zweiter Art, aus der dieser Zweig der Wien-Brücke besteht. Die Phasenverschiebung zwischen der Eingangsspannung U_e und der Ausgangsspannung U_o dieser Schaltung wird bei einer ganz bestimmten Frequenz, die hier wieder mit f_0 bezeichnet sei, zu Null. Diese Frequenz f_0 ist dann erreicht, wenn das Verhältnis von ohmschem zu kapazitivem Widerstand des Wien-Brücken-Zweiges gleich Eins wird, das heißt, wenn

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

ist. Die Wien-Brücke ist also selektiv, das heißt, sie hat eine aussiebende Wirkung auf die Frequenz, ähnlich der eines Schwingkreises.

Im Bild 19 ist die gesamte Wien-Brücke dargestellt. Die Widerstände R_3 und R_4 sind ohmsche Widerstände. In der Schaltung

eines Wien-Brücken-RC-Generators dient der Widerstand R_4 meist als Katodenwiderstand für eine Röhre. Für R_3 wird häufig ein Heißleiter verwendet, der eine stabilisierende Wirkung auf die Schwingungsspannung hat.

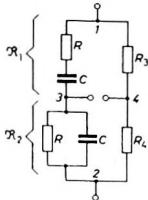


Bild 19. Die gesamte Wien-Brücke

Die komplexen Widerstände \Re_1 und \Re_2 in den Bildern 17 bis 19 haben die Größe

$$\Re_1 = R + \frac{1}{j \omega \cdot C} \quad (11)$$

und

$$\Re_2 = \frac{R + \frac{1}{j \omega \cdot C}}{R + \frac{1}{j \omega \cdot C}} \quad (12)$$

Da der komplexe Widerstand \Re_2 aus der Parallelschaltung eines ohmschen Widerstandes und eines Kondensators (kapazitiver Widerstand) besteht, muß für die Berechnung dieses Widerstandes die Formel für die Parallelschaltung von Widerständen

$$R_{\text{ges}} = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$

angewendet werden, aus der sich dann nach Einsetzen des Imaginärteiles sowie des Wirkanteiles die vorstehende Gl. (12) ergibt. Das Verhältnis der Ausgangsspannung U_A zur Eingangsspannung U_E ist gleich dem Verhältnis des Teilwiderstandes \Re_2 , an dem die Ausgangsspannung U_A auftritt, zum Gesamtwiderstand $\Re_{\text{ges}} = \Re_1 + \Re_2$. Da der Spannungsteilerfaktor \Re der Wien-Brücke das Verhältnis der Ausgangsspannung zur Eingangsspannung ist, erhält man

$$\Re = \frac{U_A}{U_E} = \frac{\Re_2}{\Re_1 + \Re_2} \quad (13)$$

Setzt man in diesen Ausdruck Gl. (11) und Gl. (12) für die Widerstände \Re_1 und \Re_2 ein, dann ergibt sich

$$\Re = \frac{U_A}{U_E} = \frac{\frac{R/j \omega \cdot C}{R + \frac{1}{j \omega \cdot C}}}{R + \frac{1}{j \omega \cdot C} + \frac{R/j \omega \cdot C}{R + \frac{1}{j \omega \cdot C}}} \quad (14a)$$

(12) Trennt man in diesem etwas kompliziert scheinenden Ausdruck die Realteile und Imaginärteile voneinander, so erhält man nach einigem Umformen

$$\Re = \frac{U_A}{U_E} = \frac{1}{3 + j \left(\omega \cdot R \cdot C - \frac{1}{\omega \cdot R \cdot C} \right)} \quad (14b)$$

Der Spannungsteilerfaktor \Re wird reell, wenn der Imaginärteil unter dem Bruchstrich von Gleichung (14b) verschwindet, wenn



Kennen

... Sie schon unser Dynamic Hi Fi Mikrofon TM 40* in Ganzmetallausführung? Wenn Sie es besitzen wird es Ihnen Freude bereiten; nicht nur durch seine unverkennbare Klangtreue (Übertragungsbereich 35 bis 16 000 Hz \pm 2 dB), auch die anderen technischen Details, wie ausgeprägte nierenförmige Richtcharakteristik, eingebauter Windschutz und Sprache/Musikschatzung werden Sie begeistern. Jedem TM 40 liegt das Original Prüfzertifikat bei.

* Die Brücke zum guten Ton für Studio, Orchester, Tanzkapellen, Tonbandaufnahmen.

**Dynamic Hi Fi Mikrofon
TM 40**
mit Nierencharakteristik

PEIKER acoustic
6380 Bad Homburg - Obereschbach
Postfach 235 · Tel. 0 61 72 / 2 20 84



also die Phasendrehungen des Serien- und Parallel-RC-Gliedes gleich groß werden, aber einander entgegengesetzt sind, so daß sie sich gegenseitig aufheben. Dieser Zustand tritt nur bei der Frequenz ω_0 beziehungsweise f_0 ein, die sich zu

$$\omega_0 = \frac{1}{R \cdot C} \quad (15a)$$

beziehungsweise

$$t_0 = \frac{1}{2\pi \cdot R \cdot C} \quad (15b)$$

errechnet. Dabei ist

$$|\mathfrak{K}| = K_0 = \frac{1}{3}, \quad (15c)$$

wie man aus Gl. (14b) ablesen kann.

Daraus erhält man auch das Verhältnis der Widerstände $R_1 : R_2$.
 Da bei der Frequenz f_0

$$|\bar{M}| = K_0 = \frac{|\mathfrak{U}_A|}{|\mathfrak{U}_B|} = \frac{|\mathfrak{R}_2|}{|\mathfrak{R}_1| + |\mathfrak{R}_2|} = \frac{1}{3}$$

ist, muß

$$|\mathfrak{R}_1| : |\mathfrak{R}_0| = 2 : 1$$

sein.

Macht man auch das Verhältnis der ohmschen Widerstände $R_3 : R_4 = 2:1$, dann herrscht Brückengleichgewicht. Ist die Brücke in einem Wien-Brücken-Generator eingesetzt, so kann der Generator nicht schwingen, da in der Brückendiagonale, also zwischen den Punkten 3 und 4 (s. Bild 19), keine Spannung auftritt und dadurch die Rückkopplungsbedingung nicht erfüllt ist. Die Wien-Brücke darf also beim Einsatz in einem Generator nie exakt im Gleichgewicht befinden, sondern muß immer etwas verstimmt sein. Im Bild 20 ist der Verlauf des Betrages K des Spannungsteilerfaktors der Wien-Brücke in Abhängigkeit von der Frequenz aufgetragen. Außerdem enthält das Diagramm den Verlauf des Pha-

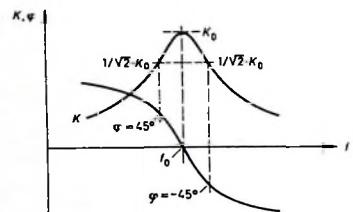


Bild 20. Verlauf des Phasenwinkels φ zwischen Ein- und Ausgangsspannung der Wien-Brücke und des Beitrages des Spannungsteilerfaktors K in Abhängigkeit von der Frequenz f .

senwinkels φ , den die Wien-Brücke zwischen der Eingangsspannung U_E und der Ausgangsspannung U_A erzeugt. Dieser Phasenwinkel ändert sich ja ebenfalls mit der Frequenz.

Winkel ändert sich ja exakt mit der Frequenz. Bei der Frequenz f_0 ist der Phasenwinkel φ gleich Null. Für diese Frequenz ist die Mitkopplungsbedingung erfüllt, wenn die Wien-Brücke in einem RC -Generator eingesetzt ist, weil bei dieser Frequenz die Rückkopplungsspannung keine zusätzliche Phasenverschiebung durch die Wien-Brücke mehr erfährt. Der Betrag K des Spannungsteilfaktors hat an dieser Stelle der Frequenzskala seinen Höchstwert K_0 . Bei einem Phasenwinkel φ von $\pm 45^\circ$ ist K auf den $1/\sqrt{2}$ ten Teil von K_0 abgesunken.

Das Verhalten der Wien-Brücke in Abhängigkeit von der Frequenz ähnelt stark dem eines LC-Schwingkreises. Der Verlauf des Spannungsteilerfaktors in Abhängigkeit von der Frequenz entspricht dem Verlauf des Resonanzwiderstandes beim Parallel-LC-Schwingkreis. An der Stelle der Resonanzfrequenz auf der Frequenzskala erreicht beim Parallel-Schwingkreis dessen Resonanzwiderstand seinen Höchstwert. Er nimmt dann ohmschen Charakter an, da sich der induktive und der kapazitive Widerstand gegenseitig aufheben. Der Phasenwinkel ist dann gleich Null. Bei einem Phasenwinkel von $\pm 45^\circ$ sind der Schwingkreiswiderstand

und die Schwingkreisspannung ebenfalls auf den $1/\sqrt{2}$ ten Teil des Wertes bei Resonanz abgesunken. Aus diesem Grunde hat die Wien-Brücke auch eine "Güte" Q , die gleich K_0 ist. Diese "Güte" der Wien-Brücke kennzeichnet jedoch keine Spannungsüberhöhung wie beim LC -Schwingkreis, sondern eine Spannungsuntersetzung. Sie ist deshalb kleiner als Eins.

3.3.2. Die Schaltung des Wien-Brücken-Generators

Schaltet man gemäß Bild 21 die Wien-Brücke mit einem zweistufigen RC -Verstärker zusammen, so erhält man einen Wien-Brücken- RC -Generator. Da der Betrag des Spannungsteilerfaktors der Wien-Brücke für die Frequenz f_0 gerade $K_0 = 1/3$ ist, muß

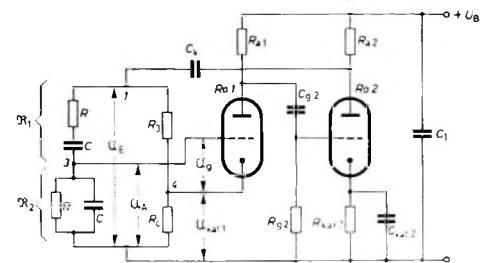


Bild 21. Grundsätzliche Schaltung eines Wien-Brücken-Generators

die Verstärkung beider Röhren zusammen mindestens dreifach sein, damit Schwingungen entstehen können. Dieser Verstärkungsfaktor liegt beträchtlich unter dem, der für RC-Generatoren mit Phasenschieberketten notwendig ist. Da mit zwei Röhren oder zwei Transistoren eine wesentlich größere Verstärkung erreicht wird, hat man eine genügende Verstärkungsreserve zur Verfügung, die für eine starke Gegenkopplung ausgenutzt werden kann. Dadurch lässt sich der Klirrfaktor bei Wien-Brücken-Generatoren weit unter das mit Phasenschiebergeneratoren erreichbare Maß herunterdrücken.

An der Brückendiagonale (Punkte 3 und 4) tritt die Spannung U_2 auf, die die Röhre $Rö 1$ ansteuert. Diese Spannung erscheint in verstärkter Form an dem Anodenwiderstand R_{a1} und gelangt über den Kondensator C_{g2} und den Widerstand R_{g2} auf das Gitter der Röhre $Rö 2$. Die an deren Anodenwiderstand R_{a2} entstehende Wechselspannung gelangt über den Kondensator C_k an den Punkt 1 der Wien-Brücke. $Rö 1$ bewirkt eine Phasendrehung von 180° , die durch die Phasenverschiebung von $Rö 2$ wieder aufgehoben wird. Die Wechselspannung an der Anode von $Rö 2$ ist also mit der Wechselspannung am Gitter von $Rö 1$ in Phase.

also mit der Wechselspannung am Gitter von Rö 1 in Phase. Wäre am Eingang von Rö 1 keine Wien-Brücke vorhanden und würde die Anode von Rö 2 nur über den Kondensator C_k mit dem Gitter von Rö 1 verbunden sein, so würde ein sehr breites Frequenzspektrum erzeugt werden. Bei genügend starker Kopplung zwischen beiden Röhren könnten dann sogar Rechteckschwingungen entstehen. Die Schaltung wäre zu einem astabilen Multivibrator geworden. Da aber in der Wien-Brücke alle Frequenzen mit Ausnahme der Frequenz f_0 eine nochmalige Phasendrehung erfahren, ist für diese unerwünschten Frequenzen die Selbsterregungsbedingung nicht mehr erfüllt. Diese Frequenzen können sich daher im Wien-Brücken-Generator nicht erregen, sondern nur die Frequenz f_0 .

Der Widerstand R_4 der Wien-Brücke dient in der Schaltung in Bild 21 zugleich als Katodenwiderstand für die Röhre $Rö 1$. An diesem Widerstand fällt die Spannung U_{kath} ab. Der Wert des Widerstandes R_4 ist durch die Röhrendaten vorbestimmt. Der Widerstand R_3 wird etwa doppelt so groß gemacht wie R_4 , da das Verhältnis von $R_3 : R_1$ ungefähr 2:1 sein soll, wie es früher schon erwähnt wurde. (Fortsetzung folgt)

(Fortsetzung folgt)

**Kassetten,
Kombi-Taschen.
Meßgeräte
für die Werkstatt**

SERVIX

BENTRON

BTR 403

U_{ROM} = 400 V, I_{eff} = 3 A
 I_{Stoss} = 40 A, I_B = 25 mA
 I_{GF} = 50 mA, U_F = 1,55 V
 Preis: 1-24 ab 25 ab 100 St.
 DM 14,- 12,- 11,-

Sofort lieferbar!

TRIAC

(TO-66-Gehäuse)

BTR 406

U_{ROM} = 400 V, I_{eff} = 6 A
 I_{Stoss} = 60 A, I_B = 50 mA
 I_{GF} = 50 mA, U_F = 1,9 V
 Preis: 1-24 ab 25 ab 100 St.
 DM 16,50 14,- 13,-

NEUMÜLLER CO GMBH
 8 MÜNCHEN 13 · SCHRAUDOLPHSTRASSE 2a · TELEFON 299724 · TELEX 062211m
 In der Schweiz: DIMOS AG, 8048 ZURICH, Badener Str. 701, Tel. 62 61 40, Telex 52028

Preiswerte Transistoren und Dioden



Ba 100	DM 1,50
OA 91	DM 50
1 N 70	DM 35
OC 30	DM 3,50
AD 139	DM 3,50
2 N 2218	DM 3,60
Si-Gleichrichter 1 A	DM 95
Si-Gleichrichter 2 A	DM 145
AC 117	DM 1,80
AC 122	DM 1,35
AC 151	DM 1,35
AC 152V	DM 2,20
AF 118	DM 3,30
AF 239	DM 3,45
BC 107	DM 1,45
BC 108	DM 1,25
BC 109	DM 1,50
2 N 708	DM 2,70

Weitere Transistoren und Bauteile finden Sie in unserer kostenlosen Preisliste 10-67

Radio-Elektronik Versand
 R. Reuter · 2407 Bad Schwartau
 Postfach 330 · Tel. 06 51 80 78 72

Auf Draht bleiben durch Studium moderner FACHBÜCHER

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

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

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

Amateure! Seltene Gelegenheit!
 Verk. neuw. UKW-Send. Telef. 12 W
 80 dzm. kompl. m. 8 Röhr. m. Empfäng.
 m. 13 Röhre, einwandfrei, o/Netzteil, zus.
 nur DM 185,- (= 20 % d. Neupreises)
 Nachn. R. Storck, 858 Bayreuth, Auß.
 Badstr. 16/3

Kaufgesuche

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

Labor-Meßinstrumente aller Art. Char-
 lottenburger Motoren, Berlin 30

Größere Posten...
 elektronischer Bauteile, Geräte und
 Aggregate sowie Röhren und Halb-
 leiter übernimmt gegen Kasse
 Atzter-Radio, Abt. 9, 1 Berlin 61,
 Stresemannstraße 100, Telex 018 5775

TRIAL COLOR-S

Ein neues Antennensystem

DBGM

DBPa.

Hoher Spannungsgewinn im
 ganzen UHF-Bereich (K 21-65),
 kurze Bauart, bequeme Montage

Typ bba.

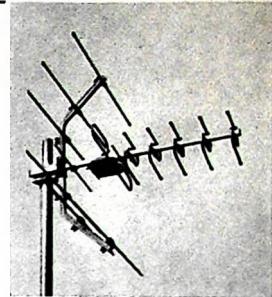
7941 S Corner 11,5 db DM 40,-

7824 S 24 EL. 13-14 db DM 60,-

7842 S 42 EL. 14-16 db DM 82,-

7860 S 60 EL. 15-17 db DM 104,-

Günstige Rabatte



TRIAL ANTENNEN DR. TH. DUMKE KG

407 RHEYDT, Postfach 75, Telefon 42770, Telex 852531

Preiswerte Transistoren



AC 117	DM 2,50
AC 122	DM 1,50
AC 151 V	DM 1,60
AC 167 K /	AC 168 K
kompl. Paar	DM 3,70
AD 148	DM 3,95
AF 118	DM 3,35
BC 107	DM 1,50 10 / DM 1,30
BC 108	DM 1,40 10 / DM 1,20
BC 109	DM 1,55 10 / DM 1,35
BC 170 B	DM 1,10 10 / DM 1,-
BF 115	DM 3,20 10 / DM 3,-
2 N 706	DM 1,70 10 / DM 1,60
2 N 708	DM 2,75 10 / DM 2,60
2 N 914	DM 3,- 10 / DM 2,85
2 N 2219 A	DM 4,60 10 / DM 4,35

Nur Original Transistoren! Preis-
 günstige Bauteile finden Sie in
 unserer kostenlosen Preisliste.

Prompter NN-Versand ab Lager!

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

AMATEURFUNK F-Line

(Siehe Bericht in diesem Heft Seite 901)

Die bewährten Geräte der F-Line und ein breites Programm an Fertig-
 geräten und Bauteilen, Antennen und Rotoren, Mikrofonen und
 vielen Zubehörteilen von Ihrem Fachlieferanten:

Richter & Co. Funkgeräte · Elektronik Abt. Amateurfunk
 3 Hannover, Grabbestr. 9, Ruf (0511) 66 46 11/12, Telex 09 22 343



MENTOR

I. Baustein-System (15 x 15 x 10)

- a) Kleinskalen mit Arretierung
- b) Untersetzte Skalen (10 : 1)
- c) Prüfbuchsen
- d) Umschalter



II. Digitalbausteine (30 x 60 x 20)

- a) Digital-Einstellknopf mit Feststeller
- b) Digitalfriegel (10 : 1)
- c) Digitalzahlwerk



III. Miniatur-Einstelltriebe

Übersetzung 10 : 1 (Länge 14 mm, Gehäuse-Ø 10 mm). Einfache Montage durch Einlochbefestigung. Präzisionsausführung für hohe Anforderungen.



Ing. Dr. Paul Mozar

Fabrik für Feinmechanik und Elektrotechnik
 4 Düsseldorf-Gerresheim, Postf. 206

Es lohnt sich!

Praise stark herabgesetzt
 für Schreibmaschinen aus
 Vorführung und Betoren,
 trotzdem Garantie u. Untersch-
 reichl. Kleinst. Kosten. Farben
 Sie Gratiskatalog 907 S

NÖTHEL Deutslands größtes
 Schreibmaschinenhaus
 34 GÖTTINGEN, Postfach 601

Drahtlose Mikrofone, Abhörgeräte (für
 den Export) Streichholzschatz-Format
 bis Zuckerwürfelgröße, Reichweite
 bei Radio-Empfang bis ca. 5 km.
 Vertretungen zu vergeben. Prospekt frei!
 Hersteller: Alfred G. Stobbe, Elektronik
 u. Gerätebau, 8391 Klaferstraße, BRD.

Elektronische Selbaut-Orgeln
 alle Größen, Bausätze-Einzelteile.
 Kostenlose Nettoliste direkt von:
 Electron Music, 4951 Döhren 70,
 Postfach 10/18

KARLGUTH

1 BERLIN 36

Dresdener Str. 121/122

Schachtelbare Spulenkörper
 Din 41304 M- und Ej-Serie



Integrierte Schaltkreise ab DM 7,50

Bitte Liste I 13 mit Schaltbeispielen
 verlangen.

K. SAUERBECK,
 85 Nürnberg, Beckschlagergasse 9
 Mira-Geräte u. radiotechn. Modellbau

Sicherheit

E.-Thälmann-Str. 56

Sicherheit beginnt bei der Geräte-Konzeption

SABA denkt an die Sicherheit schon lange bevor die erste Leiterplatte geätzt, der erste Transistor eingelötet wird. Systematisch. Von einer Entwicklungsstufe zur andern. Denn Sicherheit ist mit das wichtigste Konstruktionsziel.

Sicherheit verbürgt Lebensdauer

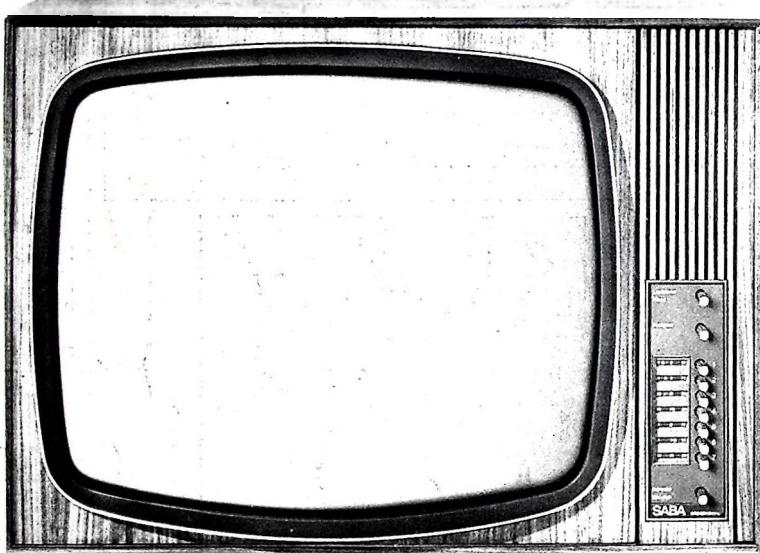
SABA-Geräte funktionieren nicht nur heute und morgen gut, sondern noch nach Jahren. Weil jedes Bauteil auf seine Sicherheit geprüft und ausgewählt wurde. Weil (entgegen modernen Trends) für jede Funktion das bestgeeignete (und häufig teurere) Bauteil gewählt wird.

Sicherheit bestimmt die Fertigung

Nicht optimale Stückzahl bei rationeller Fertigung, sondern größte Sicherheit trotz rationaler Fertigung. Das ist die Devise. Und deshalb ist Sorgfalt bei SABA oberstes Gebot in der Produktion. Jeder Mitarbeiter weiß das. Mit Sicherheit.

... und viele Prüfungen machen SABA-Geräte funktionssicher

SABA verläßt sich nicht darauf, fehlerhafte Bauteile bei späteren Funktionsprüfungen zu entdecken. Denn leichte Bauteilefehler können ein Gerät bei der Prüfung funktionieren lassen, werden also übersehen. Darum prüft SABA alle Bauteile einzeln. Mit sicheren Methoden.



SABA Schauinsland T 197 electronic
Seine Sicherheit heißt Fortschritt. Fortschrittlich ist die spielend leichte Kanalwahl durch den neuen Dioden-Tuner. Seine 7 Stationenlasten sind für VHF und UHF voll programmierbar.

Fortschrittlich ist die moderne Farbgebung des eleganten Gehäuses. Unter diesen Farben kann Ihr Kunde wählen: Rüster, mattweiß oder Farbkombinationen anthrazit/weiß, rubinrot/weiß, tundragrün/weiß. Mehrpreis DM 16,-. Der SABA T 197 besitzt eine frontmontierte 59-cm-Bildröhre, Fernsteueranschluß und einen großen Frontlautsprecher. In Nußbaum naturhell mattiert

Festpreis DM 798,-

Sicherheit auch für den Service

Qualitätsgerät und Service? Der Fernsehfachmann weiß: das ist kein Widerspruch. Er schätzt servicefreundliche Geräte. SABA-Fernsehgeräte haben ein Drehflügelklappchassis. Mit Sicherheit ist darauf jeder Punkt mühelos zu erreichen.

Die Form – ein wichtiger Gesichtspunkt, auch bei SABA

Gekauft wird, was gefällt. Deshalb erkundet SABA systematisch die Wünsche der Käufer. Läßt erfahrene Groß- und Einzelhändler bei der Formgestaltung mitsprechen: Form und Ausstattung der SABA-Geräte sind marktgerecht. Sie geben dem Händler Sicherheit für einen guten Verkauf.

Preiswürdigkeit und Preisstabilität sorgen für Sicherheit

SABA-Geräte sind nicht billig, immer jedoch ihren Preis wert. Weil sie durch und durch auf Sicherheit gebaut sind. Sie sind preisstabil durch gebundene Festpreise. Das sichert jedem Fachhändler seine feste Handelsspanne.

SABA sorgt für Sicherheit – auch auf dem Markt

SABA-Geräte erscheinen in keinem Waren- oder Kaufhaus, nicht auf dem Grauen Markt. Weder beim Discounter noch in C + C- oder Möbellägern sind sie zu bekommen. Das verhindert die SABA-Vertriebsbindung. Sie gibt dem Fachhandel Sicherheit.

SABA

Schwarzwälder Präzision