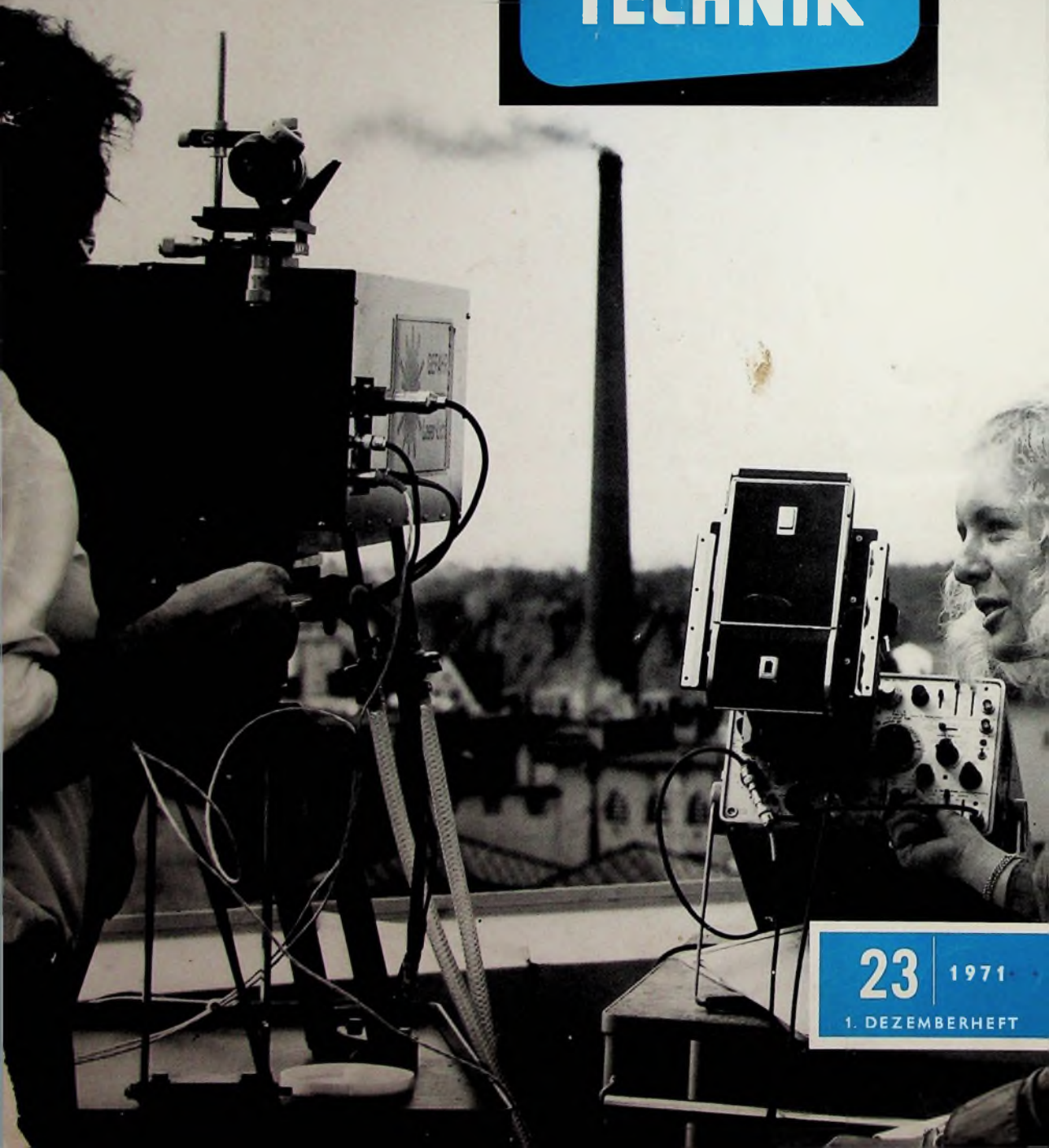


BERLIN

FUNK- TECHNIK



23 | 1971

1. DEZEMBERHEFT

Fachliteratur von hoher Qualität



Handbuch für Hochfrequenz- und Elektro-Techniker

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

Oszillografen-Meßtechnik

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

Fundamente der Elektronik

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

Schaltungen und Elemente der digitalen Technik

Eigenschaften und Dimensionierungsregeln zum praktischen Gebrauch
von KONRAD BARTELS und BORIS OKLOBDZIJA
156 Seiten · 103 Bilder

Transistor-Schaltungstechnik

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

Mikrowellen

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

Elektrische Nachrichtentechnik

von Dozent Dr.-Ing. HEINRICH SCHRÖDER

I. Band: Grundlagen, Theorie und Berechnung passiver Übertragungsgelände
650 Seiten · 392 Bilder · 7 Tabellen ... Ganzleinen 40,— DM

II. Band: Röhren und Transistoren mit ihren Anwendungen bei der Verstärkung, Gleichrichtung und Erzeugung von Sinusschwingungen
603 Seiten · 411 Bilder · 14 Tabellen ... Ganzleinen 40,— DM

In Vorbereitung

III. Band: Grundlagen der Impulstechnik und ihre Anwendung beim Fernsehen

Neuerscheinung

Computer-Technik — leicht verständlich

von Dr. HERMANN RECHBERGER
227 Seiten · 76 Bilder · 16 Tabellen ... Ganzleinen 32,— DM

Handbuch der Elektronik

Bauelemente und industrielle Schaltungstechnik
Herausgeber: Dr. REINHARD KRETZMANN
Mitautoren: Ing. PAUL GERKE · Ing. FRANZ KUNZ
529 Seiten · 478 Bilder · 17 Tabellen ... Ganzleinen 42,— DM

Technik des Farbfernsehens in Theorie und Praxis NTSC · PAL · SECAM

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

Praxis der Rundfunk-Stereophonie

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

Prüfen · Messen · Abgleichen Fernsehempfänger-Service

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

Prüfen · Messen · Abgleichen Service an Farbfernsehempfängern PAL · SECAM

von WINFRIED KNOBLOCH
176 Seiten · 64 Bilder

Kompendium der Photographie

von Dr. EDWIN MUTTER

I. Band: Die Grundlagen der Photographie
Zweite, verbesserte und erweiterte Auflage
358 Seiten · 157 Bilder

II. Band: Die Negativ-, Diapositiv- und Umkehrverfahren
334 Seiten · 51 Bilder

III. Band: Die Positivverfahren, ihre Technik und Anwendung
304 Seiten · 40 Bilder · 27 Tabellen ... Ganzleinen 27,50 DM

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

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH

1 BERLIN 52 (BORSIGWALDE)

gelesen · gehört · gesehen	864
FT meldet	866
Forschung und Fortschritt	867
Magnetton Hi-Fi-Stereo-Cassettenrecorder „N 2510“ mit dynamischen Rauschbegrenzer	869
Rundfunk UKW-Tuner mit 3-Kreis-Diodenabstimmung	871
Personliches	872
Elektroakustik Mischpulte und Verstärker für Diskothek-Betrieb „RTV 900 HiFi/4-D-Stereo“ und „Studio 2000 HiFi/4-D-Stereo“ mit 4-D-Stereo-Raumklanganrichtung	873
Angewandte Elektronik Quartzgesteuerte Antriebselektronik für eine Batterie-Uhr mit integrierten Frequenzteiler-Bausteinen Laser und Luftverschmutzung	877
Lautsprecher Hochwertiger elektrostatischer Lautsprecher für den Mittel-Hochtonbereich	881
Antennen Aktive blitzsichere Antenne	883
Für den KW-Amateur Funksprechgerät für das 2-m-Amateurband mit hohem Bedienungskomfort	885
Schaltungstechnik Bipolar- oder Feldeffekttransistor im Empfängereingang?	890
FT Baustein Serie Elektronischer Tremolobaustein	892
Für den Tonband-Amateur Überblend-Adapter „LFD 3055“ für den Cassettenrecorder „N 2209 AV automatic“	893
Lehrgänge	893
Neue Bücher	894

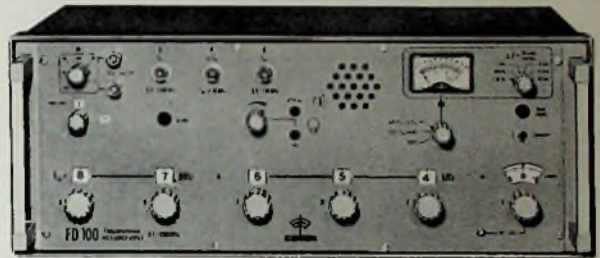
Unser Titelbild: Riesenimpuls laser von Siemens im Einsatz bei der Messung von Rauchpartikeln und der Entfernung einer Rauchwolke (s. a. S. 880) Aufnahme: Siemens

Aufnahmen: Verfasser, Werktaufnahmen, Zeichnungen vom FT-Atelier nach Angaben der Verfasser

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH 1 Berlin 52 (Borsigwalde), Eichborndamm 141-167 Tel. (0311) 4121031 Telex 0181632 vrfkt Telegramme Funktechnik Berlin Chefredakteur Wilhelm Roth Stellvertreter Albert Janicke Ulrich Radke, sämtlich Berlin Chefkorrespondent Werner W. Dielenbach, Kempten/Allgäu Anzeigenleitung Marianne Weidemann, Chefgraphiker B. W. Beerwirth Zahlungen an VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH Postscheck-Konto Berlin West 7664 oder Bank für Handel und Industrie AG 1 Berlin 65, Konto 79302 Die FUNK-TECHNIK erscheint monatlich zweimal Preis je Heft 280 DM Auslandspreis laut Preisliste Die FUNK-TECHNIK darf nicht in Lesezirkel aufgenommen werden Nachdruck - auch in fremden Sprachen - und Vervielfältigungen (Fotokopie, Mikrokopie, Mikrofilm usw.) von Beiträgen oder einzelnen Teilen daraus sind nicht gestattet - Satz und Druck Druckhaus Tempelhof

Dekadischer Service-Frequenzmesser

- ▶ Vielseitig einsetzbar als Frequenz-Eichnormal und Generator für Labor und Außendienst
- ▶ Hohe Treffsicherheit und Stabilität
- ▶ Geringes Gewicht, niedriger Leistungsbedarf
- ▶ Leichte Bedienbarkeit, günstiger Preis



FD 100 Ein Erzeugnis der Schomandi KG



Wichtige Anwendungsgebiete sind: Messen und Abstimmen von Quarzoszillatoren, Quarzfiltern, Telemetrie geräten; Eichen von Sendern und Empfängern, Senderfernmessung, Frequenzkonstanz-Registrierung. Der FD 100 eignet sich auch als Frequenz-Eichnormal für Quarzoszillatoren und Selektivruferichtungen beim Sprechfunkgeräte-Service. Geringes Gewicht (10 kg) und niedriger Leistungsbedarf (4,5 VA) sind weitere Vorteile für den Außendienst.

Der große Grundfrequenzbereich bis 105 MHz (Harmonische bis 1000 MHz) ist in 1-kHz-Schritten quarzgenau rastbar und auf ± 20 Hz feineinstellbar, mit Zusatzzähler auf ± 1 Hz (Quarzfehler $5 \cdot 10^{-8}$ /Monat) Analog-Anzeige der Differenz-Frequenz am direkt-zeigenden Frequenzmesser mit sechs Bereichen (30/300 Hz/1/3/10/30 kHz Vollausschlag). Linearer 3-V-Analogausgang für Registrierzwecke und Breitbandausgang 2 Hz ... 30 kHz. Akustische Anzeige durch Lautsprecher oder Kopfhörer. Der Frequenzmesser dient auch zur Mittenfrequenz-Messung von FM-Signalen und zur Harmonischen-Bestimmung.

Natürlich läßt sich der FD 100 auch als Generator einsetzen. (EMK 200 mV im Grundbereich, 20 mV bei 1000 MHz.)

Zum schnellen Nacheichen des Quarznormals dient der Frequenzvergleichsempfänger EF 151 k

mit Ferritantenne AF 151 k. Die Eichung erfolgt durch Frequenz- und Phasenvergleich des 100-kHz-Quarzfrequenzausganges mit der Standardfrequenz 151 kHz des Deutschlandfunks (5-10-11).



ROHDE & SCHWARZ

1000 Berlin 10	Ernst-Reuter-Platz 10	Tel. (0311) 3414036
2000 Hamburg 50	Große Bergstraße 213	Tel. (0411) 381466
5000 Köln 1	Sedanstraße 13-17	Tel. (0221) 7722-1
7500 Karlsruhe	Kriegsstraße 39	Tel. (0721) 23977
8000 München 2	Dachauer Straße 109	Tel. (0811) 521041



Autofahrerwelle bleibt das Fernziel

Nach den Ergebnissen der Darmstädter Frequenztagung vom September 1971 (s. Heft 21/1971, S. 799) kann mit einem bundesweiten Sendernetz im Bereich 100...104 MHz für eine Autofahrerwelle der ARD in den nächsten Jahren noch nicht gerechnet werden. Die Intendanten der ARD haben daher während ihrer Berliner Sitzung am 28. 10. festgestellt, daß die Rundfunkanstalten sich bemühen werden, die Verkehrshinweise in den bereits vorhandenen Programmen weiterzuführen und möglichst noch zu verstärken. Aber auch solche Zwischenlösungen ändern nichts daran, daß aus programmlichen und technischen Gründen nach wie vor die Einrichtung einer bundesweiten Autofahrerwelle im Bereich 100...104 MHz notwendig scheint. Die Technische Kommission wurde von den Intendanten beauftragt, in Zusammenarbeit mit dem Institut für Rundfunktechnik zu klären, ob es möglich ist, ab Anfang 1973 in Einzelfällen Frequenzteilungen nach internationaler Abstimmung im Bereich 100...104 MHz zu erreichen und welche Senderstandorte dafür in Betracht kommen.

Secam als Markenzeichen vorerst verboten

Den Namen des von Henry de France entwickelten Secam-Farbfernsehensystems hatte die *Compagnie Française de Télévision (CFT)* sich als Markenzeichen schützen lassen. Gegen den Gebrauch der Abkürzung Secam als Markenzeichen hat jetzt eine seit 1924 bestehende Firma, die *Société d'Etudes et de Construction d'Appareils Mécaniques*, mit Erfolg geklagt. Ein Pariser Gericht hat CFT die Benutzung des Markenzeichens SECAM verboten und der Firma einen Schadenersatz von 30 000 Franc zugestanden. CFT hat gegen dieses Urteil Berufung eingelegt, und es bleibt abzuwarten, wie die nächste Instanz entscheiden wird, weil die französische Gesetzgebung für Handelsmarken in vielen Punkten unklar ist.

Ausstellung „Werkstoffe für die Elektronik-Industrie“

Unter dem Titel „Werkstoffe für die Elektronik-Industrie“ veranstaltet das US-Handelszentrum in Frankfurt a. M. vom 17. bis 21. Januar 1972 eine Ausstellung, auf der rund 35 amerikanische Firmen ihre neuesten Produkte und Verfahren zeigen werden.

Dolmetscheranlagen auf der 2. Internationalen Fachkonferenz über Experimentier-Sicherheitsfahrzeuge

Um auf der vom 26. bis 29. Oktober 1971 in Sindelfingen durchgeführten 2. Internationalen Fachkonferenz über Experimentier-Sicherheitsfahrzeuge eine gute sprachliche Verständigung zu gewährleisten (Konferenzsprachen waren Englisch und Deutsch), installierte Philips in der Stadthalle in Sindelfingen eine der größten bisher in Europa eingesetzten Dolmetscheranlagen. Über 6 Redner- und 113 Diskussionsmikrofone sowie 650 Empfänger wurden im großen Saal die Sprachen Englisch, Deutsch, Französisch, Italienisch und Japanisch übertragen, während im kleinen Saal und auf dem Werksgelände von Daimler-Benz je 150 Empfänger eingesetzt waren.

Datenfernverarbeitung München-Johannesburg

Über ein 11 000 km langes Seetelefonkabel und die Poststationen München, Frankfurt und London wurde kürzlich zwischen München und Johannesburg Datenfernverarbeitung vorgeführt. Dabei war ein Datensichtgerät „8150“ in Johannesburg mit einer Siemens-Datenverarbeitungsanlage „4004/45“ in der Schule für Datenverarbeitung in München gekoppelt. Vorgeführt wurden folgende Lehrprogramme in der Autorensprache LIDIA: Afrikaans für Englisch-Sprechende, Grundlagen der EDV in Englisch oder Afrikaans und Unterricht über geometrische Figuren in englischer Sprache.

Großcomputer für Norddeutschland

Einer der modernsten Großcomputer, das „IBM System/370, Modell 155“, wird seit kurzem im IBM-Rechenzentrum Hamburg eingesetzt, das damit jetzt über die doppelte Kapazität wie bisher verfügt. Mit dem Rechenzentrum Hamburg, dem norddeutschen Knotenpunkt des IBM-Computer-Verbundnetzes in der Bundesrepublik, sind die firmeneigenen Rechenzentren in Hannover, Bremen, Kiel, Braunschweig und Lübeck direkt verbunden, so daß auch

in diesen Städten über die Datenfernverarbeitung der Hamburger Großcomputer-Service zur Verfügung steht.

Olympia-Übertragungen mit AKG-Sprechgarnitur und -Mikrofon

Das Deutsche Olympia-Zentrum (DOZ) hat entschieden, bei den Übertragungen von den Olympischen Spielen 1972 die kommerzielle Sprechgarnitur „K 35/2“ und das dynamische Reporter-Richtmikrofon „D 190 R“ der AKG einzusetzen.

Neue robuste Industrie- und Senderröhren

Beim Bau moderner Rundfunksender werden in steigendem Maße Senderröhren in Metall-Keramik-Technik angewendet. Das Röhrenprogramm von Brown Boveri, das bisher 70 Typen von Senderröhren umfaßte, wurde durch einige Neuentwicklungen ergänzt. Die jüngsten Entwicklungen sind die siedegekühlten Sendetroden CQS 50-1 für maximal 210 kW und CQS 200-1 für 500 kW sowie die Hochspannungs-Leistungstetrode CQK 400-1 für 1 MW Ausgangsleistung.

HF-Transistor BF 523 mit integrierter Abschirmung

Der neuentwickelte Si-NPN-Transistor von Texas Instruments hat eine integrierte Abschirmung zwischen Basis und Kollektor. Die wesentlichen Parameter sind: $U_{CE0} = 45 \text{ V}$; $U_{EB0} > 4,5 \text{ V}$; $I_C = 50 \text{ mA}$; $P_{01} = 625 \text{ mW}$. Die Steilheit ist typisch 200 mS, die Gleichstromverstärkung liegt über 30, und die Rückwirkungskapazität beträgt nur rund 0,4 pF. Der Transistor eignet sich für Video-ZF-Endstufen und als linearer Verstärker in HF- und ZF-Stufen bis 500 MHz.

Transistoren BD 233...BD 238 für den NF-Bereich

Mit den Komplementär-Epi-Basis-Transistoren BD 233 und BD 234 ($U_{CE0} = 45 \text{ V}$), BD 235 und BD 236 ($U_{CE0} = 60 \text{ V}$) sowie BD 237 und BD 238 ($U_{CE0} = 50 \text{ V}$) stellt Siemens eine Reihe von NF-Transistoren vor, die vorzugsweise als Komplementärtreiber für NF-Leistungsstufen und für Anwendungen in Konvergenzkorrekturschaltungen von Fernsehgeräten geeignet sind. Der große Stromverstärkungsbereich ($B = 40 \dots 150$ bei $I_C = 150 \text{ mA}$) und der hohe Kollektorspitzenstrom ($I_{CM} = 6 \text{ A}$) machen die neuen Typen aber auch für allgemeine NF-Anwendungen interessant.

Stoßspannungsfeste Siliziumgleichrichter

Bei den neuen stoßspannungsfesten Avalanche-Gleichrichtern 46F (6-A-Serie) und A12F (12-A-Serie) von International Rectifier, die mit Sperrspannungen von 600, 800 und 1000 V geliefert werden, beträgt der maximale Sperrstrom bei Nennspannung 0,5 mA. Die Typen der 6-A-Serie können Stoßströme bis 120 A, die der 12-A-Serie Stoßströme bis 160 A aufnehmen.

Drei neue Kompaktpeiler in Betrieb

Drei automatische Großbasis-Peilergeräte „NP 8“ von Rohde & Schwarz, die speziell für kleine Flugplätze bestimmt und mit dreistelliger digitaler Zielkursanzeige sowie Grob-Richtungsanzeige durch 36 Glimmlampen ausgerüstet sind, arbeiten seit kurzem auf dem Verkehrslandeplatz Hof-Pirk sowie auf den Landeplätzen Baden-Oos und Wilhelmshaven-Mariensiel. Hof-Pirk und Wilhelmshaven-Mariensiel erhielten zusätzlich einen 7-W-Sender mit sechs Kanälen, der die Peiler zu einer vollwertigen Boden-Bord-Sprechfunkanlage ergänzt.

Hersteller- und Gerätecatalog der Unterrichtstechnik

Die Arbeitsgemeinschaft Unterrichtstechnik im ZVEI hat eine Broschüre herausgegeben, die allen Interessenten einen Überblick über diejenigen Gerätearten vermittelt, die von den Mitgliedfirmen dieser Arbeitsgemeinschaft hergestellt oder vertrieben werden. Der vorliegende Katalog (16 S.) enthält in vier Teilen ein Gerätegruppenverzeichnis, das Geräteangebot mit den jeweiligen Kurzbezeichnungen der Hersteller, eine Übersicht nach Herstellerfirmen und deren Geräteangebot sowie das Anschriftenverzeichnis der Herstellerfirmen. Der Katalog kann bei der Arbeitsgemeinschaft (2 Hamburg 19, Tornquiststraße 26) angefordert werden.

NORDMENDE electronics stellt vor: Stabilisiertes Netzgerät SNG 399/SNG 3307 für Industrie-Elektronik, Labor, Forschung, Schulung und Service

Stabilisiertes Netzgerät SNG 399

Das stabilisierte Netzgerät SNG 399 eignet sich für den Einsatz in Service-Werkstätten, in Entwicklungslabors und im Unterricht. Die genormten Gehäuseabmessungen des SNG 399 sichern in Verbindung mit dem übrigen Nordmende-Meßgeräteprogramm einen sinnvollen Aufbau moderner Meßplätze. An einem Detail zeigt sich hier die fortschrittlich orientierte Gesamtkonzeption der Nordmende-electronics-Linie.

Auf Grund der hohen Belastbarkeit von 3 Amp. bei einer max. Ausgangsspannung von 30 V trägt es besonders den Untersuchungen an transistorisierten Endstufen Rechnung. Durch die getrennte Spannungs- und Stromanzeige ergibt sich eine schnelle Kontrollmöglichkeit für die Gesamtbelastung des zu untersuchenden Prüflings. Die Umschaltmöglichkeit des Spannungsbereiches von 30 V auf 15 V in Verbindung mit der Strombereichsumschaltung 1,5/3,0 A bietet dem Anwender ein breites Spektrum von Einsatzmöglichkeiten in Transistor-Schaltungen. Die übersichtlich angeordneten Instrumente gestatten ein schnelles und fehlerfreies Ablesen der Meßwerte.

Das Netzgerät SNG 399 ist gegenüber Netzspannungsänderungen stabilisiert. Die Strombegrenzung ist im Bereich von 0,5 ... 3,0 A einstellbar, außerdem ist das Gerät kurzschlußsicher.

Der erdfreie Ausgang der Anschlußbuchsen ermöglicht ein Zusammenschalten mehrerer Netzgeräte in Serie zur Erhöhung der Arbeitsspannung oder im Parallelbetrieb zur Erhöhung des Arbeitsstromes.

Der eingebaute Lüfter arbeitet geräuscharm und garantiert eine hohe Betriebssicherheit des Netzgerätes besonders bei hoher Stromdauerlast.

Technische Daten:

Ausgangsspannung: 0,7 V ... 30 V
Restwelligkeit: $< 0,7 \text{ mV}_{\text{eff}}$
Ausgangsstrombegrenzung: 0,5 A ... 3 A
Nennwiderstand: ca. 15 m Ω
Umschaltbare Spannungsbereiche: 0 ... 15 V; 0 ... 30 V
Umschaltbare Strombereiche: 0 ... 1,5 A; 0 ... 3 A
Netzspannung: 110/220 V, 50/60 Hz
Umgebungstemperatur: max. 40° C
Abmessungen: 160 x 160 x 324 (B x H x T)

Stabilisiertes Netzgerät SNG 3307

Leistungsfähiges kurzschlußsicheres Netzgerät für Labor-, Schulungs- und Service-Aufgaben. Besonders für den experimentellen Unterricht können mehrere Geräte im Parallel- und Serienbetrieb eingesetzt werden. Spannungseinstellung von 0 ... 35 V-Strombegrenzung umschaltbar von 0,1 auf 0,6 A.

Vorläufige Technische Daten:

Einstellbereich der Ausgangsspannung: 0 ... 35 V
Maximale Stromaufnahme, für Nenndaten: 0,6 A
Innenwiderstand: $\leq 15 \text{ m}\Omega$
Restwelligkeit, 100 Hz: $\leq 1 \text{ mV}$
Strombegrenzung, umschaltbar: 100 mA/800 mA
Dauerkurzschlußfest bei 220 V-Netzspannung und erhöhter Umgebungstemperatur bis + 50° C oder 242 V-Netzspannung bei normaler Umgebungstemperatur 25° C.

NORDMENDE
electronics

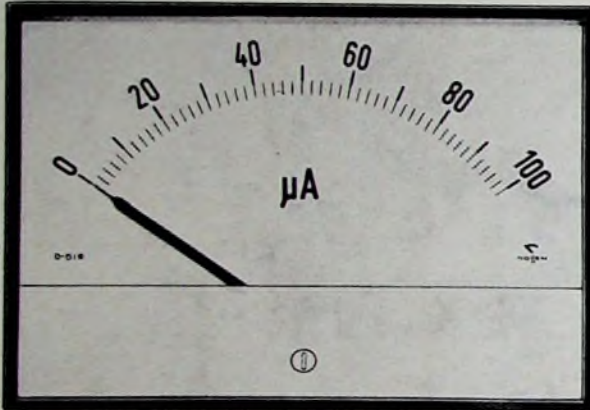


NORDDEUTSCHE MENDE RUNDfunk KG
28 BREMEN 44 · POSTFACH 44 83 60

WEIT- WINKEL MESSGERÄTE

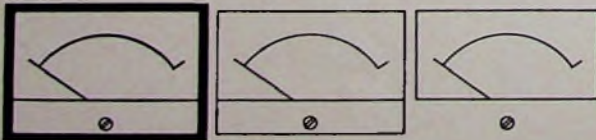


Z-Serie



mit den vielen Vorzügen:

- Optimale Skalenlänge, bezogen auf die Meßgerätegröße; auch bei Mehrfachskalen
- Formschöne Gestaltung, schmaler grauer Frontrahmen
- Kleiner Tubus
- Auch für rückseitigen Einbau geeignet
- Skalenabdeckung aus Silikatglas
- Gute Abdichtung des Gehäuses
- Skalenbeleuchtung möglich
- 5 verschiedene Größen mit Drehspul-Meßwerk und Drehspul-Meßwerk mit Gleichrichter für sinusförmigen Wechselstrom
- 3 verschiedene Größen mit Dreheisen-Meßwerk für Wechselstrom technischer Frequenzen; Anzeige des Effektivwertes auch bei hohem Oberwellenanteil



GOSSEN GMBH · 8520 ERLANGEN

Ruf (09131) 827-1

FS 06-29845

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

Deutsche Industrieausstellung Berlin 1971

Auf der am 14. November 1971 beendeten 21. Deutschen Industrieausstellung Berlin 1971, die in diesem Jahr unter dem Leitthema „Werkstoffe – erforscht, geprüft, verarbeitet“ stand und von 248 700 Interessenten besucht wurde, boten 1098 Aussteller (im Vorjahr 936) auf 85 000 m² Ausstellungsfläche des Berliner Messegeländes einen umfassenden und vielseitigen Überblick über industrielle Produkte aus 17 Ländern. Bei überwiegend guten geschäftlichen Kontakten mit Berliner (64%), westdeutschen (22%) und ausländischen (14%) Kunden wurden die unmittelbaren Geschäftsergebnisse unterschiedlich angegeben: 49% der Aussteller erreichten gute bis zufriedenstellende geschäftliche Erfolge, und 34% erwarteten ein gutes Nachmessegeschäft. Dem Urteil der Aussteller entspricht die Auffassung der kommerziell interessierten Besucher, von denen 42% den geschäftlichen Wert Ihres Besuches als gut und 35% als zufriedenstellend bezeichneten.

Die nächste Deutsche Industrieausstellung findet vom 15. bis 24. September 1972 statt.

AEG-Telefunken-Aktivitäten in Berlin

Berlin, die Heimatstadt des AEG-Telefunken-Konzerns, ist auch heute noch ein erstrangiger Produktionsschwerpunkt des Unternehmens. Hier werden Konsum- und Investitionsgüter in 15 Fabriken und zwei weiteren Produktionsstätten entwickelt und gefertigt. In diesen Werken, in dem Berliner Forschungsinstitut, in den zentralen Ausbildungsstätten, in Vertrieb und Verwaltung sind rund 20 000 Mitarbeiter beschäftigt. Diese Zahlen beziehen sich auf AEG-Telefunken und ihre Mehrheitsbeteiligung, also zusammengefaßt auf die Aktivitäten der AEG-Telefunken-Gruppe in West-Berlin. Nicht mehr enthalten sind darin also die Turbinenfabrik, die 1969 in die gemeinsam mit der Siemens AG gegründete Kraftwerk Union AG eingebracht worden ist, und die Volta-Werke Elektrizitäts GmbH, ebenfalls seit 1969 Bestandteil der Transformatoren Union AG, einer Beteiligung von AEG-Telefunken und Siemens.

Die Anteile an der Gesamtzahl der Beschäftigten und am Umsatz der Elektroindustrie in West-Berlin liegen jeweils bei etwa 20% und haben sich damit über die Jahre hinweg nicht verändert. Zur Abrundung dieses Bildes sei darauf hingewiesen, daß AEG-Telefunken 1970 in Berlin rund 41 Mill. DM investiert hat. Die Investitionen für die Modernisierung und Rationalisierung der Berliner Betriebsstätten werden im laufenden Geschäftsjahr mit etwa 40 Mill. DM die Größenordnung des Vorjahres erreichen. Im Berliner Forschungsinstitut und in den Bereichs-Entwicklungsabteilungen sind rund 1400 Mitarbeiter tätig.

Siemens-Geschäftsbericht 1970/71

Wie aus dem jetzt vorgelegten Geschäftsbericht der Siemens AG hervorgeht, hat sich im Geschäftsjahr 1970/71 (30.9.) der Zuwachs des Auftragseingangs weiter verlangsamt. Nachdem schon im Vorjahr die Zuwachsrate von 30% auf 13% zurückgegangen war, stiegen die Bestellungen nunmehr nominal um 8% auf 16,8 (im Vorjahr 15,5) Mrd. DM. Auch das Volumen des Auftragsbestandes ist nur noch geringfügig auf rund 14 Mrd. DM gewachsen. Der Weltumsatz wuchs erwartungsgemäß um 15% auf 14,6 Mrd. DM. Die Eigenleistungen der Auslandsgesellschaften stiegen um 30% auf rund 3 Mrd. DM und erreichten damit erstmals die Höhe des um 12% gestiegenen Exports. Trotz eines Umsatzzuwachses von 2 Mrd. DM, einer mit beträchtlichem Kapitaleinsatz vorangetriebenen Rationalisierung und zahlreicher Preiserhöhungen wird der Jahresertrag absolut nur etwa die Größenordnung des Vorjahres erreichen.

Du Pont erhöht Preise für „Teflon“-FEP-Folie

Du Pont de Nemours International S A hat eine Erhöhung der Preise ab 1. November für „Teflon“-FEP-Fluorkunststoff-Folien bekanntgegeben. Die Erhöhung liegt für alle Direktverkäufe von Du Pont an Kunden in der Bundesrepublik Deutschland zwischen 4,5 und 17% je nach Abmessung, Typ und Auftragsmenge. Diese Preiserhöhung war wegen des ständigen Steigens der Herstellungs- und Vertriebskosten notwendig.

Chefredakteur: WILHELM ROTH

Chefkorrespondent: WERNER W. DIFENBACH

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



**FUNK-
 TECHNIK**

F. HAMMERLING

Forschung und Fortschritt

„Progress is our most important product“ — „Fortschritt ist unser wichtigstes Erzeugnis“ ist noch heute das Schlagwort, mit dem die General Electric ihr Image der Öffentlichkeit suggeriert. Der Fortschritt in unserem Lebensstandard gegenüber den Zuständen zu Beginn des 19. Jahrhunderts hat sich mit einer früher nicht gekannten und sich stetig steigenden Beschleunigung vollzogen. Er wurde ausgelöst durch einen Vorgang, den C. P. Snow die „naturwissenschaftliche Revolution“ nennt. In diesen Begriff hat er die außerordentlichen Erweiterungen und Erkenntnisse in Physik, Chemie und Biologie eingeschlossen sowie ihre Anwendung in Medizin und Technik.

Beschränken wir uns hier auf den Zusammenhang zwischen naturwissenschaftlicher Forschung und Technik. Die Verbindungen zwischen beiden sind wechselseitig. Fortschritte in der Forschung geben der Technik neue Impulse, und eine höherwertige Technik schafft neue Möglichkeiten zur Vertiefung unserer naturwissenschaftlichen Erkenntnisse. Die durch die naturwissenschaftliche Revolution herbeigeführten Verbesserungen unserer Lebensbedingungen gegenüber der vorindustriellen Zeit sind außerordentlich — viel größer, als uns das, die wir gern an Vorstellungen von einer guten alten Zeit festhalten, klar wird.

Dank der Fortschritte der Medizin und der Hygiene hat sich die mittlere Lebenserwartung fast verdreifacht. Armut und Hunger, die zu Beginn des 19. Jahrhunderts das Leben der Mehrzahl der Menschen auch in Europa begleiteten, sind in den Industrieländern weitgehend verschwunden. Die schwere körperliche Arbeit haben Motoren übernommen, und selbst die steuernde und überwachende Tätigkeit in unseren Fabriken wird immer mehr den Automaten anvertraut. Durch Telefon und Rundfunk, durch Fototechnik und Fernsehen und durch die elektronische Datenverarbeitung steht dem modernen Menschen eine fast unbeschränkte Menge von Informationen schnell und bequem zur Verfügung.

Die Entlastung von körperlicher Arbeit, die Arbeitszeitverkürzung, ein unübersehbares Waren- und Informationsangebot und ein wesentlich gestiegenes Lohnniveau haben überkommene Sozialgefüge gesprengt und jedem einzelnen Angehörigen unserer industrialisierten Gesellschaft ein solches Maß von Freiheit und Freizügigkeit eingeräumt, wie es in vorindustrieller Zeit undenkbar war.

Trotzdem sind wir nicht glücklicher geworden. In weiten Kreisen und gerade in der Jugend drängen sich Zweifel, Kritik und Ablehnung vor. Wir haben zwar Armut und Elend in den hochindustrialisierten Staaten zurückdrängen können, aber um so unverminderter und herausfordernder starren uns Unterdrückung und Hunger in den unterentwickelten Ländern an. Wir müssen uns klar darüber werden, daß die Bevölkerung dieser Staaten nicht länger den Unterschied zwischen reichen und armen Nationen hinnehmen wird. Moderne Verkehrsmittel und eine Nachrichtentechnik, die schnell auch primitive Volkswirtschaften erreichen, bringen eine Fülle von Informationen über das Leben in anderen Teilen dieser Welt auch in die zurückgebliebenen Län-

der. Ein Ausgleich zwischen dem Überfluß auf der einen und der Armut auf der anderen Seite wird unaufschiebbar, wenn wir eine Katastrophe, die die ganze Welt erfassen muß, vermeiden wollen.

Die Industrie-Nationen sind bedrängt von der Gefahr der Überproduktion. Der technische Fortschritt, also die ständige Verbesserung der angebotenen Geräte, die Rationalisierung der Fertigung, neue Investitionen, die einen höheren Ausstoß bringen, und vor allem die schnell wachsende Automation steigern ununterbrochen das Warenangebot. Schon jetzt muß in vielen Sparten unserer Märkte durch immer verfeinerte Methoden ein künstlicher Bedarf, der über die wirklichen Notwendigkeiten weit hinausgeht, geweckt werden, um den Abfluß der erzeugten Produkte zu sichern. Steigende Realeinkommen erlauben einen immer müheloserem Erwerb der Industriegüter und damit einen steigenden Lebensstandard. Darüber ist in weiten Kreisen das Gefühl verlorengegangen, daß nur durch einen hohen Forschungsaufwand und durch einen Einsatz in Entwicklung und Konstruktion, wie er früher gar nicht vorstellbar war, erst die Voraussetzungen für unseren Lebensstandard geschaffen wurden. In der hochindustrialisierten Welt, in der der einzelne nur noch mit Teilfunktionen in der Fertigung, Verteilung, Verarbeitung beansprucht wird, die ihn körperlich und oft auch geistig nur wenig belasten, schwindet die Bereitschaft zu persönlichem Einsatz. Die scheinbar mühelose Versorgung mit allen lebenswichtigen und vielen weniger wichtigen Dingen hat dazu geführt, daß an die Stelle der Leistungsbereitschaft der Anspruch in den Vordergrund gestellt ist. Der Zwang zur Leistung, über den jetzt die Verteilung des Sozialproduktes bestimmt wird, wird als lästig empfunden und immer lauter abgelehnt. Zugleich führt es dazu, daß eine wachsende Gruppe den Verführungen zum erhöhten Konsum dadurch ausweichen will, daß sie sich von überkommenen gesellschaftlichen Regeln und Moralbegriffen trennt, um ein, wie sie meinen, einfacheres Leben nach eigenem Gutdünken zu führen. Sie vergessen dabei, daß diese Existenz ohne Rücksicht auf die Gemeinschaft erst durch unsere Leistungsgesellschaft möglich ist.

Doch auch anderen und gerade den Verantwortungsbewußten kommen heute Zweifel, ob wir den jetzigen Weg einer ungesteuerten und von der Gemeinschaft nicht kontrollierten Forschung und einer sich ins Uferlose ausweitenden Technik weitergehen können. Schon heute sind allenthalben Warnsignale gesetzt. Ich brauche hier die Probleme der Umweltgefährdung nicht auszubreiten. Vielleicht sollte aber doch ein Beispiel herausgestellt werden.

Unser Energieverbrauch wächst seit Jahrzehnten exponential von Jahr zu Jahr. Die alte Sorge, ihn in Zukunft überhaupt durch Primär-Energieträger decken zu können, ist durch die Möglichkeiten der Kerntechnik behoben. Geblieben ist aber die Tatsache, daß bislang elektrische Energie nur über einen thermisch-mechanischen Umwandlungsprozeß wirtschaftlich erzeugt werden kann. Nach dem Carnotschen Grundgesetz ist es unabwendbar, daß bei den uns heute gegebenen Grenzbedingungen stets mehr als doppelt soviel Energie umgesetzt wird, als elektrische Energie erzeugt wird, wobei die Differenz als Abfallwärme anfällt. Die Tatsache, daß auch elektrische Energie schließlich in Wärme umgesetzt wird, führt dazu, daß, wie Professor Helmut Schäfer festgestellt hat, schon heute an vielen Stellen unserer

Vortrag von Dr.-Ing. Dr.-Ing. E. h. Friedrich Hammerling, Mitglied des Vorstands Bereiche Forschung und Entwicklung, Fertigung, auf dem Technischen Presse-Colloquium (TPC) 1971 von AEG-Telefunken am 11. November 1971 in Berlin.

Städte und industriellen Flächen der Betrag der insgesamt erzeugten Wärme größer ist als die Sonneneinstrahlung auf die gleiche Fläche. Unser Energieverbrauch wächst damit in Größenordnungen hinein, die spürbare und wahrscheinlich unerträgliche klimatische Veränderungen mit sich bringen können. Die erwachende Erkenntnis der Öffentlichkeit, daß die im Gefolge der Forschung wachsende Technik nicht nur Vorteile, sondern Gefahren mit sich bringt, hat zu vielfachen Reaktionen geführt. Objekte der modernen Großforschung wie die Raumfahrt, die Errichtung von Großbeschleunigern oder die Brüterentwicklung haben ein allgemeines Gefühl des Unbehagens entstehen lassen. Vordergründig wird die Frage gestellt, ob die hierfür verwendeten riesigen Mittel nicht besser zur Überwindung des Elends in weiten Teilen dieser Welt genutzt werden sollten. Extreme Gruppen vertreten aus sicher achtenswerten Motiven die Einstellung, daß gewisse Forschungsgebiete wie die Kernphysik, die Lasertechnik und gewisse Arbeitsgebiete der modernen Biologie grundsätzlich einzustellen seien, da sie Mittel und Ansatzpunkte zur Vernichtung sein können. In weiten Kreisen der beschreibenden und spekulativen Wissenschaft wird die Forderung erhoben, Naturwissenschaftler und Ingenieure so auszubilden, daß sie die Relevanz der von ihnen entwickelten Technik mit der Weiterentwicklung der Gesellschaft erkennen.

Gewiß ist im Grundsatz eine solche Einstellung zu achten und anzuerkennen, aber in der Welt der Realität müssen wir feststellen, daß die Gesetze der Naturwissenschaft und auch unsere Technik eine Unterscheidung in gut und böse nicht zulassen. Sie werden erst umstritten durch die Zielsetzung, die wir Menschen ihnen geben. Wir können der Entwicklung nicht ausweichen. Der Nobelpreisträger Max Born hat es in den Satz ge-

kleidet: „Der Prozeß der Erkenntnis und die Anwendung des Erforschten sind völlig unaufhaltsam.“

Natürlich muß das Verantwortungsgefühl des Naturwissenschaftlers und des Ingenieurs der Gesellschaft gegenüber in Zukunft geschärft werden. Aber der Mißbrauch des Einsatzes von Forschungsergebnissen und die Fehlleitung der Technik sind viel weniger eine Angelegenheit, die der Wissenschaftler und der Ingenieur lösen als eine Aufgabe, die uns alle betrifft. Karl Steinbuch hat kürzlich das Postulat nach der Schaffung einer neuen Moral, einer neuen Ethik aufgestellt. Unsere alten Moralbegriffe, die in einer lange zurückliegenden Zeit entstanden sind, entsprechen nicht mehr den durch moderne Technik und Forschung unendlich erweiterten Möglichkeiten menschlichen Handelns. Wir müssen neue Leitlinien finden, die unserer Zeit adäquat sind. Nur so können wir sicherstellen, daß die Menschheit sich nicht durch den Mißbrauch der von ihr geschaffenen Technik und der neu gewonnenen wissenschaftlichen Möglichkeiten selbst zugrunde richtet.

Fortschritt, so sollten wir festhalten, bedeutet nicht tatenloses Abwarten. Fortschritt kann auch nicht durch Extrapolieren von technischen Trends vorhergesagt werden. Wir Ingenieure wissen, daß eine Sache, die nur sich selbst und dem Zeitablauf überlassen wird, sich in Richtung wachsender Entropie entwickelt. Das bedeutet, daß hochwertige Systeme sich in niedrigere Ordnungsstufen wandeln, daß Kristallstrukturen zu amorphem Staub zerfallen. Werner Heisenberg hat in seinen Gesprächen eine neue zentrale Ordnung gefordert. Sie entsteht nicht von selbst, nicht durch staatliche Kontrolle, sondern wir alle, nicht nur Naturwissenschaftler und Ingenieure, sondern die gesamte Gesellschaft, sind aufgefordert, diese zu suchen.

Wirtschaft

Produktion elektronischer Bauelemente um rund 20 % gesunken

Die Produktion von elektronischen Bauelementen wird im Jahr 1971 vermutlich um rund 20 % unter der des Vorjahres liegen. Wie Dir Karl Plümcke, Vorsitzender des Fachverbandes Bauelemente der Elektronik im ZVEI, in einer Mitgliederversammlung in München mitteilte, lagen die Bestelleingänge für diese Bauteile moderner Elektronik im ersten Halbjahr 1971 um rund 31,9 % unter denen des Vorjahres. Der Auftragseingangsindex lag bei 187,2 gegenüber 274,9 in den ersten sechs Monaten des Vorjahres. Plümcke führt diese negative Entwicklung auf die Konjunkturrempfindlichkeit der elektronischen Bauelemente zurück, denn der Markt für Röhren und Halbleiter, Kondensatoren und Induktivitäten, Gedruckte Schaltungen, Widerstände und Relais reagiere erfahrungsgemäß bereits dann, wenn ein Umsatzrückgang in den wichtigen Abnehmerbereichen Nachrichtentechnik, Meß- und Regeltechnik, Datenverarbeitung und Rundfunk/Fernsehen/Phono noch nicht eindeutig erkennbar ist.

Die Produktion ging im ersten Halbjahr 1971 gegenüber den ersten sechs Monaten 1970 um 12,8 % auf 1,3 Mrd. D-Mark zurück. Im ganzen Jahr 1970 war noch ein Zuwachs von 24,5 % auf 2,9 Mrd. DM verbucht worden. Damit hat die Bauelementeindustrie, die am gesamten Produktionsvolumen der Elektroindustrie im Jahr 1970 (48,2 Mrd. DM) mit etwa 5,8 % beteiligt war, den Konjunkturabschwung härter und früher zu spüren bekommen als die Elektroindustrie insgesamt. Ihr Anteil am Produktionsvolumen der Elektroindustrie sank damit im ersten Halbjahr 1971 auf etwa 5 %

Rückläufig ist auch der Außenhandel mit elektronischen Bauelementen. Einem im ersten Halbjahr 1971 um 6 % auf 458 Mill. DM gesunkenen Export steht ein um 23,8 % auf 491 Mill. D-Mark beträchtlich geminderter Import gegenüber. Auch hier zeigt sich nach Auffassung des Vortragenden das deutliche Nachlassen der Aufnahmefähigkeit des deutschen Marktes im Konjunkturabschwung. Allerdings übertreffen die Importe das Exportvolumen. Halbleiter, Elektrolytkondensatoren und Keramik Kondensatoren sind von den Billigstimporten in besonders großem Maße betroffen. Zusätzlich ist das Exportgeschäft dadurch beeinträchtigt, daß sich auf den traditionellen Märkten die Billigstimporte aus Drittländern bemerkbar machen.

Besonders erschwert wird die Lage der deutschen Bauelementehersteller dadurch, daß auch in den übrigen westeuropäischen Ländern rezessive Elemente das Konjunkturbild beherrschen. Daraus resultiert ein Rückgang der Exporte bei deutlicher Abschwächung des Inlandgeschäftes. Gleichzeitig wird der Druck der Bil-

ligstimporte immer stärker, denn elektronische Bauelemente werden nicht nur als Vorprodukte eingeführt, sondern beeinträchtigen das Geschäft auch als Bestandteil von „Bauelemente-intensiven“ Geräten vor allem in der Unterhaltungselektronik, aber auch neuerdings in zunehmendem Maße in der Industrielektronik. Der Vorsitzende des ZVEI-Fachverbandes wies darauf hin, daß im Jahr 1970 4,4 Mill. Rundfunkgeräte – davon etwa 2 Mill. Taschenempfänger – 700 000 Schwarz-Weiß-Fernsehgeräte und 23 000 Farbgeräte in die Bundesrepublik importiert wurden. Die zehnprozentige Importabgabe in den USA beschwerte für die deutschen Hersteller die zusätzliche Gefahr herauf, daß sich der fernöstliche Druck auf den Gerätemarkt weiter verstärkte mit der Folge, daß die Industrie sowohl vom Bauelementemarkt als auch von den Folgemärkten her weitere rezessive Impulse erhalten werde.

Für die längerfristige Sicht stellte Plümcke jedoch fest, daß die Bauelemente mit dem wachsenden Anteil der Elektronik in allen Bereichen mehr und mehr ihren Status einer typischen Wachstumsbranche bestätigen. Ohne elektronische Bauelemente seien die Attribute modernen Lebens nicht denkbar. Die Bauelementeindustrie werde mit jährlichen Wachstumsraten um 10 % rechnen können.

Fernseh- und Rundfunkempfängerproduktion weiterhin rückläufig

Geräteart	Produktion in Stück		Produktionswert in Mill. DM	
	Sept. 1970	Sept. 1971	Sept. 1970	Sept. 1971
Farbfernsehempfänger	82 768	71 346	122,599	107,425
Schwarz-Weiß-Fernsehempfänger	188 351	144 339	79,391	57,869
Reise- und Auto-Rundfunkempfänger	419 825	296 584	61,273	46,881
Heim-Rundfunkempfänger	150 465	89 625	37,951	24,999
Musikschränke (komb. Rundfunkempf.)	19 935	14 921	9,384	9,195

Hi-Fi-Stereo-Cassettenrecorder „N 2510“ mit dynamischem Rauschbegrenzer

Seit der Düsseldorfer Funkausstellung 1969 haben sich alle international maßgebenden Hersteller von Cassettenrecordern in erhöhtem Maße darum bemüht, die Eigenschaften dieser Geräte so zu verbessern, daß sie in allen Punkten die Hi-Fi-Norm DIN 45 500 erfüllen. Verbesserte Laufwerke und Bandführungen, verbesserte Bandcassetten und enger tolerierte Cassettenabmessungen sowie nicht zuletzt die guten Eigenschaften des Chromdioxidbandes haben wesentlich mit dazu beigetragen, das vor zwei oder drei Jahren noch

Philips-Laboratorien eine als DNL (Dynamic Noise Limiter) bezeichnete elektronische Schaltung zur Verringerung des Bandrauschens entwickelt. Über das Prinzip dieser phasenkompensierten aktiven Rauschunterdrückungsschaltung und ihre Wirkungsweise wurde bereits im Heft 21/1971, S. 816, ausführlich berichtet.

Prinzip des Rauschfilters
Das Eingangssignal U_i (Bild 2) wird auf zwei parallele Kanäle mit den Netzwerken G_1 und G_2 aufgeteilt. Ihre Eigenschaften lassen sich in Laplace-



Bild 1 Prototyp des Hi-Fi-Stereo-Cassettenrecorders „N 2510“

als völlig unmöglich angesehene Ziel zu erreichen: den Hi-Fi-Stereo-Cassettenrecorder.

Auf einer technischen Pressekonferenz am 3. November 1971 im Werk Breda (Holland) stellte Philips den Prototyp „N 2510“ vor (Bild 1), ein Gerät, das auch die Bedingungen der kommenden Hi-Fi-Norm für Cassettenrecorder in allen Punkten erfüllt. Da Chromdioxidbänder gegenüber den bisher fast ausschließlich benutzten Eisenoxidbändern einen anderen Vormagnetisierungsstrom, eine andere Aufnahmezeitverzerrung und Wiedergabe-Zeitkonstante sowie einen höheren Lösstrom erfordern und Cassettenrecorder für beide Bandarten gleichermaßen geeignet sein müssen, sind dafür entsprechende Umschaltungen in der elektrischen Schaltung notwendig. In Zukunft erfolgt diese Umschaltung automatisch durch eine inzwischen genormte Aussparung an der Cassette für Chromdioxidband, so daß sich für den Benutzer keinerlei zusätzliche Bedienungsschwierigkeiten ergeben. Der „N 2510“ hat Schieberegler für die beiden Stereo-Mikrofonkanäle und die Aussteuerung, zwei VU-Meter für die Aussteuerungsanzeige sowie Drucktastenbedienung für alle Betriebsfunktionen. Im Herbst 1972 soll das Gerät aus serienmäßiger Fertigung lieferbar sein, und der Preis wird unter Zugrundelegung heutiger Kalkulationen um etwa 600 DM liegen.

Dynamischer Rauschbegrenzer

Um den von der kommenden Hi-Fi-Norm geforderten Geräuschspannungsabstand zu erreichen, haben die

Darstellung beschreiben durch die Übertragungsfunktionen

$$G_1(p) = \frac{1 - \rho T}{1 + \rho T}$$

und

$$G_2(p) = \frac{(\rho T)^3}{(1 + \rho T)(\rho^2 T^2 + \rho T + 1)}$$

$G_1(p)$ ist die Übertragungsfunktion eines Allpaßnetzwerkes, $G_2(p)$ die Übertragungsfunktion eines Hochpaßfilters dritter Ordnung mit Butterworth-Charakteristik. Die Addition der Übertragungsfunktionen G_1 und G_2 der beiden Kanäle

$$\frac{1 - \rho T}{1 + \rho T} + \frac{(\rho T)^3}{(1 + \rho T)(\rho^2 T^2 + \rho T + 1)} = \frac{1}{(1 + \rho T)(\rho^2 T^2 + \rho T + 1)}$$

ergibt den Frequenzgang eines Butterworth-Tiefpaßfilters dritter Ordnung.

Ziel der Entwicklung war ein steiles Tiefpaßfilter (18 dB/Oktave), um das Rauschen im oberen Frequenzbereich zu reduzieren, wenn keine hohen Signalfrequenzen vorhanden sind. Alle höherfrequenten Signalanteile von musikalischer Bedeutung hingegen sollten das Netzwerk passieren können. Deshalb muß für diese Signale die Filterwirkung aufgehoben werden. Das ist mit Hilfe des zweiten Kanals möglich, dessen Hochpaßfilter G_2

die höherfrequenten Signale liefert, die beeinflußt werden sollen. In diesem Kanal befindet sich zwischen dem Verstärker A und dem festen Abschwächer A_1 ein variabler Abschwächer, der von dem jeweils vorhandenen Signal gesteuert wird.

Die Dämpfungsfunktion für die höherfrequenten Signale U_{HF} läßt sich durch $A(U_{HF})$ ausdrücken; der Übertragungsbereich dieses Netzwerks ist

$$\frac{1 - \rho T}{1 + \rho T} + \frac{A(U_{HF})(\rho T)^3}{(1 + \rho T)(\rho^2 T^2 + \rho T + 1)} = \frac{1}{(1 + \rho T)(\rho^2 T^2 + \rho T + 1)} + \frac{[A(U_{HF}) - 1](\rho T)^3}{(1 + \rho T)(\rho^2 T^2 + \rho T + 1)}$$

Aus diesem Ausdruck ergibt sich, daß man für kleine Signale $A(U_{HF}) = 1$ ein Tiefpaßverhalten erhält; für größere Signale ergibt sich ein wachsender

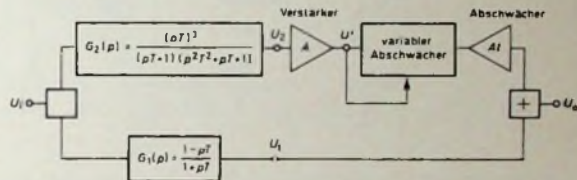


Bild 2. Prinzip des Rauschfilters

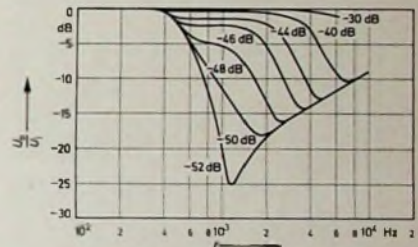


Bild 3 Kennlinien der DNL-Schaltung im eingeschwingenen Zustand. Parameter: Eingangsspegel U_i in dB (0 dB = 780 mV)

Anteil höherfrequenter Signale, wenn $A(U_{HF}) < 1$ wird; der gesamte Übertragungsbereich ist dann wieder vorhanden, wenn $A(U_{HF}) \rightarrow 0$ geht. Für diesen Fall liefert dann nur noch der Allpaßkanal das Ausgangssignal (Bild 3).

Zwei unabhängige Variablen bestimmen den Arbeitsbereich des Rauschfilters: die Eckfrequenz f_c , resultierend aus $\omega T = 1$, und der kritische Signalpegel, für den $A(U_{HF}) = 1$ ist. Für diese beiden Parameter muß aus folgenden Gründen ein optimaler Kompromiß gefunden werden:

1. Eine zu niedrige Eckfrequenz ergibt zwar eine höhere Rauschunterdrückung, hat aber eine Rauschmodulation zur Folge, die bei Musik mit vorzugsweise niedrigen Frequenzen (beispielsweise Klaviersolo) hörbar wird.

2. Die Gleichrichtungszeitkonstante für das höherfrequente Steuersignal des variablen Abschwächers ergibt sich aus einem weiteren Kompromiß: Eine lange Zeitkonstante verschlechtert das Einschwingverhalten, verringert aber die Verzerrungen im zwei-

ten (höherfrequenten) Kanal. Demgegenüber hat eine kurze Zeitkonstante keinen Einfluß auf das Einschwingverhalten, verursacht aber gewisse Verzerrungen bei den höherfrequenten Signalen im zweiten Kanal in dem kritischen Bereich $A(U_{Hf}) \approx 1$

Schaltung des Rauschfilters

Unter Berücksichtigung der vorstehenden theoretischen Voraussetzungen läßt sich die Schaltung des Rauschfilters (im Bild 4 für einen Kanal dargestellt) wie folgt analysieren:

1. Der Verstärker mit dem Transistor T1 und dem Netzwerk R_5, C_2

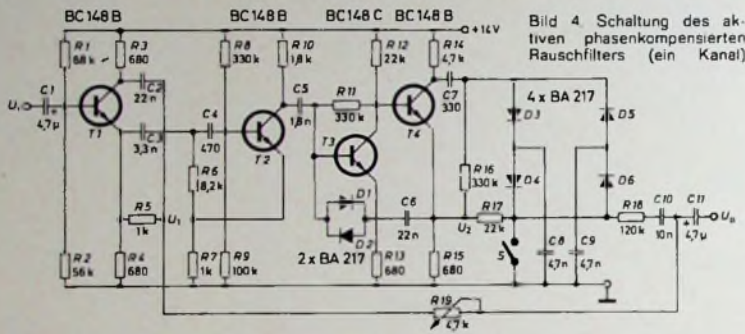


Bild 4 Schaltung des aktiven phasenkompensierten Rauschfilters (ein Kanal)

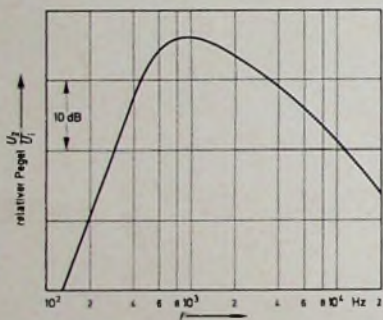


Bild 5 Relativer Frequenzgang der Spannung U_2 hinter dem aktiven Hochpaßfilter, gemessen bei $U_1 \approx -60$ dB

hat die Eigenschaften eines Allpaßfilters mit $R_3 = R_4$ und $R_5 C_2 = T$.

2. Das Hochpaßfilter dritter Ordnung wird aus dem Verstärker mit dem Transistor T2 gebildet, und die Funktion

$$\frac{(\rho T)^2}{(\rho T)^2 + \rho T + 1}$$

erhält man aus $C_3 \cdot R_6$ und $C_4 \times (R_9 \parallel R_{10} \parallel R_{T2})$ zusammen mit einer Rückkopplung durch R_7 . Der verbleibende Teil

$$\frac{\rho T}{\rho T + 1}$$

wird von $C_5 \cdot (R_{10} + R_{T3})$ gebildet. Das Eingangssignal für dieses Hochpaßfilter wird nicht am Schaltungseingang U_1 , sondern am Emittterwiderstand R_4 abgenommen. Die Übertragungscharakteristik dieses Filters ist im Bild 5 dargestellt

3. Ein Teil der Signalverstärkung erfolgt in der Stufe mit T2, der Rest in

der Stufe mit T3. Sie wird durch die Dioden D1 und D2 symmetrisch begrenzt.

4. Die Ausgangssignale U_1 und U_2 werden im Netzwerk R_{19} und $R_{17} + R_{18}$ zum Ausgangssignal U_0 addiert, wobei eine feste Dämpfung durch die Werte von $R_{17} + R_{18}$ gegeben ist.

5. Die Steuerung des variablen Abschwächers erfolgt durch die Diodenschaltung D4, D6. Dabei fließt ein signalabhängiger Strom durch die Ladekondensatoren C_8 und C_9 , die über R_{14} durch Spitzengleichrichtung der höherfrequenten Signalanteile mit den Dioden D3 und D5 geladen werden. Eine Spitze-Spitze-Gleichrichtung

wurde gewählt, um die Entstehung von zweiten Harmonischen in dem variablen Abschwächer D4, D6 minimal zu halten.

6. Der Koppelkondensator C_7 bildet mit R_{16} ein weiteres Hochpaßfilter vor der Spitzengleichrichtung, um zu vermeiden, daß große niederfrequente Signalanteile den Gleichrichter erreichen und den variablen Abschwächer beeinflussen.

7. In der Schaltung nach Bild 4 wurden die RC-Zeitkonstanten so gewählt, daß sich eine Eckfrequenz von etwa 5,5 kHz ergibt. Die aus der Dimensionierung im Schaltbild errechneten Zeitkonstanten der verschiedenen RC-Glieder weichen etwas von den theoretischen Werten ab, weil sich eine gewisse gegenseitige Belastung der einzelnen Schaltkreise nicht vermeiden läßt. Die Kapazität der Ladekondensatoren C_8 und C_9 ist relativ klein; man erhält dadurch eine kurze Gleichrichtungszeitkonstante, die der Wiedergabe der Einschwingvorgänge zugute kommt.

Die Überlegungen zur Dimensionierung der Schaltung nach Bild 4 ergeben ein dynamisches Rauschfilter für den oberen Frequenzbereich mit einem minimalen Verlust an Signalinhalt, das selbst bei kritischen Programmen ohne Rauschmodulationseffekte ist. Der Ein-Aus-Schalter S im Bild 4 dient lediglich dazu, den Benutzer davon zu überzeugen, daß die Begrenzerwirkung keinen Einfluß auf wichtige musikalische Feinheiten hat.

DNL-Adapter

Auch die Besitzer älterer Cassettenrecorder können die Vorteile der DNL-Schaltung ausnutzen. Für diesen Zweck hat Philips einen Adapter (Bild 6) entwickelt, der zwischen NF-

Ausgang (Diodenbuchse) des Cassettenrecorders und Eingang des Hi-Fi-Verstärkers geschaltet wird. Dieses Zusatzgerät, das ebenso wie der Hi-Fi-Stereo-Cassettenrecorder „N 2510“ im Herbst 1972 zum Preis von voraussichtlich unter 100 DM auf den Markt kommt, enthält neben der beschriebenen aktiven Rauschunterdrückungsschaltung ein VU-Meter mit



Bild 6 DNL-Adapter für die Verwendung mit älteren Cassettenrecordern

zwei Einstellern zum Einpegeln der beiden Kanäle sowie Drucklasten zum Ein- und Ausschalten des linken und rechten Kanals (beim Einpegeln) sowie des DNL.

Der DNL-Adapter läßt sich ebenso wie beim Tonband mit Erfolg auch bei der Schallplatte zum Unterdrücken störenden Rauschens benutzen. Da Hi-Fi-Verstärker üblicherweise kein pegelabhängiges Nadelgeräuschfilter haben, könnte sich hier ein zusätzlicher Markt für den DNL-Adapter entwickeln. Deshalb sollte man sich zeitig genug überlegen, ob es nicht sinnvoll ist, den DNL-Adapter auch in einer Ausführung mit zusätzlichen Phono-Anschlüssen und einem Umschalter Phono/Tonband herauszubringen.

W Roth

INTERNATIONALE ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU

brachte im Novemberheft 1971 unter anderem folgende Beiträge:

Möglichkeiten der Einführung des Wertbegriffs in die Informationstheorie

Ein einfacher Impulsgenerator für Reflexionsfaktor- und Sprungübertragungsmessungen

Überlegungen zur Eichung einer Ferritstabantenne für Meßzwecke

Vielfachzugriff zu Fernmeldesatelliten im Zeitmultiplex

Hybridschaltungen · Zusammenbau mit ungekapselten Halbleitern in Face-down-Montage

Systemotechnik '71

Format DIN A 4 · monatlich ein Heft
Preis im Abonnement 14,25 DM vierteljährlich,
Einzelheft 5,- DM zuzüglich Porto

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

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

UKW-Tuner mit 3-Kreis-Diodenabstimmung

1. Allgemeines

Der neue UKW-Baustein von *Blaupunkt* ist für den Einsatz in Hi-Fi-Steuergeräten bestimmt. Wegen der heute vorhandenen Senderdichte und der großen Leistung und Reichweite der Sender wird es immer schwieriger, einwandfreien UKW-Empfang besonders in Ballungsgebieten zu gewährleisten. Es wurde daher bei guter Grenzempfindlichkeit besonderer Wert auf das Großsignalverhalten und die Vorkreis Selektion gelegt. Außerdem mußte die Wirtschaftlichkeit bei der technischen Auslegung

Basisschaltung. Um ein gutes Großsignalverhalten, auf das besonderer Wert gelegt wurde, zu erreichen, ist es erforderlich, die Steuerspannung an der Steuerstrecke des Eingangstransistors so klein wie möglich zu machen. Deswegen wurde statt der Spannungssteuerung der Vorstufe eine Stromsteuerung gewählt, also die Ankopplung an den Transistoreingang sehr hochohmig gemacht. Um aber keine Verstärkung zu verlieren, muß der Strom und damit die Steilheit des Vorstufentransistors so hoch wie möglich gehalten werden. Durch

eine Schwingneigung zu unterbinden, liegt der Basis-Kollektor-Kondensator C6 unmittelbar an den Basis-Kollektor-Anschlüssen und erst dahinter die Ferritperle. Die Perle darf also nicht direkt auf den Kollektoranschlußdraht geschoben werden. Als weitere Sicherheit wurde im Platten-Druck zwischen dem Basis- und dem Kollektoranschluß der Bahnabstand so gewählt, daß bereits eine Basis-Kollektor-Kapazität durch den Leitungsdruck vorhanden ist. Die Antennenanpassung wurde so ausgelegt, daß ein gutes Verhältnis

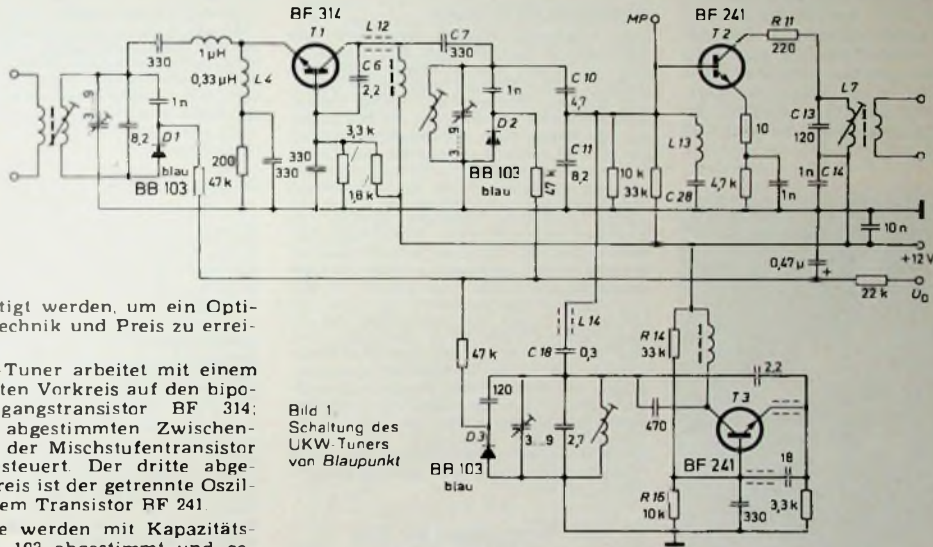


Bild 1
Schaltung des
UKW-Tuners
von *Blaupunkt*

berücksichtigt werden, um ein Optimum an Technik und Preis zu erreichen.

Der UKW-Tuner arbeitet mit einem abgestimmten Vorkreis auf den bipolaren Eingangstransistor BF 314; über den abgestimmten Zwischenkreis wird der Mischstufentransistor BF 241 gesteuert. Der dritte abgestimmte Kreis ist der getrennte Oszillator mit dem Transistor BF 241.

Alle Kreise werden mit Kapazitätsdioden BB 103 abgestimmt und gemeinsam von der gesiebten und stabilisierten Diodenabstimmspannung U_D über Entkopplungswiderstände gesteuert. Die Abstimmspannung für das UKW-Teil wurde so festgelegt, daß es ohne Änderung beziehungsweise Neuabgleich möglich ist, die beiden Bereiche 87,3 MHz...104 MHz oder 87,3 MHz...108 MHz (Export) einzustellen. Das ergibt für die Fertigung eine wesentliche Erleichterung, da nur ein Tunertyp gefertigt werden muß. Es muß lediglich die obere Spannungsgrenze für die Frequenzbereiche geändert werden. Für den Bereich 87,3 MHz...104 MHz ist sie $19\text{ V} \pm 4\%$, für den Bereich 87,3 MHz bis 108 MHz 30 V. Die untere Spannungsgrenze wurde mit 4 V möglichst hoch gewählt, um bei großer Wechselspannungsaussteuerung ein stabiles Verhalten der Kreise zu erreichen.

2. Schaltung

2.1 HF-Vorstufe

Die HF-Vorstufe arbeitet mit dem bipolaren Transistor T1 (Bild 1) in

Ing. Karl Deininger ist Mitarbeiter in der Tuner-Entwicklung der *Blaupunkt-Werke*, Hildesheim.

den größeren Strom wird außerdem die Kennlinie begründet, die Oberwellenbildung vermindert und die unerwünschte Mischung erschwert.

Ein höherer Strom ist allgemein gleichbedeutend mit einer größeren Rauschspannung. Mit dem BF 314 steht aber ein Transistor zur Verfügung, der trotz des höheren Stroms (5 mA) noch eine günstige Rauschzahl bei hohem Quellenwiderstand hat. Mit der Drossel L4 wird der induktive Blindanteil kompensiert. Vom Eingangsschwingkreis zum Transistoreingang findet eine Resonanztransformation statt, die bei kapazitiver Abstimmung ein günstiges Transformationsverhalten über den ganzen Abstimmbereich ergibt.

Da die Grenzfrequenz des BF 314 bei etwa 580 MHz liegt, besteht die Gefahr einer Selbsterregung bei hohen Frequenzen. Um diese Schwingneigung zu unterbinden, führt mit dem Kondensator C6 eine Spannungsgegenkopplung vom Kollektor zur Basis. Außerdem ist die Ferritperle L12 als Dämpfungsglied für den Kollektor vorhanden. Da beide Maßnahmen getroffen wurden, um mit Sicherheit

zwischen Rausch- und Leistungsanpassung einerseits sowie Vorkreisbandbreite und Selektion andererseits vorhanden ist. Die Güte des Vorkreises wurde deshalb so hoch wie möglich gewählt.

2.2 Zwischenkreis

Der Zwischenkreis liegt über die Koppelkapazität C7 an der vollen Ausgangsspannung der Vorstufe T1. Die Ankopplung an die Mischstufe T2 erfolgt über die kapazitive Spannungsteilung C10, C11. Sie ist so ausgelegt, daß einerseits die benötigte Steuerspannung für den Mischstufentransistor vorhanden ist und andererseits die Dämpfung des Zwischenkreises nicht zu groß wird, um die Bandbreite des Zwischenkreises und damit dessen Selektion nicht unnötig zu verschlechtern. Um die ZF-Sicherheit zu erhöhen, liegt zwischen Basis und Masse des Mischstufentransistors ein festabgestimmter ZF-Saugkreis, der durch L13 und C28 gebildet wird.

2.3 Mischstufe

Das Oszillatorsignal gelangt über C18 an die Basis des Mischstufen-

transistors T2 Damit möglichst wenig Oberwellen des Oszillators zur Mischstufenbasis gelangen, ist auf einen Anschluß des Kondensators C 18 die Ferritperle L 14 geschoben. Sie bewirkt eine starke Dämpfung der Oberwellen. Am Ausgang des Mischstufentransistors T2 liegt über den Widerstand R 11 der auf 10,7 MHz abgestimmte ZF-Kreis L 7, C 13. Der Widerstand R 11 vermeidet einen Zieheffekt bei großen Eingangsspannungen. Der Kondensator C 14 am kalten Ende des ZF-Kreises schließt vorhandene Störspannungen kurz.

2.4 Oszillatorstufe

Der Oszillator wurde so ausgelegt, daß eine gute Frequenzstabilität unter Berücksichtigung der Temperatur- und der Spannungsänderungen erreicht wurde. Der Oszillator arbeitet in Basisschaltung. In dieser Schaltung ist die Basis-Kollektor-Kapazität C_{CB} ein Teil der Kreiskapazität des frequenzbestimmenden Oszillatorkreises. Jede Änderung geht also unmittelbar auf die Oszillatorfrequenz ein. Es wurde daher die gleitende Basisvorspannung gewählt, die mit den Widerständen R 14 und R 16 gewonnen wird.

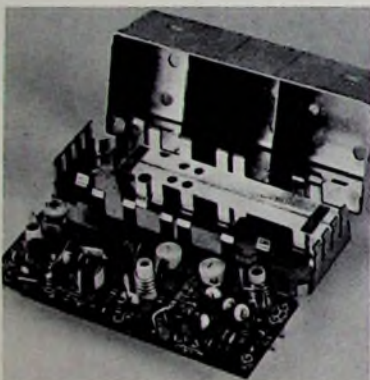


Bild 2. Bestückte Leiterplatte und Gehäuse des UKW-Tuners

Der Oszillator verhält sich um so stabiler, je höher das Verhältnis seiner eigenen Schwingleistung zur abgegebenen Leistung ist. Diese Tatsache wurde bei der Auslegung der Schaltung berücksichtigt. Bei Diodenabstimmung muß aber auch beachtet werden, daß das Verhältnis der HF-Wechselspannung zur Steuergleichspannung nicht über ein bestimmtes Maß ansteigt, da ja an der Diode nicht nur die Steuergleichspannung U_D , sondern auch die HF-Wechselspannung liegt. Das ist besonders kritisch im unteren Frequenzbereich bei 87 MHz, da hier die Abstimmspannung U_D am niedrigsten ist. Deshalb wurde, wie schon erwähnt, die untere Spannungsgrenze so hoch wie möglich gewählt, um einen genügenden Abstand von der Oszillatorschwingspannung zu haben. U_D ist hier 4 V. Eine Temperaturkompensation wird durch entsprechende TK_C -Werte der frequenzbestimmenden Kapazitäten erreicht.

3. Mechanischer Aufbau

Die Bauteile des UKW-Tuners sind auf einer Druckplatte aus 1,5 mm dickem Pertinax untergebracht (Bild 2). Sie hat die Abmessungen 82,5 mm × 31,5 mm und liegt an vier Ecken auf den vom Abschirmboden herausgezogenen Distanzstücken auf. Die Anschlußpunkte sind mit Hilfe von Stiften herausgeführt, so daß das komplette UKW-Teil direkt in die HF-ZF-Platte eingesetzt und tauchgelötet werden kann. Der Aufbau ist so ausgelegt, daß der Eingangs- und Ausgangskreis der Schaltung auf der entgegengesetzten Seite der Printplatte sitzen. So wird gute Entkopplung erreicht, und Rückwirkungen vom Ausgang auf den Eingang ver-

den vermieden. Das Gehäuse ist 85 mm × 30 mm × 23 mm groß. Die Kappe hat vier unterteilte Kammern, die die einzelnen Stufen der gesamten Schaltung ebenfalls so entkoppeln, daß auch Rückwirkungen der Stufen untereinander vermieden werden. Darüber hinaus bewirkt der Aufbau eine gute Unterdrückung der Oszillator-Grund- und -Oberwellenstrahlung in Richtung auf den Antennen-eingang.

Die Abdeckkappe wird durch die federnden Stege der Bodenklappe galvanisch mit dieser verbunden und somit geerdet. Vier Rastfedern halten die Abschirmkappe, so daß keine Schraubverbindung mit dem Unter-teil benötigt wird.

Persönliches

Nobelpreis für D. Gabor

Den Nobelpreis 1971 für Physik hat die Schwedische Akademie der Wissenschaften dem am 15. Juni 1900 in Ungarn geborenen und seit 1934 in England lebenden Dr. Dennis Gabor, Professor am Imperial College of Science and Technology in London verliehen. Er erhielt diese höchste Auszeichnung, die die Wissenschaft zu vergeben hat für die Erfindung und Weiterentwicklung der Holographie. Sie ist heute nicht nur für die Aufnahme und Wiedergabe dreidimensionaler Bilder von größter Bedeutung geworden, sondern hat auch der Wissenschaft und Technik neue Gebiete erschlossen. So ist es beispielsweise mit holographischen Methoden möglich, Informationsspeicher mit von keinem anderen Verfahren erreichten Speicherdichten zu bauen. Sie hat darüber hinaus der Mikroskopie und der Spektroskopie neue Wege aufgezeigt und kann auch dazu dienen, von unscharfen Negativen scharfe Bilder herzustellen. Die Holographie ist nicht auf den Bereich der sichtbaren und unsichtbaren elektromagnetischen Schwingungen beschränkt; sie wird auch im Ultraschallbereich angewandt. Mit solchen Methoden ist es der medizinischen Diagnostik heute möglich, Teile des Körperinneren sichtbar zu machen.

W. Bruch Ehrenmitglied der IERE

Die Institution of Electronic and Radio Engineers (IERE), London, hat Prof. Dr.-Ing. E. H. Walter Bruch, Leiter der Grundlagenentwicklung Rundfunk und Fernsehen bei AEG-Telefunken, zu ihrem Ehrenmitglied (Honorary Fellow) ernannt. Mit dieser Auszeichnung würdigte die Gesellschaft die hervorragenden theoretischen und praktischen Arbeiten des deutschen Ingenieurs für den Fortschritt der Fernstechnik, insbesondere seine Erfindung des PAL-Farbfernsehensystems, das auch von Großbritannien übernommen wurde. Bisher hat die IERE nur sechs Persönlichkeiten mit der Ehrenmitgliedschaft ausgezeichnet, und es ist das erstmalig, daß die Gesellschaft einen in Deutschland lebenden deutschen Ingenieur wegen seiner außergewöhnlichen Leistungen in den kleinen Kreis der Ehrenmitglieder der IERE aufgenommen hat.

Aus der Hand des SMPTE-Präsidenten W. R. Holm erhielt Prof. Bruch bereits am 4. Oktober 1971 in Montreal die David-Sarnoff-Medaille. Diese von dem ehemaligen Präsidenten der RCA gestiftete Auszeichnung wird von der SMPTE (Society of Motion Picture and Television Engineers), New York, für hervorragende Entwicklungsarbeiten in der Fernstechnik verliehen.

E. Knodt 65 Jahre

Dipl.-Ing. Erich Knodt, Leiter des SEL-Geschäftsbereichs Mitte, Sitz Frankfurt, vollendete am 5. November 1971 sein 65. Lebensjahr. Gleichzeitig feierte er sein 25-jähriges Arbeitsjubiläum bei der Standard Elektrik Lo-

renz AG. Im Jahre 1946 trat Erich Knodt bei SEL ein, wo er zunächst das Büro Hannover ab 1946 das Büro beziehungsweise die spätere Geschäftsstelle Frankfurt leitete. 1955 wurde er zum Direktor ernannt. Seine jetzige Position als Chef des Geschäftsbereichs Mitte, zu dem die Geschäftsstellen Frankfurt, Mannheim und Saarbrücken gehören, hat er seit 1966 inne.

H. Kallweit 60 Jahre

Dr. rer. nat. Herbert Kallweit, Fertigungsleiter im Fachgebiet „Leistungshalbleiter“ (Belecke) von AEG-Telefunken, wurde am 5. November 60 Jahre. Er ist mehr als drei Jahrzehnte in der Unternehmensgruppe tätig. In seiner beruflichen Arbeit spezialisierte sich Dr. Kallweit auf die Rohrentechnologie und wurde in den vierziger Jahren mit dem Aufbau und der Leitung der Werkstoffprüfung und Fabriklaboratorien in einem neuen Telefunken-Werk beauftragt.

Dr. rer. nat. Kallweit leistete nach dem Kriege tatkräftige Mitarbeit beim Neuaufbau des Telefunken-Röhrenwerkes in Ulm, dessen technische Leitung er 1962 übernahm. 1966 wurde er Fertigungsleiter im Fachbereich „Röhren“ des Unternehmens und 1969 folgte seine Ernennung zum Direktor. Ein Jahr später wechselte Dr. Kallweit in seine heutige Stellung als Fertigungsleiter für Starkstromhalbleiter in Belecke über.

H. Kretzschmar 60 Jahre

Dipl.-Ing. Herbert Kretzschmar, stellvertretendes Vorstandsmitglied der Standard Elektrik Lorenz AG (SEL), vollendete am 8. Oktober 1971 sein 60. Lebensjahr. 1950 kam er zu SEL und wurde im Berliner Werk nach-einander Leiter der Planungsabteilung, Produktionsleiter und Werksleiter. 1958 übernahm er die Leitung eines Werkes in Stuttgart und später zusätzlich des SEL-Werkes Gunzenhausen. Mit der Ernennung zum Geschäftsbereichsleiter erhielt Kretzschmar 1961 Generalvollmacht. Der Aufsichtsrat berief ihn 1964 als stellvertretendes Mitglied in den Vorstand. 1966 ging er als Repräsentant von SEL nach Berlin. Seit 1969 ist Kretzschmar Leiter der Zentralen Technischen und Wirtschaftlichen Grundsatzplanung. Seine besondere Aufmerksamkeit gilt der langfristigen Entwicklung von Fertigungsstrukturen und der hieraus resultierenden Fertigungsprozesse und Fertigungseinrichtungen, ferner der unternehmensweiten Anwendung moderner Wertanalyseverfahren im Rahmen einer umfassenden Kostensenkungsaktivität.

Neuer Vorsitzender im Fachverband Empfangsantennen

Der Fachverband Empfangsantennen im Zentralverband der Elektrotechnischen Industrie (ZVEI) hat Ing. Heinz Licht (Siemens AG, München) zum neuen Vorsitzenden gewählt. Sein Stellvertreter ist Walter Brecht (Astro Bensberg).

Mischpulte und Verstärker für Diskothek-Betrieb

Für Diskothek-Betrieb werden Komponenten für zwei grundsätzlich verschiedene Anlagengruppen angeboten. Die einfache Anlagenkonzeption soll möglichst wenig Bedienungselemente enthalten, also unkompliziert in der Handhabung sein, da sie oft „nebenbei“ bedient werden muß. Mit dieser Anlage, die häufig hinter der Theke oder hinter der Bar steht, sollen, möglichst im Wechselbetrieb, Schallplatten als Hintergrund- oder Tanzmusik und manchmal auch Tonbänder abgespielt werden. Ein Mikrofonanschluß darf nicht fehlen, obwohl Mikrofondurchsagen im allgemeinen selten gemacht werden. Für diese Anlagenkonzeption genügt einer der handelsüblichen Stereo-Verstärker mit ausreichend großer Ausgangsleistung und separaten Anschlüssen für alle Tonquellen. Es ist jedoch wichtig, einen Verstärker mit getrennten Pegelreglern für sämtliche Eingänge zu wählen. Um Bedienungsfehler zu vermeiden, ist es vorteilhaft, daß diese Pegelsteller nur über Schraubenzieher bedienbar oder versteckt angeordnet sind. Die einzelnen Tonquellen (falls man überhaupt mehrere zur Auswahl haben möchte) werden hart eingeschaltet oder über den vorhandenen Lautstärkeregler langsam ein- oder ausgeblendet. Für diese einfache Anwendungsart wäre ein aufwendiges Mischpult nachteilig, weil hier ungewollte Verstellungen der Regler möglich wären.

Ist der Einsatz eines Disk-Jockeys vorgesehen, dann muß ein Mischpult in Betracht gezogen werden. Bei einer derartigen Anlage sollte auch an den möglichen Einsatz einer Stimmungskapelle mit elektrischen und elektronischen Musikinstrumenten gedacht werden. Zusätzlich zum Mischpult muß ein Endverstärker zum Einsatz kommen, weil Mischpulte für Diskothek-Betrieb im allgemeinen nur NF-Spannungen zwischen 0,5 und 1,5 V liefern.

Zur Übertragung von Mikrofondurchsagen, Kleinstkapellen, Gesang sowie von elektrischen und elektronischen Musikinstrumenten benötigt man einkanalige Mischpulte. Für Platten- und Tonbandübertragungen sind zweikanalige Mischpulte erforderlich, wenn die Wiedergabe stereophon erfolgen soll. Das jeweils gewählte Mischpult muß also unter Umständen sowohl für Mono- als auch für Stereo-Übertragungen ausgelegt sein.

Ein durch Steckkarten entsprechend umrüstbares Mischpult für Diskotheken ist das Modell „MME 2000“ von Dynacord. Es hat sechs mit Steckkarten ausgerüstete Eingänge und läßt sich durch entsprechende Steckkarten für den Anschluß symmetrischer Mikrofone und magnetischer Tonabnehmer nachrüsten. Eine Phantomspeisung für Kondensatormikrofone ist ebenfalls vorhanden. Jeder der sechs

Eingänge hat Regler für Pegel, Echo, Tiefen und Höhen. Über Schieberegler lassen sich Einzelpegel und Summenlautstärke einstellen. Der Monitorausgang erlaubt es, die einzelnen Eingangskanäle sowie das Summensignal an der Sammelschiene und am Ausgang über Kopfhörer zu kontrollieren. Eine gleichzeitige optische Kontrollmöglichkeit bietet das eingebaute VU-Meter mit separatem Anzeigeverstärker.

Jeder Eingangskanal läßt sich auf den Echo-Summenkanal schalten; ein Hallgerät kann extern angeschlossen werden. Für Tonbandaufnahmen ist eine separate Buchse vorhanden, von der das Echo-Summensignal abgenommen werden kann. Der Ausgangspegel ist zwischen 775 mV und 1,55 V umschaltbar. Durch Umschalten steht an einem der beiden parallelen Ausgänge ein symmetrisches Signal zur Verfügung. Das Mischpult, das je nach Konzeption an einen Mono- oder Stereo-Endverstärker angeschlossen wird, überträgt den Frequenzbereich von 30 bis 20 000 Hz -3 dB. Der Regelbereich des Tiefen- und Höhenreglers beträgt -12 ... $+9$ dB bei 100 Hz beziehungsweise -14 ... $+12$ dB bei 10 kHz. Der Klirrrgrad bei Nennausgangspegel ist maximal 0,25 % unter der Bezeichnung „MME 2000 KM“ wird dieses Mischpult auch mit eingebautem Hallgerät als Einbauchassis, in Kofferform und auf Stativ angeboten (Bild 1).

Für etwas weniger anspruchsvolle Anlagen sind die aktiven Mischpulte „SME 500“ und „SME 100“ (Ausgangsspannung $2 \times 0,77$ V) von Dynacord bestimmt. Das „SME 500“ hat sechs getrennte Eingänge, von denen

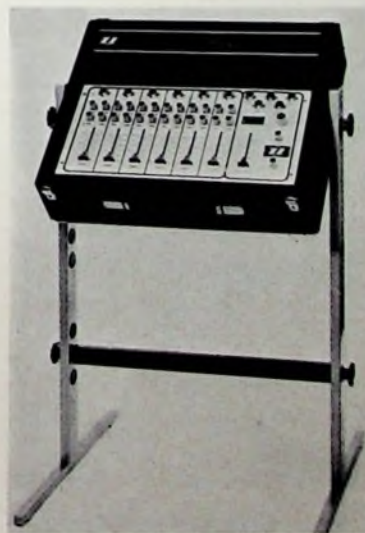


Bild 1. Mischpult mit eingebautem Hallgerät „MME 2000 KM“ von Dynacord

vier regel- und mischbar sind. Der Mono-Mikrofoneingang, der mit Pegelregler und Baßfilter versehen ist, kann zu einem Stereo-Mikrofoneingang erweitert werden. Die beiden Stereo-Tonabnehmeringänge sind für Magnetsysteme ausgelegt. Bei den übrigen Eingängen handelt es sich um Anschlüsse für Tonbandgerät und Tuner. Neben dem zweikanaligen Ausgang zum Anschluß eines Stereo-Endverstärkers enthält das Modell Anschlüsse für Tonbandaufnahme und Kopfhörer. Der Kopfhöreranschluß hat einen besonderen Lautstärkeregler. Darüber hinaus sind Summenpegelregler, Höhen- und Tiefenregler für jeden Ausgangskanal sowie ein geeichtes, beleuchtetes VU-Meter im Summenkanal vorhanden. Mono-Stereo-Schalter, drei schaltbare Netzsteckdosen, Betriebsanzeige und Schlüsselschalter gehören zur Ausstattung dieses Modells, das als Einbauchassis geliefert wird. Der Klirrrgrad bei Nennausgangsspannung ist maximal 0,2 % der Übertragungsbereich 30 ... 20 000 Hz -1 dB. Die Frontplatte des Einbauchassis hat die Abmessungen 48,3 cm \times 31 cm; die Einbautiefe beträgt 8,5 cm.

Der Typ „SME 100“ ist für den Anschluß von vier getrennt regel- und mischbaren Tonquellen eingerichtet (Mono-Mikrofon, 2mal Magnettonabnehmer und Tonband). Der Mikrofoneingang enthält Pegelregler und Baßfilter. Der Ausgang ist zweikanalig; außerdem sind Phantomausgänge und ein Anschluß für Tonbandaufnahmen vorhanden. Die Höhen- und Tiefenregler in den Summenkanälen sind getrennt. Ein Mono-Stereo-Schalter, Betriebsanzeigelampe und Schlüsselschalter gehören mit zur Ausstattung. Der Klirrrgrad bei Nennausgangsspannung ist maximal 0,2 %, der Übertragungsbereich 30 bis 20 000 Hz ± 1 dB. Die Abmessungen der Frontplatte betragen 48,3 cm \times 31 cm; die Einbautiefe ist 8,5 cm.

Bei dem Hi-Fi-Stereo-Mischpult „SME 1000“ lassen sich von vier Eingängen (Mono-Mikrofon mit Pegelregler und Baßfilter, 2 \times Magnettonabnehmer und ein Universalanschluß) drei regeln und mischen. Der Ausgang ist für den Anschluß eines Stereo-Endverstärkers ausgelegt. Der Kopfhöreranschluß hat einen Pegelregler und einen Wahlschalter zur Kontrolle der verschiedenen Tonquellen. Anschluß für Tonbandaufnahme, getrennte Höhen- und Tiefenregler für jeden Summenkanal und Schlüsselschalter gehören mit zur Ausrüstung dieses Modells. Der Klirrrgrad bei Nennausgangsspannung ist 0,2 %, der Übertragungsbereich 30 ... 20 000 Hz $\pm 1,5$ dB. Die Einbautiefe des Chassis ist 6 cm; die Abmessungen der Frontplatte betragen 40,5 cm \times 25,6 cm.

Das Mischpult „ST 80“ von Orgatron weist Stereo-Eingänge für Tonabnehmer

mer, Tonband und Tuner sowie einen Mono-Eingang für Mikrofon auf. Die Ausgangsspannung an 600 Ohm ist $2 \times 1,55$ V. Alle Eingänge haben getrennte Tiefen- und Höhenregler. Die Lautstärke ist für jeden Kanal getrennt einstellbar. Die Basisbreite (von Mono bis Stereo) ist stufenlos regelbar. Ferner sind ein Links-Rechts-Schalter und ein Lautstärke-Summenregler vorhanden. Die Abmessungen des Gehäuses betragen $10,4 \text{ cm} \times 25,1 \text{ cm} \times 7 \text{ cm}$.

Das Hi-Fi-Stereo-Mischpult „ST 100“ von Orgatron hat Stereo-Eingänge für zwei Magnettonabnehmer und Tonband sowie zwei Mono-Eingänge für zwei Mikrofone (Bild 2). Die Aus-



Bild 2. Hi-Fi-Stereo-Mischpult „ST 100“ von Orgatron

gangsspannung beträgt $2 \times 1,55$ V an 600 Ohm. Die Klangregelung für Tonabnehmer und Tonband erfolgt über Schieberegler. Für die beiden Mikrofoneingänge ist getrennte Höhen- und Tiefenregelung mittels Drehknöpfe vorhanden. Das Modell weist für jeden Eingang getrennte Pegelregler und außerdem Richtungsmischer auf. Darüber hinaus sind Summen-Lautstärkeregelung und stufenlose Basisbreitenregelung möglich. Die Abmessungen des Gerätes sind $35,5 \text{ cm} \times 22 \text{ cm} \times 9,5 \text{ cm}$.

Für hohe Anforderungen ist das Hi-Fi-Stereo-Mischpult „ST 2000“ konzipiert. An dieses Gerät lassen sich zwei Magnettonabnehmer, ein Tonbandgerät, ein Tuner (alle in Stereo-Ausführung), ein Gong oder Receiver in Mono-Ausführung sowie zwei Mono-Mikrofone anschließen. Die Ausgangsspannung beträgt $2 \times 1,55$ V an 600 Ohm. Das Gerät hat Anschlüsse für Kopfhörer und Gongtaste. Höhen- und Tiefenregelung sind für die beiden Mikrofone getrennt mit Schieberegler möglich. Für alle übrigen Tonquellen erfolgt die Klangregelung ebenfalls über Schieberegler für jeden Kanal getrennt. Neben einer Pegelstellung für jeden Eingang über Schieberegler sind für jeden Eingang Richtungsmischer vorhanden. Mit einer Stummaste läßt sich die Lautstärke der Stereo-Eingänge auf einen vorwählbaren Wert absenken. Ein Kopfhörer ist über Tasten auf sämtliche Eingänge schaltbar, und die Basisbreite ist bei allen Stereo-Eingängen stufenlos regelbar. Eine Links-Rechts-Umschaltung kann mit einer Taste vorgenommen werden. Ebenfalls über Tastenschaltung erfolgt die Tonbandaufnahme

unmittelbar vom Radio, und über eine weitere Taste ist wahlweise Radio oder ein drahtloses Mikrofon einschaltbar. Zu erwähnen sind noch der Summen-Lautstärkeregelung, zwei VU-Meter zur getrennten Aussteuerungsanzeige der beiden Kanäle sowie der Schlüsselschalter und die Kontrollanzeige. Die Abmessungen des Gerätes sind $43,7 \text{ cm} \times 43 \text{ cm} \times 9,5 \text{ cm}$.

Mit allen beschriebenen Mischpulten lassen sich „Servo-Sound-Pro“-Lautsprecher mit eingebautem 15-W-Verstärker, über die bereits berichtet wurde¹⁾, die Braun-Box „LV 1020“ mit eingebautem Dreikanalverstärker sowie konventionelle Endverstärker von Orgatron und Dynacord ansteuern.

Die Eingangsempfindlichkeit des in der Box „LV 1020“ eingebauten Verstärkers ist $0,25 \dots 1,5$ V an 50 kOhm. Der Ausgang dieses Verstärkers ist dreikanalig, wobei je eine Endstufe dem Tieftonsystem, dem Mitteltonlautsprecher und dem Hochtonlautsprecher zugeordnet ist. Die Frequenzweiche liegt vor der dreikanaligen Endstufe. Die Endstufenleistungen der drei Kanäle sind den Lautsprechersystemen angepaßt. So hat der Tieftonkanal 40 W, der Mitteltonkanal 20 W und der Hochtonkanal 15 W Ausgangsleistung. Die Box mit Verstärker entspricht also einer 75-W-Anlage und bei Anschluß von zwei Lautsprechern für Stereo-Betrieb einer 150-W-Anlage. Jeder der drei Kanäle hat einen Pegelregler, mit dem sich eine weitgehende Anpassung an die raumakustischen Verhältnisse erreichen läßt.

Es sei darauf hingewiesen, daß man je nach Mischpulttyp zwischen 10 und 20 „LV 1020“ je Kanal parallel schalten kann, womit sich Ausgangsleistungen zwischen 2×750 W und 2×1500 W erreichen lassen. Im Hinblick auf raumakustische Verhältnisse wird man die Verstärkungspegel unterschiedlich hoch einstellen, so daß nicht jede der verwendeten Lautsprecherboxen voll ausgereutert wird. Die Einstellung der Verstärkungspegel braucht nur einmal zu erfolgen (wenn sich der Aufstellungs-ort der Boxen nicht ändert), so daß sich bei Parallelbetrieb mehrerer Lautsprecherboxen eine Regelung jeder einzelnen Box vom Mischpult aus erübrigt. Da die Boxen über Relais einschaltbar sind, läßt sich vom Mischpult aus die Zahl der in Betrieb befindlichen Boxen entsprechend der gewünschten Beschallung beliebig ändern.

Für Mono-Anlagen bietet Dynacord einen 40-W-Verstärker als Einbauchassis mit den Abmessungen $26 \text{ cm} \times 14 \text{ cm} \times 16 \text{ cm}$ und als Einschubchassis mit den Abmessungen $48,3 \text{ cm} \times 13,25 \text{ cm} \times 16 \text{ cm}$. An die erstgenannte Ausführung hat die Typenbezeichnung „LVE 045“ und trägt auf der Frontseite die Eingangsbuchsen, den Pegelregler, Sicherungen und Netzschalter. Das Einschubmodell „LVE 055“ hat auf der Frontseite

¹⁾ Kinne, E.: „Servo-Sound-Pro“, eine von 15 W bis auf 450 W beliebig erweiterungsfähige Diskothek-Anlage. Funk-Technik Bd. 26 (1971) Nr. 14, S. 513-514

ein Anzeigeinstrument. Bei beiden Modellen sind die Eingänge parallel geschaltet und mit einem Pegelvorregler versehen. Die eisenlosen Endstufen sind elektronisch geschützt. Die Ausgangsimpedanz ist $4 \dots 16$ Ohm. Für 100-V-Lautsprecheranpassung ist ein Ausgangsübertrager als Zubehör lieferbar. Der Übertragungsbereich beider Modelle ist 30 bis 20 000 Hz -3 dB, der Klirrfaktor beträgt bei Nennleistung 0,3%.

Ebenfalls in Einschubtechnik ausgeführt sind die Hi-Fi-Stereo-Verstärker von Dynacord. Das Modell „STE 070“ hat eine Sinus-Dauerleistung von 2×25 W an 4 Ohm bei einem Klirrfaktor von 0,3% und einem Übertragungsbereich von 30 bis 20 000 Hz -1 dB. Die eisenlosen Endstufen sind ebenso wie bei den folgenden zwei Modellen kurzschlußfest. Die Abmessungen betragen $48,3 \text{ cm} \times 13,25 \text{ cm} \times 16 \text{ cm}$.

Das Modell „STE 145“ (Bild 3) unterscheidet sich vom Typ „STE 140“ durch die beiden beleuchteten Anzeigeinstrumente. Die Abmessungen



Bild 3. Hi-Fi-Stereo-Verstärker „STE 145“ von Dynacord

beider Modelle ($48,3 \text{ cm} \times 13,25 \text{ cm} \times 16 \text{ cm}$) sowie die elektrischen Daten sind gleich. Der Übertragungsbereich ist 30 bis 20 000 Hz -1 dB, der Klirrfaktor beträgt maximal 0,3% bei Nennausgangsleistung.

Das Orgatron-Programm enthält ausschließlich Endverstärker in Hi-Fi-Stereo-Ausführung, und zwar das Modell „SEV 80“ mit einer Sinus-Dauerleistung von 2×25 W, das Modell „SEV 100“ mit 2×50 W Sinus-Dauerleistung und das Modell „SEV 140“ mit 2×70 W Sinus-Dauerleistung. Der Klirrfaktor bei Nennleistung ist bei allen Modellen besser als 0,1%. Für das Modell „SEV 80“ sind als Überlastungsschutz Schmelzsicherungen und für die beiden anderen Typen automatische Sicherungen vorhanden. Der Typ „SEV 80“ hat Schlüsselschalter mit Anschlußmöglichkeit für weitere Geräte; die Modelle „SEV 100“ und „SEV 140“ sind mit Anschlüssen für Lichtorgeln ausgestattet.

Im Zusammenhang mit dem Einsatz aktiver Mischpulte ist der vierkanalige Endverstärker „QM 800“ von Pioneer von besonderem Interesse. Die Ausgangsleistung ist 4×42 W Sinus-Dauerleistung bei einem Klirrfaktor von maximal 0,5% und einem Übertragungsbereich von 5 bis 50 000 Hz. Die Eingangsempfindlichkeit ist zwischen 0,5, 1 und 2 V umschaltbar. Über diesen vierkanaligen Endverstärker lassen sich zwei Lautsprechergruppen (jeweils in Stereo-Schaltung) getrennt schalten und regeln. Außer-

dem sind Quadrophonie oder Pseudo-Quadrophonie möglich. Die Abmessungen des Geräts sind 43 cm X 14,5 cm X 33,7 cm.

Die beschriebenen Komponenten werden im allgemeinen in einen Regietisch eingebaut. Das gilt besonders für Mischpulte und Verstärker, obwohl in den meisten Fällen zusammen mit diesen Baugruppen auch Plattenspieler, Tonbandgerät und Mikrophon eingebaut werden. Umfang des Mischpultes und Umfang des Regietisches hängen davon ab, ob ein oder zwei Plattenspieler und ein oder zwei Tonbandgeräte vorgesehen sind. Da der Regietisch meistens zur Gaststätteneinrichtung passen soll, wird man fast stets mit Sonderanfertigungen rechnen müssen. Es gibt aber eine Reihe handelsüblicher Ausführungen, die als Anregung für Spezialausführungen dienen können.

Bild 4 zeigt eine Heim-Diskotheek von *Orgatron* mit Plattenspieler und Tonbandgerät sowie aktivem Mischpult. Das Gerät ist fahrbar und läßt sich



Bild 4. Heim-Diskotheek von *Orgatron*

Bild 5. Hi-Fi-Stereo-Diskotheek „D 100“ von *Orgatron*



durch entsprechende Wahl der Holzfarben recht weitgehend einer Gaststätteneinrichtung anpassen. Für etwas höhere Ansprüche ist das Modell „D 100“ von *Orgatron* (Bild 5) bestimmt. Der Tisch enthält zwei Plattenspieler, Mikrophon und natürlich das Mischpult. Auch die wichtigen Beleuchtungslampen fehlen nicht. Die Schubkästen bieten genügend Raum für Schallplatten und Tonbänder.

Eine andere Konzeption zeigt Bild 6. Hier handelt es sich um eine transportable Diskothek-Anlage von *Dynacord* in Kofferform mit anschaubaren Beinen. Der Koffer ist mit Kunstleder überzogen. Die Abmessungen des aufgebauten Gerätes sind 135 cm X 92 cm X 50 cm. Der Koffer selbst hat die Abmessungen 135 cm X 32 cm X 50 cm. Das Modell ist mit Mischpult und zwei Plattenspielern bestückt. Es kann wahlweise auch mit Tonbandgerät geliefert werden. Der Koffer bietet Platz für Zubehör wie Mikrophon und Kopfhörer oder für Schallplatten. Die Endverstärker sind in den zugehörigen Lautsprecherboxen „SV 80“ eingebaut, die zwei Tief- und zwei Hochtonsysteme sowie den Verstärker „LEV 045“ enthalten. Die Abmessungen jeder Box sind 40 cm X 83 cm X 29 cm. Das Gerät eignet sich für viel umherrei-

sende Disk-Jockeys und für Gaststätten, in denen nicht täglich Diskothek-Betrieb sein soll und der Raum begrenzt ist.

Ein besonderer Diskothek-Aufbau ist dann notwendig, wenn man alles, was auf dem Elektronikgebiet für Diskothek-Betrieb angeboten wird, auch anwenden will. Dazu würden neben Tonbandgeräten und Plattenspielern der elektrische Gong, die Halleinrichtung und die Lichtorgel gehören. Ein Spezialaufbau ist oft auch aus optischen Gründen, besonders bei Einsatz eines Disk-Jockeys, wünschenswert.

Wesentlich weniger Platz und Aufwand erfordert die Aufstellung eines einzigen Plattenspielers und eines Verstärkers. Beide können an beliebiger, versteckter Stelle aufgebaut werden. Im folgenden soll auf einige für diese Zwecke besonders geeignete Verstärker hingewiesen werden.

Das Spitzenmodell von *Pioneer*, der Hi-Fi-Stereo-Verstärker „SA-1000“, weist genügend Eingänge auf, um al-

Das Gerät enthält getrennte Netzteile für Vorverstärker und Endstufen. Eine Besonderheit ist die Spezialschaltung für Bandvervielfältigungen. Die Abmessungen des Modells sind 43 cm X 14,5 cm X 33,7 cm.

Ebenfalls recht umfangreich ist die Zahl der Eingangsbuchsen bei dem Modell „SA-800“ von *Pioneer* (Bild 7). Bei diesem Typ lassen sich Tonabnehmer, 2 X Tonband, Mikrophon und Tuner anschließen. Außerdem sind zwei Reserveanschlüsse vorhanden. Das Gerät hat Ausgänge für vier Lautsprecher, Kopfhörer und für 3 X Tonbandaufnahme. Der Frequenzbereich umfaßt 5... 80 000 Hz und der Klirrrgrad ist maximal 0,5 % bei einer Sinus-Dauertonleistung von 2 X 53 W. Der *Pioneer*-Verstärker „SA-600“ ist mit sieben Eingangsbuchsen ausgestattet, und zwar 2 X Reserve, 2 X Tonband, Tonabnehmer, Mikrophon und Tuner. Er hat Ausgänge für vier Lautsprecher, Kopfhörer und 3 X Tonbandaufnahme. Der Frequenzbereich umfaßt 15... 70 000 Hz. Der Klirrrgrad

Bild 6. Kofferdiskothek von *Dynacord*



len Erfordernissen einer anspruchsvollen Diskothek-Anlage zu entsprechen. Das Modell hat Eingänge für magnetischen Tonabnehmer, Mikrophon, Tuner und 2 X Tonband. Außerdem sind zwei Anschlußbuchsen als Reserve vorhanden. Auch die Ausgangsschaltung ist sehr großzügig ausgelegt. Es lassen sich drei Tonbandgeräte für Aufnahme, Kopfhörer und vier Lautsprecher anschließen. Der Mittenkanal ist separat herausgeführt. Da sämtliche Stufen galvanisch gekoppelt sind, ergibt sich ein Übertragungsbereich von 5 bis 80 000 Hz. Der Klirrrgrad beträgt 0,3 % bei einer Ausgangsleistung von 2 X 94 W. Die Tief- und Höhenregler sind in dB geeicht und für jeden Kanal getrennt



Bild 7. Hi-Fi-Stereo-Verstärker „SA-800“ von *Pioneer*

ist bei 2 X 31 W Sinus-Dauerton maximal 0,5 %. Das Modell „1060“ von *Marantz* hat zwei Mikrofoneingänge, Anschluß für Tonabnehmer und Tonband sowie einen Reserveeingang. Bei einer Ausgangsleistung von 2 X 30 W Sinus-

Dauern ist der Klirrrgrad maximal 0,3%. Der Frequenzbereich umfaßt 15... 40 000 Hz \pm 2 dB.

Die verschiedenen Tonquellen sind bei allen genannten Verstärkern durch Betriebsartenschalter wählbar. Bei dem Saba-Hi-Fi-Verstärker „VS 80 Stereo“ (Bild 8) sind Tonabnehmer, Tonband, Mikrofon und Tuner mit Drucktasten wählbar. Für jede der genannten Tonquellen ist eine An-



Bild 8 Hi-Fi-Verstärker „VS 80 Stereo“ von Saba

schlußbuchse vorhanden. Durch Pegelregler läßt sich erreichen, daß keine Lautstärkeunterschiede beim Umschalten entstehen. Das Modell hat bei einer Sinus-Dauertonleistung von 2 x 30 W einen Klirrrgrad von maximal 0,15%.

Bei der Wahl der Verstärker, gleichgültig ob es sich um Einbaumodelle oder um separat aufzustellende Ausführungen handelt, sind einige grundsätzliche Überlegungen zu berücksichtigen. Bei Gaststättenbetrieb muß man immer damit rechnen, daß die Anlage über lange Zeit oder sogar dauernd übersteuert wird. Die Art des Überlastungsschutzes der Endstufen ist jedoch recht unterschiedlich. Ein Überlastungsschutz in Form von Feinsicherungen ist für Gaststätten nicht sehr günstig. Lösen nämlich die Sicherungen aus, so ist die Anlage während des Restes des Abends oder der Nacht außer Betrieb, falls keine Ersatzsicherungen sofort zur Hand sind. Hierbei besteht aber stets die Gefahr, daß für zu hohe Ströme bestimmte Sicherungen verwendet und die Endstufen schließlich defekt werden. Verstärker mit elektronischen Endstufensicherungen sind daher vorzuziehen. Sie fallen bei Überlastung kurzzeitig aus, bis die Endtransistoren ausreichend abgekühlt sind. Danach sind die Geräte automatisch wieder betriebsbereit.

Weitere Überlegungen betreffen den Klirrrgrad und den Frequenzbereich der Verstärker. In einem Gaststättenbetrieb muß man mit einem hohen Geräuschpegel rechnen, so daß keine Qualitätsunterschiede in der Wiedergabe nicht bemerkbar sind. Es würde sich daher erübrigen, Verstärker einzusetzen, deren Klirrrgrad besser als 1% ist. Allerdings sind die auf dem Markt angebotenen Hi-Fi-Verstärker hoher Ausgangsleistung, wie sie für Diskothek-Betrieb benötigt werden, qualitativ so hochwertig, daß die Klirrrgrade wesentlich unter 1% liegen. Es erübrigen sich auch Übertragungsbereiche oberhalb 20 000 Hz. Doch auch in dieser Hinsicht wird wesentlich mehr bei den marktüblichen Geräten geboten, als man für Gaststätten-Anlagen benötigt.

Bei Gaststättenbetrieb würde man in den meisten Fällen auch mit hoch-

wertigen Keramik- oder Kristalltonabnehmern den gleichen Erfolg haben wie mit Magnettonabnehmern. Doch auch in dieser Hinsicht gibt es kaum Einsparungsmöglichkeiten, weil die Verstärker mit den für Gaststättenbetrieb benötigten Ausgangslei-

stungen ausnahmslos mit Entzerrervorverstärkern für magnetische Tonabnehmer ausgerüstet sind. Diese Hinweise mögen für die Falle interessant sein, in denen an den Bau von Spezialverstärkern nur für Gaststättenbetrieb gedacht ist.

„RTV 900 HiFi/4-D-Stereo“ und „Studio 2000 HiFi/4-D-Stereo“ mit 4-D-Stereo-Raumklangeinrichtung

Mit einer sogenannten 4-D-Raumklingeinrichtung sind jetzt bei Grundig die neuesten Ausführungen des Steuergerätes „RTV 900 HiFi/4-D-Stereo“ (Nennausgangsleistung 2 x 25 W) sowie des „Studio 2000 HiFi/4-D-Stereo“ (Steuergerät mit Plattenspieler, Nennausgangsleistung 2 x 22,5 W) ausgestattet. Diese Hi-Fi-Geräte verfügen jeweils über mehrere Lautsprecherausgänge, an die sich getrennte Stereo-Lautsprechergruppen anschließen lassen. Der eingebaute Lautsprechergruppenschalter erlaubt die Wahl zwischen

- ▶ Stereo-Wiedergabe in einem Raum,
- ▶ Stereo-Wiedergabe gleichzeitig in zwei getrennten Räumen,
- ▶ 4-D-Stereo-Wiedergabe durch zwei Stereo-Lautsprecherpaare im selben Raum.

Von Grundig wird die Funktion etwa wie folgt geschildert: Bei der 4-D-Stereo-Wiedergabe wird zusätzlich zu den normalen Stereo-Lautsprechern ein zweites Stereo-Lautsprecherpaar hinter den Zuhörern aufgestellt (Bild 1). Die Zuhörer befinden sich somit innerhalb eines gedachten Rechtecks, das die vier Lautsprecher bilden. Auf diese Weise wird die Stereo-Klangebene der beiden vorderen Lautsprecher durch den akustischen Effekt der Raumtiefe ergänzt, der von den rückwärtigen Lautsprechern ausgeht. Wie im Konzertsaal, wo durch Reflexionen an Decken und Wänden diffuse Klänge von allen Seiten auf den Zuhörer einwirken, entsteht eine der originalen Situation entsprechende Raumklangatmosphäre. Ein weiterer Vorteil ist die Vergrößerung der optimalen Stereo-Hörzone.

Bei den neuen 4-D-Stereo-Geräten genügt ein Tastendruck, um das rückwärtige Lautsprecherpaar in Betrieb zu setzen und alle Stereo-Programme von Platte, Tonband oder Rundfunk wahlweise mit der zusätzlichen 4-D-Raumklangwirkung wiederzugeben. Die Darbietung gewinnt dabei an Natürlichkeit. In den meisten Stereo-Aufnahmen steckt wesentlich mehr Rauminformation als bei normaler Stereo-Wiedergabe hörbar gemacht werden kann. Die Wirkung des 4-D-Systems macht sich vor allem in einer erhöhten Präsenz bemerkbar und bringt eine gute räumliche Ortung schon bei geringen Wiedergabelautstärken. Die Hi-Fi-Qualität der Geräte, deren sonstige Ausstattung völlig der bisherigen Hi-Fi-Stereo-Ausführung nach DIN 45 500 entspricht, kommt dabei voll zur Geltung.

Technisch gesehen, wird bei den Hi-Fi-4-D-Stereo-Geräten die zusätzliche Rauminformation aus der Differenz der beiden Stereo-Signale abgeleitet und durch eine Matrixschaltung am Verstärkerausgang den beiden rückwärtigen Lautsprechern zugeführt.

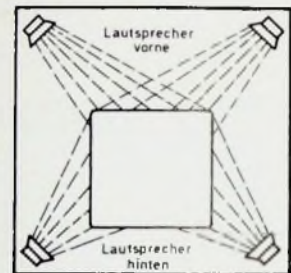


Bild 1 Lautsprecheraufstellung bei 4-D-Stereo-Raumklangwiedergabe

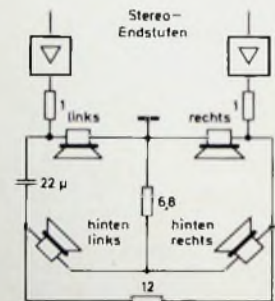


Bild 2 Funktionsschema der 4-D-Stereo-Anlage von Grundig

(Bild 2), soweit es sich um Frequenzen von über 1 kHz handelt. Zusätzlich zur Rauminformation wird das Originalsignal frequenzabhängig eingesteuert, und zwar in der Weise, daß hinten rechts der volle Frequenzumfang wirksam ist, dagegen hinten links nur ein ausgewähltes, über 1 kHz liegendes Frequenzgebiet angeboten wird. Für tiefe Frequenzen unterhalb 300 Hz sind die beiden Lautsprecher außerdem untereinander verkoppelt, so daß in diesen Frequenzlagen der rückwärtige Schalleindruck etwa aus der Mitte kommt.

Der zusätzliche technische Aufwand, den dieses 4-D-Stereo-Raumklingverfahren erfordert, ist im Vergleich zur effektvollen Wirkung relativ gering. Die Verkaufspreise für die neuen 4-D-Stereo-Geräte liegen deshalb nur unwesentlich über denen der bisherigen Ausführungen.

Quarzgesteuerte Antriebselektronik für eine Batterie-Uhr mit integrierten Frequenzteiler-Bausteinen

1. Einleitung

An die im täglichen Leben verwendeten Uhren werden – und dabei spielt nicht zuletzt die Bequemlichkeit des Benutzers eine maßgebliche Rolle – heute beachtliche Anforderungen hinsichtlich der Ganggenauigkeit und Wartungsfreiheit gestellt. Vor wenigen Jahren brachte der Übergang vom federgetriebenen Weckeruhrwerk zum batteriebetriebenen Elektrowerk schon nennenswerte Verbesserungen. So ist man es heute gewohnt, daß eine Batterieuhr mindestens ein Jahr lang mit einer Batterie läuft, muß aber meistens in Kauf nehmen, daß mit abnehmender Batteriespannung allmählich auch die Ganggenauigkeit nachläßt. Es ist zwar seit langem bekannt, daß sich Fortschritte erreichen lassen, wenn man die Betriebsspannung mit elektronischen Mitteln konstant hält und wenn das mechanische Frequenzbeziehungswise Zeitnormal der Uhr, die Unruh, durch ein Schwingensystem höherer Güte, beispielsweise einen elektronischen Quarzoszillator, ersetzt wird. Eine Realisierung in großem Umfang (Gebrauchsuhren) war jedoch nicht möglich, da die in Frage kommenden Quarzoszillatoren mit Frequenzen weit über 1 kHz arbeiten und der elektronische Schaltungsaufwand für die Frequenzteilung in der Vergangenheit beträchtlich war.

Nun ist seit kurzer Zeit die integrierte Schaltung SAJ 170 von *Intermetall* auf dem Markt, die speziell für die Frequenzteilung in Uhren entwickelt wurde. Mit diesem Bauelement wird es möglich, auf kleinem Raum eine Uhrantriebselektronik zu realisieren, die in der Praxis kaum mehr Wünsche offenläßt. Im folgen-

den wird die Zeitinformation vom Oszillator über den Frequenzteiler zum elektromechanischen Wandler ist durch Pfeile angedeutet. Alle Stufen werden aus einer 1,5-V-Babyzelle mit Energie versorgt (gestrichelte Linien). Wie später ausgeführt, wird zwischen Frequenzteiler und Wandler noch eine Anpassungsschaltung, bestehend aus Impulsverstärker und Antriebsstufe, geschaltet. Außerdem wird zwischen die Batterie und alle Elektronikstufen einschließlich des Wandlers eine Stabilisierungsschaltung zum Konstanthalten der Betriebsspannung eingefügt.

Mehrere Gesichtspunkte müssen beachtet werden, um die Schwingfrequenz des Quarzoszillators festzulegen. Der elektromechanische Wandler ist als Schrittschaltwerk ausgeführt und arbeitet mit einer Schrittfrequenz von 1 Hz, das heißt, der Antrieb wirkt direkt auf den Sekundenzeiger. Da der vom Wandler benötigte Antriebsimpuls, verglichen mit der Periodendauer der 1-Hz-Schwingung, relativ kurz ist (s. Abschnitt 9), erhält man einen wie bei den Normalzeituhren springenden Sekundenschritt. Das Teilverhältnis der im Abschnitt 5 beschriebenen Quarzoszillatoren beträgt 2^n mit ganzzahligem n . Sinnvolle Quarzfrequenzen sind also $f = 2^n$ Hz, wobei n so zu wählen ist, daß der Quarz sowohl hinsichtlich Temperaturabhängigkeit und Alterung als auch hinsichtlich seiner Größe optimal hergestellt werden kann. Günstige Werte liegen bei $n = 13, 14$ und 15 .

3. Schwingquarz

Für die hier beschriebene Schaltung wurde $n = 14$ gewählt, was eine Quarzfrequenz von $f = 16\,384$ Hz ergibt. Der

verwendete 16 384-Hz-Quarz ist ein sogenannter XY-Biegeschwinger oder Beckerath-Schwinger.

3.1 Temperaturverhalten

Bild 2 zeigt das Temperaturverhalten eines 16 384-Hz-XY-Biegeschwingers. Die relative Frequenzänderung $\Delta f/f$ folgt bei Temperaturänderung einer Parabel. Durch spezielle Maßnahmen bei der Quarzherstellung (Schnittwinkel, Abmessungen des Quarzstäbchens usw.) wird erreicht, daß der Scheitel der Parabel etwa bei Raumtemperatur (22 °C) liegt. Die Gebrauchstemperatur liegt damit im flachen Teil der Parabel, so daß sich bei Temperaturschwankungen die kleinstmöglichen Frequenzänderungen ergeben.

3.2 Alterungsverhalten

Der Alterungskoeffizient eines Schwingquarzes hängt vor allem von der Art der Aufhängung des Quarzstabes und dem Einbau in das Gehäuse ab. Bild 3 zeigt typische relative

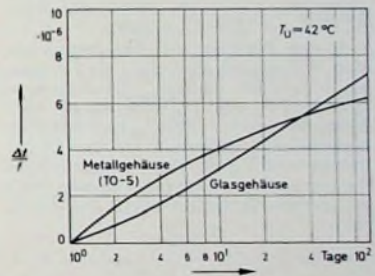


Bild 3. Alterungsverhalten eines 16384-Hz-XY-Biegeschwingers

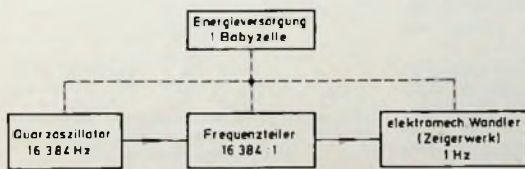


Bild 1. Prinzipieller Aufbau einer quartzgesteuerten Uhr

den soll eine derartige Uhrantriebselektronik beschrieben werden.

2. Prinzipielle Arbeitsweise einer quartzgesteuerten Uhr

Die Uhrelektronik ist nach dem im Bild 1 gezeigten Schema aufgebaut. Die Frequenz der Quarzschwingung wird im Frequenzteiler so weit herabgesetzt, daß der elektromechanische Wandler sie weiterverarbeiten kann. Der Signalfuß der Frequenzbe-

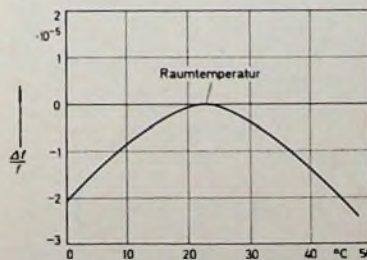


Bild 2. Temperaturverhalten eines 16384-Hz-XY-Biegeschwingers

ziehungswise Zeitnormal der Uhr (logarithmischer Maßstab!) Um den Alterungseffekt deutlicher hervortreten zu lassen und um die Alterung zu beschleunigen, wurde der Quarz bei einer Temperatur von 42 °C gealtert. Man stellt fest, daß die Alterung durchweg positive Frequenzfehler bringt. Außerdem ist zu erkennen, daß die Alterung sehr genau nach einer e-Funktion verläuft. Das bedeutet, daß zum Beispiel der Frequenzfehler nach 100 Tagen nur doppelt so groß und nach 1000 Tagen – extrapoliert – nur dreimal so groß ist wie nach zehn Tagen.

3.3 Elektrisches Verhalten, elektrische Ersatzgrößen

Die elektrischen Eigenschaften des Quarzes lassen sich in der Umgebung der Resonanzfrequenz mit dem im Bild 4 gezeigten Zweipol-Ersatzschaltbild recht genau beschreiben.

Dipl.-Ing. Rolf Dieter Burth ist Mitarbeiter der *Intermetall Deutsche ITT Industries GmbH*, Freiburg.

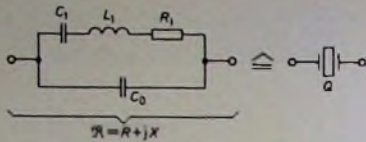


Bild 4 Elektrisches Ersatzschaltbild eines Schwingquarzes

Es handelt sich um einen mit dem Serienresonanzwiderstand R_1 gedämpften Serienschwingkreis aus der dynamischen Induktivität L_1 und der dynamischen Kapazität C_1 , zu dem die statische Kapazität C_0 parallel geschaltet ist. C_0 setzt sich zusammen aus der Kapazität des Quarzsockels (der Anschlußstifte zueinander) und der Kapazität zwischen den metallisierten Flächen des Quarzstäbchens, an denen die elektrischen Kontakte angebracht sind.

Nach der Ersatzschaltung im Bild 4 kann der Quarz auf zwei Resonanzfrequenzen erregt werden, nämlich auf seiner Serienresonanzfrequenz

$$f_s = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L_1 \cdot C_1}}$$

und seiner Parallelresonanzfrequenz

$$f_p = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L_1 \cdot \frac{C_1 \cdot C_0}{C_1 + C_0}}}$$

In der Praxis werden an einem 16 384-Hz-XY-Biegeschwingerquarz etwa folgende Werte für die Ersatzgrößen gemessen: $R_1 \approx 10 \dots 20 \text{ k}\Omega$, $C_1 \approx 12 \text{ fF}$, $L_1 \approx 7 \text{ kH}$, $C_0 \approx 5 \text{ pF}$.

Aus den Formeln und den angegebenen Werten erkennt man, daß wegen $C_0 \gg C_1$ die beiden Resonanzfrequenzen f_s und f_p sehr dicht beieinanderliegen. Beim betrachteten Quarz ist $f_p - f_s$ etwa 10 Hz. Es ist ferner wichtig zu wissen, daß der in Resonanz schwingende Quarz rein ohmisches Verhalten zeigt. Für $f = f_s$ ist

$$R = R_1$$

und für $f = f_p$

$$R = \frac{1}{R_1 \cdot L_1 \cdot C_1 \cdot C_0^2}$$

In den Bildern 5 und 6 ist dieser Sachverhalt in Kurvenform dargestellt

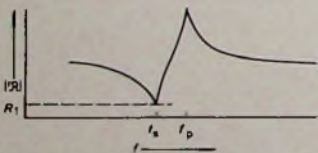


Bild 5. Impedanz als Funktion der Frequenz

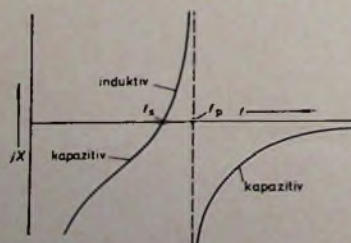


Bild 6 Reaktanz als Funktion der Frequenz

Bild 5 zeigt den Impedanzverlauf und Bild 6 den Reaktanzverlauf in Abhängigkeit von der Frequenz

3.4 Abgleich der Quarzfrequenz

Der Schwingquarz wird – je nachdem, ob er später in Parallel- oder Serienresonanz schwingen soll – vom Hersteller so abgeglichen, daß der vorgesehene Resonanzpunkt auf die gewünschte Frequenz fällt. Da dieser Abgleich meistens durch Schleifen am Kristall erreicht wird, ist er immer noch mit Toleranzen behaftet. Diese Toleranzen lassen sich in der Oszillatorschaltung, in der der Quarz zum Schwingen angeregt wird, elektrisch kompensieren. Im Falle der Erregung in Serienresonanz schaltet man eine sogenannte Ziehkapazität in Serie zum Quarz und erreicht damit eine Erhöhung von f_s . Im Falle der Erregung in Parallelresonanz schaltet man die Ziehkapazität parallel zum Quarz, was eine Reduzierung der Frequenz f_p ergibt.

Bild 7 erläutert den Vorgang des „Ziehens“ der Serienresonanzfrequenz im Falle der Serienschaltung

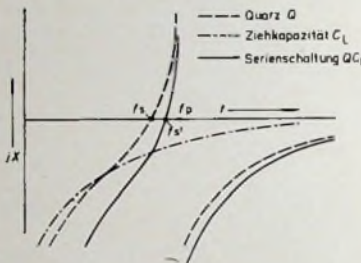


Bild 7 Reaktanz eines Schwingquarzes mit Serien-Ziehkapazität C_L

einer Ziehkapazität. Der Reaktanzverlauf des Quarzes, der dem im Bild 6 entspricht, ist gestrichelt eingetragen. Strichpunktiert ist der Verlauf der Reaktanz der zum Quarz in Serie geschalteten Ziehkapazität C_L angegeben. Die Serienschaltung von Quarz und Ziehkapazität ergibt die resultierende Summenkurve. Aus dem Bild erkennt man, daß die neue Serienresonanzfrequenz f_s' größer ist als f_s .

Das Zuschalten einer Ziehkapazität verändert auch den Impedanzverlauf nach Bild 5. Das Minimum der Impedanz verschiebt sich weiter nach rechts zur neuen Serienresonanzfrequenz f_s' und wird außerdem größer.

Den Zusammenhang zwischen den Frequenzwerten f_s und f_s' , der zugeschalteten Ziehkapazität C_L und den Quarzdaten beschreiben die Beziehungen

$$\frac{f_s' - f_s}{f_s} = \frac{C_1}{2(C_0 + C_L)}$$

und

$$f_s' = f_s \cdot \left(1 + \frac{C_1}{2(C_0 + C_L)} \right)$$

Der Serienresonanzwiderstand des Gesamtzweipols (Quarz und Lastkapazität) erhöht sich, wie bereits ge-

sagt, und man spricht vom effektiven Serienresonanzwiderstand

$$R_{FSR} = R_1 \cdot \left(1 + \frac{C_0}{C_L} \right)^2$$

Wegen der unvermeidbaren Toleranzen beim mechanischen Quarzabgleich betreibt man Quarze generell mit einer Ziehkapazität C_L . Für den betrachteten 16 384-Hz-Quarz liegt die Kapazität von C_L je nach Typ bei etwa 30 ... 100 pF. Die Ziehkapazität wird einstellbar oder teilweise einstellbar ausgeführt, um den Feinabgleich der Quarzfrequenz zu ermöglichen. Zur Ermittlung des erforderlichen Einstellbereichs von C_L sei noch eine nützliche Beziehung angegeben, die die mögliche relative Frequenzänderung für eine Variation von C_L in den Grenzen $C_{L1} < C_L < C_{L2}$ beschreibt:

$$\frac{f_s' - f_s}{f_s} = \frac{C_1(C_{L2} - C_{L1})}{2(C_0 + C_{L1}) \cdot (C_1 + C_{L2})}$$

Die Bilder 8 und 9 zeigen für den betrachteten 16 384-Hz-Quarz die Verläufe von Frequenzänderung und ef-

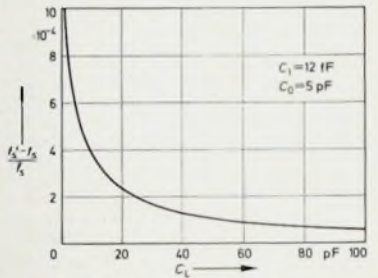


Bild 8. Relative Frequenzänderung als Funktion der Ziehkapazität

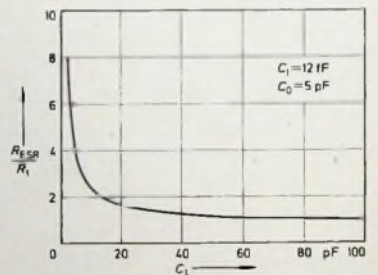


Bild 9. Verhältnis des effektiven Serienwiderstands zum Serienresonanzwiderstand als Funktion der Ziehkapazität

ektivem Serienresonanzwiderstand als Funktion der Ziehkapazität C_L . Für den Fall der Parallelresonanz gelten ähnliche Beziehungen und Kurven, jedoch sollen diese hier nicht angeführt werden, da die später beschriebene Oszillatorschaltung in Serienresonanz arbeitet.

4 Quarzoscillatorschaltung

Um einen Schwingquarz auf seiner Serienresonanzfrequenz anzuregen, verwendet man einen Verstärker, dessen Ein- und Ausgangssignale gleichphasig sind, und schaltet den Quarz als Mitkoppelwiderstand zwi-

schen Ausgangs- und Eingangsschluß (Bild 10). Es wird diejenige Frequenz am stärksten mitgekoppelt, für die der Quarz den geringsten und rein ohmschen Widerstand zeigt. Das ist die Serienresonanzfrequenz f_s , beziehungsweise f_s' des Quarzes. Die Schaltung arbeitet dann als Oszillator.

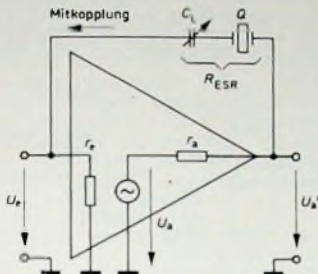


Bild 10 Quarz-mitgekoppelter Verstärker als Oszillator

4.1 Schwingbedingung

Da wegen der endlichen Ein- und Ausgangswiderstände des Verstärkers nur ein Teil der Ausgangsspannung U_a über den Quarz zum Eingang mitgekoppelt wird, muß ein Kopplungsfaktor $k = U_c/U_a$ definiert werden. Es gilt

$$k \cdot V = \frac{I_c}{U_a} = \frac{I_c}{r_e + r_a + R_{ESR}}$$

Darin bedeutet r_e den Eingangswiderstand des Verstärkers, r_a den Ausgangswiderstand des Verstärkers und R_{ESR} den effektiven Serienresonanzwiderstand des Quarzes. Damit die Signalschwingungen in der Anordnung nach Bild 10 sich selbst anfachen, muß der Spannungsverstärkungsfaktor $V = U_a/U_e$ des Verstärkers so groß sein, daß die Schwingbedingung

$$k \cdot V \geq 1$$

erfüllt ist.

4.2 Ausgeführte Schaltung und deren Berechnung

Die Verstärkerschaltung (Bild 11) besteht aus einem Transistor T1 in Kol-

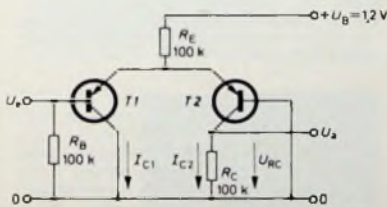


Bild 11 Schaltbild des Oszillatorverstärkers

lektorschaltung und einem Transistor T2 in Basisschaltung. Das Ausgangssignal U_a ist gleichphasig mit dem Eingangssignal U_e . Eine Spannungsverstärkung des Signals erfolgt nur in der zweiten Stufe. Sie beträgt

$$V \sim \frac{R_C}{h_{11b}} \sim R_C \cdot \frac{I_{C2}}{U_T} = \frac{U_0}{U_T}$$

Dabei ist

$$U_0 = I_{C2} \cdot R_C$$

der Potentialwert des Gleichstromarbeitspunktes der zweiten Stufe und

$U_T = 26 \text{ mV}$ die sogenannte Temperaturspannung, aus der sich der Eingangswiderstand h_{11b} errechnen läßt, indem man die Temperaturspannung durch den Kollektorstrom teilt. Es gilt also

$$h_{11b} = \frac{U_T}{I_C}$$

Um über die Erfüllung der Schwingbedingung des Verstärkers beim Zusammenschalten mit einem Quarz eine Aussage machen zu können, werden im folgenden der Eingangswiderstand r_e und der Ausgangswiderstand r_a des Verstärkers ermittelt. Der Eingangswiderstand r_e ergibt sich aus der Gleichung

$$r_e = R_B \left[h_{11e1} + h_{21e1} \cdot \left(R_E \left| \frac{h_{11e2}}{h_{21e2}} \right. \right) \right]$$

Wenn man vereinfachend annimmt, daß $h_{21e1} \approx h_{21e2} \approx h_{21e}$ und $I_{C1} \approx I_{C2} \approx I_C$ ist, wird

$$r_e \sim R_B \left[h_{21e} \left(\frac{U_T}{I_C} + \left(R_E \left| \frac{U_T}{I_C} \right. \right) \right) \right]$$

Der Ausgangswiderstand r_a des Verstärkers ergibt sich aus der Parallelschaltung des Ausgangswiderstandes $1/h_{22b}$ des Transistors und des Arbeitswiderstandes R_C zu

$$r_a = R_C \left| \frac{1}{h_{22b2}} \right. \sim R_C$$

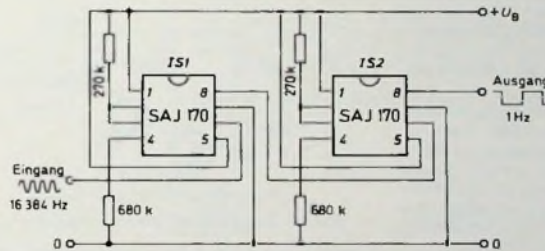


Bild 13 Schaltbild des Frequenzteilers

Für die im Gesamtschaltbild im Abschnitt 10 angegebene Dimensionierung der Schaltung mit $R_B = R_E = R_C = 100 \text{ k}\Omega$ und $U_B = 1.2 \text{ V}$ erhält man

$$I_{C1} \sim I_{C2} = \frac{U_B - U_{BE}}{2 R_E} \sim 3,5 \mu\text{A}$$

wobei $U_{BE} \approx 500 \text{ mV}$ angesetzt wurde. Weiter ergibt sich

$$\frac{U_T}{I_C} \sim \frac{26 \cdot 10^{-3} \text{ V}}{3,5 \cdot 10^{-6} \text{ A}} \sim 7 \text{ k}\Omega$$

Die hier errechneten Werte ergeben, in die oben abgeleiteten Beziehungen eingesetzt, daß der Eingangswiderstand r_e bereits ab $h_{21e} > 50$ (bei jedem Transistor vorhanden!) so gut wie ausschließlich durch $R_B = 100 \text{ k}\Omega$ bestimmt wird. Also ist $r_e \approx 100 \text{ k}\Omega$.

Die Verstärkung der Schaltung im Bild 11 ist dann

$$V = \frac{I_C \cdot R_C}{U_T} \sim 14$$

Mit $r_e = 100 \text{ k}\Omega$, $r_a = 100 \text{ k}\Omega$, $R_{ESR} = 50 \text{ k}\Omega$ und $V = 14$ wird demnach die Schwingbedingung $k \cdot V > 1$ erfüllt, denn es ist

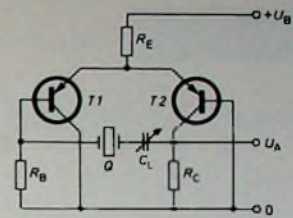


Bild 12 Schaltbild des Quarzoszillators

$$k \cdot V = \frac{100 \cdot 10^3}{250 \cdot 10^3} \cdot 14 = 5,6$$

Eine weitere hervorzuhebende Eigenschaft dieser im Bild 12 gezeigten Oszillatorschaltung ist, daß die Amplitude des Ausgangssignals stabilisiert wird und ihr Spitze-Spitze-Wert $U_{s,ss}$ in keinem Fall den Wert $U_{RF2} \approx 500 \text{ mV}$ überschreiten kann. Da die Sättigungsspannung von T2 bei $I_C \approx 3,5 \mu\text{A}$ in der Größenordnung von $U_{CEsat} \approx 30 \cdot 50 \text{ mV}$ liegt, wird

$$U_{s,ss} \approx U_{BE2} - U_{CEsat2} \approx 450 \text{ mV}$$

Diese stabilisierte Signalamplitude ist besonders erwünscht zur direkten Ansteuerung des im nächsten Abschnitt beschriebenen integrierten Frequenzteilers SAJ 170.

5. Frequenzteilerschaltung

Bild 13 zeigt die Frequenzteilerschaltung, die aus zwei integrierten Schaltungen SAJ 170 besteht, von denen

jede sieben bistabile Kippschaltungen enthält. Insgesamt beträgt das Teilverhältnis $2^{14} = 16384$.

Als Eingangsspannung wird direkt das im Oszillator erzeugte sinusähnliche Signal von $U_{s,ss} \approx 450 \text{ mV}$ verwendet. Am Ausgang steht eine Rechteckspannung mit einer Amplitude von etwa 500 mV zur Verfügung (Low-Pegel 500 mV , High-Pegel 550 mV). Die Frequenz am Ausgang ist 1 Hz , und das Tastverhältnis der Ausgangsspannung ist $0,5$. Jede integrierte Schaltung SAJ 170 nimmt bei der angegebenen Baschalung etwa $15 \mu\text{A}$ auf.

Zur Funktion der bistabilen Kippstufen in der IS sei an dieser Stelle gesagt, daß es sich um flankengetriggerte Flip-Flop handelt, die zu einem asynchronen Binäruntersetzer hintereinander geschaltet sind. Bild 14 zeigt das Schaltbild eines integrierten Flip-Flop. Bemerkenswert an dieser Schaltung ist, daß wegen der Ausführung in komplementärer Bipolartechnik lediglich Transistoren und keine Widerstände integriert sind. Selbst die beiden Kondensatoren zur Signaleinkopplung sind als Transistor-Sperr-

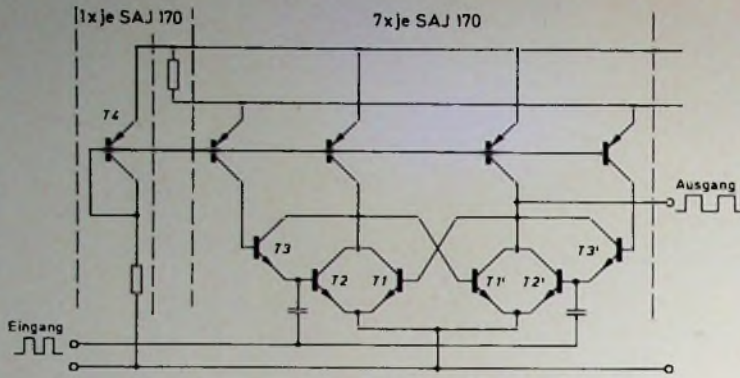


Bild 14 Schaltbild eines integrierten Flip-Flop

schichtkapazitäten ausgeführt. Die beiden einzigen Widerstände, die für alle sieben Stufen eines SAJ 170 gemeinsam wirken, werden von außen zugeschaltet, denn mit ihnen kann unter anderem die Betriebsstromaufnahme der integrierten Schaltung eingestellt werden. Dadurch ist eine Anpassung an unterschiedliche Arbeitsbedingungen möglich.

Die Funktion eines dieser Flip-Flop verläuft folgendermaßen: T1 und T1' sind die Flip-Flop-Transistoren. Sie erhalten ihren Kollektorstrom von den an ihren Kollektoren angeschlossenen PNP-Transistoren, die wie die übrigen in der Schaltung vorhandenen PNP-Transistoren als sogenannte Strombank geschaltet sind, deren Ströme über die Außenwiderstände einstellbar sind. Die kreuzweise Verkopplung der Kollektor- und Basisanschlüsse von T1 und T1' ergibt die eigentliche Flip-Flop-Funktion.

T2 und T2' wirken als Triggertransistoren. Durch kurzzeitiges Ansteuern des einen oder des anderen kann der Flip-Flop in den einen beziehungsweise den anderen Zustand gebracht werden, in dem er dann bis zum nächsten Triggerimpuls statisch verharrt.

Die Transistoren T3 und T3' – die Vorbereitungstransistoren – arbeiten ähnlich wie sperrbare Impulsgatter bei üblichen Flip-Flop-Versionen. Sie stellen sicher, daß eine Flip-Flop-Seite nur bei jedem zweiten Eingangsimpuls getriggert werden kann. Dies wird dadurch erreicht, daß die Kollektoren der Vorbereitungstransistoren jeweils mit dem Kollektor des zugehörigen Trigger- und Flip-Flop-Transistors verbunden sind. Ein positives Eingangssignal kann über Koppelkapazitäten und Basisanschlüsse der Triggertransistoren nur in dem Triggertransistor Kollektorstrom bewirken, dessen Kollektorpotential im High-Zustand ist, denn nur auf dieser Flip-Flop-Seite wurde zuvor der Koppelkondensator über den Vorbereitungstransistor aufgeladen. Dies ist aber gerade die Flip-Flop-Seite, die durchzusteuern ist. Der Kollektorstrom des Triggertransistors schaltet den Flip-Flop in die neue Lage. Es liegt also ein JK-Betrieb vor.

6. Impulsverstärker

Die Amplitude des 1-Hz-Signals am Ausgang der Frequenzteilerschaltung

ist mit etwa 500 mV ausreichend groß, um nachfolgende Stufen anzutreiben; allerdings ist der Ausgangswiderstand – wegen der geringen Arbeitsströme der Teilerstufen – relativ hoch. Daher ist eine Leistungsverstärkung erforderlich. Aus Gründen der Stromersparnis wird der Leistungsverstärker jedoch nicht galvanisch an den Ausgang der Frequenzteilerschaltung angekoppelt, sondern über ein Differenzierglied, so daß nur während kurzer Zeit nennenswerte Ströme fließen.

Bild 15 zeigt das Schaltbild des Impulsverstärkers. Die Schaltung ist zweistufig, die Transistoren arbeiten

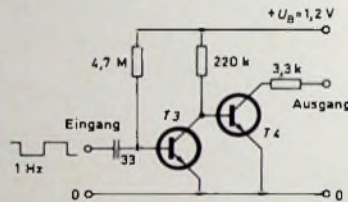


Bild 15 Schaltbild des Impulsverstärkers

als Schalter. Ohne Eingangssignal ist T3 über seinen 4,7-MΩ-Basiswiderstand ständig durchgesteuert, so daß T4 gesperrt ist. Liegt ein rechteckförmiges Eingangssignal am Eingang des Impulsverstärkers, so sperrt jede abfallende Flanke über den 33-pF-Koppelkondensator, der mit dem 4,7-MΩ-Basiswiderstand die Funktion des Differenzierglieds hat, den Transistor T3. Damit wird T4 leitend. Dieser Vorgang dauert wegen der kleinen Zeitkonstante des Differenzierglieds nur etwa 50 µs. Der relativ niederohmige Ausgang von T4 ist daher nur während dieser kurzen Zeit eingeschaltet. Der Ruhestrom des Impulsverstärkers wird im fast dauernd durchgeschalteten Transistor T3 verbraucht; er beträgt etwa 5 µA.

7. Antriebsstufe für den elektromechanischen Wandler

Der im Impulsverstärker geformte Impuls mit einer Dauer von etwa 50 µs ist zu kurz, um den elektromechanischen Wandler der Uhr in Gang zu setzen. Deshalb wird die Antriebsstufe, die den Wandler mit Energie zu versorgen hat, als Zeitglied ausgeführt. Die verwendete Schaltung ist

eine monostabile Kippschaltung, jedoch in besonderer Ausführung mit zwei komplementären Transistoren T5 und T6. Diese Schaltungsart hat den Vorteil, daß sie nur Strom benötigt, solange die Schaltung im metastabilen Zustand ist.

Bild 16 zeigt die Schaltung. Die Dauer des metastabilen Zustands, also die Stromimpulsdauer im Transistor T6, wird bestimmt durch die Zeitkonstante des RC-Glieds, das vom Kol-

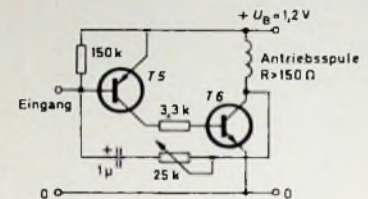


Bild 16 Schaltbild der Antriebsstufe für den elektromechanischen Wandler

lektor des Transistors T6 zur Basis von T5 geschaltet ist. Die Impulsdauer ist leicht durch Variation des Kapazitätswerts zu verändern und außerdem mit dem Trimpotentiometer exakt auf den gewünschten Wert einstellbar. Die im Bild 16 angegebene Dimensionierung ergibt eine Impulsdauer von etwa 20 bis 35 ms. (Schluß folgt)

Laser und Luftverschmutzung

Bei der Bekämpfung der Luftverschmutzung ist die Ortung von Rauchwolken eine grundlegende Aufgabe. Die von Forschungsingenieuren bei Siemens gefundene Lösung beruht auf der Tatsache, daß an Schwebeteilchen wie Staub und Ruß auffallendes Licht mit einer Intensität zurückgestreut wird, die der räumlichen Dichte der streuenden Partikel und der Stärke des auffallenden Lichtes proportional ist.

Der von dem Neodyn-Riesenimpuls-Laser (s. Titelbild) ausgesandte Lichtimpuls (Wellenlänge 106 µm, Impulsdauer 20 ns, Spitzenleistung 1 MW) wird von den zu ortenden Rauch- und Staubwolken als Echo zurückgeworfen und von einer als optischer Empfänger verwendeten Germanium-Photodiode mit vorgeschaltetem lichtstarken Objektiv aufgefangen. Die weitere Auswertung erfolgt mit einem Oszillografen: Der aufgezeichnete Echoimpuls liefert auf der Zeitachse Angaben über Entfernung und mit der Impulshöhe über Dichte der Luftfremdstoffe (Bild 1).

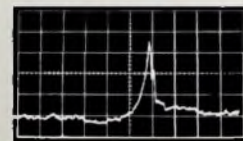


Bild 1 Oszillogramm einer Laserortung

Der Einsatz des Gerätes ist nicht auf Rauchwolken beschränkt. Mit ihm können auch Aussagen über die allgemeine Lufttrübung gewonnen und Sichtweitenmessungen durchgeführt werden. Hierzu wird kein bestimmtes Ziel anvisiert, sondern die Lufrückstreuung aus dem Nahbereich bis zu einigen hundert Metern Entfernung gemessen. Durchaus realistische Zukunftsprognosen sind die Feststellung der stofflichen Zusammensetzung von Luftfremdstoffen mittels eines Lasers. Hierzu sind Geräte mit einstellbarer Wellenlänge des ausgesandten Lichtes erforderlich. Dann können beispielsweise auch Abgaswolken über vielbefahrenen Straßen geortet und analysiert werden.

Hochwertiger elektrostatischer Lautsprecher für den Mittel-Hochtonbereich

1. Allgemeines

Unter der Bezeichnung „7320“ liefert R Rennwald, Heidelberg, einen Bausatz, der aus einem elektrostatischen Lautsprecherelement, einem Anpassungsübertrager und einem Netzteil zur Erzeugung der Polarisationsspannung besteht. Aus diesen Teilen kann mit etwas Geschick ein hochwertiger elektrostatischer Lautsprecher gebaut werden, der den Mittel- und Hochtonbereich abstrahlt und sich mit einem dynamischen Tieftonlautsprecher kombinieren läßt. Es handelt sich hierbei also nicht um einen Lautsprecher für den gesamten Übertragungsbereich, wie zum Beispiel bei der vom selben Hersteller produzierten „HiFi-Stat“-Anlage. Elektrostatische Lautsprecher benötigen näm-

niedrige Preise, gelten, der manchem Hi-Fi-Freund die Anschaffung eines hochwertigen elektrostatischen Lautsprechersystems ermöglicht.

2. Beschreibung der Anlage

Bild 2 zeigt die bereits vorverdrahtete Gesamtschaltung des Bausatzes. Das elektrostatische System ist als Gegentaktlautsprecher aufgebaut. Die Membrane besteht aus einer 6 µm dicken elastischen Kunststoffolie, auf die beidseitig ein Metallfilm aufgedampft ist. Die beiden Elektroden, denen die NF-Spannung zugeführt wird, sind perforiert und in Kunststoff eingebettet. An der Membrane liegt eine Polarisationsspannung von +3700 V, die ohne Zwischenschaltung eines Netztransformators direkt aus der 220-V-Netzspannung durch eine Verzwölfacherschaltung (D1...D12, C1 bis C12) gewonnen wird.

Die NF-Spannung gelangt über den Vorwiderstand R1 und den Kondensator C13 zum Übertrager Ü1. Die Induktivität von Ü1 und die Kapazität von C13 sind so gewählt, daß beide Bauelemente eine Frequenzweiche mit einer Steilheit von 12 dB/Oktave

stand R2, der als Berührungsschutz wirkt, und die Sekundärwicklung von Ü1 gelangt die Polarisationsspannung zu den festen Elektroden. Der Widerstand R3 hat für die Schaltung selbst keine Bedeutung. Er soll auf Verstärker, die keine kapazitive Belastung vertragen, stabilisierend wirken und ein Schwingen der Endstufe verhindern. Der Widerstand R3 dient ebenfalls als Berührungsschutz. Die Anschaltung des dynamischen Tieftonlautsprechers erfolgt, wie im Bild 2 dargestellt, über eine 12-dB-Weiche, die aus der Drossel L1 und dem Kondensator C14 besteht.

Da in der Anlage sehr hohe Polarisationsspannungen auftreten, mußte dem maximalen Berührungsstrom besondere Aufmerksamkeit gewidmet werden. Theoretisch ergibt sich folgendes: Sollte die Polarisationsspannung über den Widerstand R3 gegen das Bezugspotential kurzgeschlossen werden, so würde ein maximaler Strom von 0,37 mA fließen. Praktisch sind jedoch der hohe Innenwiderstand des Netzteils und die Tatsache, daß durch die Vervielfacherschaltung nicht beliebige Energiemengen trans-

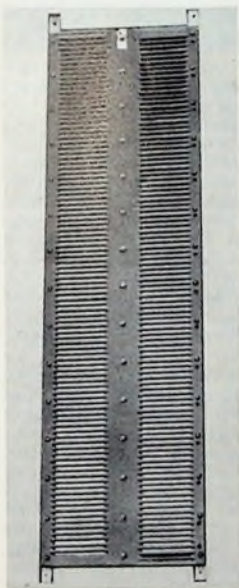
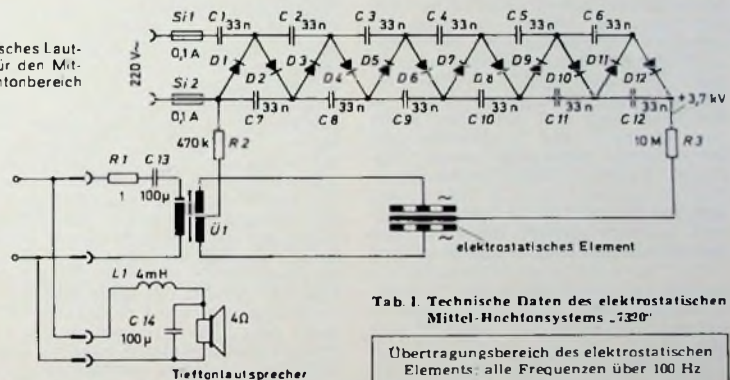


Bild 1 Elektrostatisches Lautsprechersystem für den Mittel- und Hochtonbereich

Bild 2 Gesamtschaltung des Bausatzes



Tab. 1 Technische Daten des elektrostatischen Mittel-Hochtonsystems „7320“

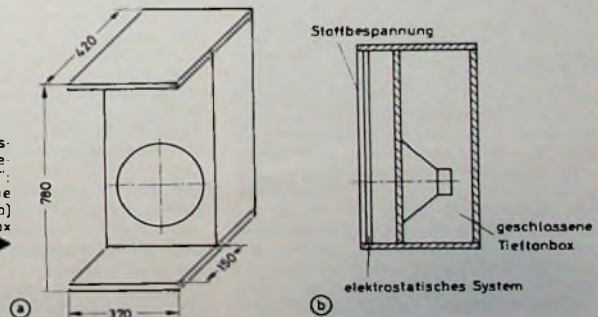
Übertragungsbereich des elektrostatischen Elements: alle Frequenzen über 100 Hz
Belastbarkeit: 50 W
Abmessungen: 73 cm × 20,4 cm
Polarisationsspannung: 3,7 kV (1 mA)
Übertragungsbereich des Übertragers: 100 - 20 000 Hz ± 2 dB
Klirrgang des Übertragers: 0,1%

lich, um tiefe Frequenzen einigermaßen gut abstrahlen zu können, eine sehr große Membranfläche. Abgesehen von den Stellmöglichkeiten, ist der Preis solcher Lautsprechereinheiten so hoch, daß sich nur wenige Musikfreunde die Anschaffung erlauben können. Unabhängig davon sind jedoch viele ernsthafte Hi-Fi-Liebhaber der Ansicht, daß die Raßabstrahlung einer guten Box mit eingebautem dynamischen System derjenigen eines elektrostatischen Lautsprechers überlegen ist.

So gesehen, scheint die Entwicklung des elektronischen Lautsprechers für den Mittel- und Hochtonbereich in mehrfacher Hinsicht zweckmäßig zu sein. Neben den geringen Abmessungen des elektrostatischen Elements (730 mm × 204 mm, Bild 1) dürfte als besonderer Vorteil der relativ

unterhalb $f_0 = 300$ Hz bilden. Mit Ü1 wird die NF-Spannung hochtransformiert und den beiden Elektroden des elektrostatischen Elements gegenphasig zugeführt. Über den Wider-

Bild 3 Konstruktions-skizzen der Lautsprecherbox „DS 100“: a) Gehäuse ohne Stoffbespannung, b) Schnitt durch die Box



portiert werden können, zu berücksichtigen. Es leuchtet daher ein, wenn der vom Hersteller angegebene tatsächliche maximale Berührungsstrom noch eine Zehnerpotenz unter dem theoretischen Wert liegt. Die wichtigsten technischen Daten des „7320“ sind in Tab. 1 zusammengestellt.

3. Einbauhinweise

Das elektrostatische System kann entweder zusammen mit dem Tieftonlautsprecher in eine Box eingebaut oder in einem separaten Gehäuse mit einer zusätzlichen Tieftonbox betrieben werden. Für die erstgenannte Lösung hat der Hersteller den nachstehend beschriebenen Bauvorschlag angegeben. Der Vorschlag für ein getrenntes Gehäuse wurde vom Verfasser ausgearbeitet.

3.1. Lautsprecherbox „DS 100“

In der Box „DS 100“ ist das elektrostatische System mit dem Heco-Chassis „PCM 304“ kombiniert, das sehr tief abgestimmt ist. Im Bild 3 sind Konstruktionsskizzen der Box dargestellt. Zur Konstruktion seien nachstehende Erläuterungen gegeben: Aus 19 mm dicken Spanplatten wird ein innen versteiftes Gehäuse mit einer Tiefe von 27 cm angefertigt, bei dem die Boden- und die Deckplatte jedoch 15 cm nach vorn überstehen. Zur Dämpfung des Tieftonteils werden 900 g Steinwolle oder Mineralfaserwolle mit Gaze an die Rückwand der Box geheftet. Danach wird das Gehäuse mit der Schallwand, auf der das Tieftonchassis bereits montiert ist, luftdicht verschlossen. An den nach vorn überstehenden Flächen befestigt man das elektrostatische Element, und zwar so, daß es symmetrisch in der Mitte liegt und den Schall nach vorn abstrahlt. Die Vorderseite und die vorderen Seitenteile werden mit einem leichten, schalldurchlässigen Stoff bespannt. Der NF-Übertrager und das Netzteil lassen sich zwischen dem elektrostatischen Element und der Schallwand unterbringen.

3.2. Separater Einbau des elektrostatischen Systems

Bild 4 zeigt eine separate Box für das elektrostatische System. Dabei handelt es sich um einen 6 cm tiefen Gehäuserahmen *a* aus 19 mm dicken Tischlerplatten, in dessen Vorderseite ein dünner, mit Bezugstoff bespannter Rahmen *b* fest eingesetzt ist (Bild 5). An den Stirnseiten des elektrostatischen Elements *c* wurde je eine Abstandsleiste *d* von 3 cm Breite angeschraubt, deren Rückseite bündig mit den Vierkanthölzern *e* des Elements abschließt. Beim Einschieben in das Gehäuse von der Rückseite aus wird damit der Abstand zwischen elektrostatischem System und vorderem Bespannstoff fixiert. Hinter den Abstandsleisten sind oben und unten im Gehäuse Leisten *f* von 1 cm Dicke angeschraubt. Damit ist das Element befestigt; es kann jedoch jederzeit ohne Schwierigkeiten herausgenommen werden. Den rückwärtigen Abschluss bildet wieder ein mit Stoff bespannter Rahmen *g*, der in das Gehäuse eingeklemmt und

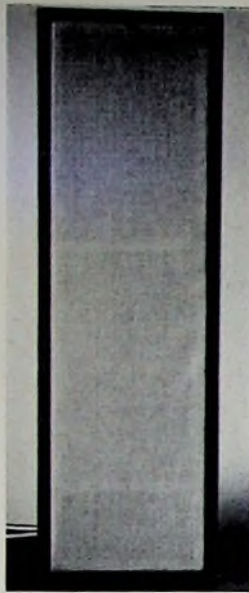


Bild 4 Vorderansicht der Mittel-Hochtonbox

Bild 5 Horizontaler Schnitt durch das Gehäuse (Detail); a Gehäuserahmen b vorderer Bespannrahmen c elektrostatisches System d Abstandsleiste e Vierkant-Tragleiste des Systems f Befestigungsleiste g hinterer Bespannrahmen

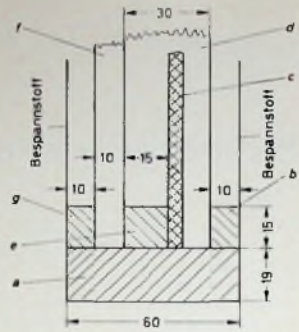


Bild 6 Rückansicht der Mittel-Hochtonbox mit dem Kasten für Übertrager und Netzteil



durch den Deckel des rückwärtigen Kastens (Bild 6), in dem der Übertrager und das Netzteil untergebracht sind, gehalten wird. Das fertige Gehäuse kann nach Belieben furniert werden. Im vorliegenden Fall wurde selbstklebendes Holzfurnier verwendet.

4. Praktische Erprobung

Vom Hersteller werden für den elektrostatischen Lautsprecher einige positive Eigenschaften angegeben, die der dynamische Lautsprecher nicht aufweist. Zunächst ist die Größe der wirksamen Membranfläche anzuführen. Sie ist wesentlich größer als beim dynamischen Lautsprecher, wenn hier nur der Mittel-Hochtonbereich betrachtet wird. Bedenkt man, daß zur Erreichung eines bestimmten Schallpegels bei größerer Membranfläche der Membranhub kleiner wird, so ist dies positiv zu werten. Wichtig ist dabei jedoch, daß man die Grenzfrequenz für den Übergang zum Tieftonlautsprecher nicht zu tief legt. Obwohl der „7320“ Frequenzen bis zu 100 Hz herab abstrahlen kann, ist eine Übergangsfrequenz von 300 Hz günstiger. Tiefe Frequenzen, die einen großen Hub erzeugen und damit Doppler-Effekte bewirken können, werden dadurch vom elektrostatischen System ferngehalten. Außerdem vergrößert sich damit die Aussteuerbarkeit für Musikprogramme. Auf die Impulstreue und die Wiedergabe hoher Frequenzen wirken sich die geringe Masse der Membrane und ihr Antrieb auf der gesamten Fläche vorteilhaft aus. Nachteilig dürften jedoch der geringe Wirkungsgrad und die starke Richtcharakteristik sein. Ersterer kann durch geeignete Wahl der Verstärkerleistung und letztere durch Ausrichten des Lautsprechers auf die Sitzgruppe oder Anordnen eines Schallverteilers hinter dem Lautsprecher behoben werden.

Bei der praktischen Erprobung der elektrostatischen Mittel-Hochtonlautsprecherboxen des Verfassers die dy-

namischen Mittel-Hochtonsysteme abgeschaltet. Nach Abhören verschiedener Musikprogramme konnte zusammen mit anderen, sehr kritischen Musik-Liebhabern folgendes Urteil über die elektrostatischen Systeme gefällt werden: Das Klangbild ist sowohl bei kleineren als auch bei größeren Lautstärken sehr ausgeglichen und natürlich. Besonders auffallend ist die Tatsache, daß der reproduzierte Klang völlig frei von Rauigkeit und Eigenfärbung ist und daß auch im unteren Frequenzbereich (oberhalb 300 Hz) der Klang sehr sauber abgestrahlt wird.

Die Frage der pegelmäßigen Anpassung des Tieftonlautsprechers an das elektrostatische System erwies sich als verhältnismäßig unkritisch. Wegen des geringen Wirkungsgrades des elektrostatischen Systems liefert der Tieftonlautsprecher in der Schaltung nach Bild 2 zwar einen im Verhältnis zum Mittel-Hochtonbereich etwas zu großen Schallpegel, aber das wirkt sich nicht negativ aus, da das menschliche Gehör bei tiefen Frequenzen nicht allzu empfindlich für Schallpegelabstufungen ist.

Bei der Anordnung des elektrostatischen Lautsprechers im Wiedergaberaum sollte beachtet werden, daß der rückwärtige Abstand zur Wand mindestens 20 cm beträgt und die dahinterliegende Wand nicht durch Vorhänge verdeckt ist. Bei Aufstellung in den Ecken kann es von Vorteil sein, wenn die Schallreflexion an den Wänden zur Schallstreuung herangezogen wird. Werden die Lautsprecher mit Doppel-Endstufen und elektronischer Weiche betrieben, so wird der Tieftonlautsprecher ohne Weiche und das elektrostatische System ohne den Kondensator C13 an den jeweiligen Verstärkerzugang angeschlossen. Wenn auf C13 nicht verzichtet werden soll, ist es ratsam, seinen Wert mindestens um den Faktor 3 zu erhöhen.

Aktive blitzsichere Antenne

Nachrichtenverbindungen werden häufig durch Gewitter beeinträchtigt. Besonders gefährdet sind die Empfangsantennen durch direkten Blitzschlag, weil auch bei vorschriftsmäßig geerdeten Antennen oft erhebliche Spannungsüberschläge auftreten, die den Empfängereingang zerstören können. Gefährliche Folgen ergeben sich daraus für den Flugfunk, weil gerade hier auch bei Gewittern eine hohe Betriebssicherheit gefordert wird. Für den Flugfunk wurde deshalb eine aktive blitzsichere Empfangsantenne für den Frequenzbereich von 100 ... 156 MHz entwickelt.

1. Theorie des Blitzes

Der Blitz ist die ausdrucksvollste Erscheinung der atmosphärischen Gewittertätigkeit. Gewitter entstehen in Quellwolken, die durch die rasche Aufwärtsbewegung feuchter Luft gebildet werden. Das Aufstromen der feuchten Luft erfolgt entweder durch sommerliche Überhitzung der bodennahen Atmosphäre, wodurch Wärmegewitter entstehen, oder wenn sich Kaltluft einer Kaltfront keilförmig unter warme Luft schiebt, was ein Frontgewitter zur Folge hat. Gewitter gehen eine Ladungstrennung in der Gewitterwolke voraus.

1.1 Ladungstrennung in der Gewitterwolke

Obwohl Gewitter die Menschheit seit langem beschäftigen, kennt man den Vorgang der Ladungstrennung noch nicht genau. Fest steht jedoch, daß in Gewitterwolken Wasser in flüssiger und fester Form nebeneinander vorhanden sein muß und daß in der Wolke Niederschlag fällt. Beim Aufwärtstromen der feuchten Luft kühlt sie sich ab und bildet Wassertropfen und Eiskörner, weil die Temperaturen mit zunehmender Höhe bis -40°C betragen können. Wenn die Tropfen und Eiskörner in der Wolke nach unten fallen, kann sowohl durch die sogenannte Wasserfallelektrizität als auch durch Influenz eine Ladungstrennung erfolgen. Bei der Wasserfallelektrizität werden durch den Aufwind aus der Haut großer fallender Wassertropfen kleine negativ geladene Teilchen herausgerissen und nach oben transportiert, während der positiv geladene Rest nach unten sinkt.

Durch das luftelektrische Feld erhalten infolge Influenz die Regentropfen und Eiskristalle Dipolcharakter mit einer positiven Ladung an der Unterseite und einer negativen auf der Oberseite. Fallen die Tropfen und Kristalle nach unten, so nehmen sie aus der Luft negativ geladene Teilchen auf und stoßen die positiv geladenen ab. Die Tropfen und Kristalle erhalten einen Überschuss an negativer Ladung, die nach unten befördert wird, während die positiven Ladungen nach oben gelangen. Auf diese Weise kommt es zu einer Ladungs-

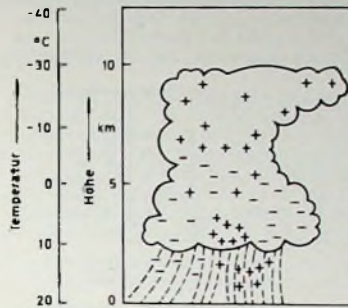


Bild 1. Ladungsverteilung in einer Gewitterwolke

verteilung in der Wolke, wie sie im Bild 1 dargestellt ist. Die unterschiedlichen Ladungen werden durch Blitze ausgeglichen.

1.2 Ausbildung des Blitzes

Die auf der Unterseite der Wolke angesammelte Raumladung verursacht durch Influenz in der Erdoberfläche eine elektrische Ladung umgekehrten Vorzeichens. Der Ladungsausgleich beginnt mit der Bildung eines leitenden Kanals zwischen Wolke und Erde. Die Kanalbildung erfolgt von der Wolke her in einzelnen Blitzvorstößen, zwischen denen Pausen von $30 \cdot 10^{-6}$ bis $60 \cdot 10^{-6}$ Sekunden Dauer liegen. Jeder Impuls verlängert den Kanal um 10 ... 50 Meter, wobei Verzweigungen auftreten. Der Kanal erreicht nach einigen tausendstel Sekunden die Erde und ermöglicht die Hauptentladung von der Erde zur Wolke. Hierbei treten Ströme von 20 000 A und Temperaturen zwischen 25 000 und 30 000 $^{\circ}\text{C}$ auf. Die Blitzentladungen kann man in verschiedene Arten einteilen.

1.3 Arten von Blitzen

Bei den Blitzen unterscheidet man zwischen Wolken- und Erdblitz. Durch Wolkenblitze, die zwischen den Wolken auftreten, werden etwa 87% der Raumladungen ausgeglichen, während die restlichen 13% sich durch Ströme zwischen Wolken und Erde neutralisieren. Die Erdblitz sind von besonderer Bedeutung, weil sie erhebliche Zerstörungen auf der Erde hervorrufen können. Wenn die Kanalbildung von der Wolke zur Erde erfolgt, so spricht man von Abwärtsblitzen und im umgekehrten Fall von Aufwärtsblitzen. Am häufigsten treten Abwärtsblitze auf, die für Antennen besonders gefährlich werden können.

Nach der Stromrichtung der Blitze kann man eine weitere Unterteilung vornehmen. Ein positiver Blitz entlädt eine gegenüber der Erde positiv geladene Wolke und ein negativer Blitz eine negativ geladene Wolke. Dabei treten unterschiedliche Strom-

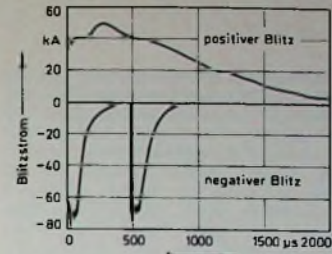


Bild 2. Stromverläufe positiver und negativer Blitze

verläufe auf (Bild 2). Ein positiver Blitz zeigt einen langdauernden, gleichmäßigen Verlauf mit geringer Krümmung und flacher Stoßfront. Bei einem negativen Blitz tritt eine kurze Impulsdauer mit steiler Stoßfront und starken Krümmungen auf.

2. Möglichkeit des Blitzschutzes bei aktiven Antennen

Mit herkömmlichen Antennen erhält man auch bei vorschriftsmäßiger Erdung keinen vollständigen Blitzschutz, und Spannungsüberschläge zerstören häufig den Empfängereingang. In letzter Zeit ist es jedoch gelungen, einen annähernd 100%igen Blitzschutz mit aktiven Antennen zu erreichen.

2.1 Prinzip einer blitzsicheren Antenne

Eine Antenne soll den Empfängereingang vor Blitzeinwirkungen schützen. Bild 3 zeigt das Prinzipschaltbild einer blitzsicheren Empfangsantenne.

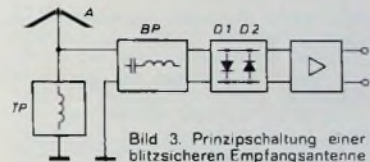


Bild 3. Prinzipschaltung einer blitzsicheren Empfangsantenne

In der Antenne A entsteht bei der Blitzentladung ein hoher Strom. Das Blitzspektrum hat seine größte Dichte im Frequenzbereich von 0 bis 1 MHz. Darüber nimmt die spektrale Dichte stetig ab. Durch den Tiefpaß TP werden die niederfrequenten Anteile des Antennenstroms zur Erde abgeleitet. Das läßt sich aber nur durchführen, wenn die Betriebsfrequenz des betreffenden Empfängers genügend weit oberhalb des Störmaximums liegt, wie es bei einer Betriebsfrequenz von mehr als 100 MHz der Fall ist. Eine weitere Verminderung der Störleistung erreicht man mit einem Bandpaß BP, dessen Durchlaßbereich dem Betriebsfrequenzbereich entspricht und der zwischen Empfängereingang und Antenne geschaltet wird. Dadurch gelangt nur ein verschwindend kleiner Energieanteil der Blitzentladung zum Transistorverstärker.

Die Antenne A stellt ein schwingungsfähiges Gebilde dar und ist sowohl ein magnetischer als auch ein elektrischer Energiespeicher. Durch den Blitzstrom wird die Antenne zu Eigenschwingungen angeregt, deren Frequenzen wegen der Abstimmung der Antenne im Betriebsfrequenzbereich liegen. Diese Schwingungen können den Bandpaß passieren und den

Eingangstransistor zerstören. Um das zu vermeiden, führt man mit Hilfe der Dioden $D1$ und $D2$ am Ausgang des Bandpasses eine Strom- beziehungsweise Spannungsbegrenzung durch. Die Dioden müssen jedoch extrem kurze Schaltzeiten haben, weil die Frequenzen über 100 MHz liegen. Außerdem müssen die Diodenkapazitäten bei niedrigen Sperrspannungen klein sein, damit bei normalem Empfang die Nutzsignale nicht beeinflusst werden. Damit nur wenige Bauelemente im Signalweg vor dem ersten verstärkenden Element erforderlich sind, verwendet man eine Antennenstruktur, die nach Möglichkeit alle Elemente des Band- und Tiefpasses selbst bildet.

2.2 Ausführungsform einer blitzsicheren Antenne

Die Ausführungsform einer blitzsicheren Antenne zeigt Bild 4. Die Antenne besteht aus einer Grundplatte 5, die mit den beiden senkrechten Stäben 1 und 3 die Dachplatte 4 trägt. Die Grundplatte ist geerdet. Grundplatte und Dachplatte stellen zusammen

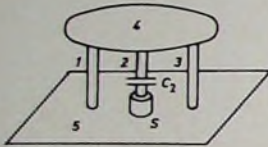


Bild 4. Ausführungsform einer blitzsicheren Antenne

men einen kapazitiv belasteten und stark verkürzten Unipol dar. Im Mittelpunkt der Dachplatte ist ein weiterer Stab 2 angebracht, der über eine Kapazität $C2$ die elektronische Schaltung S , die auf der Mittelachse von Stab 2 angeordnet ist, an die Dachkapazität ankoppelt. Die parallel geschalteten Stäbe 1 und 3 haben eine geringe Induktivität und wirken als Tiefpaß zwischen Dachplatte 4 und Grundplatte 5. Gleichzeitig bilden sie zusammen mit der Kapazität der Dachplatte einen Parallelschwingkreis, der bei richtiger Dimensionierung zusammen mit $C2$ und der Induktivität des Stabes 2 einen Bandpaß ergibt.

3. Betriebsverhalten der blitzsicheren Antenne

Die Antenne soll sowohl bei direktem Blitzeinschlag als auch bei in unmittelbarer Nähe erfolgenden Blitzeinschlägen funktionsfähig bleiben.

3.1 Direkter Blitzeinschlag in die Antenne

Bei direktem Blitzeinschlag wird immer die Dachplatte getroffen. Wegen der geringen Induktivität der Dachplatte im Verhältnis zu den Stabinduktivitäten und wegen der symmetrisch angeordneten Stäbe 1 und 3 teilt sich der Blitzstrom mit dem niederfrequenten Störanteil in zwei gleiche Ströme auf. Dabei entstehen um die beiden Stäbe magnetische Feldlinien in einer Form, daß längs der Mittelachse, auf der sich die elektronische Schaltung befindet, die Feld-

stärke Null ist. Damit ist der Raum um die Schaltung S annähernd feldfrei. Der übrige Strom fließt über die Kapazität $C2$ und muß über die schnell schaltenden Dioden zur Erde abgeleitet werden.

Bild 5 zeigt das Ersatzschaltbild der Antenne bei der Schaltung der Dioden. Hierbei bedeutet $C1$ die Dachkapazität, $L_{1,3}$ die Induktivität der Stäbe 1 und 3, $L2$ die Induktivität und $C2$ die Kapazität des Mittelstabes 2.

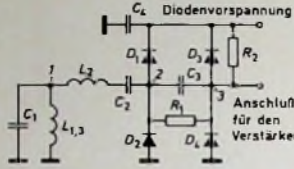


Bild 5. Ersatzschaltbild der Antenne mit Dioden

sowie $C3$ und $C4$ die Kapazitäten und $R1$ und $R2$ die Widerstände der Diodenschaltung mit den Dioden $D1$ bis $D4$.

Die Dioden $D1$ bis $D4$ sind im Normalbetrieb in Sperrichtung vorgespannt. Bei Blitzeinschlag entsteht an Punkt 1 eine Spannung bis zu 10 kV, die $C2$ auflädt. Der Ladestrom fließt dann über $C3$ zur angeschlossenen Transistorschaltung. Dadurch ändern sich an den Punkten 2 und 3 die Spannungen so, daß je nach Stromrichtung entweder die Dioden $D1$ und $D3$ oder $D2$ und $D4$ im Durchlaßbereich betrieben werden. Der Hauptstrom wird über $D1$ beziehungsweise $D2$ zur Erde abgeführt. Der Reststrom wird über $D3$ beziehungsweise $D4$, die mit $C3$ einen Spannungsteiler bilden, abgeleitet. Durch die Dioden fließt ein Strom bis zu 400 mA, wenn man annimmt, daß ein maximaler Blitzstrom von 80 kA/µs, der 100 ns wirksam ist, die Antenne anregt.

3.2 Blitzeinschlag in unmittelbarer Nähe der Antenne

Erfolgt in der Nähe der Antenne ein Blitzeinschlag (Bild 6), so induziert das Magnetfeld des Blitzes $i_B(t)$ in den Stäben 1, 2 und 3 Ströme, die jedoch in bezug auf Stab 2 einen ent-

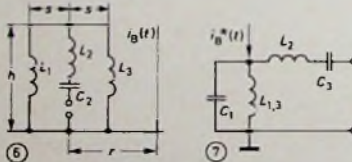


Bild 6. Blitzeinschlag neben der Antenne. Bild 7. Ersatzschaltbild der Antenne bei Blitzeinschlag neben der Antenne

gegengesetzten Umlaufsinn haben. Das führt zu einer weitgehenden gegenseitigen Kompensation der Ströme in den Stäben 1 und 3, wodurch nur ein geringer Strom zur elektronischen Schaltung gelangt. Im Bild 6 sind h und s die Antennenabmessungen, und r ist der Abstand der Blitzeinschlag zur Antennenmitte. Auf die Antenne hat der Blitz $i_B(t)$ im Abstand s die gleiche Wirkung wie ein direkter Blitzeinschlag, der den Strom $i_B^*(t)$

bewirkt. Bild 7 zeigt dafür das Ersatzschaltbild. Der Strom ist

$$i_B^*(t) = -i_B(t) \cdot \frac{h \cdot h}{4\pi \cdot L_{1,3}} \cdot \ln \left[1 - \left(\frac{s}{r} \right)^2 \right]$$

(Darin bedeutet $L_{1,3}$ die Induktivität der Parallelschaltung von $L1$ und $L3$.) Je weiter die Entladung von der Antenne erfolgt, um so niedriger ist der Strom $i_B^*(t)$. Bereits bei einem Abstand von 1,5 m ist die Wirkung gegenüber einem direkten Einschlag auf ein Tausendstel abgesunken.

3.3 Hochfrequenzverhalten der Antenne

Die Antenne ist rauschangepaßt, das heißt die Antenne hat an den Anschlußpunkten für den Transistor die Impedanz Z_A , bei der der Transistor das kleinstmögliche Zusatzrauschen erzeugt. Bei den heutigen Transistoren liegen die Rauschtemperaturen weit unter denen des äußeren Raumes, so daß sie im allgemeinen vernachlässigt werden können.

Für die Berechnung des Strahlungswiderstandes R_r kann man annehmen, daß R_r in Reihe mit der Dachkapazität $C1$ liegt, weil diese viel größer ist als die Streukapazitäten

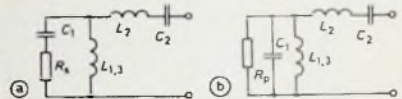


Bild 8. Ersatzschaltbild der Antenne zur Berechnung von R_r und R_p

zwischen den Stäben und Erde. Somit ergibt sich die Ersatzschaltung im Bild 8a. Für den Strahlungswiderstand gilt

$$R_r = 160 \cdot \pi^2 \cdot (h/\lambda)^2$$

Der Strahlungswiderstand kann aber auch als Parallelwiderstand R_p zur Dachkapazität $C1$ angesehen werden (Bild 8b). Bei kleinen Antennenhöhen h ist der Parallelwiderstand

$$R_p \approx \frac{1}{\omega^2 \cdot C_1^2 \cdot R_r}$$

Wenn beim Transistor BFY 90 eine Rauschtemperatur von $T = 300^\circ\text{K}$ nicht überschritten wird, ergeben sich folgende Antennendimensionen: Antennenhöhe 25 cm, Durchmesser der Dachplatte 30 cm, $C_2 = 3,3$ pF. Bei einem Kreuzmodulationsfaktor von 10% beträgt die zulässige Störfeldstärke 170 mV/m. Das entspricht der Feldstärke einer rundstrahlenden Antenne von 100 W Strahlungsleistung in einem Abstand von 560 m zur Empfangsantenne.

Schrifttum

- Grimsehl: Lehrbuch der Physik, Bd. 2. Leipzig 1963. Teubner
- Israel, H.: Blitz- und gewittrige Entladungen. Bild der Wissenschaft Bd. 5 (1968) Nr. 11, S. 969
- Meyers Lexikon der Technik und der exakten Naturwissenschaften, Bd. 2. Mannheim 1970. Bibliographisches Institut
- Aktive Empfangsantennen Funk-Techn Bd. 24 (1969) Nr. 13, S. 49f
- Fjächenecker, G.: Eine blitzgeschützte transistorisierte Empfangsantenne. Nachrichtentechn. Z. Bd. 22 (1969) Nr. 10, S. 557

Hubeinstellung bei FM-Betrieb dient das Trimpmpotentiometer R 4, mit dem die Modulationsspannung verändert werden kann, die von dort über das Relais dem VFO zugeführt wird.

Wichtig ist bei SSB ein exakter Gleichwellen-(Transceiver-)Betrieb, der bei Abstimmung auf die Frequenz der Gegenstation von der Einstellung des BFO-Reglers abhängt. Daher muß der BFO vor jeder neuen Frequenzeinstellung auf die Frequenz des Trägeroszillators abgestimmt werden. Dazu erhält der 9-MHz-Oszillator über den Beat-Schalter die Versorgungsspannung, so daß er schwingt. Sein Signal ist am Eingang des 9-MHz-ZF-Bausteins lose eingekoppelt. In SSB-Empfangsstellung gleicht man den BFO-Regler auf Schwebungsnul (Zero-Beat) ab. Damit ist bei SSB ein-

Funksprechgerät für das 2-m-Amateurband mit hohem Bedienungskomfort

Fortsetzung von FUNK-TECHNIK Bd. 26 (1971) Nr. 22, S. 854

2.3.3 AM/SSB-Aufbereiterbaustein „SAA 9,0“

Zur Gewinnung der endgültigen Sendefrequenz von 144 bis 146 MHz wird das VFO-Signal von 135 bis 137 MHz mit der Trägerfrequenz von 9 MHz gemischt, die im AM/SSB-Aufbereiterbaustein „SAA 9,0“ (Bild 4) ge-

positiven Spannung an den Ringmodulator wird die Trägerunterdrückung weitgehend aufgehoben. Die Einstellung der Trägerwerte bei FM und AM erfolgt getrennt mit den 100-kOhm-Trimmwiderständen R 1 und R 2. Das Trägersignal gelangt vom Basiskreis des Transistors T 3 zur wei-

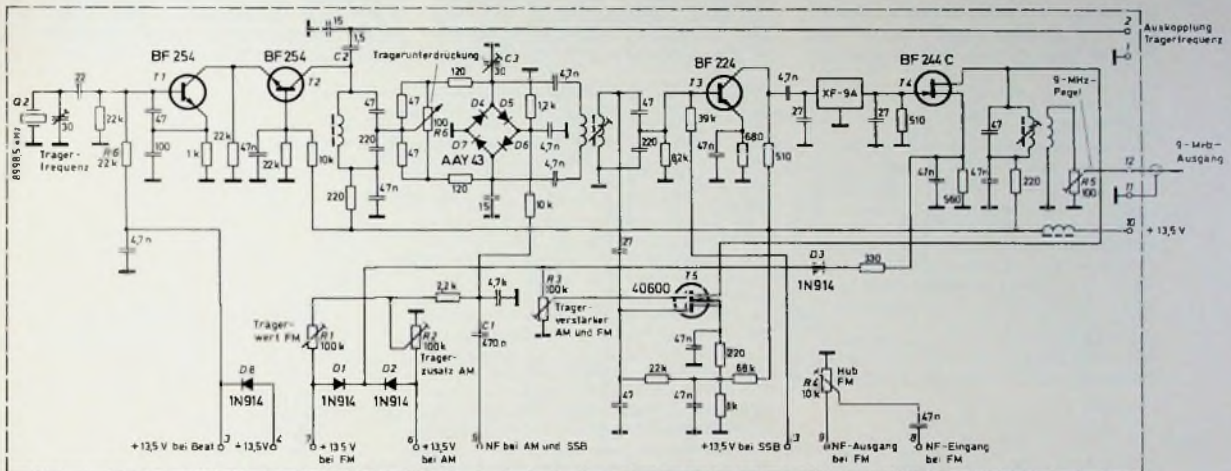


Bild 4. Schaltung des AM/SSB-Aufbereiterbausteins „SAA 9,0“

wonnen wird. Der quartzgesteuerte Trägeroszillator T 1 schwingt auf der Frequenz 8998,5 kHz. Ein dem Quarz Q 2 parallel geschalteter Trimmkondensator ermöglicht die genaue Einstellung der Sollfrequenz. Eine galvanisch angekoppelte Trennstufe T 2 verhindert Rückwirkungen auf die Trägerfrequenz. Der Kollektorkreis von T 2 siebt unerwünschte Oberwellen aus, was Voraussetzung für eine saubere Modulation bei SSB und AM ist. Der sich anschließende Ringmodulator ist mit dem mit Kunststoff vergossenen Diodenquartett AAY 43 bestückt. Hier erfolgt für AM- und SSB-Betrieb die Modulation der Trägerfrequenz mit der über C 1 eingespeisten NF. Die optimale Trägerunterdrückung bei SSB-Betrieb läßt sich mit dem 100-Ohm-Keramik-Trimpmpotentiometer und dem 30-pF-Trimmer einstellen. Das trägerunterdrückte Signal gelangt über die Verstärker- und Anpaßstufe T 3 zum 9-MHz-Quarzfilter („XF-9A“), das das bei SSB-Betrieb unerwünschte Seitenband unterdrückt. Den Pegel hebt die folgende SSB-Verstärkerstufe T 4 an. Mit dem Trimpmpotentiometer R 5 läßt sich die Ausgangsspannung auf den erforderlichen Wert für den nachfolgenden Sender-Mischerbaustein einstellen.

Bei AM- und FM-Betrieb benötigt man den Träger. Durch Anlegen einer

teren Verstärkung zum Dual-Gate-MOS-FET T 5, dessen Verstärkung sich durch Änderung der Spannung am Gate 2 mit dem 100-kOhm-Trimpmpotentiometer R 3 einstellen läßt. Die nicht benötigte SSB-Verstärkerstufe T 4 wird bei AM- und FM-Betrieb durch Anlegen der 13,5-V-Spannung, die über die Dioden D 1, D 2 und D 3 an die Source gelangt, gesperrt. Zur

wandfreier Transceiverbetrieb auf der Frequenz der Gegenstation gewährleistet. Während des Betriebes lassen sich geringe Frequenzänderungen der Gegenstation mit dem BFO-Regler ohne Verstimmung der eigenen Sendefrequenz korrigieren. Die Umschaltung auf die einzelnen Sendebetriebsarten ist im Blockschaltbild (Bild 2) in übersichtlicher Form dargestellt.

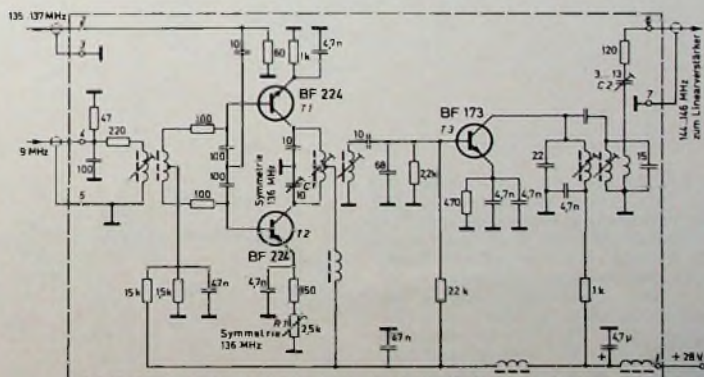


Bild 5. Schaltung des Sender-Mischerbausteins „SBM“

2.3.4. Sender-Mischerbaustein „SBM“

Im Mischerbaustein „SBM“ (Bild 5) werden die Überlagerungsfrequenz 135 bis 137 MHz und das über R 5 (Bild 4) ausgekoppelte 9-MHz-Trägersignal der Gegentaktmischstufe T 1, T 2 zugeführt, in deren Kollektorkreis die endgültige Sendefrequenz 144 bis 146 MHz auftritt. Durch das Gegentaktmischprinzip wird bereits im Kollektorkreis die in der Nähe der Sendefrequenz liegende Überlagerungsfrequenz wirksam unterdrückt. Die am Ein- und Ausgang der sich anschließenden Verstärkerstufe T 3 angeordneten Bandfilter sorgen für weitere Selektion und sieben unerwünschte Mischprodukte aus, so daß die Vorschriften der Bundespost hinsichtlich Nebenwellenausstrahlung erfüllt werden.

2.3.5. Linearverstärkerbaustein „SLV 16“

Der Linearverstärker „SLV 16“ (Bild 6) umfaßt zwei Vorverstärker-

2.3.6. Dynamikkompressor „dycom 2“

Zur Aufbereitung der Modulationsfrequenz wird ein separater NF-Verstärker mit abschaltbarer Dynamikkompression (Bild 7) verwendet. Der dreistufige Verstärker hat am Eingang den rauscharmen FET T 1, der auch den Anschluß hochohmiger Mikrofone erlaubt. Das verstärkte NF-Signal gelangt über C 1 zum AM/SSB-Aufbereiterbaustein „SAA 9,0“ und außerdem über C 2 zur Impedanzwandlerstufe T 4. Es wird von der im Emittierkreis von T 4 liegenden Z-Diode D 1 gleichgerichtet und die so gewonnene Regelspannung dem Stellglied mit den galvanisch gekoppelten Transistoren T 6, T 5 zugeleitet. Dieses arbeitet als veränderbarer Widerstand auf den Eingang der zweiten NF-Stufe T 2 und bewirkt die Dynamikkompression. Bei abgeschalteter Dynamikkompression kann man mit dem 10-kOhm-Trimmwiderstand R 1 im Emittierkreis von T 2 die Verstär-

kung auf den zur Modulation benötigten Wert einstellen. Die Dynamikkompression verhindert bei AM Übermodulation (Splatter), bei SSB die Übersteuerung des Sender-Linearverstärkers und bei FM die Überschreitung des zulässigen FM-Hubes. Der Einsatzpunkt der Kompression läßt sich mit dem Trimmwiderstand R 2 an der Basis von T 4 einstellen.

Die Tonbandbuchse und der Ausgang des 1750-Hz-Tongenerators liegen über Entkopplungswiderstände am Modulationsverstärkereingang. Da diese Widerstände mit dem Widerstand des angeschlossenen Mikrofons (200...300 Ohm) einen Spannungsteiler bilden, muß das Mikrofon ständig angeschlossen bleiben. Bei Verwendung eines hochohmigeren Mikrofons sind die Werte der Entkopplungswiderstände entsprechend zu ändern. Wird ohne Kompression gearbeitet oder wird ein Signal mit höherer Spannung in die Mikrofonbuchse ein-

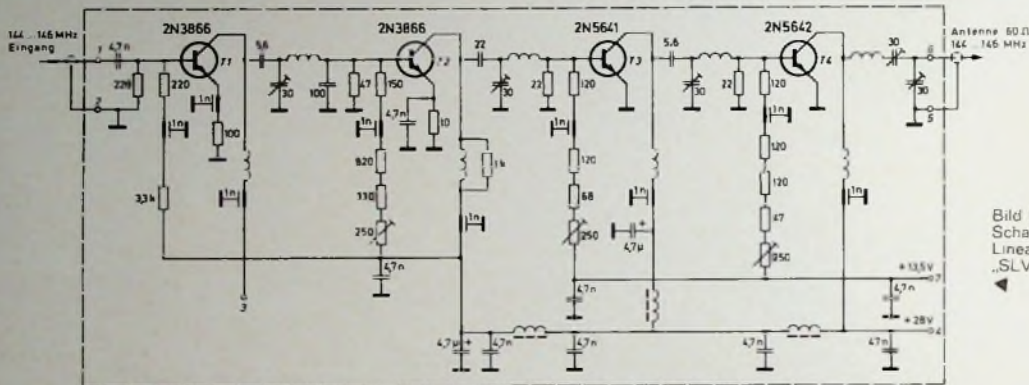


Bild 6
Schaltung des
Linearverstärkers
„SLV 16“

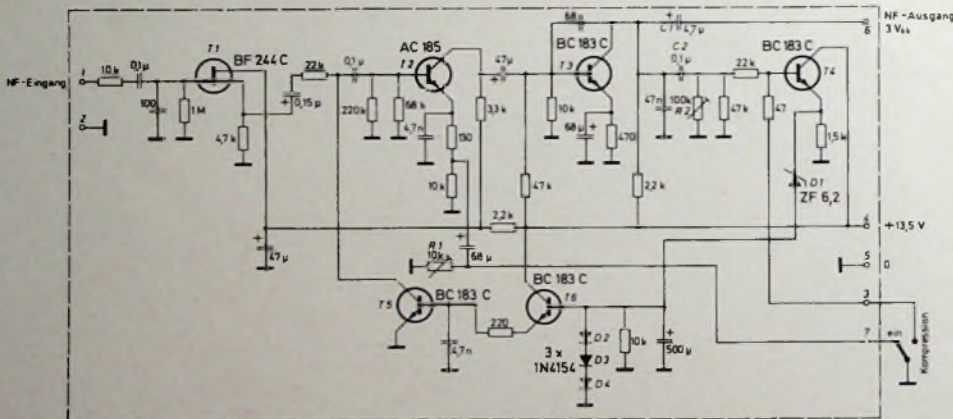


Bild 7
Schaltung des
Dynamikkompessors
„dycom 2“

Stufen T 1 und T 2, den Treiber T 3 und die Sender-Endstufe T 4. Die vom Treiber- und Endstufentransistor entwickelte Wärme wird über einen Alu-Winkel zu einer auf die Rückwand geschraubten Kühlschiene geleitet. Die Ausgangsleistung ist bei FM-Betrieb 18 W, bei SSB- und AM-Betrieb 16 W PEP. An die Endstufe schließen sich der Richtkopplerbaustein für die Stehwellen- und die Leistungsmessung sowie das Oberwellenfilter an.

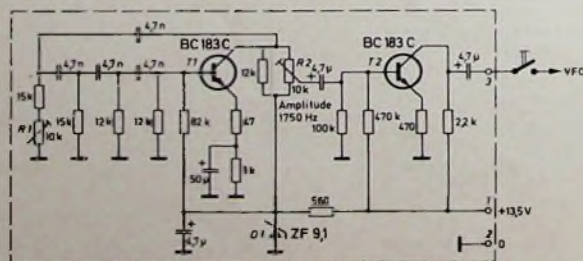


Bild 8.
Schaltung des
Tongenerators
„TG 1750“

gespeist, so läßt sich die Eingangsspannung mit dem Mikrofonregler herabsetzen.

2.3.7. Tongenerator-Baustein „TG 1750“

Der Tongenerator (Bild 8) arbeitet mit vier in Reihe geschalteten RC-Gliedern, die eine Gesamtphasendrehung von 180° bei 1750 Hz bewirken. Mit dem Trimmwiderstand R 1 läßt sich die Frequenz genau einstellen. Die nachfolgende Trenn- und Verstärkerstufe verhindert Rückwirkungen durch den angeschlossenen Verbraucher auf die Oszillatorfrequenz. Die Ausgangsspannung kann mit dem Trimpotentiometer R 2 auf den gewünschten Pegel gebracht werden.

2.3.8. Relaisplatte „RP 28/2“

Die Schaltung des Geräts von Senden auf Empfang und umgekehrt erfolgt

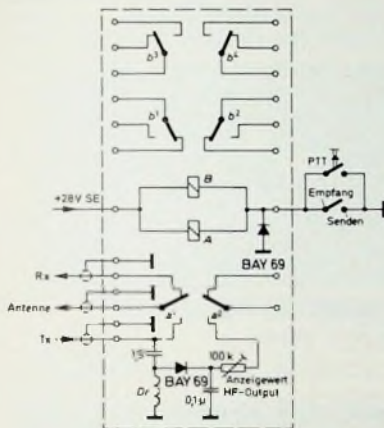


Bild 9 (oben). Schaltung und Lageplan der Relaisplatte „RP 28/2“

Bild 10. Schaltung des Stromversorgungsteils „NBSV 28/S“

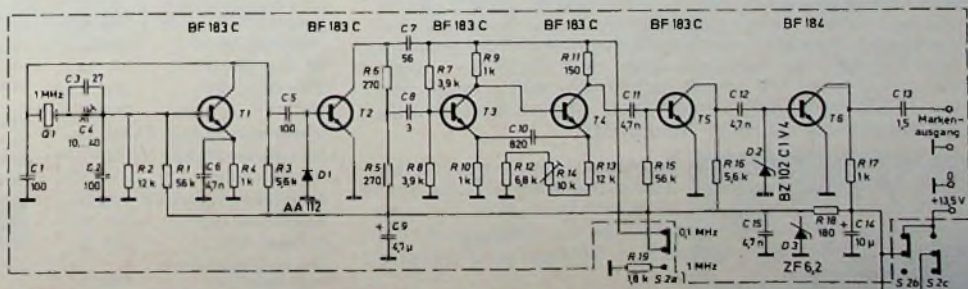
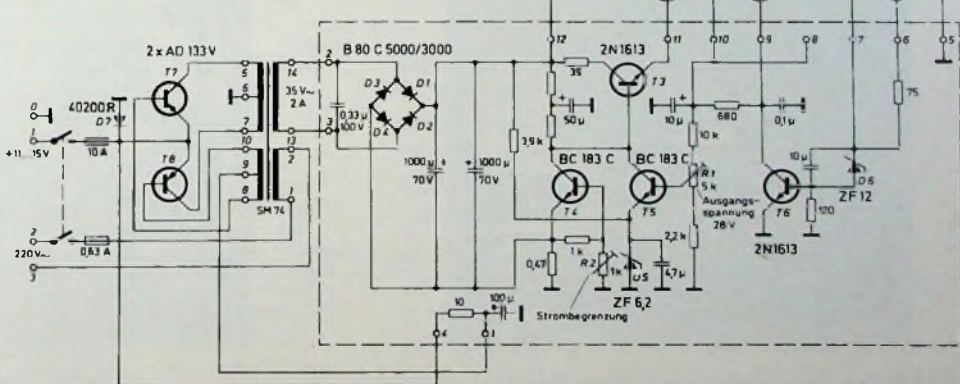


Bild 11. Schaltung des Eichmarkengebers „MG 1100-2“

über zwei auf einer gedruckten Leiterplatte angeordnete Relais (Bild 9). Sie werden mit einem Schalter an der Frontplatte oder mit dem am Mikrofon befindlichen Push-to-talk-Schalter betätigt. Das HF-Relais A legt die Antenne an den Sende- oder Empfangsteil; mit dem Relais B werden unter anderem die Versorgungsspannungen der einzelnen Bausteine eingeschaltet. Die HF-Gleichrichteranordnung für die Outputanzeige bleibt unbenutzt, da die Meßspannung für diesen Zweck dem Richtkoppler entnommen wird. Auch die Umschaltung von S-Meter- auf Outputanzeige entfällt, da hierfür ein separates Instrument vorhanden ist.

2.3.9. Stromversorgungsteil „NBSV 28/S“

Das Stromversorgungsteil (Bild 10) erlaubt die Stromversorgung des Funksprechgeräts aus dem 220-V-Netz und aus der 12-V-Autobatterie. Vor einem Polungsfehler bei Batteriebetrieb schützt eine Leistungsdiode, die eine Schmelzsicherung in der Spannungszuführung auslöst. Der Schnittbandkerntransformator hat neben der Netz- und Gleichrichterwicklung eine Wandlerwicklung. Die beiden Wandlertransistoren AD 133 V und die zwei Regeltransistoren 2N3055 sind zur besseren Wärmeableitung auf einer an der Rückwand befindlichen Kühlschiene montiert. Die Bauelemente für die elektronische Spannungsstabilisierung und die Strombegrenzung einschließlich des Silizium-Brückengleichrichters befinden sich auf einer gedruckten Leiterplatte. Für die Bausteine stehen auf 13,5 und 28 V stabilisierte Versorgungsspannungen zur Verfügung. Die Ausgangsspannung und die Strombegrenzung las-

sen sich mit den Trimmwiderständen R 1, R 2 auf ihre Sollwerte einstellen.

2.4. Eichmarkengeberbaustein „MG 1100-2“ und Eichvorgang

Der Quarzoszillator mit dem Transistor T 1 arbeitet in Colpittsschaltung (Bild 11). Ein in Serie mit dem Quarz Q 1 liegender Trimmkondensator C 4 gestattet das Ziehen auf die Sollfrequenz von 1 MHz, und der Kondensator C 3 dient der Temperaturkompensation. Der Transistor T 2 formt das 1-MHz-Sinussignal zu einer Rechteckspannung mit stark oberwellenhaltigem Frequenzspektrum. In Schalterstellung 1-MHz-Eichmarken gelangen die Signale über C 7, R 11 und C 11 zur Basis des Transistors T 5, der – wie auch die nachfolgende Stufe mit T 6 – die Impulsform verbessert und das Signal verstärkt. In Schalterstellung 100-kHz-Eichmarken arbeiten zusätzlich die Transistoren T 3 und T 4 in emittergekoppelter astabiler Kipperschaltung als Frequenzteilerstufe, die über den Kondensator C 8 von den 1-MHz-Impulsen synchronisiert wird. Mit dem Trimmwiderstand R 14 läßt sich der Frequenzteiler auf 10 : 1 einstellen.

Der etwas ungewöhnliche Eichvorgang sei zum besseren Verständnis kurz erklärt: Der für Senden vorgesehene VFO wird zunächst in Empfangsstellung SSB betrieben und der Eichmarkengeber auf 1-MHz-Marken eingestellt. Man bekommt dann auf der Abstimmkala zur Groborientierung Marken bei 144, 145 und 146 MHz. Anschließend wird der Eichmarkengeber

auf 100-kHz-Marken geschaltet. Ist die Relaisansprechfrequenz beispielsweise 144,150 MHz, dann liegt der Abstimmpunkt auf der Skala genau in der Mitte zwischen der ersten und zweiten 100-kHz-Marke (von 144 MHz aus gerechnet), der durch Interpolation leicht gefunden werden kann. In gleicher Weise läßt sich der Abstimmpunkt für die Sendefrequenz einer Relaisstation finden, sofern dieser nicht schon durch Auftasten des Relaisenders auf der Skala gefunden wurde. Der Eichmarkengeber dient

auch zum Abgleich der beiden VFO auf die geeichte Skalenscheibe (50-kHz-Unterteilung) und zum Nachtrimmen des Empfängers.

2.5. CW - Erweiterung

Telegrafiezeichen sind auf dem 2-m-Amateurband relativ selten zu hören. Aus diesem Grunde wurde bei dem Gerät der CW-Betrieb für Senden nicht vorgesehen, jedoch ist eine diesbezügliche Erweiterung für Interessenten leicht möglich. Zu diesem Zwecke wird die Basisspannung des

Transistors T1 (9-MHz-Trägeroszillator) vom Anschluß 4 des SSB/AM-Aufbereiterbausteins einer masselosen Schaltbuchse mit Ruhkontakt zugeführt, die an der Rückwand montiert wird. Bei herausgezogenem Stecker mit der Leitung zur Morsetaste ist die Speisespannung durchgeschaltet. Für Telegrafiesendungen wird der Sender auf die Betriebsart FM und der Empfänger auf SSB geschaltet. BK-Verkehr läßt sich wegen der mechanischen Antennenumschaltung nicht durchführen.

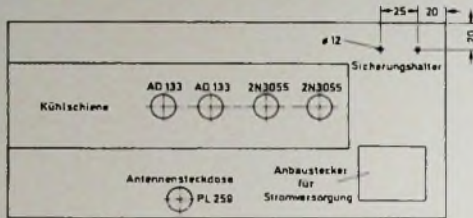


Bild 12. Anordnung der Bauelemente auf der Rückwand

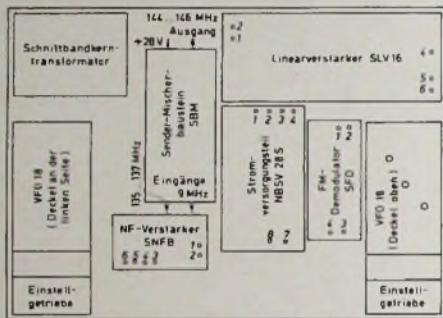


Bild 13. Anordnung der Bausteine auf dem Chassis

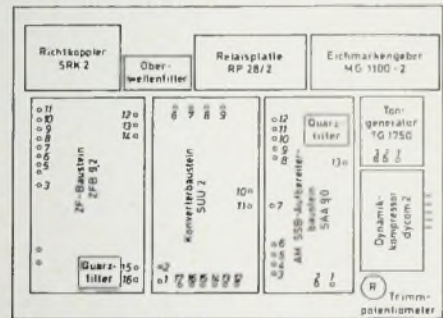


Bild 14. Anordnung der Bausteine unter dem Chassis

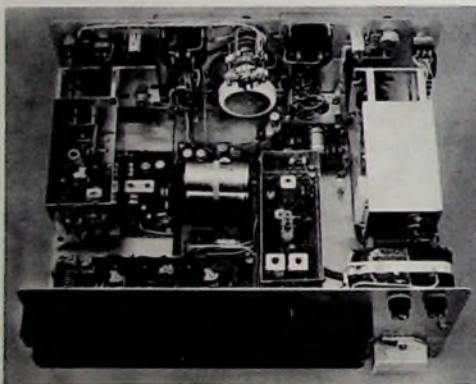


Bild 15. Blick auf das Chassis

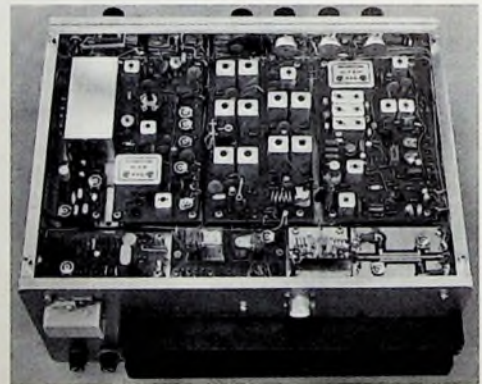


Bild 16. Blick unter das Chassis

MACHEN SIE MIT IN SSB AUF 2 m !

SSB (auch ESB; Einseitenbandtelefonie) ist eine hocheffektive Sender-Betriebsart des fortschrittlichen Funkamateurs. Leise Signale, nur schwach über dem Rauschen liegend und in AM oder FM längst nicht mehr aufnehmbar, können in SB noch gut verständlich demoduliert werden. SSB vergrößert die UKW-Reichweite.

SSB ist zu teuer? Nicht im Selbstbau mit Semcoset-Bausteinen. Unsere bewährten, weitverbreiteten SSB-Bausteine sind fix und fertig bestückt, sorgfältig geprüft und vorabgeglich. Ein Aufbaubeispiel liefert die Bauanleitung mit dem Titel „Funksprechgerät für das 2-m-Amateurband mit hohem Bedienungskomfort“.

Und hier die Preise:

Konverter/VFO-Mischer SUU 2	DM 168,-
ZF-Verstärker ZFB 9/2	DM 218,-
FM Demodulator SFD	DM 54,-
NF-Verstärker SNFB	DM 31,60
VFO 18,5 .. 20,5 MHz	DM 136,-
Dynamikkompressor dycom 2	DM 58,-
SSB-Aufbereiter SAA 9.0	DM 227,-
Sender-Mischer SBM	DM 126,-
Sender-Linearverstärker SLV16	DM 267,-
Relaisplatte RP 28/2	DM 35,-
Richtkoppler SRK 2	DM 34,-
Netz- und Batteriestromversorger NBSV 28/5	DM 159,-

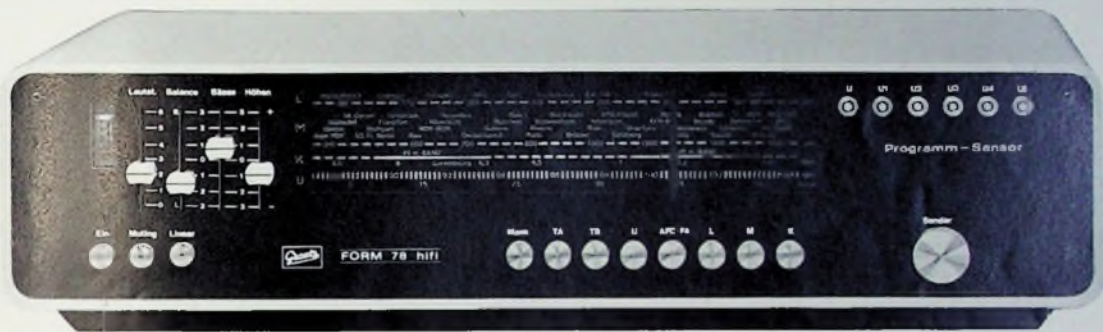
Eine Aufstellung über erhältliches mechanisches Aufbaumaterial wie Gehäuse, Feinstellgtriebe, Skalenscheiben, Schalter usw. enthält die Betriebsanleitung die allen Semcoset-Bausteinen beigegeben wird.

Technische Einzelheiten finden Sie in unserem Katalog 1971 „Moderne Technik für Ihr Hobby-Amateurfunk“, der auch 1972 noch Gültigkeit hat. Fordern Sie ihn sofort an.

Semcoset

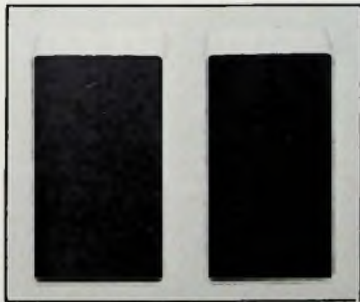
3201 Wesseln, Steinbruch 189

Nur schön, wäre uns einfach zu wenig. Graetz Form 78 HiFi.



Deshalb haben wir in diese HiFi-Stereo-Anlage eine Menge hochwertige Technik eingebaut. Technik, die Sie und auch Ihre Kunden erwarten und wünschen.

Zum Beispiel den Programm-Sensor: Vollelektronische UKW-Senderwahl durch Berühren einer der 6 Sensor-Flächen.



Empfohlene HiFi-Klangstrahler B 530 m: Nennbelastbarkeit 30 Watt, Übertragungsbereich 38-35.000 Hz oder B 645 m: Nennbelastbarkeit 45 Watt, Übertragungsbereich 25-35.000 Hz. Gehäuseausführung: Schleiflack altweiß. Abmessungen: 56,4 x 14,8 x 33,5 cm Gewicht: ca. 8,5 kg

Oder das aufwendige FM-Eingangsteil. In Kammerbauweise und mit fremdgesteuerter Mischstufe.

Oder die speziellen Hochantennen-Eingangskreise für besonders gute AM-Empfangsergebnisse. Und der völlig neu entwickelte ZF-Verstärker mit hoher Verstärkung und guten Begrenzereigenschaften. Außerdem: Integrierte Schaltkreise im ZF-Verstärker.

Doch es gibt natürlich noch mehr Technik bei Graetz Form 78 HiFi: Ausgangsleistung: 2 x 25 Watt Sinus-Dauerton (Musikleistung 2 x 40 Watt), Klirrfaktor \leq 0,2% (1000 Hz), Muting-Taste, 2 + 2 schaltbare Lautsprecherausgänge, 4 Wellenbereiche (UKW, KW, MW, LW).

Graetz bekennt sich zum Fachhandel. Denn Graetz bekennt Farbe.

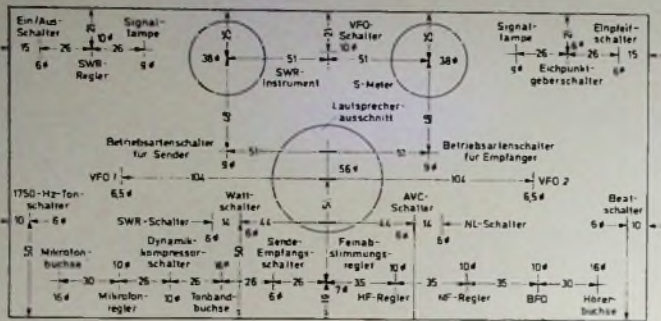


Bild 17 Bohrzeichnung der Frontplatte

der Bausteine aufgeschraubt. Die Anordnung der Bauelemente an der Frontplatte und Rückwand sowie der Bausteine auf und unter dem Chassis geht aus den Bildern 1, 12, 13, 14, 15 und 16 hervor. Die Frontplatte ist genau nach der Zeichnung im Bild 17 zu bohren, damit später bei der Montage der Bauelemente keine Schwierigkeiten entstehen.

Vom Eichmarkengeber sind die Drucktasten zu entfernen und dafür entsprechende Verbindungsleitungen anzulöten, die zu dem an der Frontplatte befindlichen Miniatur-Kippschalter mit Aus-Stellung in der Mitte führen. Vom Richtkoppler werden die beiden BNC-Buchsen abgelötet. Ober- und Unterseite der Richtkopplerplatte werden durch eine an den Schmalseiten aufzulötende dünne Kupferfolie miteinander verbunden. Der Lautsprecher muß etwas durch das Chassis ragen; es ist daher an dieser Stelle eine kleine Aussparung zu machen. Die beiden VFO mit den Feintriebtrieb sind wie aus Bild 15 ersichtlich zu montieren. Der Schnittbandkerntrommotor wird an der Rückwand befestigt. Er darf das Chassis nicht berühren, weil sonst ein störendes Brummgeräusch auftritt. Sämtliche Bausteine montiert man auf 10 mm hohe Abstandsstücke aus

Metal Die Bauelemente für die elektronische Abstimmung des BFO werden auf einer Vero-Board-Leiterplatte mit 2,5-mm-Lochraster in der Größe

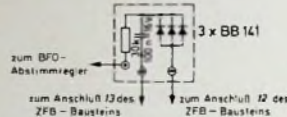


Bild 18 Bestückungsplan der Vero-Board-Platte für die elektronische BFO-Abstimmung

von 2 cm x 2 cm (Bild 18) montiert. Sie ist direkt an die Anschlußstifte 12 und 13 des ZF-Bausteins anzulöten.

Zur Spannungszuführung verwendet man einen vom VDE zugelassenen dreipoligen Kleinststeckverbinder „Stasap 3“ mit Schutzleiter von Hirschmann. Über die beiden äußeren Kontakte wird die 220-V-Netzspannung und über den mittleren Kontakt die 12-V-Batteriespannung zugeführt. An den Schutzleiteranschluß ist der Minuspol der Batterie zu legen. Wegen der hohen Stromaufnahme bei Batteriebetrieb in der Funktion „Senden“ muß das Batterieanschlußkabel möglichst kurz sein und einen Leitungsdurchmesser von 2,5 mm haben.

(Schluß folgt)

Schaltungstechnik

Bipolar- oder Feldeffekttransistor im Empfängereingang?

Bei einem Vergleich der in den Bildern 1 und 2 dargestellten Schaltungen fällt zunächst der einfachere Aufbau der Eingangsstufe mit dem Feldeffekttransistor auf, da Ankopplungskondensator und Basisspannungsteiler entfallen. Auch zum Spulenaufbau und zur Spulenumschaltung benötigt man hier weniger Aufwand, da keine Anzapfung notwendig ist. Der Eingangswiderstand ist hoch genug, um den Schwingkreis nicht zu bedämpfen, wodurch man eine bessere Selektivität erhält. Die Rauschspannung

mag zwar beim Feldeffekttransistor höher sein, da er aber mit der gesamten am Eingangskreis verfügbaren Spannung angesteuert wird, kann das Signal-Rausch-Verhältnis günstiger sein als beim bipolaren Transistor, der außerdem weniger linear verstärkt und leichter übersteuert werden kann. Eine höhere Spannungsverstärkung kann man jedoch mit dem bipolaren Transistor erreichen. Der folgende Vergleich wird aber zeigen, daß das nicht unbedingt auch für die Lei-

stungsverstärkung zutrifft; zumindest werden im Falle einer Eingangsstufe für nicht zu hohe Frequenzen die genannten Vorteile des Feldeffekttransistors nicht durch die geringere Verstärkung aufgehoben.

Vergleicht man die beiden Schaltungen miteinander, dann kann man sich darauf beschränken, die Ausgangsströme i_d beziehungsweise i_c zu der am Eingang liegenden Spannung u_1 in Beziehung zu setzen. Beim Feldeffekttransistor (Bild 1) erhält man unmittelbar

$$i_d = u_1 \cdot s_1 \quad (1)$$

wenn die Steilheit (Transkonduktanz) mit s_1 bezeichnet wird. Die Eingangsstufe im Bild 2 kann man mit Hilfe der Ersatzschaltung im Bild 3 berechnen, in der $n = n_2 / (n_1 + n_2)$ das Übertragungsverhältnis und $R = Q \cdot C \cdot \omega$ den Resonanzwiderstand des Eingangskreises bedeutet. Die maximale Verstärkung erhält man bei Leistungsanpassung, also bei $n^2 \cdot R = r_1$. Darin ist r_1 der Eingangswiderstand des Transistors. An r_1 tritt dann die Spannung $u_2 = n \cdot u_1 / 2$ auf. Wenn der Kollektorgleichstrom I_C und die Stromverstärkung β gegeben sind, kann die Steilheit s_b eines bipolaren Transistors ausreichend genau mit

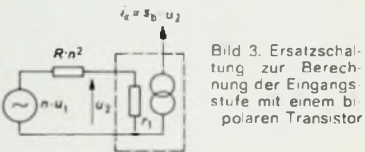


Bild 3 Ersatzschaltung zur Berechnung der Eingangsstufe mit einem bipolaren Transistor

$s_b = 35 \cdot I_C$ und der Eingangswiderstand mit $r_1 = \beta / s_b = \beta / 35 \cdot I_C$ ausgedrückt werden. Für den Ausgangsstrom erhält man dann

$$i_c = s_b \cdot u_2 = \frac{u_1}{2} \sqrt{\frac{35 \cdot \beta \cdot I_C}{R}} \quad (2)$$

Der Einsatz eines bipolaren Transistors scheint somit vorteilhaft bei Eingangskreisen mit geringem Resonanzwiderstand R (kleines L/C -Verhältnis, KW-Bereiche), und wenn mit hohem Kollektorgleichstrom I_C gearbeitet werden kann. Ein hoher Kollektorgleichstrom bewirkt allerdings meistens stärkeres Rauschen und schlechtere HF-Eigenschaften.

Die Werte des Resonanzwiderstandes R liegen bei Langwellen meistens zwischen 0,3 und 1 MOhm. Bei der Frequenz 1,5 MHz erhält man bei einer Spulengüte $Q = 150$ und einer Kapazität $C = 50$ pF einen Resonanzwiderstand von $R = 300$ kOhm. Setzt man diesen Wert zusammen mit den Werten für die Stromverstärkung $\beta = 100$ und den Kollektorgleichstrom $I_C = 0,3$ mA in Gl. (2) ein, so ergibt sich der Ausgangsstrom $i_c = 0,9 \cdot 10^{-3} \cdot u_1$; bei einem Kollektorgleichstrom von $I_C = 3$ mA beträgt der Ausgangsstrom $i_c = 3 \cdot 10^{-3} \cdot u_1$. Nach Gl. (1) müßte also ein mit $i_d = 3 \cdot 10^{-3} \cdot u_1$ letzterer Beispiel gleichwertiger Feldeffekttransistor eine Steilheit von 3 mA/V haben, was ein durchaus üblicher Wert ist. Der Einsatz von Feldeffekttransistoren dürfte also auch bei höheren Frequenzen vorteilhaft sein.

H. Schreiber

Durchbruch!



200 000 Ω/V

Ein Sekt
der
begeistert



SCHLOSS WACHENHEIM Lekt

FT BAUSTEIN-SERIE

Elektronischer Tremolobaustein

Technische Daten

Betriebsspannung 15 V
Stromaufnahme: 0,4 mA
Modulationsfrequenz: 0 Hz bis etwa 9 Hz
Signalabschwächung: maximal 50 %
Abmessungen: 60 mm × 42 mm
Bestückung: 2 × BC 107

Vibrato und Tremolo sind musikalische Effekte, die man bei elektronischer und konventioneller Musik anwenden kann. Zur Erzeugung des Vibratoeffektes wird die Signalspannung mit einer niedrigen Modulationsfrequenz frequenzmoduliert, während der Tremoloeffekt durch Amplitudenmodulation mit niedriger Modulationsfrequenz hervorgerufen wird, wobei die Amplitude der Signalspannung im Rhythmus der Modulationsfrequenz schwankt. Diese Modulationsfrequenz liefert ein NF-Generator, dessen Frequenz sich kontinuierlich verändern läßt und dessen Ausgangssignal einen Abschwächer steuert. Der im folgenden beschriebene Tremolobaustein arbeitet mit zwei Transistoren und kann beispielsweise zwischen Musikinstrument und Verstärkereingang geschaltet werden.

Schaltung

Die Schaltung (Bild 1) besteht aus dem NF-Generator mit T1 und dem Abschwächer T2. Das Signal des NF-Generators ist sinusförmig. Die Frequenz des Oszillators ist durch R1, C2 und C3 festgelegt und läßt sich mit dem Potentiometer P1 regeln. R2 begrenzt diesen Regelbereich. Über C1 wird das Oszillatorsignal vom Kollektor des Transistors T1 rückgekoppelt. Dieser Transistor ist ein üblicher NPN-Silizium-Typ in Emitterschaltung. Bei einer Betriebsspannung von 15 V sollte R6 einen

Wert von 27 kOhm haben, um eine Kollektorspannung von 6 V zu gewährleisten. Steht nur eine geringere Betriebsspannung zur Verfügung, muß R6 verkleinert werden.

Vom Kollektor von T1 wird das Ausgangssignal über C4 und P2 dem Abschwächer zugeführt, der mit dem Transistor T2 und den Widerständen R4 und R5 aufgebaut ist. Der Transistor T2 arbeitet als im Rhythmus des Steuersignals veränderbarer Widerstand, der die Amplitude der dem Emittor über den Anschluß II zugeführten und am Anschluß III abgenommenen Signalspannung beispielsweise eines Musikinstrumentes moduliert. Mit dem Potentiometer P2 läßt sich die Intensität des Tremoloeffektes regeln.

Mechanischer Aufbau

Der Baustein wird auf einer gedruckten Schaltung mit den Abmessungen 60 mm × 42 mm (Bild 2) aufgebaut. Wegen der Verwendung kleiner Bauteile hat die Platine geringe Abmessungen. Für die Anschlüsse der Potentiometer P1 und P2 sowie der Betriebsspannung und des Ein- und Ausgangs sind Lötösen vorhanden. Die Bezeichnungen der Lötösen sind I + 15V, II Eingang, III Ausgang, V und VI Anschlüsse für P1, VII Masse, IV, VIII und IX Anschlüsse für P2. Die Verwendung einer Epoxidharzplatine für die gedruckte Schaltung hat den Vorteil, daß man die Leiterbahnen auch von der Bestückungsseite sehen kann. Die Printplatte wird nach dem Fotoverfahren hergestellt. Ist die Printplatte geätzt und gebohrt, dann sollte das Bestücken keine Schwierigkeit mehr bereiten (Bild 3). Der fertige Baustein ist im Bild 4 dargestellt.

Inbetriebnahme

Bevor das Gerät in Betrieb genommen wird, ist es auf eventuelle Bestückungsfehler zu untersuchen. Wird die Betriebsspannung angelegt, so sollte man zunächst ein mA-Meter in den Stromkreis schalten. Die Stromaufnahme soll 0,4 mA betragen. Sie schwankt jedoch geringfügig mit der Oszillatorfrequenz.

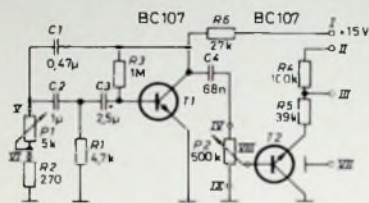


Bild 1. Schaltung des Tremolobausteins

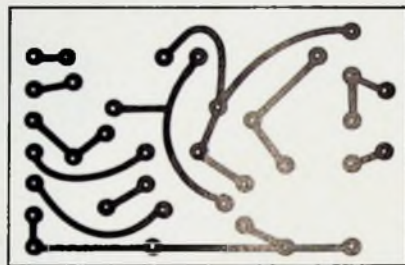


Bild 2 Leiterplatte für den Tremolobaustein (Maßstab 1:1)

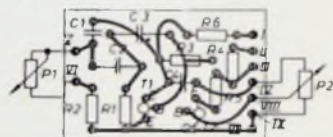
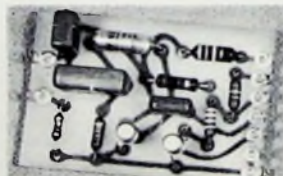


Bild 3 (oben)
Anordnung der Bauelemente

Bild 4
Ansicht der bestückten Leiterplatte



Einzelteilliste

Widerstände, 1/4 W	(Dralowid)
Potentiometer „1-4800“	(Preh)
Kondensatoren „MKS“: 60 V	(Wima)
Elektrolytkondensatoren,	
15 V	(Wima)
Lötösen	(Rim)
Epoxidharzplatte	(Rim)
Transistoren 2 × BC 107	(Intermetall)
Bezug der angegebenen Bauelemente nur über den einschlägigen Fachhandel	

Elektrostatistische Lautsprecher

ROLF RENNWALD
69 Heidelberg, Gaisbergstraße 65

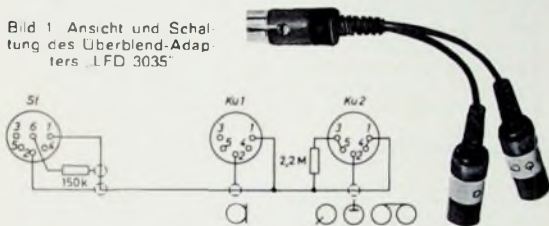
Die bekannten Elektrostaten als Mittelhochton-Elemente Frequenzumfang 100 – weit über 20000 Hz Preis DM 132.- + MWST zuzüglich Anpassereinheit DM 104.-

Für den Tonband-Amateur

**Oberblend-Adapter „LFD 3035“ für den
Cassettenrecorder „N 2209 AV automatic“**

Speziell für den Cassetten-Recorder „N 2209 AV automatic“ von Philips, mit dem Schmalfilme und Dia-Serien vertont werden können, wurde der Überblend-Adapter „LFD 3035“ entwickelt. Über ihn lassen sich Ansagen und Geräusche in gleichzeitig aufgenommene Musikpassagen einblenden, ohne ein zusätzliches Mischpult zu benötigen. Dies wird mit dem im Recorder enthaltenen automatisch geregelten Aufsprecher erreicht: Solange nur das Signal einer Musikquelle aufgenommen wird, regelt die Automatik den Aufnahmepegel auf diese ein. Der Musikpegel wird von der Automatik jedoch um den Betrag des Mikrofonpegels herabgesetzt, sobald in das Mikrofon gesprochen wird. Die Musik tritt deshalb abhängig von der Lautstärke des Sprechers und vom Mikrofonabstand mehr oder weniger in den Hintergrund. Nach dem Ende des Kommentars wird die Musik allmählich wieder lauter und erreicht nach etwa vier Sekunden die ursprüngliche Aufnahmepegelstärke. Die notwendige neue Aufregelzeitkonstante wird ebenfalls mit dem Adapter bestimmt.

Bild 1 Ansicht und Schaltung des Überblend-Adapters „LFD 3035“



Der Adapter ist aus zwei fünfpoligen Normkupplungen, einem sechspoligen Normstecker, zwei Widerständen und kurzen NF-Kabelstücken aufgebaut (Bild 1). Sein Normstecker St wird in die blau gekennzeichnete Buchse 2 des Cassetten-Recorders eingeführt und an die Mikrofon-Kupplung Ku 1 ein mittelmohmiges Mikrofon (etwa 500 Ohm) angeschlossen. Hierfür sind alle im Philips-Zubehörprogramm enthaltenen Mikrofone geeignet. An die Kupplung Ku 2 lassen sich über übliche Überspielkabel (zum Beispiel „I.FD 3031“) ein Rundfunkgerät, ein Plattenspieler oder ein zweites Tonbandgerät für die Musikunterterminalung anschalten. Das individuell günstigste Verhältnis von Sprache-zu-Musik-Pegel wird am besten durch Versuche ermittelt. Als ein zweckmäßiger Mikrofonabstand haben sich etwa 20 cm erwiesen.

Lehrgänge

Neuer EDV-Fernsehkurs beginnt Anfang Januar

Im Dritten Fernsehprogramm der ARD beginnt Anfang Januar 1972 die Sendereihe „Einführung in die Elektronische Datenverarbeitung“. Dieser Fortbildungskurs im Medienverbund besteht aus 26 halbstündigen Fernsehlektionen, schriftlichem Begleitmaterial und 4 Tests mit abschließendem Zertifikat, das dem Abschluß eines Einführungskurses an Datenfachschulen entspricht. Für die Teilnahme ist eine fachliche Vorbildung nicht notwendig. Die 26 Halbstundensendungen werden in wöchentlichem Abstand jeweils in den Dritten Programmen wie folgt ausgestrahlt:

	Erstsendung	Wiederholungs- sendung
Bayerischer Rundfunk	3.1.72: 21.15 Uhr	7.1.72: 17.30 Uhr
Hessischer Rundfunk	6.1.72: 19.30 Uhr	8.1.72: 18.00 Uhr
Norddeutscher Rundfunk	3.1.72: 19.30 Uhr	8.1.72: 18.30 Uhr
Radio Bremen	3.1.72: 19.30 Uhr	8.1.72: 18.30 Uhr
Saarländischer Rundfunk	6.1.72: 19.30 Uhr	8.1.72: 17.30 Uhr
Sender Freies Berlin	3.1.72: 19.30 Uhr	8.1.72: 18.30 Uhr
Süddeutscher Rundfunk	6.1.72: 19.30 Uhr	8.1.72: 17.30 Uhr
Südwestfunk	6.1.72: 19.30 Uhr	8.1.72: 17.30 Uhr
Westdeutscher Rundfunk	4.1.72: 18.30 Uhr	8.1.72: 17.30 Uhr

Das für die Prüfungen unerläßliche Begleitmaterial ist erhältlich bei der TR-Verlagsunion, 8 München 26, Postfach 5. Auskünfte über das Prüfungsverfahren gibt die „Geschäftsstelle EDV-Fernsehkurs“, 74 Tübingen, Postfach 2329.

Ihr Hi Fi Mikrofon zu günstigem Preis!



Höchste Auszeichnungen:
Bundespreis „Gute Form“
Berlin 1969
„Die gute Industrieform“
Hannover 1969

TM 102 Dynamic Super-Nieren-Mikrofon



unverkennbare Vorteile:

- 1 Hi Fi Qualität
- 2 Ganzmetallgehäuse
- 3 Frequenzgang:
50 bis 14 000 Hz
- 4 Richtcharakteristik: Super-Niere
- 5 Berührungseroschgedämpft

PEIKER acoustic

Fabrik elektro akustischer Geräte
6380 Bad Homburg v. d. H. Obereschbach
Postfach 235
Telefon: Bad Homburg v. d. H. (061 72) 4 10 01

NEU

TUNER-REINIGER

Für alle Tuner-Fabrikate



beseitigt Kontaktstörungen an Kanalschaltern sofort und ohne Veränderung der Kapazitäts- und Frequenzwerte. Selbst empfindliche Tuner werden nicht verstimmt. Fragen Sie Ihren Fachgroßhändler oder fordern Sie kostenlose Unterlagen von

755 Rastatt, Postfach 52, Telefon (07222) 34296, Telex 0786682

KONTAKT CHEMIE

● BLAUPUNKT

Auto- und Kofferradios

Neueste Modelle mit Garantie Einbaueinheit für sämtliche Kfz-Typen vorrätig Sonderpreise durch Nachfrageversand Radiogroßhandlung

W. Kroll, 51 Aachen Postfach 865, Tel. 7 45 07 - Liste kostenlos

EINMALIG

Handsprechfunkgeräte

7 Transistoren mit Rullon, MOD NV-7 m. Batt., 1 Stick NUR DM 49,80, 9 Transistoren mit Rullon, MOD FRT-903-3 Kanal, Lederetasche, Ohrhörer u. Batterie. Große Leistung 1 Stick NUR DM 65,00 Lieferung gegen Nachnahme oder Vorkasse

Emil Hübner, Export - Import 405 Mönchengladbach-Hardt Postfach 3 - Tel. (0 21 61) 5 99 03

Ich möchte Ihre Überfliegen

RÖHREN und TRANSISTOREN

in großen und kleinen Mengen kaufen

Bitte schreiben Sie an

Hana Kamlnitzky

8 München-Solln - Spindlerstr. 17

Elektronik-Bastelbuch gratis!
für Bastler und alle, die es werden wollen. Viele Bastelvor schläge, Tips, Bezugsquellen u. s. m. kostenlos von **TECHNIK-KG, 28 BREMEN 33 BF 26**

Preiswerte Halbleiter 1. Wahl



AA 116	DM —,50
AC 187/188 K	DM 3,45
AC 192	DM 1,20
AD 133 IIII	DM 6,95
AF 139	DM 2,80
AF 239	DM 3,80
BA 170	DM —,25
BAY 18	DM —,60
BC 107	DM 1,— 10/DM —,90
BC 108	DM —,80 10/DM —,80
BC 109	DM 1,05 10/DM —,95
BC 178	DM —,70 10/DM —,60
BC 250	DM —,95 10/DM —,65
BF 224	DM 1,50 10/DM 1,40
BF 245	DM 2,30 10/DM 2,15
ZF 2,7 ... ZF 33	DM 1,30
1 N 4148	DM —,30 10/DM —,25
2 N 708	DM 1,75 10/DM 1,60
2 N 2219 A	DM 2,20 10/DM 2,—
2 N 3055 (RCA)	DM 6,60

Alle Preise inkl. MWST. Bauteile-Liste anfordern NN-Versand
M. LITZ, elektronische Bauteile
7742 St. Georgen, Garlenstraße 4
Postfach 55, Telefon (07724) 71 13

30-MHz Oszilloskop - selbstgebuht

Achtung an alle Interessenten an der Bau- beschreibung aus Heft 12, 13, 14/1971 - Die Rechte elektrisch kommt nicht mehr in Betracht. Platine-satz wurde für Reihe DG 7, 7A entwickelt. Alle angebotenen Artikel original nach Bau- beschreibung.

Platinensatz bestehend aus 10 Platinen lötl. ungebohrt DM 85,—
Bei Abnahme von 2 Stück DM 155,—
Transformator Spezialanfertigung DM 48,20
1 Satz ICs bestehend aus 8 Stück DM 74,40

Halbleiter
BC 341-10 DM 2,85
BF 224 DM 1,55
BC 172 C DM 1,30
BF 117 DM 3,25
BC 252 C DM 1,45
ZF 4,7 DM 1,80

Anderer Halbleiter auf Anfrage. Lieferzeit 14 Tage
Preise verstehen sich ohne Abwert u. ohne Vers. Kosten. NN-Versand

schwille-electronics

8000 München 19 - Heideckstr. 2
Telefon 0811/154818

Lehrgänge und Seminare der Deutschen Gesellschaft für Qualität (ASQ)

Rund 90 Lehrgänge und Seminare führt die Deutsche Gesellschaft für Qualität (ASQ) im Ausschuss für wirtschaftliche Fertigung e.V. (AWF) im Jahre 1972 in den Städten Berlin, Darmstadt, Frankfurt, Freiburg, Hagen, Hamburg, Hannover, Heidelberg, Karlsruhe, Kassel, Kiel, Königstein/Ts., München, Nürnberg, Stuttgart und Wuppertal durch. Aus den zahlreichen Themen seien auszuweisen genannt: Einführung in die SQK; Technische Zuverlässigkeit; Einflußgrößenrechnung; Kontrollkartentechnik; Stichprobenpläne; Auswertungsverfahren; Statistische Tolerierung; Grundlagender Güteprüfung; Statistische Versuchsplanung. Nähere Unterlagen können angefordert werden bei der ASQ-Geschäftsstelle, Frankfurt/M 50, Kurhessenstraße 95, Telefon 52 50 47

Grundlagen der elektronischen Schaltungstechnik

In der Zeit vom 10.1.-21.1.1972 findet in Garmisch-Partenkirchen ein Lehrgang „Grundlagen der elektronischen Schaltungstechnik“ (Kurs II-III) statt. Im Kurs II wird behandelt „Analoge Schaltungstechnik in der Praxis“ (Grundschaltungen - Spannungs- und Stromversorgungsschaltungen - Verstärker-Grundschaltungen - Schwingerschaltungen - Anwendungsbeispiele), im Kurs III „Digitale Schaltungstechnik in der Praxis“ (Halbleiter-Schalt Elemente - Multivibratoren - Logik-Schaltungen - Zahltechnik - Anwendung). Nähere Auskünfte: euro-intronics, Institut für angewandte Unternehmenselektronik, 81 Garmisch-Partenkirchen, Hauptstraße 44, Telefon (08821) 3527

Neue Bücher

Computer-Technik - leicht verständlich. Von H. Rechner. Berlin 1971. Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik 227 S. m. 76 B. u. 16 Tab. DIN A 5. Preis in Ganzl. geb 32,- DM

„Demjenigen, der die Mühe nicht scheut, dieses Buch geistig zu verarbeiten, wird ein Fenster in die Zukunft geöffnet“, sagt der Verfasser im Vorwort. Er spricht aber auch aus: „Das einzig Notwendige, um alles Wesentliche zu erfassen, ist nämlich genaues Denken. Hierzu gehören weniger Begabung und Talent als vielmehr Fleiß und Ausdauer. ‚Leicht verständlich‘ - dies soll bedeuten, daß keine besonderen Vorkenntnisse erforderlich sind. Damit ist aber nicht gerade gesagt, daß dieses Buch allzu leicht aufnehmbar ist, denn es dient mehreren Zwecken: zum Beispiel führt es junge interessierte Menschen in die Grundlagen und die Arbeitsweise der Computer-Technik ein; es legt einen gesunden Keim, der fähig ist, sich schnell zu entwickeln. Derselbe Zweck wird auch für diejenigen erreicht, die bereits auf anderen Gebieten technische Erfahrungen haben. Sicherlich wird auch ein Fachmann dieses Buch lesen wollen, beispielsweise ein Elektroniker, der zwar digitale Schaltkreise entwerfen kann, jedoch von der Programmier-technik nur nebelhafte Vorstellungen hat.“

Blättert man nach solchen pragmatischen Ankündigungen die Seiten einmal um und vertieft sich stichprobenweise etwas näher, dann kann man bald bestätigen, daß gewiß Ausdauer und Fleiß, aber tatsächlich keine Spezialkenntnisse zum Studium dieser „Computer-Technik“ notwendig sind. Sind sie vorhanden, dann sind sie nur nützlich: Jeder freut sich, wenn er hier in kurzen klaren Aussagen sein Wissen bestätigt findet. Inhaltlich nimmt die fachgerechte Darstellung des Computers selbst und der Peripheriegeräte (der Hardware) etwa die gleiche Seitenzahl in Anspruch wie die Beschreibung und an Beispielen erhärtete Behandlung von dem Computer erst Leben eingehenden Programmen (Software). Natürlich ist man nach Durcharbeiten des Werkes noch kein perfekter Computer-Konstrukteur und/oder Programmierer. Man weiß (und versteht) dann aber viel von dem, um was es dort geht und wie es dort zugeht.

Das Buch gliedert sich nach der Einleitung in die Hauptabschnitte: Signal und Information - Bauelemente - Schaltkreistechnik - Darstellung von Zahlen im Computer - MODELL-Computer - Einfache Programmierung - Parallelprogrammierung - Programmiersprachen - Fehlerbekämpfung, Zuverlässigkeit und Betriebssicherheit - Angloamerikanische Fachwörter, Schrifttum und Sachwortregister beschließen die präzisierten und dennoch vielseitigen Ausführungen. jü.

**Es genügt uns nicht,
daß wir
modern sind.
Wir wollen auch
gut sein**

Wir meinen die Qualität und die Qualitätssicherung, die man mit dem Namen Braun verbindet und die man von Braun-Geräten einfach erwartet.

Und für Prüfaufgaben im Rahmen der Qualitätssicherung für unsere HiFi-Technik suchen wir Sie, den

Ingenieur

ODER

qualifizierten Techniker der Nachrichten- technik

Es geht um die vielfältigen Kontrollen und Messungen an unseren HiFi-Geräten wie Verstärker, Tuner, Plattenspieler, Tonbandgeräte, Lautsprecher sowie Koffergehäuse.

Dafür sind wir mit den neuesten technischen Hilfsmitteln ausgestattet, die Ihnen Ihre Arbeit erleichtern.

Das persönliche Gespräch wird Ihnen Aufschluß geben über die Details dieses Angebotes und über die Gegenleistungen.

Eine Kurzbewerbung genügt für den ersten Kontakt.

BRAUN

Braun AG
PERSONALABTEILUNG
6 Frankfurt/Main
Rüsselsheimer Str. 22

Erfolg mit

AEG



Bei uns geht Ihre Gleichung auf!

Überlegen Sie mal, ob Ihre Gleichung im Beruf bisher aufgegangen ist. Das kann jetzt anders werden. Denn bei uns finden Sie das, was Sie vielleicht noch immer vermissen: Einen selbständigen Arbeitsbereich, der sich an der Zukunft orientiert.

Ingenieure (grad.) Techniker

können in unserer zentralen Konstruktionsabteilung „Gedruckte Schaltungen“ mithelfen, die Zukunft zu gestalten. Wir entwickeln dort digitale Rechenanlagen und die dazugehörigen Peripherie-Geräte.

Schreiben Sie uns unter dem Stichwort „Zentrale Konstruktionsabteilung“ etwas über sich selbst. Oder rufen Sie einfach mal an, wenn Sie sich für uns und Ihre Zukunft interessieren (0 75 31) 6 0128 44.

Und wenn Sie wollen, können Sie auch an einem Samstag mit uns rechnen. Denn schließlich rechnen wir auch mit Ihnen.

AEG-TELEFUNKEN
Informationstechnik
775 Konstanz
Bücklestraße 1-5

VALVO

Bauelemente
für die gesamte
Elektronik



So flexibel
wie
unsere
Gehäuse-
technik



E.-Thalmann-Str. 56

10020

sind
unsere
Anschluß-
drähte.

Jetzt können Sie VALVO-
HF-Transistoren mit Rückwir-
kungskapazitäten von 0,27 pF
auch im SOT-54-Gehäuse kaufen:

BF 240

BF 241

Beide Si-NPN-Planar-Epitaxial-
HF-Transistoren sind für AM-/FM-
ZF-Verstärker entwickelt worden
und stammen aus gemeinsamer
Fertigung. Sie unterscheiden sich
durch die Stromverstärkung.
Der BF 240 hat eine besonders
hohe Stromverstärkung, damit
der Regelleistungsbedarf der
geregelten ZF-Stufe klein gehalten
werden kann.

BF 240 B = 65...220
für geregelte ZF-Stufen
BF 241 B = 35...125
für unregelte ZF-Stufen.
Die Spannungsfestigkeit
 $U_{CB0} = U_{CE0} = \text{max. } 40 \text{ V}$
ist beiden gemeinsam.
Die Sperrschichttemperatur
von $\vartheta_J = \text{max. } 150^\circ \text{C}$
ermöglicht einen weiten
Anwendungsbereich.

2 Hamburg 1
Burchardstraße 19
Telefon (0411) 3 29 64 67

VALVO GmbH Hamburg