

A 3109 D

BERLIN

FUNK- TECHNIK

4 | 1974

2. FEBRUARHEFT

Wir haben fünf Einzelgeräte einer perfekten SONY HiFi-Anlage auf drei Geräte konzentriert.

Zum konzentrierten Preis.

SONY Stereo-Anlagen haben schon manchen Profi begeistert, weil wir Höchstleistungen nicht beklatschen, sondern weiterentwickeln.

Dadurch wissen wir aber auch, an welchen Stellen man vereinfachen und konzentrieren darf, ohne die Qualität herabzusetzen.

Und wo nicht.

Wie Sie wissen, besteht jede HiFi-Anlage aus einigen wichtigen Elementen:

Einem Plattenspieler, von dessen Qualität das Endergebnis entscheidend abhängt. Und an dem man deshalb nicht sparen sollte.

Einem Tuner, der möglichst viele Sender störungsfrei empfangen sollte.

Schließlich aus einem Vorverstärker und einem - oder mehreren - Endverstärkern. Diese zusammen

sorgen für die eigentliche HiFi-Qualität:

für breite Frequenzbereiche, Ausfilterung der Störgeräusche und gleichmäßige Abgabe an die Lautsprecher.

In dem SONY Plattenspieler PS-5100, dem SONY Tonbandgerät TC-280 und dem SONY Receiver STR-6045 sind alle diese Elemente zusammengefaßt.

Im klaren technischen Design der SONY-Anlagen.

Wenn Ihr Kunde nicht an Qualität sparen will, sondern nur an Geld, empfehlen Sie ihm diese kleine, komplette SONY-Anlage. (Passend dazu gibt's die SONY-Lautsprecher SS-7200).

Er wird Sie sicher nicht das letzte Mal um Rat gefragt haben.



SONY®

Wegbereiter für die audio-visuelle Zukunft.

SONY GmbH, 5 Köln 30, Mathias-Brüggen-Str. 70/72

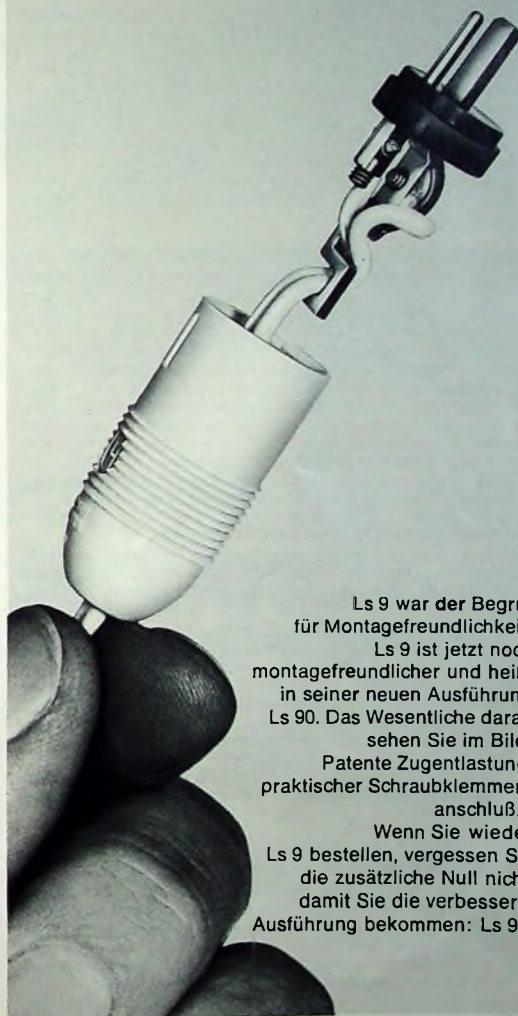
gelesen · gehört · gesehen	112
FT meldet	114
Wege zu Amateurfunk-Diplomen	117
FT-Informationen	118
Fernsehen	
Umschaltbare transistorbestückte Horizontalablenkschaltungen für Mehrnormen-Schwarz-Weiß-Heim-Fernsehgeräte	119
Stromversorgung	
Stabilisierte Stromversorgung mit der integrierten Schaltung CA 3085	121
Personliches	124
Meßtechnik	
Angewandte Digitaltechnik im Fernsehservice-Gittermuster-Generator „SPG 221“	125
Elektronischer Zeitschalter	129
Für den KW-Amateur	
Vielkanaloszillator mit integrierten Schaltungen	135
Elektronischer Thermostat zur Untersuchung von Halbleiterelementen	138
Antiblockiersystem für Kraftfahrzeuge	139
FT-Bastel-Ecke	
MW-LW-Empfänger ohne Spulen	140

Unser Titelbild: Mit 17 Schichtschaltungen von Siemens ist der kleine Elektronenrechner für das Antiblockiersystem von *Teldix* aufgebaut. Dieser Computer, der für ein optimales Zusammenspiel von Reifen und Fahrbahnoberfläche sorgt, befindet sich mit weiteren Bauelementen auf den beiden Platinen der elektronischen Steuereinheit des Systems (s. a. S. 139). Aufnahme: *Siemens*

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

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH, 1 Berlin 52 (Borsigwalde), Eichborndamm 141-167, Tel.: (030) 4121031, Telex: 01 81 632 vrftk. Telegramme: Funktechnik Berlin, Chefredakteur: Wilhelm Roth; Stellvertretender Chefredakteur: Dipl.-Ing. Ulrich Radke, sämtlich Berlin. Chefkorrespondent: Werner W. Diefenbach, 896 Kempten 1, Postfach 1447, Tel. (0831) 63402. Anzeigenleitung: Dietrich Gebhardt; Chefgraphiker: B. W. Beerwirth, sämtlich Berlin. Zahlungen an VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH: Postscheckkonto Berlin West 76 64-103; Bank für Handel und Industrie AG, 1 Berlin 65, Konto-Nummer 2191 854 (BLZ 100 800 00). Die FUNK-TECHNIK erscheint monatlich zweimal. Preis je Heft 3,- DM. Auslandspreise lt. Preisliste (auf Anforderung). 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, 1 Berlin 42.

Der beliebte Hirschmann Lautsprecher- Stecker Ls 9 ist noch montagefreundlicher geworden. Und heißt jetzt Ls 90!



Ls 9 war der Begriff für Montagefreundlichkeit.

Ls 9 ist jetzt noch montagefreundlicher und heißt in seiner neuen Ausführung Ls 90. Das Wesentliche daran sehen Sie im Bild:

Patente Zugentlastung; praktischer Schraubklemmenanschluß. -

Wenn Sie wieder Ls 9 bestellen, vergessen Sie die zusätzliche Null nicht, damit Sie die verbesserte Ausführung bekommen: Ls 90.



Hirschmann

Richard Hirschmann · Radiotechnisches Werk
7300 Esslingen-Neckar · Postfach 110



Keine „Internationalen HiFi-Tage 1974“ in Düsseldorf!

Die in FUNK-TECHNIK 24/1973, S. 942, als Projekt erwähnten „Internationalen HiFi-Tage“ in Düsseldorf finden nicht statt. Eine Mehrheit von dhfi-Mitgliedsfirmen war dagegen. Aus den dem dhfi zugegangenen Stellungnahmen geht hervor, daß eine Reihe von Mitgliedern ihre ablehnende Stellungnahme in erster Linie mit dem ungünstigen Termin, aber auch mit dem Ort Düsseldorf begründet hat.

Der in diesem Zusammenhang mehrfach vorgetragenen Anregung, die Möglichkeit für die Durchführung erweiterter „HiFi-Tage“ in Hamburg zu einem günstigeren Zeitpunkt zu prüfen, wird das dhfi nachkommen.

General Instrument liefert C-MOS

General Instrument Europe will sich am C-MOS-Geschäft beteiligen und eine neue Typenreihe auf dem Gebiet der Analogschalter und Multiplexer herausbringen. Das erste Bauelement der Reihe ist der Quad-Multiplexer MEM 4016. Er besteht aus vier unabhängigen bilateralen Schaltern auf einem Silizium-Chip. Jeder Schalter enthält einen P-Kanal- und einen N-Kanal-MOS-Transistor mit gemeinsamen Source- und Drain-Verbindungen. Für jeden Schalter ist ein getrenntes Steuersignal erforderlich. Während das N-Kanal-Element direkt mit der Steuerleitung verbunden ist, erfolgt die Steuerung des P-Kanal-Elements über einen Inverter.

Quarzarmbanduhren-IS SAJ 270 in CMOS-Technologie

Die von *Intermetall* neuentwickelte integrierte Quarzuhrenschaltung SAJ 270 in CMOS-Technologie (Complementary Metal Oxide Semiconductors) ist wegen ihrer extrem niedrigen Leistungsaufnahme (3 mW) besonders zum Einsatz in Armbanduhren geeignet. Durch eine spezielle Technologie und besondere Designmaßnahmen ist es bei dieser Schaltung gelungen, die Schwellenspannungen der N- und P-Kanal-MOS-Transistoren auf 0,7 V zu senken. Damit kann eine einwandfreie Funktion der SAJ 270 noch bei 1,1 V garantiert werden. Die neue Schaltung ist in erster Linie zur Verwendung in autonomen Quarzuhren mit einer Quarzfrequenz von 32 768 Hz bestimmt, kann aber auch bei anderen Quarzfrequenzen oder als Frequenzteiler eingesetzt werden.

Treiber-/Leseverstärker arbeitet als Umsetzer für TTL

Mit dem monolithischen Zweifach-Bit-Treiber-/Leseverstärker-Umsetzer SN 75 370 wurde von *Texas Instruments* ein spezieller Interface-Baustein herausgebracht, der zur Anpassung des MOS-RAM TMS 4062 an Standard-TTL/DTL-Pegel dient. Diese Interface-Schaltung läßt sich beliebig parallel schalten, um die Wired-AND-Funktion zu erhalten. Während des Schreibzyklus schaltet der komplementäre Bit-Treiber – gesteuert durch TTL-Eingangssignale – die Eingangs-/Ausgangsleitungen innerhalb der Versorgungsspannungen U_{SS} und U_{ref} . Die Durchlaufverzögerungszeiten für den Bit-Treiber und den Leseverstärker betragen etwa 40 beziehungsweise 30 ns, bezogen auf $U_{SS} = 20$ V und $U_{ref} = 7$ V. Ein Logikgatter am Ausgang setzt die Leseverstärker-Signale in TTL-kompatible Ausgangssignale um.

Tantalex-Chip-Kondensatoren mit neuen Gehäuseabmessungen

Vergessene Tantalex-Chip-Kondensatoren vom Typ „193 D Domino“ mit festem Elektrolyten sind von *Sprague* neuerdings auch in den Gehäuseabmessungen 4,6 mm × 2,5 mm × 2,5 mm und 8,1 mm × 4,6 mm × 5,0 mm lieferbar. Daher können größere Kapazitätswerte bei Spannungen von 3 bis 35 V untergebracht werden. Weitere technische Daten enthält die A-Ausgabe des „Sprague Engineering Bulletin 3532“.

Durchgangsprüfer „Z 66“

Mit dem neuen Prüfsummen „Z 66“ der Esslinger Firma *Taco-Tafel GmbH + Co KG* (nach Mitteilung von *Taco*, der kleinste bisher auf den Markt gebrachte) ist es möglich, bei der Durchgangsprüfung annähernd auch den Widerstand des „Durchgangs“ festzustellen. Es lassen sich bereits etwa 10 Ohm von 0 Ohm unterscheiden: Wenn 10 Ohm zwischen den Prüfspitzen liegen, ist der Ton etwas tiefer als bei direk-

tem Kontakt der Spitzen miteinander. Ganz deutlich ist der Unterschied in der Tonhöhe bei 50 Ohm wahrnehmbar. Bis etwa 500 Ohm wird der Ton tiefer, darüber hinaus steigt er an, ist aber etwas leiser. Die Ansprechgrenze des Gerätes liegt bei 80 ... 100 kOhm. Es gibt etwa ein Dutzend Prüfmöglichkeiten, die von der einfachen Widerstandsprüfung über die Prüfung von Transistoren und Dioden bis zur Untersuchung von Logikpegeln reichen.

32 Meßkanäle gleichzeitig auf einer Leitung oder Magnetspur

Die in München-Martinsried ansässige Firma *Johne + Reilhofer GmbH* hat ein Magnetband-PCM-System entwickelt, bei dem 32 Kanäle (analog und digital) auf nur einer Spur eines Magnetbandgerätes gespeichert und/oder über eine einfache Leitung (zum Beispiel Telefonleitung) übertragen werden können. Wegen der hohen Kanalzahl des neuen Systems „32 K 12“ ergibt sich ein im Vergleich zu den bisherigen J+R-PCM-Systemen um etwa die Hälfte geringerer Preis je Übertragungskanal. Der Anwendungsschwerpunkt dieses PCM-Systems liegt überall dort, wo viele Meßwerte zur gleichen Zeit anfallen.

Bausteine zur Herstellung von Meßgeräten in Kleinserien

Metrawatt will durch ein System von Meßgeräte-Bausteinen die Entwicklung und Fertigung individueller Geräte in Stückzahlen von 50 bis 5000 wirtschaftlich machen. Durch Nutzung der Kostenvorteile der in Großserie gefertigten Bausteine können nun spezielle Meß-, Prüf- oder Servicegeräte in kleinen Stückzahlen zu tragbaren Preisen von Interessenten selbst hergestellt werden. Mehrere verschiedene große Grundgehäuse – vom kleinen Taschenmeßgerät mit etwa 300 cm³ Rauminhalt bis zu Gehäusen mit 3500 oder 10 000 cm³ – werden angeboten. Sie sind im allgemeinen zweiteilig. In das Oberteil kann das Meßwerk eingesetzt werden; Unterteile gibt es für unterschiedliche Batteriegrößen und -typen. Das Angebot umfaßt auch Leiterplatten, die zur jeweiligen Gehäusegröße passen und noch nicht bedruckt sind, sowie alle notwendigen Teile wie Kontakte und Kontaktträger für Leiterbahnschalter, Batterieanschlüsse, Anschlußbuchsen, Sicherungsschalter usw.

5-MHz-Kleinstoszillograf „221“

Bei einem Gewicht von 1,6 kg bietet der von *Rohde & Schwarz* vertriebene *Tektronix*-Kleinstoszillograf „221“ 5 MHz Bandbreite bei 5 mV/Rasterteil Empfindlichkeit. Die Ablenkkoeffizienten, die in einer 1-2-5-Sequenz zwischen 5 mV/Rasterteil und 100 V/Rasterteil schaltbar sind, werden auf der Frontplatte angezeigt. Wegen des hohen Ablenkkoeffizienten von 100 V/Rasterteil sind maximale Eingangsspannungen bis 600 V zulässig. Die Zeitbasis (Zeitablenkbereich 100 ns/Rasterteil ... 200 ms/Rasterteil) ist mit einer Triggerautomatik ausgerüstet, die beim Fehlen des internen oder externen Triggersignals eine frei durchlaufende Strahlablenkung erzeugt. Die Einsatzgebiete für dieses Meßgerät liegen im Bereich des Service und der Wartung von Industrieanlagen, computerperipheren Geräten, Buchungsautomaten, Flugzeugelektronik usw.

Neuheiten für Arbeiten mit Kabeln

Neu im Sortiment der *Panduit GmbH* ist die Montagepistole „PPTS“ zur Verarbeitung von Kabelbindern in großen Mengen. Die Kraft zum Spannen und Abschneiden des Kabelbinders wird durch Druckluft erzeugt. Die Pistole verarbeitet Kabelbinder bis 5 mm Breite bei einem Bündeldurchmesser von maximal 100 mm.

Der „ABMM-A“ von *Panduit* ist ein Miniatur-Klebesockel mit Selbstklebefolie, der sich zum Verlegen kleiner Leitungsbündel auf engstem Raum eignet. Mit ihm können Leitungsbündel bis 50 mm Durchmesser verarbeitet werden. Nach Abziehen von Schutzpapier wird der „ABMM-A“ auf die Klebefläche aufgedrückt. Der Kabelbinder kann von vier Seiten eingefädelt werden.

Das neue Distanzstück „CSH“ wird als Abstandshalter zwischen Kabel, Hydraulikschläuchen und Leitungen sowie für die Trennung von Kabelbäumen eingesetzt. Das „CSH“ kann gleichzeitig auch als Aufhängevorrichtung für Kabel, Leitungen und Schläuche verwendet werden.



FG 3360

Modernste Technik für den Color-Service.

Ein Gerät, wie es sich der „Service-Praktiker“ wünscht.

Das breite Band der Nutzungsmöglichkeiten läßt keine Wünsche offen:

- Norm-Farbbalken-Testbild
 - Farbflächen: Rot-Grün-Blau
 - Farbachtentestbild (U/V-Test)
 - Kreistestbild mit einstellbarer Kreisgröße
– kann beliebig in alle schwarz/weiß-Testbilder
eingblendet werden
 - Quadratisches Gittermuster
 - Schachbrettmuster
- Einstellung sämtlicher Funktionen auf allen VHF- und UHF-Kanälen.

Besonderheiten:

- Einstellbare Burstampplitude
- Farbträger- und Zeilenfrequenz fest verkoppelt
- HF-durchstimmbare für alle Fernseh-Empfangskanäle
- HF-Abschwächer
- Ton- und Bildträger extern modulierbar

Wo Zuverlässigkeit
zum Begriff wird

Bitte fordern Sie unsere
ausführlichen Unterlagen an.

Norddeutsche Mende Rundfunk KG
Bereich Meßgeräte – Industrie-Elektronik
28 Bremen 44, Postfach 44 83 60

NORDMENDE
electronics

Distributormarkt 1974

Der in Putzbrunn bei München ansässige Distributor Sasco (vgl. auch S. 118) schätzt den deutschen Distributormarkt für elektronische Bauelemente (Transistoren, integrierte Schaltungen, Trimmer/Potentiometer, Widerstände, Kondensatoren, Relais, Schalter, Steckverbinder und anderes) für 1974 auf 345 Mill. DM - mit verminderter Steigerung ab Mitte des Jahres. Auf diesem Markt soll es mehr als 80 Wettbewerber geben.

Hartmann & Braun-Service in der CSSR

In Prag wurde jetzt ein Vertrag über den Aufbau einer Servicestelle für *Hartmann & Braun* bei der Firma *Chemoprojekt*, Prag/Satalice, unterschrieben. Danach führen drei Ingenieure von *Chemoprojekt* bei den verschiedenen Endabnahmen in der CSSR Garantieservice sowie Wartungs- und Reparaturarbeiten an *H&B*-Geräten aus.

ITT-Kooperationsabkommen mit Rumänien

Vertreter der *International Telephone and Telegraph Corp.* (ITT), New York, und der stellvertretende rumänische Außenhandelsminister unterzeichneten einen Vertrag über Zusammenarbeit auf den Gebieten Nachrichtentechnik, Elektromechanische und elektronische Bauelemente sowie Industrie- und Konsumgüter; weitere Bereiche können in diese Übereinkunft einbezogen werden. Beide Seiten benennen zunächst Experten, die Detailprogramme als Grundlage für spezialisierte Einzelabkommen erarbeiten.

CIG mit Exklusiv-Vertriebsrechten auch für Fabri-Tek-Hauptspeicher

Die Firma *Fabri-Tek Inc.*, Minneapolis/USA, hat die *Data Recall Corp.*, Los Angeles/USA, übernommen, die als 100prozentige *Fabri-Tek*-Tochter weiterbestehen und Hauptspeicher für EDV-Systeme produzieren wird. Gleichzeitig hat die *Computer Investors Group Inc.* (CIG), die *Data Recall*-Anteile besitzt, über ihre Tochtergesellschaft *CIG Computer Products* den gesamten Bestand der installierten *IBM*-kompatiblen Hauptspeicher von *Fabri-Tek* erworben. Die kombinierte finanzielle Transaktion bewegt sich in der Größenordnung von 10 Mill. Dollar. *Fabri-Tek* wurde damit zum größten unabhängigen Hersteller von Hauptspeichern zur Kapazitätserweiterung von *IBM*- und *Univac*-Systemen. Die Exklusiv-Vertriebsrechte für *Data-Recall*- und jetzt auch für die entsprechenden *Fabri-Tek*-Produkte liegen bei *CIG*. *CIG* ist in Europa in der Bundesrepublik Deutschland, Frankreich, England, Schweden, den Niederlanden und der Schweiz vertreten.

GTE International erhält Auftrag für chilenische Richtfunkstrecke

GTE International hat den Zuschlag für die Erstellung von Fernmeldeeinrichtungen und die damit verbundenen technischen Dienstleistungen für die erste Richtfunkstrecke erhalten, die das chilenische Festland mit der Insel Chiloe verbindet. Die insgesamt 180 km lange Strecke ist für Ferntelefonie und Datenübermittlung sowie als erste Fernsehübertragungsstrecke nach der Insel vorgesehen. Bisher wird die Nachrichtenübermittlung zwischen Insel und Festland noch über Hochfrequenzfunk abgewickelt. Das Objekt soll noch in diesem Jahr mit zunächst 72 Sprachkanälen und einem Fernsehkanal in Betrieb genommen werden.

Bentron-Wire-Wrap-Service bei Neumüller

Um der steigenden Nachfrage nach einem *Bentron-Wire-Wrap-Service* gerecht zu werden, hat sich *Neumüller* entschlossen, einen solchen einzurichten. Firmen, die sich zur Vergabe ihrer *Wire-Wrap*-Arbeiten entschließen, können sich mit dem *Neumüller*-Mitarbeiter Beutel in Verbindung setzen (8 München 2, Karlstraße 55, Telefon (089) 59 24 21 und 59 73 06, Telex 0 52 21 06).

Farbfernsehergeräte teurer?

Am letzten Januar-Wochenende meldete die Tagespresse, daß Farbfernsehergeräte in der Bundesrepublik voraussichtlich um 5 % teurer würden. Nach Mitteilung der Industrie sei die Mengenkonjunktur nur ein schwacher Ausgleich für die als unzureichend bezeichnete Erlössituation.

Man schätzt, daß in Deutschland gegenwärtig 25 % der Fernsehhaushalte ein Farbgerät haben. Die bevorstehende Fuß-

ball-Weltmeisterschaft wird als verkaufsfördernd für das Farbfernsehergerätegeschäft angesehen.

Farbfernsehen für Singapur

Singapur, der Commonwealth-Stadt-Staat auf der Spitze der Malaien-Halbinsel, führt in diesem Jahr das farbige Fernsehen ein. Die britische Firma *Marconi Communication Systems Ltd.* erhielt in diesem Zusammenhang einen 125 000-£-Auftrag für die Errichtung eines 15-kW-VHF-Fernsehsenders.

„Audiovisueller Wegweiser“ von Philips

Auskunft über Kosten von Technik und Software auf dem Gebiet der Audiovision gibt ein von der *Philips Elektronik Industrie GmbH*, Hamburg, herausgegebener „Audiovisueller Wegweiser“. Nach einer Übersicht über die Möglichkeiten der technischen Ausrüstung mit audiovisuellen Geräten und Anlagen werden Kostenvoranschläge für die Produktion von Informationsprogrammen mit einer Laufzeit von 15 Minuten gegeben.

TWK-Vorzugsliste für Potentiometer und Weggeber

Die *TWK-Elektronik*-Vorzugsliste KC 754/74 für Präzisions-Potentiometer und -Weggeber (für Hube zwischen 25 und 500 mm) nennt Typen, die alle mit Präzisions-Carbon-Film-Widerstandselementen bestückt sind. Sie zeichnen sich durch unendliches Auflösungsvermögen, lange Lebensdauer (30 Millionen Schleiferspiele) und enge Linearitätstoleranzen (bis 0,05 %) aus.

Autoradio-Lehrgänge bei Becker

Die *Becker-Autoradiowerk GmbH* führt in den neuen Räumen des Zentralkundendienstes in Ettligen eine Reihe von Service-Lehrgängen durch. In diesen Veranstaltungen werden die Teilnehmer jeweils 4 Tage lang mit neuen Entwicklungen der Firma auf dem Autoradio- und Verkehrsrundfunk-Sektor vertraut gemacht. Hotelunterkunft und Verpflegung werden durch *Becker* gestellt. Termine: 22 bis 25. April - 24. bis 27. Juni - 7. bis 10. Oktober - 25. bis 28. November 1974. Anmeldungen sind an der *Becker-Zentralkundendienst*, 7505 Ettligen, Pforzheimer Straße 79, zu richten.

Übernahmen neuer Aufgabenbereiche bei Intermetall

Bei *Intermetall, Halbleiterwerk der Deutsche ITT Industries GmbH*, Freiburg, übernehmen einige leitende Mitarbeiter ein neues, zum Teil internationales Aufgabengebiet. *L. Micic* (bisher Product Manager EEC) ist jetzt Marketing Director EEC. *R. Karnatzki* (bisher Marketing Manager Germany) ist Product Manager EEC. *F. Müller* (bisher Product Marketing Manager) ist Marketing Manager Germany, und *M. Oetlinger* (bisher Manager Product Marketing Transistors) ist Product Marketing Manager.

Veränderungen bei Loewe Opta

Günter Meeves, bei *Loewe Opta* verantwortlich für den Bereich Gesamtentwicklung, wurde zum Abteilungsdirektor ernannt. *Alfred M. Synowski* nahm seine Tätigkeit als Direktor für den Gesamtvertrieb auf. Innerhalb des Gesamtvertriebs wurde *Georg Zeis* mit der Ernennung zum Abteilungsdirektor das Ressort Inlandsvertrieb übertragen. Zum Leiter des Auslandsvertriebs wurde *Alois Roppelt* ernannt. Direktor *Karl Stoltz* übernahm die Verantwortung für den Bereich Marketing. Alle Genannten haben ihren Dienstsitz in Kronach/Oberfranken.

Im Berliner *Loewe Opta*-Werk wurde der Geschäftsbereich Rundfunk/Phono zusammengefaßt. Ihm steht Direktor *Heinz-Hubert Meurer* vor, der seine bisherige Funktion als Werkleiter an Abteilungsdirektor *Hubert Forsthuber* abgab. Rundfunk-Entwicklungsleiter wurde *Michael Schlüter*.

Ernennungen bei Nordmende

Dr. Dieter Walz (41), Leiter des *Nordmende*-Geschäftsbereichs Sozial- und Personalwesen, wurde zum Direktor ernannt. *Manfred Baldin* (36), Leiter des Bereichs Werbung, *Werner Haetzl* (49), Leiter des Bereichs Buchhaltung, und *Ulrich Prestin* (46), Leiter des Bereichs Qualität und Fertig-Geräte, wurden zu Bereichs-Direktoren ernannt.

Der neue Receiver Wega hifi 3131.

**In einigen Jahren
wird es vielleicht HiFi-Receiver geben,
die so ähnlich aussehen, wie dieser.
Warten wir ab, ob sie
mit ähnlich guten Leistungen
aufwarten können.**

WEGA



Simusleistung: 2 x 40 Watt, Klirrfaktor: 0,25%, FM - Empfindlichkeit: 1,2 µV, Pegelmeter für alle Einparage und Kanäle, Berührungselektronik Informationen durch WEGA, 7012 Fellbach

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



Wichtig für Ihre Terminplanung

Große Spezialausgabe zur **HANNOVER-MESSE 1974**

mit vielen Seiten Vorberichten erfahrener Fachleute und Messekenner über das wesentliche Angebot an richtungweisenden Neu- und Weiterentwicklungen. Ein seit über 25 Jahren bewährter und wichtiger Leitfaden für jeden Fachbesucher.

Die Bedeutung und weitreichende Anerkennung der FUNK-TECHNIK, ihre schnelle und anspruchsvolle Berichterstattung sowie ihr qualifizierter Leserkreis sichern auch Ihrer Anzeige in dieser Spezialausgabe größte Resonanz!

Der stark erweiterte Umfang und die erhöhte Auflage dieser Hannover-Messeausgabe erfordern veränderte Herstellungstermine:

Anzeigenschluß 25. März

Erscheinungstag 18. April

Sichern Sie sich rechtzeitig eine günstige Placierung.

Für Eilige: **Telefonische Bestellungen unter 030/4121031**
Telex-Reservierungen unter 01 81 632 vrfkt

Die FUNK-TECHNIK erscheint im

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH · 1 Berlin 52, Eichborndamm 141-167



Chefredakteur: WILHELM ROTH

Chefkorrespondent: WERNER W. DIEFENBACH

Wege zu Amateurfunk-Diplomen

Hinter der Abkürzung DIG verbirgt sich die Diplom-Interessen-Gruppe der Funkamateure, kooperiert im Deutschen Amateur-Radio-Club e. V. (DARC) und im internationalen Award Hunters Club (AHC). Wie der Name bereits sagt, sind es Funkamateure, die sich neben ihrer Freizeitbeschäftigung mit der Amateurfunkerei auch noch mit dem Sammeln von Diplomen – Funkamateurdiplomen – aus aller Welt befassen. Das könnte ein Funkamateur allein doch auch warum soll er sich einer Interessen-Gruppe anschließen? Hier gerade setzt das Wirken einer Gemeinschaft ein. Als einzelner Funkamateur kann man seine Funkverbindungen – die QSOs – ‚fahren‘ und auch die Bestätigungskarten für diese Verbindung – kurz QSL genannt – sammeln. Aber Informationen, welche Diplome man mit welchen QSLs erarbeiten und erreichen kann, die von den Amateurfunkverbänden in der ganzen Welt herausgegeben werden, erhält man als einzelner nur spärlich und meistens unvollständig.

Die Diplom-Interessen-Gruppe hat diesen Mangel erkannt, und sie ist mit etwa 35 Gleichgesinnten im Oktober 1969 in Kempen/Ndrhh gegründet worden. Wenn diese Gruppe heute fast 1000 Mitglieder umfaßt, dann dürfte das der Beweis für ein echtes Informationsbedürfnis auf diesem Gebiet des Amateurfunks sein. Die DIG will allen an guten und mitunter seltenen Diplomen interessierten Funkamateuren helfen, diesen ‚Wandschmuck‘ zu erreichen. Aus aller Welt sammeln sich die Ausschreibebedingungen für solche Diplome beim Sekretär der DIG (562 Velbert, Postfach 1244), und dieser sorgt dafür, daß alle DIG-Mitglieder diese neuesten Informationen in dem an jedem Donnerstag auf 3,770 MHz laufenden drahtlosen Rundspruch vorab mündlich und mehrmals jährlich in gedruckter Form erhalten.

Was bedeuten nun eigentlich Diplome für den Funkamateur? Schlichtweg – die Bestätigung einer funkerischen Leistung! Die Bedingungen zum Erwerb eines Diplomes schwanken sehr. Es gibt solche, die leicht, andere wieder, die sehr schwer zu erarbeiten sind. International anerkanntes Spitzendiplom ist unter anderem das „DXCC“, herausgegeben von der American Radio Relay League (ARRL). Für das Grunddiplom muß der Nachweis geführt werden: QSL-Karten aus mindestens 100 verschiedenen Ländern der Erde zu besitzen. Eines der leichteren Diplome ist das „WAC“ (Worked All Continents), bei dem je eine QSL-Karte aus jedem der sechs (Funk-)Kontinente vorgewiesen werden muß. Nord- und Südamerika gelten hierbei als getrennte Kontinente.

Das Standard-Diplom für Europa gibt der Deutsche Amateur-Radio-Club e. V. (DARC) heraus: es ist das „WAE“ (Worked All Europa), für das mindestens 40 europäische Länder auf mehreren Amateurfunkbändern gearbeitet und durch QSL-Karten bestätigt sein müssen. Das deutsche Spitzendiplom ist das „DL 1000“ (Deutschland-Diplom 1000), das ebenfalls vom DARC herausgegeben wird. Für dieses Diplom muß der Funkamateur QSL-Karten aus Funkverbindungen mit mindestens je einer Station aus 500 verschiedenen DARC Ortsverbänden auf zwei verschiedenen Amateurfunkbändern vorweisen können.

Die Vermittlung der genauen Bedingungen, zu denen nicht nur diese, sondern viele andere Diplome aus aller Welt zu erarbeiten

sind, ist eine der Hauptaufgaben der DIG. Genauso, wie durch die DIG gute Diplome empfohlen werden, warnt diese Gruppe aber auch vor ‚billigen‘ oder einfachen Diplomen, und zwar vor allem dann, wenn keine oder nur eine sehr geringe Leistung für den Erwerb zu erbringen ist oder ein Diplom seine oftmals hohe Gebühr nicht wert ist.

Diplome sammeln ist aber nicht nur Selbstzweck. Eine Reihe internationaler Diplome hat auch einen sozialen Hintergrund. So gab zum Beispiel der Verband der Österreichischen Funkamateure das „SOS-Kinderdorf-Diplom“ heraus, dessen Reinerlös dem Aufbau von SOS-Kinderdörfern zufließt. Ein ähnliches Diplom in Form eines Wimpels gibt jetzt der Central-Radio-Club der Tschechoslowakei heraus, und ein ähnliches gab es in England.

Die DIG hat auch ein eigenes Diplomprogramm. Ihr Spitzendiplom ist die „DIG-Trophy“, eine patinierte Messingschale, die an jeden lizenzierten Funk- und Höramateure (SWL = Short Wave Listener) verliehen werden kann, wenn dieser nachweist, daß er im Besitz von mindestens vier Diplomen der DIG ist und mit QSL-Karten von DIG-Mitgliedern 500 Punkte erreicht hat.

Zur Unterrichtung ihrer Mitglieder und Interessenten führt die DIG wöchentlich drahtlose Runden in Telegrafie und Telefonie durch. Rundbriefe erscheinen mehrmals jährlich in deutscher Sprache. Außerdem treffen sich die DIG-Freunde auf allen größeren DARC-Veranstaltungen, zum Beispiel Anfang Juli auf dem Bodenseetreffen in Konstanz, Ende August zu den Deutsch-Niederländischen Amateurfunker Tagen (DNAT) in Benthem und im Oktober beim HAM-Radio Border Meeting in Kempen/Ndrhh. Im Mai 1973 traf sich die ‚DIG-Familie‘ in Blankenheim in der Eifel, und im August 1973 veranstalteten die DIG-Freunde in Österreich ihre erste Zusammenkunft.

Nicht nur in der Bundesrepublik sind DIG-Mitglieder vertreten, sondern auch in Marokko, Portugiesisch Angola, Portugal, Spanien, Frankreich, England, Schottland, Ungarn, in der Schweiz, im Vatikan, in Süd-Korea, Italien, Japan, in den USA, in Norwegen, Luxemburg, Peru, Österreich, in der Tschechoslowakei, in Belgien, Polen, Griechenland, Kanada, Rumänien, Jugoslawien, Venezuela, Israel, Algerien, Moçambique, Paraguay, Senegal und im Oman. Es sind alles deutschsprachige DIG-Mitglieder, die an Diplom-Informationen interessiert sind.

Jährlich einmal veranstaltet die DIG eine weltweite drahtlose „DIG-QSO-Party“, um den Kontakt untereinander nicht abreißen zu lassen. Damit sich die DIG-Mitglieder auf den Amateurfunkbändern finden können, sind DIG-Frequenzen bekanntgemacht worden, zum Beispiel 3,770 MHz, 7,077 MHz, 14,277 MHz für Telefonie. ‚73‘ ist eine allgemein unter Funkamateuren bekannte Abkürzung; sie bedeutet ‚herzliche Grüße‘. ‚77‘ hört man auf den zuvor genannten 77er Frequenzen seit dem DIG-Treffen 1972 bei den DNAT in Benthem über die Amateurfunkbänder. Das bedeutet nichts anderes als: alles Gute, viel Erfolg, eine Menge Diplome und herzliche Grüße. Wer als Funkamateur Mitglied der DIG werden möchte, muß – vor allem durch Besitz von Amateurfunk-Diplomen – gewisse Leistungen auf dem Gebiet des Amateurfunks nachweisen. *Hans-Peter Günther, DL 9XW*

Erwartungen des DRFFV für 1974. Eine Ifo-Prognose für die Geschäftsentwicklung im Rundfunk- und Fernsehgeräteeinzelhandel etwa in der ersten Jahreshälfte 1974 sieht nach Meinung des DRFFV weniger pessimistisch als in anderen Branchen aus. Dieser Prognose dürften die fernsehgeräteeinzelhandelsbetriebe – Spiele der Fußballweltmeisterschaft 1974 eingezeichnet sein, vielleicht aber auch – nun ja hinfällig gewordene – Wochenend-Autofahrverbote, wie sie Ende 1973 durchaus noch zur Debatte standen und von denen man sich ein verstärktes Interesse für Unterhaltungselektronik versprechen durfte. Wörtlich sagt der DRFFV in einer verbandsoffiziellen Verlautbarung zum Thema: „... Das Jahr 1974, und das ist wohl die einzig sichere Prognose, die sich stellen läßt, wird für Einzelhandel und Verbraucher einige Komplikationen bringen. Schwierige Zeiten fordern dem Unternehmer äußerste Leistung ab, um im verschärften Preiswettbewerb bei steigenden Kosten bestehen zu können. Dieser verschärfte Wettbewerb kann zu Auswüchsen führen. Anfänge zeigten sich in den letzten Monaten schon. ...“

Blaupunkt. Das Kölner Verkaufsbüro der Firma ist umgezogen. Neue Anschrift: 505 Porz, Hansestraße 80, Postfach 1380, Telefon (0 22 03) 3 20 92.

Data Modul. Das Sortiment der Münchner Firma setzt sich wie folgt zusammen: Halbleiter von *Advanced Micro Devices*, Präzisions-Drahtwiderstände und Verzögerungsleitungen von *Arcidy Associates*, Anzeigebausteine von *Data Count*, Drehschalter, Drucktaster, Meß- und Prüfklemmen sowie elektronische Relais von *Grayhill*, Flüssigkristallanzeigen von *Ilixco*, Spannungsregler von *Lambda*, Halbleiter von *Teledyne Semiconductor* sowie Tasten-Module von *Triumph Ferner* arbeitet die Firma als *AMD*-Zweitlieferant für *Fairchild*- und *NSC*-Fabrikate.

Enatechnik. Der Quickborner Distributor mit Niederlassungen in Berlin, Düsseldorf, Hannover und Stuttgart setzt sein Vertriebsprogramm aus Ware folgender Hersteller zusammen: *AEG-Telefunken*, *BBC*, *Cerberus*, *Chinaglia*, *edi*, *Fischer*, *GE*, *IR*, *Kings*, *Kontakt*, *Mallory*, *ME*, *3M*, *Monsanto*, *Motorola*, *RCA*, *River Ohm*, *Rotron*, *RPI-Rank Precision*, *Saft*, *Schlumberger*, *Schneider Electronic*, *Sovcor*, *Spinig*, *Staff electronic*, *Texas Instruments*, *Thomson-CSF*, *Vacuumschmelze*, *Valvo*, *Vitrohm*, *Weller* und *Wiener*.

Grundig. Der Weltempfänger „Satellit 2000“ wurde vom FTZ als Schiffsfunkempfänger mit begrenztem Anwendungsbereich zum Einbau auf bundesdeutschen Schiffen zugelassen.

Hirschmann. Heft 1/74 (72) der Hauszeitschrift „Die Brücke zum Kunden“ ist vorwiegend Autoantennen und Gemeinschafts-Antennenanlagen gewidmet. Das Heft teilt auch mit, daß per 1. Januar 1974 „neue Preise für alle Fabrikationssektoren in Kraft getre-

ten“ sind; neue Preislisten sind bereits an die Kunden hinausgegangen.

Die Bremer Vertretung wurde nun werkseigenes Verkaufsbüro. Anschrift wie bisher, neue Telefonnummer (04 21) 44 40 64. Chef in Bremen wurde der Leiter des Verkaufsbüros in Hannover, *Kreiling*, der seine neue Aufgabe zusätzlich übernahm.

Die Essener Werksvertretung, die Firma *Harting und Helling*, hat in Dortmund, *Gutenbergstraße 22*, eine Zweigniederlassung errichtet. Kunden aus dem Dortmunder Raum wird empfohlen, diese Zweigniederlassung in Anspruch zu nehmen.

Klein + Hummel. Den Verkauf der „Telewatt“-Erzeugnisse im Raum Niedersachsen hat kürzlich die Firma *August Märtenz*, 3 Hannover, *Pelikanstraße 61*, übernommen. Den „Telewatt“-Erzeugnisse-Vertrieb für Nordbayern übernimmt per 1. April 1974 die *Austerlitz Electronic GmbH*, 85 Nürnberg, *Ludwig-Feuerbach-Straße 38*.

Nordmende. Die Firma hat das „PSR-Team-System“ entworfen und Groß- und Einzelhändlern Verträge über den Beitritt zu diesem System angeboten. „PSR“ ist eine für das System gewählte Bezeichnung, die Buchstaben enthält, die auch Bestandteile der Spitzengeräte „Spectra“ und „Prestige“ sind. Ziel ist die Schaffung eines „PSR-Team-Fach-Groß- und -Einzelhandelskreises“. An die dazu gehörenden Firmen stellt der Hersteller hohe Anforderungen hinsichtlich der Qualifikation des Verkaufs- und Servicepersonals, der Ausstattung der Servicewerkstätten und der Repräsentation der Ausstellungen- und Verkaufsräume im Interesse einer zufriedenen Endabnehmer-schaft. Der Hersteller will den Team-Mitgliedsfirmen insbesondere diejenigen Artikel des Lieferprogramms offerieren, die zur besonderen Imagepflege des Fabrikats dienen. Er sichert dem Handel unter anderem Verbraucherwerbung, Schulung des Servicepersonals und Bereitstellung von Verkaufshilfen zu. – Nach Mitteilung der Firma hat die Aktion ein „absolut positives“ Echo beim Fachgroß- und -einzelhandel gefunden. Unter Bezugnahme auf das „PSR-Team-System“ hat sich eine Anzahl von Händlern um die Aufnahme von Geschäftsverbindungen mit der Firma bemüht.

Rafi. Die Ravensburger elektrotechnische Spezialfabrik wird im Raum Südbayern neuerdings von der Firma *Componenta*, 8012 Ottobrunn, *Rudolf-Diesel-Straße 18*, Postfach 325, Telefon (0 89) 6 01 48 93/94, Telex 0 52 34 79, und nicht mehr von der *Alfred Knitter KG*, *Baldham*, vertreten. Hingegen hat die Berliner Firma *Alfred Knitter*, 1 Berlin 15, *Bundesallee 21*, Telefon (0 30) 8 81 50 97, die Vertretung des Ravensburger Fabrikats für West-Berlin nach wie vor inne.

Saba. Die Firma hat etwa 100 Vertragsgroßhändler, über die mehr als 80% des Inlandsumsatzes (1973: etwa 400 Millionen DM von 500 Millionen D-Mark insgesamt) abgewickelt werden. Dieser Zusammenarbeit wurde

durch Abschluß von Kooperationsverträgen mit den Großhändlern eine neue Basis gegeben. Diese vertragliche Fixierung der Beziehungen hat nach Mitteilung der Firma das Ziel, die Partnerschaft zu vertiefen „und die beiderseitigen Marktpositionen ständig zu verbessern“. Die Firma ist der Ansicht, „daß der Weg über den Großhandel der wirtschaftlichste ist und in seiner Effektivität durch keine andere Distributionsform ersetzt werden kann“.

Salora. Die Firma, von ihrem deutschen Generalvertreter, *techno-agent, Lukeschewitz KG*, 8 München 71, *Plattlinger Straße 55*, Telefon (0 89) 79 87 55 und 79 85 89, als „größter finnischer Hersteller für Unterhaltungselektronik vorgestellt“, bringt 1974 Hi-Fi-Geräte auf den deutschen Markt. Es handelt sich um Receiver, Boxen und Kompaktanlagen im nordischen Design mit Musik-Ausgangsleistungen bis 2 x 60 W. Der Sound der Geräte wird mit „Ortoperspecta Stereo“ (= perspektivisches Stereo) bezeichnet.

Sasco. Der Distributor erreichte 1973 einen Umsatz von 16 Millionen DM (1972: 12,5 Millionen DM). Der Kundenkreis konnte im abgelaufenen Geschäftsjahr um 42% vergrößert werden. Per Ende 1973 waren 60 Mitarbeiter tätig (1972: 45). Für das laufende Geschäftsjahr rechnet man mit einem Umsatz von 19 Millionen DM. Geführt werden Fabrikate von 30 Herstellern.

Schlumberger. Die Firma hat einen 320seitigen Gesamtkatalog ihres Geräteprogramms herausgebracht. Er ist nach folgenden Produktgruppen unterteilt: Digital-Voltmeter – Digital-Zähler – Oszillografen – Geräte zur dynamischen Analyse – Kernstrahl-Meßgeräte – Registriergeräte – Magnetbandgeräte – Systeme zur Meßwertfassung und -verarbeitung. Er kann bei der Firma kostenlos schriftlich angefordert werden. Bezugsadresse: 6079 Spreldingen, *Robert-Bosch-Straße 32-38*; Sachbearbeiter ist *W. Glietsch*.

Siemens. Mit einem Umfang von 188 Seiten erschien das „Datenbuch 1973/74 Optoelektronik Halbleiter“. Es ist in folgende Abschnitte unterteilt: Photodioden – Photoelemente – Phototransistoren – Lumineszenzdiode – Optoelektronische Koppelemente – Photowiderstände.

Wandel u. Goltermann. Der Gesamtkatalog 1974/75 der Firma ist erschienen. Auf 448 Seiten wird das Lieferprogramm, unterteilt in die Gruppen Pegelmeßtechnik, Verzerrungsmeßtechnik, Meßwertfassung und -auswertung sowie Allgemeine Meßtechnik, beschrieben.

Diebstahl. Das nachstehende Gerät wird als gestohlen gemeldet: von der Firma *Anton Schlecker*, 793 Ehingen

Grundig-Radio-Recorder „C 3000 A“ (Nr. 55 476) mit Netzteil „TN 12 B“
Beim Auftauchen des Geräts sollte man die Polizei verständigen.

Umschaltbare transistorbestückte Horizontalablenkschaltungen für Mehrnormen-Schwarz-Weiß-Heim-Fernsehgeräte

1. Einleitung

In diesem Beitrag werden die Frequenzen 15,625 kHz und 20,475 kHz zugrunde gelegt, auf die die Horizontalablenkschaltung umzuschalten ist. Die etwaige Einbeziehung weiterer Horizontalablenkfrequenzen, zum Beispiel 10,125 kHz der englischen FS-Norm, ist ohne weiteres möglich und bedarf lediglich einer leicht durchzuführenden Modifizierung der hier angegebenen Schaltungen.

Im wesentlichen sind zwei Verfahren der Frequenzumschaltung der Horizontalablenkschaltung bekannt. Nach dem ersten Verfahren werden neben der Umschaltung des Oszillators und des Tangens Kondensators die Windungszahl der Wicklung, an der die Ablenkeinheit angeschlossen ist, und die Kopplung des Hochspannungswickels umgeschaltet. Von Vorteil ist, daß die der Zeilen-Endstufe entnommenen Rücklauf- und auch Hinlaufspannungen konstant sind. Leider besteht in konventioneller Schaltungstechnik Zerstörungsgefahr des Zeilen-Endtransistors, zum Beispiel (um nur einen der möglichen Gründe zu nennen) dadurch, daß beim Wechsel von 15,625 kHz auf 20,475 kHz der Kontakt zur Frequenzerhöhung etwas später als der Kontakt zur Umschaltung der Ablenkeinheit geschlossen wird. Während dieser Zeit tritt eine etwa 30prozentige Überhöhung der Rückschlagspannung auf. Hinzu kommt die bei diesem Spannungswert stark erhöhte Spratzgefahr innerhalb der Bildröhre, die zu einer weiteren beträchtlichen und damit endgültig unzulässigen Erhöhung der Rückschlagspannung führen kann.

Eine Ausnahme bilden die selbststabilisierenden Horizontalablenkschaltungen, wie sie in [1] beschrieben sind. Es ist vor allem die Schnelligkeit, mit der bei den Spannungsrückgewinnungsschaltungen (um solche handelt es sich hier) eventuellen Störungen, das heißt Kollektorspannungs- beziehungsweise Kollektorstromüberhöhungen, mit Hilfe einfacher Schutzschaltungen begegnet werden kann. Eine Umschaltung während des Betriebes mittels mechanischer Kontakte ist daher trotz der einzukalkulierenden Imponderabilien des Schaltvorganges unkritisch. Im Abschnitt 2 wird eine solche, für 15,625 kHz und 20,475 kHz umschaltbare selbststabilisierende Horizontalablenkschaltung beschrieben.

Nach dem zweiten Verfahren der Frequenzumschaltung von Horizontalablenkschaltungen wird neben dem Os-

zillator und dem Tangens Kondensator lediglich die Betriebsspannung, das heißt das Netzteil, umgeschaltet. Die Rücklaufzeit bleibt konstant und entspricht der Norm mit der höheren Frequenz. Falls der Zeilen-Endstufe in Hinlaufgleichrichtung gewonnene Spannungen entnommen werden sollen, müssen auch diese (in einer die Endstufe nicht gefährdenden Form) umgeschaltet werden. Die Rücklaufspannung bleibt dagegen unbeeinflusst. Von Nachteil ist, daß bei den ohne einen Netztransformator auskommenden Hochvoltschaltungen die Verwendung eines Transistornetzteiles entfällt, da bei der kleineren Betriebsspannung (und etwa gleicher Stromaufnahme) unnötig Leistung im Netzteil vernichtet werden muß, die zudem die Anforderung an den Längstransistor und den Kühlkörper beträchtlich heraufsetzt. Der sich anbietende Ersatz durch Netzteile, deren Umschaltung praktisch keine unnötigen Verluste bewirkt (Schaltnetzteile oder Thyristornetzteile), dürfte dagegen für Schwarz-Weiß-Fernsehgeräte zu aufwendig sein.

Im Abschnitt 3 wird nun eine einfache und betriebssichere Hochvolt-Horizontalablenkschaltung angegeben, bei der unter Beibehaltung des vorteilhaften Transistornetzteiles die Betriebsspannung innerhalb der Zeilen-Endstufe dadurch umgeschaltet wird, daß der Fußpunkt der Zeilen-Endstufe wahlweise an eine positive oder negative, dem Zeilen-Endtransformator entnommene Hilfsspannung angeschlossen wird. Von der Spannung am Fußpunkt der Zeilen-Endstufe wird die Frequenz des Zeilenoszillators sowie mit Hilfe einer einfachen Automatik gleichzeitig eine in Hinlaufgleichrichtung erzeugte Spannung zur Versorgung der Vertikalablenkschaltung usw. mit umgeschaltet. Obwohl die Zeilen-Endstufe mit überhöhter Rückschlagspannung arbeitet, kann sie dank einer einfachen Netzteilerweiterung, wie sie in [2] bereits beschrieben wurde, noch mit einem Transistor BU 205 bestückt werden.

2. Selbststabilisierende, auf 15,625 kHz und 20,475 kHz umschaltbare Horizontalablenkschaltung für Schwarz-Weiß-Heim-Fernsehempfänger

In [1] wurde das Prinzip der selbststabilisierenden Horizontalablenkschaltungen ausführlich behandelt, so daß hier lediglich die etwas abweichende Ansteuerung der Endtransistoren und die Besonderheiten der Frequenzumschaltung kurz erläutert werden sollen.

Im Bild 1 ist die Schaltung angegeben. Die Betriebsspannung am Ladekon-

densator C 1 wurde gegenüber [1] von etwa +28 V auf +42 V erhöht. Dadurch wurde erreicht, daß der Kollektorstrom im Endtransistor T 5 trotz des höheren Schalteleistungsbedarfs der 20,475-kHz-Ablenkfrequenz nicht heraufgesetzt werden mußte. Das wiederum setzte bei dem jetzt knapperen Verhältnis von Boosterspannung zur Betriebsspannung einen Kollektorstromverlauf voraus, der einerseits zum Hinlaufende eine zum Durchschalten der Boosterdioden D 8 ausreichende Mindestgröße, andererseits einen der höheren Betriebsspannung entsprechenden kleineren Gleichanteil aufweist. Dies läßt sich erreichen, indem an Stelle des rechteckförmigen ein kurz vor Hinlaufmitte aus (annähernd) zeitlinear ansteigender Kollektorstromverlauf zugrunde gelegt wird. Im Zusammenwirken mit der (in [1] erläuterten) Begrenzung des Kollektorstromes nimmt dann dieser halbsägezahnförmige Kollektorstromverlauf bei zunehmender Belastung der Endstufe immer mehr die Form eines Rechtecks an. Die entsprechende Steuerspannung wird durch langsames Aufladen des Kondensators C 3 über einen von der eigentlichen Regelschaltung mit den Transistoren T 2 und T 3 gelieferten Strom und schnelles Entladen über den Transistor T 1 erzeugt. Die so gewonnene Spannung wird über den Emitterfolger T 4 sowie C 5 und D 6 der Basis des Zeilen-Endtransistors zugeführt. Der Gegenkopplungswiderstand R 18 sorgt für ausreichende Übereinstimmung von Steuerspannungs- und Kollektorstromverlauf. Der Widerstand R 8 ermöglicht nicht nur eine steile Abschaltflanke, sondern verhindert auch die vollständige Entladung des Kondensators C 3. Dadurch springt die Steuerspannung beim Sperren von T 1 auf einen bestimmten Wert, um erst von dort aus langsam anzusteigen. Das ist notwendig, da erst die Gleichspannung an C 5 (etwa Summe der Flußspannung von D 6 und der Emitterdiode von T 5) überwunden werden muß, bevor der Endtransistor leitend werden kann. Beim Fehlen des Widerstandes R 8 würde also der Kollektorstrom der Endstufe zu spät einsetzen; man hat es also mit dem Widerstand R 8 in der Hand, den Einsatzpunkt des Kollektorstromes zu bestimmen. Im übrigen ist darauf zu achten, daß der Basisstrom von T 4 mit zur Aufladung von C 3 beiträgt. Das kann dazu führen, daß bei einem zu hochohmigen RC-Glied R 8 & C 3 (oder zu geringer Stromverstärkung des Transistors T 4) die Regelfähigkeit der Ablenkschaltung beeinträchtigt wird. C 4 (220 pF) verhindert eine etwaige Schwingneigung der Steuerschaltung.

Im Gegensatz zu [1] kann bei der modifizierten Steuerschaltung nach Bild 1

Ing. (grad.) Otto Daute ist Laborleiter im Fachbereich Halbleiter von AEG-Telefunken, Heilbronn.

lediglich die Verteilung des Treiberstroms in Basisstrom des Endtransistors T_5 und Kollektorstrom des Treibertransistors T_4 und nicht sein Absolutwert gesteuert werden. Außerdem wird der Treiberstrom während der gesperrten Phase des Zeilen-Endtransistors nicht unterbrochen. Trotzdem konnte die Leistungsaufnahme der

Anschluß des Widerstandes R_{10} an die (zu verblockende) Mittenspannung des Netztransformators – wie gestrichelt angedeutet ist – kann die Leistungsaufnahme auf etwa 4 W herabgesetzt werden. Auf Grund des reduzierten Treiberstromes während des Startens der Schaltung muß der Zeilen-Endtransi-

Wechsel von der tieferen zur höheren Ablenkfrequenz ergibt sich im Kollektorkreis des Endtransistors eine kleinere Induktivität und damit Rücklaufzeit ($t_R = 9,5$ und $12 \mu s$), so daß bei konstanter Rücklaufkapazität C_9 sich wieder gleiches Tastverhältnis und gleiche Rückschlagspannung einstellen. Voraussetzung ist jedoch, daß die

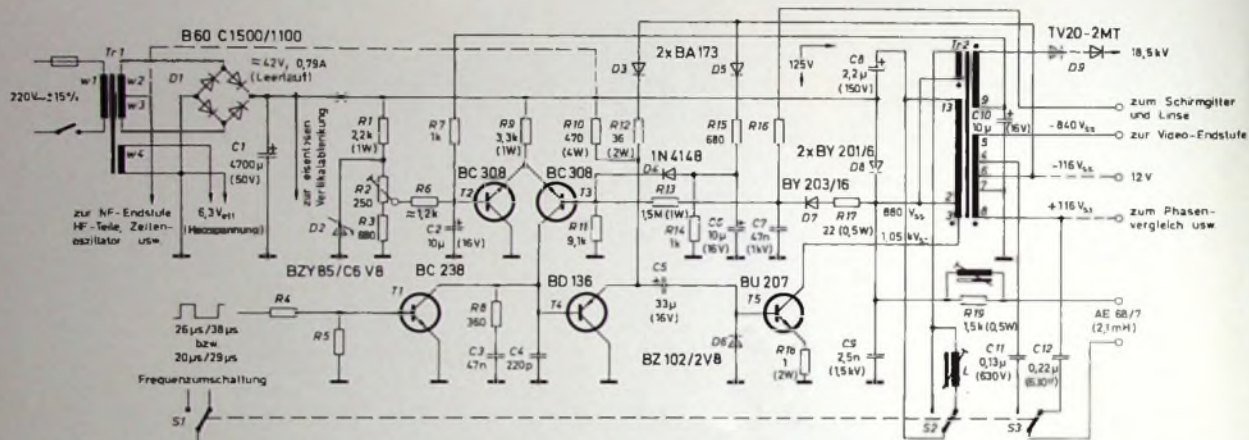


Bild 1 Selbststabilisierende Horizontal-Endstufe für Schwarz-Weiß-Heim-Fernsehgeräte, umschaltbar auf 15,625 und 20,475 kHz (R_4 , R_5 Wert je nach Steuerschaltung; R_{16} Wert je nach Spannung; C_2 , C_5 , C_6 , C_{10} Tantalkondensatoren; C_9 Styroflexkondensator; T_4 ohne Kühlkörper; T_5 mit Kühlkörper $\leq 25^\circ C/W$)

Treiberschaltung in Grenzen gehalten werden, indem der Betriebsspannung ein lediglich zum Starten ausreichender Strom über R_{10} entnommen wird. Der hauptsächlich, wenigstens während des Rücklaufs unterbrochene Anteil wird aus einer der Zeilen-Endstufe entnommenen, etwa nur ein Viertel so großen Spannung über D_3 und R_{12} abgeleitet. Die Leistungsaufnahme der Treiberschaltung ist etwa 5,5 W. Durch

stor neben der betriebsmäßiger erforderlichen Mindeststromverstärkung B_1 noch eine den Startvorgang berücksichtigende Mindeststromverstärkung B_2 aufweisen. Die Treiberschaltung wurde dimensioniert für

$$B_1 \cong 7 \text{ bei } I_C = 2 \text{ A und } U_{CE} = 4 \text{ V.}$$

$$B_2 \cong 12 \text{ bei } I_C = 0,8 \text{ A und } U_{CE} = 8 \text{ V.}$$

Dank des reduzierten Kollektorstromes bei gleichzeitig erhöhter Restspannung wird im allgemeinen die B_2 -Bedingung bei Einhaltung der B_1 -Bedingung automatisch erfüllt. Die B_1 -Bedingung liegt noch etwas unterhalb des Maximums der B-Verteilungskurve des Transistors BU 207. Auf eine Selektion sollte jedoch nicht verzichtet werden, da im Gegensatz zur Stromrückgewinnungsschaltung, wofür der Transistor BU 207 konzipiert wurde, Abweichungen zu kleineren Werten hin nicht aufgefangen werden können. Die Umschaltung der Ablenkeinheit erfolgt mit Hilfe des Schalters S_3 in dem dem Massepotential zugewandten Zuführung, indem eine, die Ablenkspannung am Punkt 2 des Zeilentransformators erhöhende beziehungsweise verringemde Spannung zugeschaltet wird. Durch symmetrische Auslegung der betreffenden Wicklungen $w_{4/6}$ und $w_{6/7}$ wird ein für beide Ablenkfrequenzen gleicher Wirkwiderstand innerhalb des Ablenkstromkreises gewährleistet, und damit werden Geometrieunterschiede vermieden. Von Vorteil ist auch, daß sich der Schalter an einer Stelle geringerer Rückschlagspannung befindet. Gleichzeitig mit den Wicklungen $w_{4/6}$ und $w_{6/7}$ werden auch die Tangenskondensatoren C_{11} und C_{12} umgeschaltet. Beim

Magnetisierungsinduktivität des Zeilentransformators möglichst wenig ins Gewicht fällt, was bei seiner Dimensionierung zu berücksichtigen ist. Dagegen ändert sich beim Umschalten die Streuinduktivität, das heißt die Kopplung des Hochspannungswickels, (praktisch) nicht. Aus diesem Grunde muß mittels des Schalters S_2 die für die höhere Ablenkfrequenz ausgelegte Kopplung beim Wechsel zur tieferen Ablenkfrequenz durch Einschalten einer Induktivität L entsprechend herabgesetzt werden.

Zur Vollständigkeit sei vermerkt, daß der größere Schalteleistungsbedarf der 20,475-kHz-Ablenkfrequenz praktisch keinen Einfluß auf den Kollektorstromverlauf der Endstufe hat. Die Differenz ist lediglich daran zu erkennen, daß der Boosterstrom zum Hinaulaufende entsprechend abgenommen hat. Bei der Umschaltung des frequenzbestimmenden (hier nicht angegebenen) Widerstandes mittels des Schalters S_1 brauchen keine besonderen Bedingungen beachtet zu werden. Das gleiche gilt für die übrigen Schalter, bei denen lediglich eine gewisse Schaltfestigkeit gegeben sein muß.

Die Wickeldaten von Tr_1 , Tr_2 und L sind in Tab. I angegeben.

(Schluß folgt)

Schrifttum

- [1] Daute, O.: Selbststabilisierende Horizontalablenkschaltungen mit Transistoren für Schwarz-Weiß-Fernsehgeräte. FUNK-TECHNIK Bd 27 (1972) Nr 22, S. 819-822
- [2] Daute, O.: Transistorbestückte Horizontalablenkschaltungen und Netzteile in Hochvolttechnik für Schwarz-Weiß-Heimfernsehempfänger. FUNK-TECHNIK Bd 28 (1973) Nr 12, S. 419-422 u. Nr 13, S. 457-461

Tab. I. Wickeldaten zur Schaltung nach Bild 1

Netztransformator Tr_1

Kern: M 74/33 Dyn.-Bl IV, wechselseitig geschichtet

- w 1: 1300 Wdg., 0,32 CuL
- w 2: 108 Wdg., 0,70 CuL
- w 3: 108 Wdg., 0,70 CuL
- w 4: 39 Wdg., 0,70 CuL

Zeilentransformator Tr_2

Kern: U 57 Ferrit, FXC-3C4, Luftspalt $2 \times 0,1 \text{ mm}$

Lage 1 (unten)
w 4/5: 125 Wdg., 0,10 CuL

Lage 2
w 4/6: 4 Wdg., 0,50 CuL
w 6/7: 16 Wdg., 0,50 CuL
w 7/8: 20 Wdg., 0,50 CuL

Lage 3
w 2/3: 28 Wdg., 0,60 CuL

Lage 4
w 2/13: 48 + 49 + 27 + 27
= 152 Wdg., 0,35 CuL

Hochspannungswickel
45 Lagen je 49 Wdg. = 2205 Wdg., 0,08 CuL;
Zwischenisolation 100- μm -Folie mit $\epsilon = 2,3$;
Koppelspule: 152 Wdg.

Abstimmungspule L

Konvergenzbaustatz „KK-2730“ von Vogt;
100 Wdg., 0,35 CuL

Stabilisierte Stromversorgung mit der integrierten Schaltung CA 3085

Stabilisierte Stromversorgungssteile werden nicht nur in der Meßgerätekunst, sondern auch in steigendem Umfang in Geräten der Unterhaltungselektronik eingesetzt. Dabei ist es im allgemeinen mit einfachsten Ausführungen nicht getan: Man fordert heute nicht nur hohe Konstanz der eingestellten Ausgangsparameter (Spannung oder Strom) – auch bei großen Schwankungen der Eingangsspannung und des Lastwiderstandes –, sondern diese auch über einen weiten Temperaturbereich hinweg. Oft kommen noch strenge Forderungen im Hinblick auf Rausch- oder Brummannteil hinzu.

Ein Stromversorgungssteil unter solchen Gesichtspunkten zu entwickeln, erfordert schon einen nicht unerheblichen Entwicklungsaufwand, zumal gerade ein zufriedenstellendes Temperaturverhalten meist nur auf der Grundlage umfangreicher Laboruntersuchungen zu erreichen ist. Hochwertige Schaltungen dieser Art erfordern auch – im Gegensatz zu einfachen Anordnungen – wesentlich mehr Bauelemente, wobei man häufig kritische Teile selektieren muß. Und schließlich bedeutet auch der Zusammenbau einer solchen, relativ komplexen Schaltung aus diskreten Bauelementen einen beträchtlichen Arbeitsaufwand, der sich auf die Kosten auswirkt.

Seit einiger Zeit sind nun integrierte Schaltungen auf dem Markt, bei denen ein kompletter stabilisierter Stromversorgungssteil monolithisch auf einem einzigen Chip integriert ist. Diese IS zeigen ausgezeichnete elektrische Daten und können Ausgangsströme liefern, die für viele elektronische Zwecke ausreichen. Höhere Ausgangsströme lassen sich durch äußere Beschaltung mit Leistungstransistoren und wenigen zusätzlichen Bauelementen erreichen. Abgesehen davon, daß man bei Verwendung solcher integrierter Schaltungen den größten Teil des Entwicklungs-, Material- und Bestückungsaufwandes sparen kann, ergeben sich auch technisch erhebliche Vorteile:

► Wegen der gemeinsamen Herstellung aller Elemente einer solchen monolithischen Schaltung auf einem gemeinsamen Chip zeigen alle einander entsprechenden Elemente weitgehend gleiche Daten. Transistoren für symmetrische Schaltungen (zum Beispiel Differenzverstärker) braucht man nicht erst arbeitsaufwendig auszusuchen (wobei die Datengleichheit dann doch meist nur für einige wenige Punkte der Kennlinie gewährleistet ist), sondern die einem gemeinsamen Herstellungsprozeß entstammenden Transistoren auf dem Chip haben bei entsprechender Auslegung von vornherein die gleichen Kennlinien. Ähnliches gilt für Dioden, Widerstände und dergleichen.

► Wegen der engen thermischen Kopplung auf dem Chip bleibt die Kennliniengleichheit auch in einem weiten Temperaturbereich erhalten, denn bei entsprechender Anordnung befinden sich diejenigen Bauelemente, auf die es ankommt, auch immer auf praktisch gleicher Temperatur.

Tab. 1. Die wichtigsten Daten der verschiedenen Ausführungen der IS-Serie CA 3085 für stabilisierte Stromversorgungssteile

Typ	Eingangsspannung U_e V	Ausgangsspannung U_a V	maximaler Ausgangsstrom $I_{a\text{max}}$ mA	Konstanz der Ausgangsspannung %
CA 3085	7,5 ... 30	1,8 ... 26	12 ¹⁾	0,1
CA 3085 A	7,5 ... 40	1,7 ... 36	100	0,15
CA 3085 B	7,5 ... 50	1,7 ... 46	100	0,15

¹⁾ Ausgangsströme bis 100 mA sind zulässig, die Stabilisierung ist jedoch oberhalb von 12 mA nicht spezifiziert

Monolithisch integrierte Schaltungen zum Aufbau stabilisierter Stromversorgungssteile mit diesen beschriebenen Eigenschaften sind nun die verschiedenen Ausführungen der Serie CA 3085 von RCA (Deutsche Vertre-

1. Schaltung der CA 3085

1.1 Blockschaltung

Bild 2 zeigt die Blockschaltung der integrierten Schaltung CA 3085. Ein passender Teil der geregelten Ausgangsspannung (Istwert) wird mit einer intern erzeugten Vergleichsspannung

(Sollwert) verglichen; die Differenz zwischen beiden wird verstärkt und steuert die Regelstrecke. Zur Speisung der Vergleichsspannungsquelle dient eine Konstantstromquelle, wobei eine Startschaltung für einwandfreies Anlaufverhalten sorgt. Mit einem weiteren Transistor läßt sich eine Strombegrenzung erreichen. Das Blockschaltbild erleichtert das Verständnis

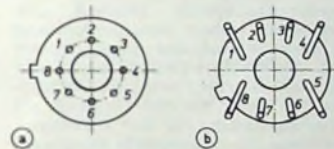


Bild 1 (oben). Anschlussschema für die CA 3085 (von unten). a) Kreisordnung, b) Dual-in-line-Anordnung

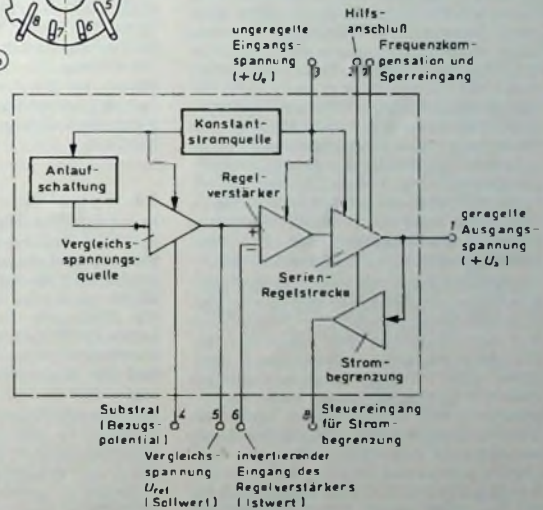


Bild 2. Blockschaltung der CA 3085

der im Bild 3 dargestellten vollständigen Schaltung der CA 3085.

der im Bild 3 dargestellten vollständigen Schaltung der CA 3085.

der im Bild 3 dargestellten vollständigen Schaltung der CA 3085.

1.2. Vergleichsspannungsquelle

Der linke Teil des Bildes 3 zeigt die Vergleichsspannungsquelle mit der Anlaufschaltung und der aus den Transistoren T 1, T 2 und T 3 sowie der Diode D 6 bestehenden Konstantstromquelle, die für die Z-Diode D 3 einen konstanten Strom von etwa

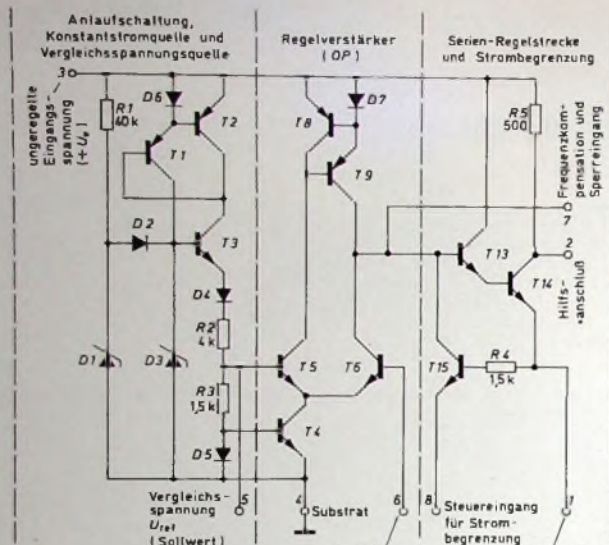


Bild 3. Interne Schaltung der CA 3085; dem Ausgang können Ströme bis zu 100 mA entnommen werden

620 μ A liefert. An D 3 tritt dabei eine Zenerspannung von etwa 5,5 V auf. Das richtige Anlaufverhalten für diese Z-Diodenschaltung wird durch die Anlaufschaltung aus R 1 und D 1 gewährleistet. Sind die erforderlichen Betriebswerte erreicht, dann sperrt die Diode D 2, und die Anlaufschaltung hat weiter keinen Einfluß.

Würde man die von D 3 gelieferte Zenerspannung von 5,5 V unmittelbar als Sollwert verwenden, dann hätte man zwei wesentliche Nachteile: Erstens zeigt diese Spannung noch einen beträchtlichen Temperaturkoeffizienten von etwa 2,5 mV/°C, den dann auch die Ausgangsspannung haben würde. Zweitens aber wäre der Einsatz der Schaltung auf Anwendungen beschränkt, bei denen die geregelte Ausgangsspannung oberhalb von 5,5 V liegt. Will man diese Nachteile vermeiden, dann muß der positive Temperaturgang kompensiert und die Vergleichsspannung verringert werden.

Beides wird mit der Spannungsteilerschaltung erreicht, die aus der Basis-Emitter-Sperrschicht des Transistors T 3, der Diode D 4, den Widerständen R 2 und R 3 sowie aus der Diode D 5 besteht. Die Temperaturkoeffizienten dieser Anordnung heben den von D 3 praktisch auf, so daß an der Basis von T 5 eine geeignete Vergleichsspannung von etwa 1,6 V mit einem Temperaturkoeffizienten von nur $3,5 \cdot 10^{-3}$ /°C zur Verfügung steht. Diese Spannung ist am Anschluß 5 nach außen geführt, wo man sie mit Hilfe eines passend bemessenen Kondensators noch von Brumm- oder Rauschresten befreien kann.

1.3. Regelverstärker

Der von der Vergleichsspannungsquelle gelieferte Sollwert wird nun in dem aus den Transistoren T 4, T 5 und T 6 bestehenden Differenzverstärker mit dem am Anschluß 6 zugeführten Istwert – einem aus der Ausgangsspannung oder dem Ausgangsstrom abgeleiteten Spannungswert – verglichen.

An Stelle der üblichen Ausgangswiderstände enthält hier die IS die Transistoren T 8 und T 9 sowie die Diode D 7, die in ähnlicher Weise wie die Transistoren T 1 und T 2 und die Diode D 6 eine Konstantstromquelle in Form eines Stromspiegels [1] bilden. Eine Konstantstromquelle zeichnet sich durch sehr hohen Innenwiderstand aus. Also ist auch der Arbeitswiderstand des Differenzverstärkers sehr hoch, und es ergibt sich eine Verstärkung von mehr als 1000. Obgleich als Betriebsspannung für den Differenzverstärker die unregulierte Eingangsspannung dient, ergibt sich wegen des hohen Innenwiderstandes der Stromspiegelschaltung kein nachteiliger Einfluß.

1.4. Regelstrecke

Der unsymmetrische Ausgang des Differenzverstärkers (Regelverstärker) steuert die Darlington-Anordnung aus T 13 und T 14. Als geregelter Ausgang dient dann der Anschluß 1. Soll die CA 3085 an der Grenze ihrer Strombelastbarkeit betrieben werden, dann werden die Anschlüsse 2 und 3 und damit der Widerstand R 5 kurzgeschlossen.

Bei der integrierten Schaltung CA 3085 handelt es sich um eine Art Operationsverstärker, der über den Regelkreis mit erheblicher Gegenkopplung arbeitet. In gewissen Fällen könnte es deshalb – wenn man nicht geeignete Maßnahmen ergreift – zu wilden

Schwingungen kommen. Auch im Hinblick auf kurzzeitige Netzspannungs- oder Lastspitzen sowie beim Betrieb auf Blindlasten (zum Beispiel mit zusätzlichen Filterkondensatoren am Ausgang) muß Stabilität gewährleistet sein. Alle diese Schwierigkeiten lassen sich bei der CA 3085 mit einer Frequenzkompensation – mit einem kleinen Kondensator zwischen den Anschlüssen 6 und 7 – umgehen. Ein solcher Kondensator bewirkt einen starken Abfall der Verstärkung bei höheren Frequenzen.

Der Anschluß 7 läßt sich darüber hinaus auch als Tasteingang verwenden. Schließt man an ihm den Steuerstrom für die Darlington-Stufe kurz, dann kann kein Ausgangsstrom fließen. Auf diese Weise besteht die Möglichkeit, die Ausgangsspannung oder den Ausgangsstrom zu lasten, zu takten oder auch zu programmieren, oder man kann zusätzliche Überlastschutzschaltungen anwenden.

1.5. Strombegrenzung

Mit dem Transistor T 15 läßt sich eine wirksame Strombegrenzung durchführen. Zu diesem Zweck werden die Anschlüsse 1 und 8 über einen äußeren Widerstand von beispielsweise 5 Ohm verbunden. Als Ausgang verwendet man dann den Anschluß 8, so daß der Widerstand vom Ausgangsstrom durchflossen wird. Dementsprechend fällt an ihm eine dem Ausgangsstrom proportionale Spannung ab, die von einer bestimmten Stromstärke an (abhängig vom Wert des externen Widerstandes) einen Basisstrom im Transistor T 15 verursacht. Damit wird die Kollektor-Emitter-Strecke von T 15 niederohmiger, so daß sie im Hinblick auf den Steuerstrom für die Darlington-Anordnung einen Nebenschluß darstellt, und zwar um so stärker, je größer der Ausgangsstrom ist. Dadurch wird der Ausgangsstrom zurückgeregt und kann einen vorgegebenen Wert nicht überschreiten. Der Widerstand R 4 schützt den Transistor T 15 vor Überlastung, indem er den Basisstrom bei kurzen Stromstößen oder bei Kurzschluß begrenzt.

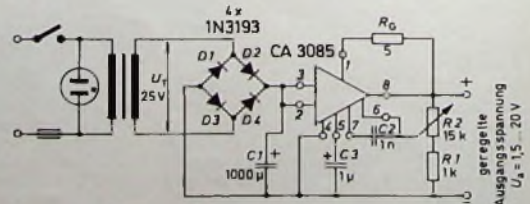
2. Spannungsreglerschaltungen

Die obige Beschreibung der Schaltung der CA 3085 erleichtert das Verständnis der nachstehend angegebenen Schaltungen so weit, daß bei den folgenden Schaltbildern nun für die CA 3085 das Blocksymbol verwendet werden kann. Wer jedoch eine dieser Schaltungen genau analysieren will, wird auf Bild 3 hingewiesen.

2.1. Einfacher Spannungsregler

Bild 4 stellt die Schaltung eines einfachen Spannungsreglers dar, der ein-

Bild 4 Einfacher Spannungsregler mit der CA 3085 für Ausgangsspannungen von 1,8 bis 20 V und Ströme bis zu 100 mA



stellbare Ausgangsspannungen von 1,8 bis 20 V bei Ausgangsströmen bis zu 100 mA liefern kann. Die Sekundärwicklung des Netztransformators liefert eine Wechselspannung von 25 V_{eff}, die mit einer Brückenanordnung aus vier Siliziumdioden 1N3193 gleichgerichtet wird. Als Ladekondensator dient C 1.

Die Anschlüsse 2 und 3 der CA 3085 sind kurzgeschlossen, damit man der Anordnung Ströme bis zu 100 mA entnehmen kann (R 5 in der CA 3085 wird hier

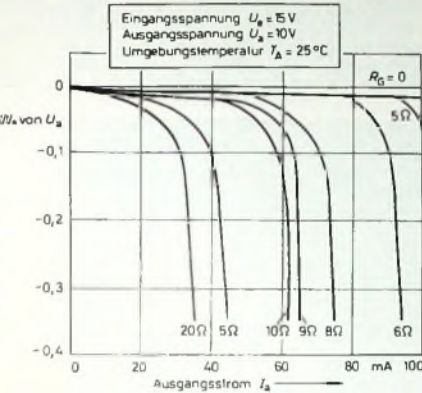


Bild 5 Ausgangskennlinie des Spannungsreglers nach Bild 4. Bis zum Einsatz der Strombegrenzung ist die Lastabhängigkeit sehr gering; der Begrenzungsstrom wird vom Widerstand R_G bestimmt

nicht benötigt). Die geregelte Ausgangsspannung steht am Anschluß 8 zur Verfügung, wobei der Ausgangsstrom den zwischen den Anschlüssen 1 und 8 liegenden Widerstand R_G durchfließen muß. In der bereits beschriebenen Weise bestimmt R_G den Einsatz der Strombegrenzung. Entsprechende Kurven sind im Bild 5 dargestellt. Hier kann man auch das ausgezeichnete Lastregelverhalten der Anordnung erkennen.

Für die Frequenzkompensation des Regelverstärkers sorgt der Kondensator C 2 mit 1 nF. Der 1-µF-Kondensator C 3 befriedigt die Vergleichsspannung in der CA 3085 von restlichen Fremdspannungen.

Da die CA 3085 sehr hohe Regelverstärkung aufweist, läßt sich die Ausgangsspannung U_a in einfacher Weise berechnen. Sie hängt von den Widerständen R 1 und R 2 und der internen Vergleichsspannung U_{ref} nach der einfachen Beziehung der Gl. (1) ab.

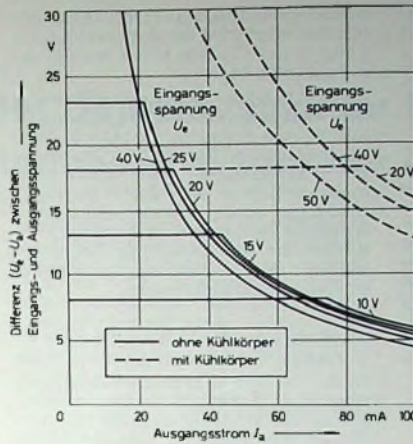
$$U_a = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \cdot U_{ref} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \cdot 1,6 \text{ (V)} \quad (1)$$

Für den Ausgangsstrom I_G, bei dem die Begrenzung einsetzt, ergibt sich der Zusammenhang mit der Basis-Emitter-Spannung des Transistors T 15 im Bild 3 und dem Widerstand R_G zu

$$I_G = \frac{U_{BE}}{R_G} \approx \frac{0,7}{R_G} \text{ (A)} \quad (2)$$

Beim Betrieb mit sehr kleinen Ausgangsspannungen ist darauf zu achten, daß die durch

$$N_V = (U_e - U_a) \cdot I_a \quad (3)$$



bestimmte Verlustleistung der CA 3085 nicht überschritten wird (U_e = Eingangsspannung, U_a = Ausgangsspannung, I_a = Ausgangsstrom). Bild 6 zeigt, welche Ströme bei den verschiedenen Differenzen zwischen Eingangs- und Ausgangsspannung entnommen werden dürfen. Bei Betrieb der CA 3085 ohne Kühlkörper wird man – wenn höhere Ströme gebraucht werden – die Eingangsspannung herabsetzen müssen (gegebenenfalls durch Umschal-

Bild 8 Spannungsreglerschaltung für höhere Ströme mit verbesserter Strombegrenzung

tung verschiedener Anzapfungen an der Sekundärwicklung des Netztransformators.) Wird ein Kühlkörper verwendet, dann liegen die Verhältnisse wesentlich günstiger.

2.2. Spannungsregler für höhere Ausgangsströme

Werden höhere Ausgangsströme als 100 mA benötigt, dann läßt sich an die CA 3085 entsprechend Bild 7 ein NPN-Transistor anschalten. Die hier gezeigte Schaltung mit dem 2N5497 liefert Ströme bis zu 8 A. Der entnehmbare Strom ist durch das Produkt aus dem höchsten Strom, den die CA 3085 abgeben kann, und der Gleichstromverstärkung des zugeschalteten Transistors bestimmt. Noch höhere Ströme kann also beispielsweise eine Schaltung abgeben, bei der der 2N5497 durch einen Leistungs-Darlington-Typ ersetzt ist.

Die Schaltung nach Bild 7 hat nur einen einfachen Kurzschlußschutz, wobei der einstellbare Widerstand R_G zwei Aufgaben hat: Zum einen gestattet er eine Regulierung der Ansteuerung des externen Leistungstransistors, womit sich dessen Fertigungsstreuungen ausgleichen lassen. Zum anderen dient R_G in der bereits beschriebenen Weise dem Kurzschlußschutz, indem beim Überschreiten eines vorgegebenen Stromwertes durch diesen Widerstand der von der CA 3085 gelieferte Strom

Bild 6 Der einer CA 3085 entnehmbare Ausgangsstrom in Abhängigkeit von der Differenz zwischen Eingangs- und Ausgangsspannung

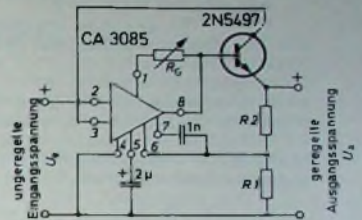
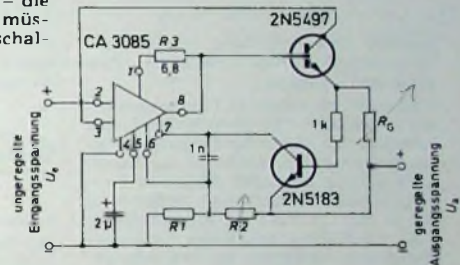


Bild 7 Spannungsreglerschaltung für Ströme bis zu 7 A mit einfacher Strombegrenzung

und damit der Ausgangsstrom der gesamten Schaltung begrenzt wird. Die beiden Funktionen des Widerstandes R_G bedingen bei seiner Einstellung einen gewissen Kompromiß.

In dieser Beziehung günstiger ist die Schaltung nach Bild 8, bei der mit dem Widerstand R 3 nur noch die Ansteuer-



ung des Leistungstransistors bestimmt wird. Den Überlastungsschutz übernimmt ein zusätzlicher Transistor 2N5183, der in ähnlicher Weise wie beim Transistor T 15 im Bild 3 beim Überschreiten eines bestimmten Spannungsabfalls an R_G – also von einem bestimmten Ausgangsstrom an – die Ansteuerung für die Darlington-Endstufe der CA 3085 verringert und damit den Ausgangsstrom begrenzt. Die Widerstände R 3 und R_G lassen sich hier also getrennt dimensionieren.

Die Ausgangsspannung läßt sich bei beiden Schaltungen entsprechend Gl. (1) berechnen. Während nun aber für die Festlegung des Widerstandes R_G im Bild 8 ohne weiteres Gl. (2) benutzt werden kann, hat man bei der Schaltung nach Bild 7 darauf zu achten, daß R_G hier nicht vom Ausgangsstrom, sondern nur vom Steuerstrom für den 2N5497 durchflossen wird. Für Bild 7 gilt also

$$I_G = \frac{B \cdot U_{BE}}{R_G} \approx \frac{0,7 \cdot B}{R_G} \text{ (A)} \quad (4)$$

Darin ist B die Gleichstromverstärkung des Leistungstransistors.

Bei einer Änderung des Ausgangsstromes von 0 auf 3 A ändert sich die Ausgangsspannung der Schaltung um nur 0,025 %. Netzspannungsschwankungen werden weitgehend ausgeglichen: Bei einer Änderung der Eingangsspan-

nung von 1 V ergibt sich eine Ausgangsspannungsänderung von nur 0,025 %.

2.3 Spannungsregler mit geringem Spannungsabfall an der Regelstrecke

Die im Abschnitt 2.2 beschriebenen Regelschaltungen können nur dann ordnungsgemäß arbeiten, wenn zwischen Eingangs- und Ausgangsspannung eine Differenz von wenigstens 4 V besteht. In manchen Anwendungsfällen darf es aber einen solchen Spannungsverlust nicht geben. Bild 9 zeigt

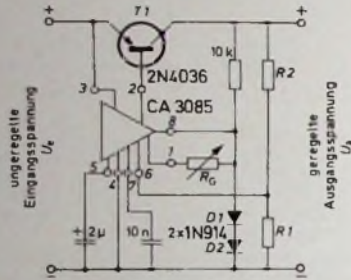


Bild 9 Spannungsreglerschaltung mit geringem Spannungsabfall an der Regelstrecke

deshalb eine Schaltung mit nur 1 V Spannungsdifferenz zwischen Eingang und Ausgang.

Hier wird als externer Leistungstransistor der PNP-Typ 2N4036 verwendet. Sein Emittter ist mit der Eingangsspannung verbunden, während die Basisansteuerung über den Anschluß 2 erfolgt (Spannungsabfall am Widerstand R 5 in der CA 3085). Im ungünstigsten Fall – bei der niedrigsten Eingangsspannung – braucht hier die Eingangsspannung nur um die Kollektorknie-spannung von etwa 1 V höher zu sein als die Ausgangsspannung. Der Anschluß 1 der CA 3085 ist über den Widerstand R_C und die beiden Dioden D 1 und D 2 (1N914) mit dem Bezugspotential verbunden, wobei D 1 und D 2 linearen Betrieb von T 6 in der CA 3085 gewährleisten.

Die Ausgangsspannung läßt sich auch hier nach Gl. (1) bestimmen, während der Widerstandswert von R_C am besten ausprobiert wird. Zur Frequenzkompensation dient der 10-nF-Kon-

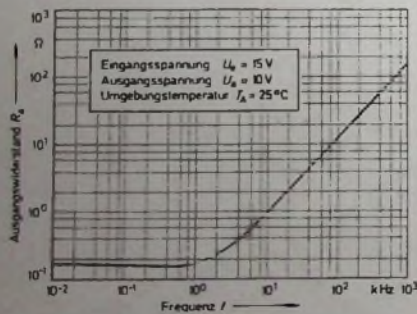


Bild 10. Ausgangswiderstand der Schaltung nach Bild 9 in Abhängigkeit von der Frequenz; mit einer die Ausgangsklemmen überbrückenden Kapazität läßt sich der Ausgangswiderstand auch für höhere Frequenzen kleinhalten.

densator am Anschluß 7; mit dem 2- μ F-Kondensator wird die Vergleichsspannung in der CA 3085 von Fremdspannungsresten befreit.

Im Bild 10 ist der Ausgangswiderstand der Schaltung nach Bild 9 in Abhängigkeit von der Frequenz dargestellt. Man erkennt, daß er für niedrige Frequenzen sehr gering ist. Für höhere Frequenzen läßt er sich durch Parallelschaltung eines Kondensators zum Ausgang verbessern. Allerdings verschlechtert sich dabei das Regelverhalten der Schaltung gegenüber schnellen Laständerungen.

2.4 Regelschaltung für höhere Spannungen

In der im Bild 11 gezeigten Schaltung dient die CA 3085 als Vergleichsspannungs- und Regelsignalquelle in einem Stromversorgungs- und Regelsystem. Das Spannungsregler- und Regelsystem, das Spannungen weit oberhalb der für die CA 3085 geltenden Grenzwerte zu verarbeiten gestattet. Die extern zugeschalteten Transistoren T 1 und T 2 müssen im Hinblick auf ihre Spannungsfestigkeit der höchsten Eingangsspannung entsprechen.

Die CA 3085 erhält hier ihre Eingangsspannung über einen Vorwiderstand R 3, wobei die Z-Diode D 1 sicherstellt, daß die zulässigen Grenzwerte nicht überschritten werden. Der Ausgangsstrom der CA 3085 steuert den Leistungstransistor T 2, der die eigentliche

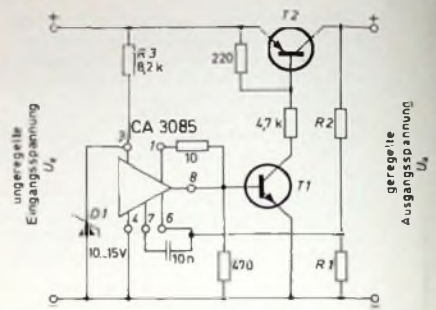


Bild 11. Regelschaltung für höhere Spannungen: die Spannungsfestigkeit der Transistoren T 1 und T 2 muß der höchsten Eingangsspannung entsprechen

Regelstrecke darstellt. Die Frequenzkompensation besorgt der Kondensator von 10 nF; die Ausgangsspannung hängt entsprechend Gl. (1) von R 1 und R 2 ab. (Schluß folgt)

Schrifttum

- [1] Siebert, H.-P.: Der Stromspiegel - Eine interessante Schaltungseinheit aus der IS-Technik. FUNK-TECHNIK Bd 28 (1973) Nr. 9, S. 313-314
- [2] Sheng, A. C., u. Avery, I. R.: Applications of the CA3085-series monolithic IC voltage regulators. Applikationsbericht ICAN-6157 der RCA
- [3] Datenblatt CA 3085, File No. 491, der RCA

Persönliches

F. Kruse 65 Jahre

Der Leiter der Außenstelle für Nachrichten- und Datentechnik von AEG-Telefunken, Direktor Dr.-Ing. Fritz Kruse, vollendete am 26. Januar 1974 sein 65. Lebensjahr. Der aus Osnabrück gebürtige Hochfrequenztechniker war 1939 bei Telefunken in Berlin eingetreten. Nach dem Krieg baute er die Geschäftsstelle für Hochfrequenzgeräte und Anlagen in Düsseldorf auf, und 1955 übernahm er die Leitung des Telefunken-Fachgebiets „Bewegliche Stationen“ in Berlin und später in Ulm. Seit 1967 hat er seinen heutigen Posten inne.

O. Fieseler 60 Jahre

Oskar Fieseler, Chef der Wiesbadener Großhandlung Wilhelm Fieseler, vollendete am 26. Januar 1974 sein 60. Lebensjahr. 1934 war er in das elterliche Unternehmen eingetreten.

W. Scheller 50 Jahre

Seinen 50. Geburtstag beging am 24. Januar 1974 das Mitglied des Kuratoriums der Max-Grundig-Stiftung, des Aufsichtsrats und Präsidiums der Grundig AG und des Aufsichtsrats der Grundig-Bank GmbH, Wilhelm Scheller. 1950 trat er als Technischer Kaufmann in die Grundig-Werke ein. 1954 erhielt er Prokura und wurde 1957 zum Direktor ernannt. Seit 1969 gehört Scheller der Geschäftsleitung der Grundig-Werke GmbH an und war seit dem 1.4.1972 ordentliches

Vorstandsmitglied der Grundig AG. Mit Beginn des Geschäftsjahres 1973/74 wurde er Mitglied des Aufsichtsrats, des Präsidiums und Vorsitzter des Ausschusses für Arbeitnehmerinteressen der Grundig AG.

G. Buchmann 25 Jahre bei IIT Schaub-Lorenz

Ing. (grad.) Gerhard Buchmann beging kürzlich sein 25jähriges Dienstjubiläum bei IIT Schaub-Lorenz. Er ist dort seit seinem Eintritt 1949 Leiter des Akustik-Labors.

H. Oden 25 Jahre bei SEL

Direktor Dipl.-Ing. Hockley Oden (63), wissenschaftlicher Berater des Erzeugnisbereichsleiters Fernsprech- und Bahnsteuerungstechnik und langjähriger Entwicklungsleiter des Geschäftsbereichs Fernsprechtechnik von SEL, beging am 24. Januar 1974 sein 25jähriges Dienstjubiläum. Er ist Inhaber von über 55 Patenten sowie Autor von mehr als 35 bedeutenden Veröffentlichungen und hat einen Lehrauftrag an der Universität Stuttgart.

H. Janke †

Heinz Janke, Inhaber der gleichnamigen Bremer Großhandlung, starb am 30. Dezember 1973 im Alter von 62 Jahren. Er war nicht nur Chef seines Unternehmens, sondern hat sich auch um die regionalen Belange des VDRG verdient gemacht.

Angewandte Digitaltechnik im Fernsehservice-Gittermuster-Generator „SPG 221“

Eine interessante Neuentwicklung unter den Fernsehservice-Meßgeräten ist der Gittermuster-Generator „SPG 221“ (Bild 1), der von der Service-Abteilung der Deutschen Philips GmbH vertrieben wird. Er liefert ein Gittermuster zum Einstellen von Konvergenz und Bildgeometrie sowie ein Weiß-Si-

quenz 49,9 Hz. Für die Vertikallinien des Gittermusters konnte das Generatorsignal direkt ausgenutzt werden, während die horizontalen Linien etwas schwieriger herzustellen sind. Man verwendet dazu einen Teiler 32 : 1 und steuert ihn mit der Horizontalablenkfrequenz. Es mußte lediglich

führt dazu, daß der Rückstellinverter erneut sperrt und der Zähler freigegeben wird. Die Wahrheitstabelle verdeutlicht dies. Sie beginnt mit dem 1. Impuls. Alle Flip-Flop-Ausgänge haben L-Potential; der Rückstellinverter ist gesperrt.



Bild 1 Gittermuster-Generator „SPG 221“ der Deutschen Philips GmbH

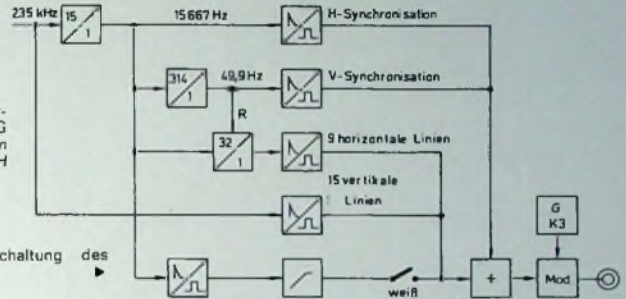


Bild 2 Prinzipschaltung des „SPG 221“

gnal für die Farbreinheits- und Graubalance-Einstellung. Auf Farbsignale wurde verzichtet, weil in der Kundenwohnung meistens auf das Sendersignal und in der Werkstatt auf einen Farbgenerator zurückgegriffen werden kann. Das Trägersignal wird auf Kanal 3 im VHF-Bereich abgegeben (2...3 mV an 60 Ohm).

Die einzelnen Videosignale werden von der Grundfrequenz 470 kHz abgeleitet, die in einem quartzesteuerten Generator erzeugt wird. Mit Hilfe von digitalen Zählstufen gewinnt man daraus die Steuersignale für die Synchronisation und das Gittermuster. Die feste Verknüpfung gewährleistet einen sehr guten Bildstand.

Aus Wirtschaftlichkeitsgründen wurde auf den Zeilensprung verzichtet. Ebenso ließ man bewußt geringe Abweichungen (0,2...0,3%) von der Sollfrequenz für die Horizontal- und Vertikalablenkung zu; dadurch ergaben sich besonders günstige Teilverhältnisse. Durch Umlöten weniger Lötbrücken kann das Gerät auf alle europäischen Fernsehnormen umgestellt werden. Dies ist vor allem im westlichen Grenzgebiet der Bundesrepublik wichtig, in dem Mehrnormen-Empfänger in Betrieb sind.

Wie die Prinzipschaltung (Bild 2) erkennen läßt, liefert der quartzesteuerte Generator ein rechteckiges Ausgangssignal mit einer Frequenz von 235 kHz. Der folgende Teiler 15 : 1 macht daraus die Horizontalablenkfrequenz 15 667 Hz. Ein weiterer Teiler (314 : 1) liefert die Vertikalablenkfrequenz 49,9 Hz.

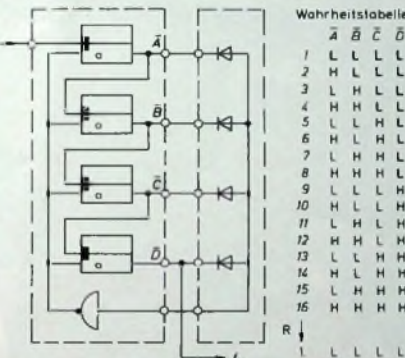


Bild 3 Schaltung des 15 : 1-Teilers

dafür gesorgt werden, daß nach jeder 314. Zeile, dem Ende des Halbbildes, der Zähler wieder von vorn beginnt. Das erfolgt mit einem Rückstellsignal aus dem 314 : 1-Teiler.

Zum leichteren Verständnis ist der 15 : 1-Teiler im Bild 3 in funktioneller Darstellung wiedergegeben. Vier Master-Slave-Flip-Flop sind als Binäruntersetzer geschaltet. Ihre Q-Ausgänge liegen über eine Diodenmatrix an einem Inverter. An seinen Ausgang sind die Rückstelleingänge der Flip-Flop angeschlossen. Ein L-Signal (Low-Signal) am Eingang des Inverters hält ihn gesperrt. Sein Ausgangssignal liegt dann auf H-Potential (High-Potential) und läßt die Flip-Flop unbeeinflusst. Erst wenn das L-Signal am Invertereingang durch ein H-Signal abgelöst wird, leitet der Inverter wieder. Sein Ausgang nimmt L-Potential an und stellt alle angeschlossenen Flip-Flop zurück. Ihre Q-Ausgänge führen nun L-Potential. Dies

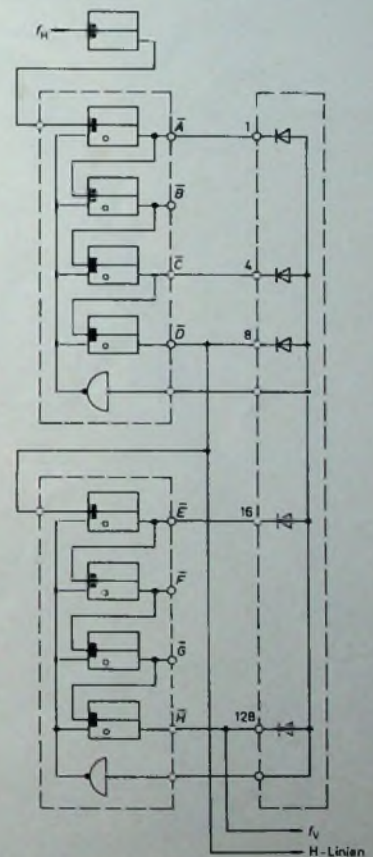


Bild 4 Schaltung des Zählers für die Horizontal- und die Vertikalablenkfrequenz

Eduard Gubllass ist Service-Mitarbeiter bei der Deutschen Philips GmbH, Hamburg

Ferguson, einer der Großen in Europa, stellt in Deutschland seine Longtime-Technik vor.

Wir sind Nr. 1 in Groß-
britannien und gehören zu den
Großen in Europa.



Dieser Erfolg ist kein Zufall. Er gründet sich auf Longtime-Technik und fortschrittliche Konzeptionen.

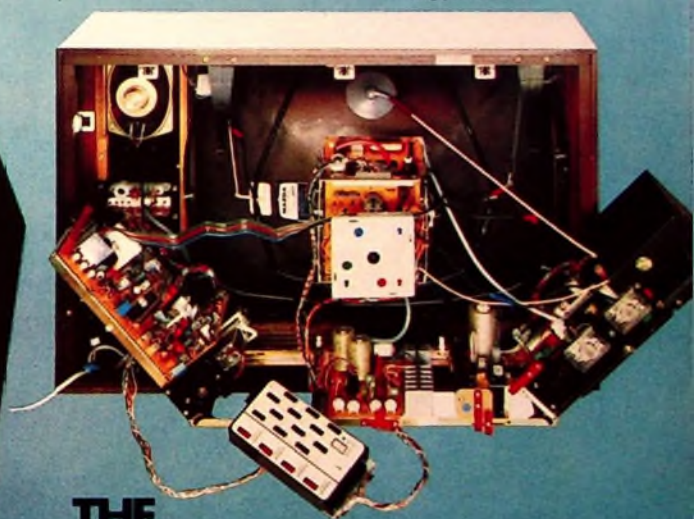
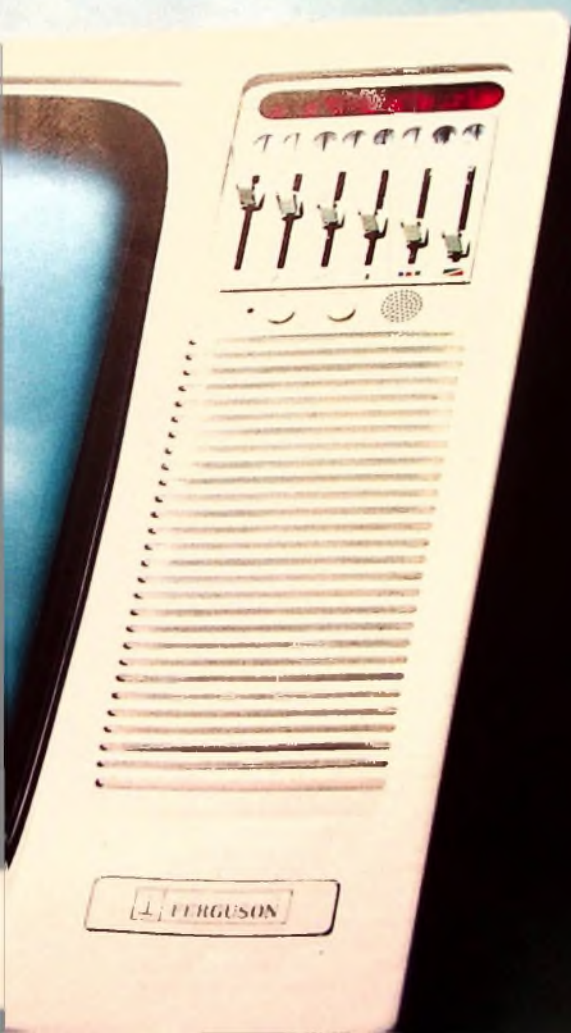
Was heißt das? Unsere Longtime-Technik ist besonders langlebige Technik. Sie basiert auf dem Zusammenspiel von Volltransistorierung, extrem widerstandsfähigen Dickschichtschaltungen und dem servicefreundlichen Modul-System.

Zu unseren fortschrittlichen Konzeptionen gehört, daß wir den ersten volltransistorierten Farbfernseher gebaut haben. Daß wir seit fünf Jahren Modul-

Technik verwenden. Daß wir mit dieser Technik bis heute fast 2 Millionen Geräte verkauft haben. Daß wir in unsere Geräte Sensor-Steuerung und 110°-Bildröhren einbauen. Und daß unsere Farbfernsehgeräte bereits in der 4. Generation sind (also keine Greenhorns mehr).

Diese zukunftsorientierte Technik in Verbindung mit vorbildlichem Service ist das Geheimnis unseres Erfolgs in Europa. Und unser Erfolg in Europa ist unsere Chance in Deutschland. Wir werden sie nutzen. Mit guten Produkten. Mit gutem Service. Mit Verkaufsförderung. Mit Werbung. Sie können an unserem Erfolg partizipieren.

Modell 3 C 05

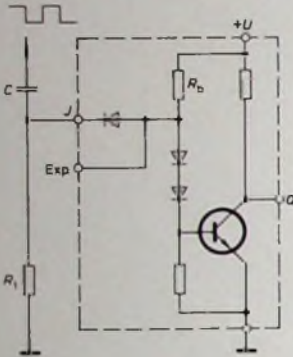


**THE
FERGUSON
FAMILY**
British. Perfect.



Farbfernsehgeräte,
S/W-Fernseher,
Portables,
Hi-Fi-Studios,
Tonbandgeräte,
Cassetten-Recorder.

Nach dem 15. Impuls liegt nur noch \bar{A} auf L-Potential. Es reicht aus, den Inverter gesperrt zu halten. Der 16. Impuls jedoch schaltet \bar{A} auf H-Potential und gibt den Inverter frei. Sein Ausgangssignal stellt die angeschlossenen Flip-Flop zurück und alle Q-Ausgänge nehmen L-Potential an. Über die Diodenmatrix sperrt der Rückstellinverter und gibt den Zähler frei. Der Ausgangsimpuls (16. Impuls des Teilers) wird als „1“ gezählt.



würde bis 255 zählen, wenn alle Ausgänge angeschlossen wären ($1 + 2 + 4 + 8 + 16 + 32 + 64 + 128$). Matriziert sind jedoch nur \bar{A} (1), C (4), D (8), E (16) und H (128); dies ergibt die Zahl 157. Wie Bild 4 noch zeigt, ist dem Zähler ein Zweier-Teiler vorgeschaltet, der mit der Horizontalablenkfrequenz f_H angesteuert wird. Nach 314 Zeilen ($2 \cdot 157$) stellt der Zähler zurück. Die Periodendauer des Ausgangssignals an H ist $314 \cdot 63,829 \mu s = 20,04 ms$. Sie entspricht der Vertikalablenkfrequenz. Die beschriebene Stufe arbeitet als Binäruntersetzer, der nach dem 314. Im-

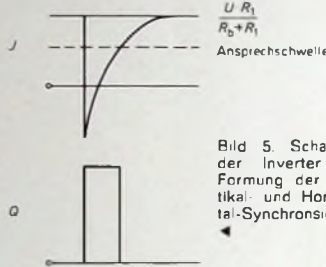


Bild 5. Schaltung der Inverter zur Formung der Vertikal- und Horizontal-Synchronsignale

gang ein positiver Rechteckimpuls. Seine Dauer hängt bei gegebenem Wert von R_1 von der Kapazität des Kondensators C ab.

Die horizontalen Linien werden in einem Mono-Flop erzeugt. An seinem Eingang öffnet ein NAND-Gatter nur während der Horizontalrücklaufzeit. Die Impulsdauer läßt sich mit einem Potentiometer einstellen.

Im Gehäuse des Mono-Flop ist noch ein Inverter enthalten. Sein Erweiterungseingang („Exp“ im Bild 5) liegt über zwei Widerstände (180 Ohm und 15 kOhm in der Gesamtschaltung Bild 6, unten Mitte) an der positiven Versorgungsspannung.

Wie bereits beschrieben, hat dieses Potential auf den Inverter zunächst keinen Einfluß. Sein Ausgang behält L-Potential. Wird jedoch der Schalter „weiß“ geschlossen, dann werden die Ausgänge der Generatoren für das Gittermuster an Massepotential gelegt und damit gesperrt. Über den Koppelkondensator 4,7 nF wird nun dem Inverter ein Rechtecksignal mit Horizontalablenkfrequenz zugeführt und differenziert. Für die Dauer des Horizontalrücklaufes sperrt dann der Inverter,

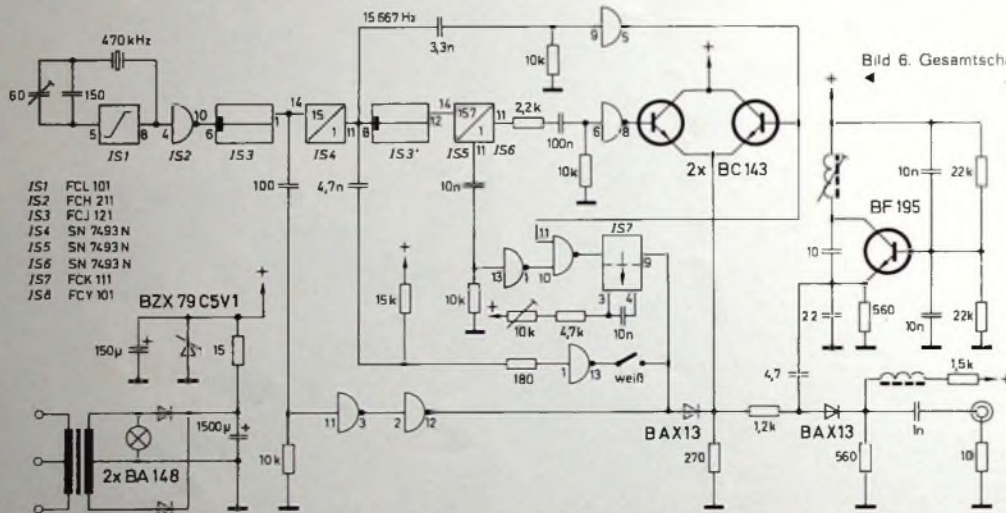


Bild 6. Gesamtschaltung des „SPG 221“

Dieser Zähler läßt sich noch leicht überschauen. Es kommt bei ihm nur auf das L-Potential am Rückstellinverter an. Zur bequemen Übersicht sind in der Wahrheitstabelle die L-Positionen fett gedruckt, die den Zähler programmieren. Am Ausgang D sind es 8, 4 an C, 2 an B und 1 an A. Werden alle Ausgänge über die Diodenmatrix angeschlossen, dann ergibt die Summe der programmierenden L-Positionen ($8 + 4 + 2 + 1$) die Zahl 15. Nach dem 15. Impuls wird der Zähler zurückgestellt und er beginnt wieder von „1“ an zu zählen. Sollte zum Beispiel nur bis 9 gezählt werden, wären lediglich D (8) und A (1) an die Diodenmatrix anzuschließen. Für höhere Zahlenwerte läßt sich die Schaltung erweitern.

Bild 4 zeigt die Schaltung des Zählers für die Horizontalablenkfrequenz. Er enthält insgesamt acht Flip-Flop. Die Schaltung

puls zurückgestellt wird. Bis zum Ausgang D – also nach insgesamt fünf Teilerstufen – ist die Eingangsfrequenz (f_H) im Verhältnis 32 : 1 heruntergeteilt. Aus diesem Signal werden die horizontalen Linien des Gittermusters hergestellt.

Als Vertikal- und Horizontal-Synchronsignale werden Rechteckimpulse mit bestimmten Dauern benötigt. Sie werden in Invertern geformt; ihre Schaltung ist im Bild 5 wiedergegeben. Der in ihnen enthaltene Transistor ist über R_1 positiv vorgespannt und leitet; seine Ausgangsspannung liegt ohne Eingangssignal bei etwa 0,1 V (Low-Potential). R_1 wurde mit 10 kOhm so groß bemessen, daß der Transistor durchlässig bleibt. Dieser Widerstand bildet zusammen mit dem Kondensator C ein Differenzierglied, das das ankommende Rechtecksignal in Nadelimpulse umwandelt. Wie Bild 5 weiter erkennen läßt, entsteht dabei am Aus-

gang ein positiver Rechteckimpuls. Seine Dauer hängt bei gegebenem Wert von R_1 von der Kapazität des Kondensators C ab.

Die Signale für den „Bildinhalt“ gelangen über eine Diode auf einen 270-Ohm-Widerstand. An ihm liegen ebenfalls die Emitter zweier Transistoren BC 143, die mit dem Horizontal- beziehungsweise Vertikal-Synchronsignal angesteuert werden. Für die Dauer der Synchronsignale fließt ein zusätzlicher Strom durch den Widerstand und vergrößert die an ihm abfallende Spannung.

Das HF-Generatorsignal (BF 195) wird über 4,7 pF kapazitiv an die Mischdiode angekoppelt. Ihre Katode liegt auf einem fest eingestellten Potential von etwa 1,6 V. Je nach Höhe der an ihrer Anode liegenden Spannung ändert sich ihre Leitfähigkeit und damit die HF-Amplitude am Ausgang. Dies entspricht der klassischen Amplitudenmodulation.

Elektronischer Zeitschalter

Technische Daten

Versorgungsspannung: 220 V ± 10 %
 Schaltleistung: 400 VA
 Schaltzeiten: 0,1 ... 680 s, einstellbar
 in zwei Bereichen zu je 12 Stufen
 Genauigkeit: ± 0,8% + Bauteiltoleranz
 Dauereinschaltung mit wählbarer
 verringerter Betriebsleistung

1. Allgemeines

Zeitschalter werden in den mannigfaltigsten Anwendungen benutzt. Um den Schalter vielseitig einsetzen zu können, sollten folgende Eigenschaften erfüllt sein:

- ▶ nicht zu geringe Schaltleistung,
- ▶ großer Schaltzeitbereich mit auch extrem langen Zeiten,
- ▶ hohe Wiederkehrkonstanz der gewählten Zeitbereiche,
- ▶ hohe Langzeitkonstanz,
- ▶ klein und leicht

Die meisten herkömmlichen Zeitschalter erfüllen diese Forderungen nur teilweise oder überhaupt nicht. Kleine Schaltrelais vertragen keine hohen Ströme, und die wegen der langen Zeit erforderlichen großen Zeitkonstanten werden meistens durch Elektrolytkon-

densatoren erzeugt, wodurch keine hohe Genauigkeit zu erwarten ist.

Im vorliegenden Gerät wird die Zeitbasis – wie aus Bild 1 hervorgeht – jedoch durch einen durchstimmbaren Rechteckgenerator erzeugt; Elektrolytkondensatoren für die Zeitbasis werden also nicht verwendet. Die so erzeugte Frequenz wird durch 64 geteilt, damit man die erforderlichen langen (Halbperioden-) Zeiten erreicht. Dieses Signal wird digital aufbereitet und wirkt auf einen Optokoppler. Vollkommen elektrisch isoliert erfolgt nun eine Thyristoransteuerung.

Diese Konzeption erscheint aufwendig. Es ist jedoch zu bedenken, daß die heute relativ niedrigen Halbleiterpreise diese moderne Technik recht-

fertigen; bei durchaus vertretbaren Kosten kommt man zu ausgezeichneten Ergebnissen.

2. Schaltung

2.1. Rechteckgenerator

Wenn man von der längsten geforderten Zeit – 680 s – ausgeht, muß die Dauer einer Halperiode des erzeugten Rechteckes $680 : 64 = 10,6$ s sein. Das entspricht einer Frequenz von rund 0,05 Hz. Ein gewünschter Bereich von 1 : 6800 führt zu einer höchsten Frequenz von etwa 300 Hz.

Es ist nicht sinnvoll, einen Bereich von 1 : 6800 in einer Stufe durchzustimmen. Deshalb wurden durch Umschalten der frequenzbestimmenden Kondensatoren C 3 und C 4 (Bild 2) zwei Hauptbereiche im Verhältnis 1 : 100 geschaffen, in denen nun die Frequenz nur noch im Verhältnis 1 : 68 variiert werden muß.

Reim Generator liegt das Problem zweifelsohne beim Erzeugen der Frequenz 0,05 Hz. Der gewählte Operationsverstärker TCA 315 A von Sie-

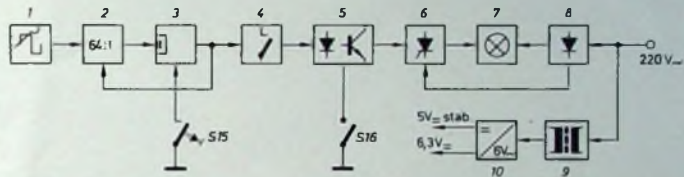
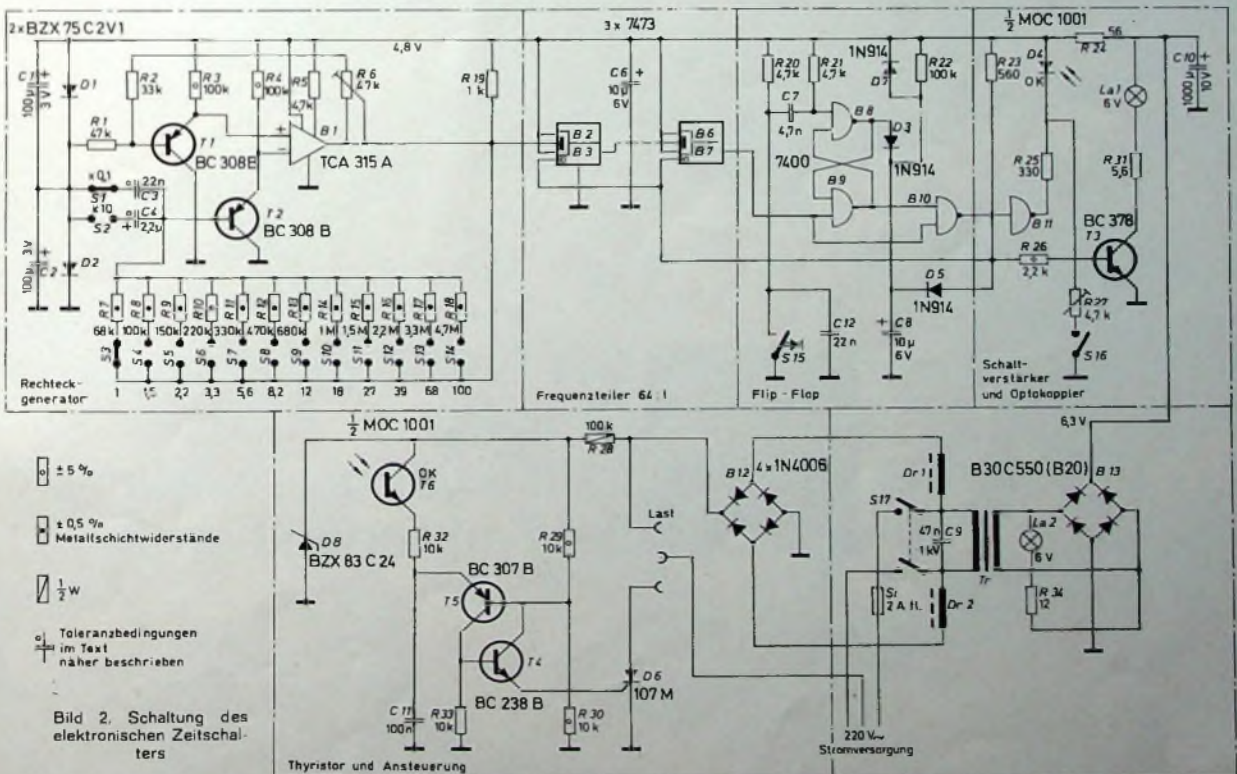


Bild 1. Blockschaltung des elektronischen Zeitschalters: 1 durchstimmbare Rechteckgenerator, 2 Frequenzteiler 64 : 1, 3 Flip-Flop, 4 Schaltverstärker, 5 Optokoppler, 6 Thyristor, 7 Lastkreis, 8 Brückengleichrichter, 9 Netztransformator, 10 Gleichstromversorgung



Jetzt gibt es für Ihre Kunden
noch einen Grund mehr,
sich für Super Color zu entscheiden:
Tele-Pilot 12 –
die direkte Ultraschall-Fernwahl
für 12 Programme.
Auf der nächsten Seite
informieren wir Sie darüber.
Ihre Kunden erfahren es
in einer groß angelegten
Publikumswerbung.

die
aktuelle
information



**Der Fachhandel sagt:
Grundig
ist die gängigste Marke
bei Farbfernsehern.***

* Quelle: Absatzsituation
bei Rundfunk-, Fernseh- und Phonogeräten.
Eine Untersuchung beim Fachhandel,
durchgeführt vom ifak Institut
im November/Dezember 1972.

Die Zukunft.



GRUNDIG

1972 brachten wir Super Color Farbfernseher in Multi-Modul-Technik. Der Fachhandel weiß, daß dies die Technik der Zukunft ist. Jetzt bringen wir Super Color mit 12 Programmen – jedes direkt und drahtlos fernwählbar. Das ist die Empfangstechnik der Zukunft. Super Color hat die Programm-Reserve. Für Mehr-Länder-Empfang. Für Secam-Farbempfang (mit Modell Super Color 6020 PAL/Secam-FR von Farbsendungen aus Frankreich/Luxemburg bzw. mit Nachrüstadapter vom DDR-Farbfernsehen). Für Audiovision. Für Kabelfernsehen mit großem Programmangebot. Super Color ist die Zukunft.

Farbfernsehen
jetzt mit
12 Programmen.

Kontrolle.

Zur Anzeige der Betriebsbereitschaft.

die direkten 12.

Die Tasten der Fernwahl
1. Zum Einschalten des Geräts
2. Zur direkten Fernwahl von 12 Programmen
Ohne Zwischenstationen

**Fein
einstellung.
Aus.**

Zur stufenlosen Regelung von Bild und Ton.

Quickton.

Für Ton ein/aus
Praktisch, wenn Besuch kommt
Oder wenn telefoniert wird.

**Tele-Pilot[®]
12**



mens arbeitet noch bei einer Betriebsspannung von $\pm 2V$; weiterhin schaltet der Ausgang bis auf eine Kollektor-Emitter-Sättigungsstrecke durch. Das ist für das sichere Arbeiten des Generators unter extremen Spannungsverhältnissen wichtig und gestattet die Versorgung mit Logikspannung.

Der für die Zeitbasis preis- und platzmäßig noch vertretbare Kondensator C 4 hat einen Wert von $22 \mu F/100 V$. Damit kommt man bei der gewählten Mitkoppelbedingung auf eine Umladeimpedanz von $4,7 M\Omega$ bei $0,05 Hz$. Es sind den Operationsverstärkereingängen deshalb Impedanzwandler (T 1, T 2) vorzuschalten. Die Innenschaltung des Operationsverstärkers läßt zu, daß mit PNP-Transistoren als Impedanzwandler ein höherer Eingangsspannungsbereich erlaubt ist als bei Verwendung von NPN-Transistoren.

Die Nullspannung für den Generator wird durch zwei in Serie geschaltete Mehrfachdioden D 1, D 2 erzeugt. Gleichzeitig wird mit diesen Dioden die Versorgungsspannung für die Logikbausteine stabilisiert.

Der Bereichsschalter S 1, S 2 schaltet $22 nF (\times 0,1)$ oder $22 \mu F (\times 10)$ in den

Gegenkopplungsweig. Da der Abgleich für beide Bereiche gemeinsam erfolgt, ist es erforderlich, die Kondensatoren C 3 und C 4 auf das exakte Verhältnis $1:100$ auszumessen. Damit diese Ausmessung leichter realisierbar ist, kann C 3 oder C 4 ein Parallelkondensator zugeschaltet werden. Das wurde auch beim Printplatten-Entwurf berücksichtigt. Die Absolutgenauigkeit bleibt dabei in weiten Grenzen belanglos, da mit R 6 der Fehler beim Abgleich korrigiert wird.

Eine hohe Wiederkehrgenauigkeit erfordert unbedingt Schaltstufen mit Festwiderständen in der Zeitbasis. Diese Widerstände R 7... R 18 bestimmen mit ihrer Genauigkeit die Gesamtgenauigkeit des Geräts. Empfehlenswert sind hier Metallschichtwiderstände mit einer Toleranz von höchstens $\pm 1\%$.

Mit einem Stufenschalter mit 12 Stellungen (S 3... S 14) erhält man noch eine gute Auflösung. Die Zeiten lassen sich leicht von Stellung zu Stellung im Verhältnis $1:1,5$ staffeln. Man überstreicht einen Bereich von $1:68$; dazu reicht die Widerstandsreihe E 12 aus.

Will man auf die hohe Wiederkehrgenauigkeit zugunsten einer kontinuierlichen Zeiteinstellung verzichten, dann kann man einfach an Stelle von R 7 bis R 18 ein $4,7-M\Omega$ -Potentiometer in Serie mit einem $39-k\Omega$ -Widerstand zwischen dem gemeinsamen Punkt C 3, C 4 und dem Generatorausgang einsetzen.

Der Ausgang des Generators liefert eine Rechteckspannung von $5 V_{eff}$; sie ist gegen Minus niederohmig geschaltet und daher ideal zum Ansteuern der nachfolgenden Frequenzteilerstufe.

2.2. Frequenzteiler

Die geschilderte Problematik des Oszillators läßt erkennen, daß es praktisch nicht möglich ist, $0,05 Hz$ ohne Verwendung von Elektrolytkondensatoren direkt zu erzeugen. Deshalb wird die zur Verfügung stehende höhere Frequenz mittels JK-Master-Slave-Flip-Flop durch 64 geteilt. Dafür sind sechs Teilerschaltungen notwendig, die in drei 14poligen Gehäusen untergebracht sind. Da die höchste zu teilende Frequenz etwa $300 Hz$ ist, genügt die einfache Grundschialtung ohne Berücksichtigung der Gatterverzögerungszeiten.

Die Teilerschaltungen B 2... B 7 werden nur auf Abruf freigegeben; der Befehl hierzu wird den Setzeingängen aus der nächsten Stufe rückgemeldet.

2.3. Start-Stop-Flip-Flop

Diese Schaltung hat die Aufgabe, nur eine Halbwellen vom Ausgang des letzten Frequenzteilers zu übertragen und sofort wieder in die Wartestellung zurückzuspringen. Der Startbefehl wird durch die Taste S 15 gegeben und gelangt über C 7 an den Eingang eines aus zwei Gattern gebildeten bistabilen Flip-Flop. Der negative Impuls über C 7 wirft den Flip-Flop in die andere Lage, da vom Ausgang der gesperrten Frequenzteiler zunächst nur H-Potential geliefert wird. Der Ausgang von Gatter B 8 setzt auf H-Potential, B 9 folglich auf L-Potential und B 10 wiederum auf H-Potential. Damit wird zweierlei erreicht: Erstens wird die Verriegelung der Frequenzteiler aufgehoben, und diese beginnen zu laufen. Zweitens steuert B 11 den Optokoppler und damit den Thyristor an, während gleichzeitig über T 3 die Kontrollampe La 1 (in S 15) eingeschaltet wird.

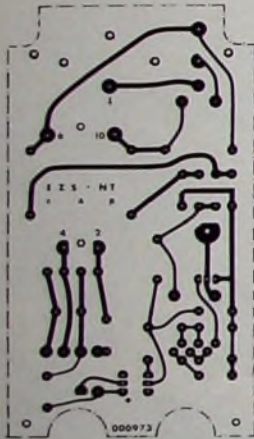


Bild 3. Druckplatte des Netzteils (Maßstab 1:2)

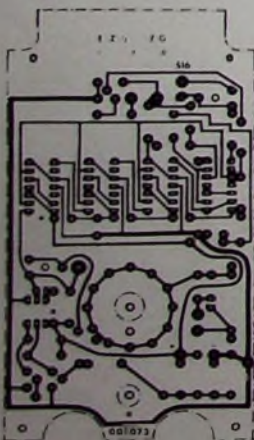


Bild 4. Druckplatte des Logikteils (Maßstab 1:2)

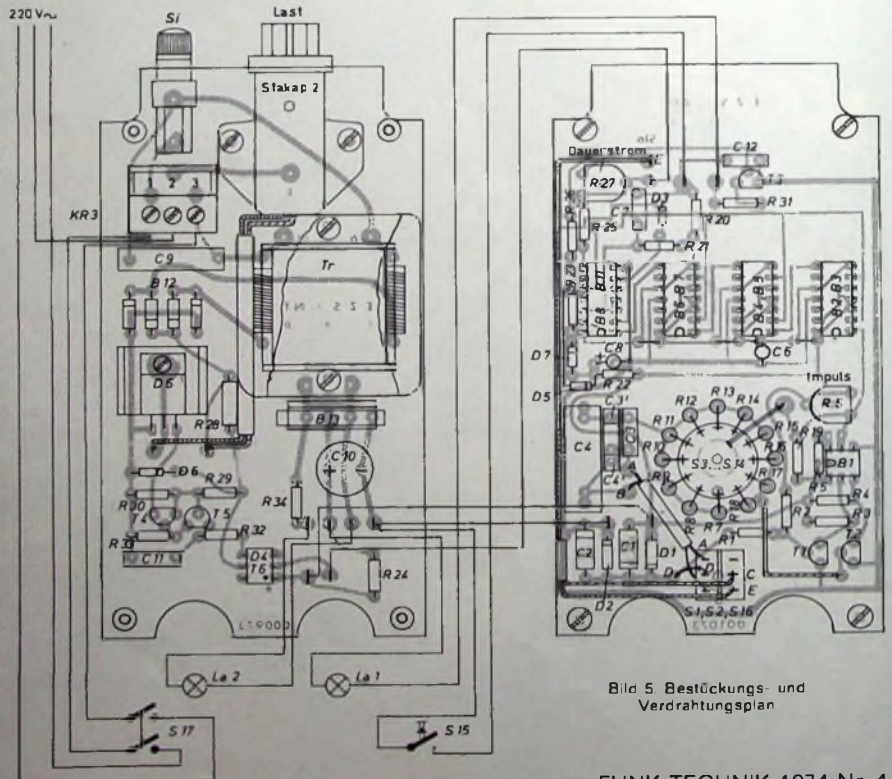


Bild 5. Bestückungs- und Verdrahtungsplan

Manche Anwender (zum Beispiel Fotografen) fordern auch eine Betriebslage mit dauernd eingeschalteter Last. Das Schließen von S 16 führt ebenfalls zum Ansteuern der Photodiode D 4 im Optokoppler. Mit R 27 kann der erforderliche Strom eingestellt und somit – in Grenzen – die Last auch nur teilweise eingeschaltet werden. Das führt bei Glühlampen als Last zur Verlängerung der Lebensdauer. Bei den extrem kurzlebigen Vergrößerungslampen ist dies besonders wichtig.

24. Thyristoransteuerung
Aus Sicherheitsgründen ist die gesamte mit dem Lichtnetz verbundene Schaltung über den Optokoppler von der Steuerlogik isoliert. Der Optokoppler gewährleistet die Isolation bis 2,5 kV. Die Signalübertragung erfolgt im Koppler durch die Leuchtdiode D 4, die auf den Transistor T 6 wirkt.

Hat T 6 durchgeschaltet, dann liegen R 32 und auch der Spannungsteiler R 29, R 30 an einer trapezförmigen Spannung, die mit 100 Hz pulst und deren Scheitelwert durch D 6 auf 24 V begrenzt ist. Die Triggerschaltung T 4, T 5 zündet, wenn am Emitter von T 5 die Zündspannung erreicht ist. Beide Transistoren schalten durch und zünden den Thyristor D 6. Dabei wird die Spannung an C 11 gelöscht, so daß ab dem nächsten Nulldurchgang die Triggerung erneut erfolgen muß. Sperrt T 6, dann kann der Thyristor also nicht eingeschaltet werden.

Da Optokoppler ein über die Temperatur sehr lineares Übertragungsverhältnis haben, kann bei der Dauerschaltung über R 27 ein so geringer Photostrom durch D 4 gewählt werden, daß über T 6 der Answinkel der Triggerschaltung wie bei einer normalen Steuerschaltung verändert werden kann und auch über Temperatur und Spannung gut stabil bleibt.

Diese einfache Triggerschaltung erfordert keine speziellen Bauteile, setzt aber den Betrieb mit gleichgerichteter Spannung voraus. Der maximale Laststrom wird daher durch die Netzdioden B 12 bestimmt.

25. Stromversorgung

Die Spannung für die Thyristorschaltung wird über Drosseln Dr 1, Dr 2 zugeführt, um Funkstörungen zu vermeiden. Logik und Oszillator werden mit stabilisierter Gleichspannung versorgt, die über B 13 geliefert wird. Die großen Verbraucher La 1 und La 2 liegen an nicht stabilisierter Spannung beziehungsweise direkt an der Wechselspannung.

3. Aufbau

Bei den vom Verfasser hergestellten Mustergeräten wurde unter anderem auf möglichst geringe Abmessungen Wert gelegt. Die Unterbringung erfolgte deshalb in käuflichen Kunststoffgehäusen aus schlagfestem Material, bestehend aus einem Unter- und einem Oberteil, die fugendicht aneinanderpassen und verschraubt werden können.

Die Printplatten – unten Netzteil, oben Logik – sind so ausgelegt, daß sie in dieses Gehäuse passen. Lediglich der Spulenkörper des Transformators Tr liegt in der Bauhöhe mit 31 mm etwas

unter der Norm. Die Montage des Transformators erfolgt mit zwei Distanzbolzen 6 mm Ø × 9 mm.

Die Auslegung der Printplatten¹⁾ geht aus den Bildern 3 und 4 hervor. Der Bestückungsplan ist im Bild 5 und die Bohrpläne der Printplatten sind in den Bildern 6 und 7 wiedergegeben. Der Thyristor D 6 benötigt einen Kühlkörper nach Bild 8.

Die Gehäuseteile des Gerätes müssen für die Aufnahme der Schaltung entsprechend vorbereitet werden. Der untere Teil aus dunkelgrauem Material ist für die Aufnahme von Printplatten vorbereitet, hat Unterstützungen mitgespritzt und Gewindebohrungen eingepreßt.

Um Bauhöhe zu gewinnen, sind alle Printplattenunterstützungen auf eine Höhe von 2,5 mm abzarbeiten. Die Montage der Printplatten erfolgt von unten (Bild 9), und es werden die Gerätefüße gleichzeitig mitgeschraubt. Daher müssen die Gewindelöcher auf 3,2 mm auf- und durchgebohrt werden.

Für Netzkabeldurchführung, Sicherungshalter und Kleinsteckdose sind im Gehäuseunterteil entsprechende Durchbrüche anzubringen, deren Art und Anordnung Bild 10 zu entnehmen sind.

Jetzt können die Netzteilprintplatte und (über Distanzbolzen 6 mm Ø × 36 mm) die Logikprintplatte montiert werden. Die Verdrahtung der Printplatten erfolgt zweckmäßigerweise vor der Montage. Nach provisorischem Anschluß der Tastenschalter können die Prüfung und der Abgleich vorgenommen werden.

Das Gehäuseoberteil erhält nach Bild 11 Bohrungen für die beiden Bereichsschalter und die Tastenschalter. Ein industrielles Aussehen des Gerätes (Bild 12) wird nach dem Aufkleben eines Schildes, versehen mit der entsprechenden Beschriftung, erreicht. Solche Aluminiumskalen lassen sich billig auf fotografischem Wege von einem guten Negativ herstellen.

Ist der Abgleich abgeschlossen, dann können die Tasten endgültig montiert (links die grüne Schaltertaste, rechts die rote Impulstaste) und das Oberteil angeschraubt werden.

Soll der Timer ausschließlich in einem dunklen Raum verwendet werden, dann ist der Einsatz von Telefonlampen 12 V, 20 mA in den Leuchttasten zweckmäßig.

4. Abgleich und Inbetriebnahme

Nach sorgfältiger Überprüfung der Verdrahtung erfolgt die Montage wie oben beschrieben. Das obere Gehäuseteil wird nicht aufgesetzt. Als Last wird eine 100-W-Glühlampe verwendet. Nach dem Herstellen der Netzverbindung wird mit der Prüfung begonnen.

Drücken der grünen Taste (Netzschalter): Das Kontrolllicht in der grünen Taste muß aufleuchten; die rote Taste darf nicht leuchten.

Wahl des Bereiches × 0,1 und der Zeit 10: Die rote Taste wird gedrückt. Das

Kontrolllicht dieser Taste muß entsprechend der gewählten Zeit (10 × 0,1) eine Sekunde lang aufleuchten. Gleichzeitig brennt auch die als Last geschaltete 100-W-Lampe.

Mit einem Impulsweitenmeßgerät wird die Zeit mittels R 6 justiert. Zur Kontrolle wird die Einstellung im Zeitbereich 1 × 10 wiederholt. Sind C 3 und C 4 genau auf 1 : 100 abgestimmt, dann muß jetzt die Zeit von 10 Sekunden gemessen werden.

Kontrolle der Dauereinschaltung: In der Schalterstellung D (entspricht S 16 geschlossen) brennt die Lastlampe auch dann, wenn kein Impuls geschaltet wird. Mit R 27 kann die Ausgangsspannung in einem großen Bereich gewählt werden. Beim Messen dieser Spannung ist zu beachten, daß diese eine wellige Gleichspannung ist und durch die verzerrte Kurvenform der Zahlenwert nicht mit dem Effektivwert übereinstimmt.

Liste der speziellen Bauteile

Operationsverstärker TCA 315 A (B 1)	(Siemens)
JK-Flip-Flop SN 7473N (B 1, B 7)	(Texas Instruments)
Gatter SN 7400N (B 8, B 11)	(Texas Instruments)
Gleicherdioden 1N4006 (B 12)	(Motorola)
Brückengleichrichter F 30 C 550 (B 13)	(Hermann)
Mehrfachdioden BZX 75 C 2 V 1 (D 1, D 2)	(Valvo)
Universaldioden 1N914 (D 3, D 5, D 7)	(Motorola)
Optokoppler MOC 1001 (D 4, T 6)	(Motorola)
Thyristor MCR 107 M (D 6)	(Motorola)
Z-Diode BZX 83 C 24 (D 8)	(Sescosem)
Transistoren BC 308 B (T 1, T 2)	(Valvo)
Schalttransistor BC 378 (T 3)	(Valvo)
Transistor BC 238 B (T 4)	(Valvo)
Transistor BC 307 B (T 5)	(Valvo)
Schalter „MST 206 PA“ (S 1, S 2, S 16)	(Knutter)
Drehshalter „12×1“ (S 3, S 14)	(Elmasel)
Taste mit Signallampe „01-151-rt“ (S 15)	(EAO-AG)
Netzschalter mit Signallampe „02-251-gn“ (S 17)	(EAO-AG)
Lampe „6944-00-006-200“ 6 V, 0,2 A oder „6944-00-012-020“, 12 V, 20 mA (La 1, La 2)	(Taunuslicht)
Steckdose „Stakap 2“, ohne Druckgußplatte, eben geschliffen	(Hirschmann)
Laststecker „Stas 2“	(Hirschmann)
Sicherungshalter „19.597“	(Wickmann)
Sicherung 2 A fl. (S1)	(Wickmann)
Kabeldurchführung „EA 6“	(Elektro-Armatur Oslo)
Kunststoffgehäuse „90 30 087“	(Odenwälder Kunststoffwerk)
Transformator M 42 (mit verringerter Bauhöhe des Spulenkörpers, h = 31 mm) w ₁ (primär): 4300 Wdg, 0,12 mm CuL w ₂ (sekundär): 165 Wdg, 0,4 mm CuL	
Anschlußleiste „KR 3“	(Lumberg)
Distanzbolzen mit Gewindebohrung M 3 × 10 an jedem Ende (Ms vernickelt); 2 Stück 6 Ø × 9, 4 Stück 6 Ø × 36	
Bezug der angegebenen Bauelemente nur über den einschlägigen Fachhandel	

¹⁾ Fotovorlagen für die Printplatten und das Aluminiumschild der Frontplatte können vom Verfasser, Ing. Heinrich Cap, A 1164 Wien, Postfach 14, bezogen werden.

Vielkanaloszillator mit integrierten Schaltungen

Schluß von FUNK-TECHNIK Bd. 29 (1974) Nr. 3, S. 104

3. Anführungsbeispiel

Entsprechend den bisherigen Ausführungen wurde der Versuchsaufbau eines Vielkanaloszillators durchgeführt (Bild 7), der den Frequenzbereich 10...12 MHz überstreicht. Innerhalb dieses Bereiches können über Zifferschalter 80 Kanäle mit einem jeweiligen Abstand von 25 kHz eingestellt werden.

Die Langzeitfrequenzstabilität jeder einzelnen wählbaren Frequenz entspricht der des Quarz-Referenzoszillators von 6,4 MHz.

Für den Versuchsaufbau des Vielkanaloszillators wurde eine zweiseitig kupferkaschierte Epoxidharz-Platine verwendet. Die Printplatte im Maßstab 1:1 zeigt Bild 8. Oben ist die Bestückungsseite und unten die Rückseite dargestellt. Den Bestückungsplan der Vielkanaloszillator-Platine zeigt Bild 9.

Bei der Bestückung der beidseitig kupferkaschierten Platine ist zu beachten, daß nach dem Ätzworgang alle offenen Augen (der runden Symbole) zu durchbohren und bei der Bestückung entweder mit den Anschlußdrähten des Bauelementes oder mit einem Schaltdraht durchzukontaktieren und beidseitig zu verlöten sind. Alle Anschlüsse der Bauteile werden dann nicht durchgesteckt, sondern auf der Bestückungsseite aufgelötet. Auf der Rückseite der Platine ist eine zusätzliche Drahtverbindung einzulöten, und zwar vom Anschlußpunkt 6 der ersten MC 4016 (IS 2) zum Kollektor des Transistors BSX 29. Ferner ist es auf der Rückseite der Printplatte zweckmäßig, einige 10-nF-Kondensatoren von den Stromversorgungsinseln an Masse zu legen.

3.1. VCO

Als aktives Element für den freischwingenden Oszillator wurde die monolithische integrierte Schaltung MC 1648 von Motorola (IS 1) verwendet. Dieser Baustein ist mit emittergekoppelten Logiken (ECL) kompatibel und hat einen Hub der Ausgangsspannung von 800 mV_{ss}. Soll diese integrierte Schaltung als VCO betrieben werden, dann sind an sie eine Induktivität *L* und eine Kapazitätsdiode *D* extern anzuschalten. Für den Frequenzvariationsbereich des Oszillators gilt

$$\frac{f_{\max}}{f_{\min}} = \frac{\sqrt{C_{D(\max)} + C_c}}{\sqrt{C_{D(\min)} + C_c}} \quad \text{mit}$$

$$f_{\min} = \frac{1}{2\pi \sqrt{C_{D(\max)} + C_c}}$$

(*C_c* = Eingangskapazität [6 pF] + Schaltkapazität, *C_D* = Kapazität der Abstimmdiode *D*).

Der im Bild 10 dargestellte Oszillator hat eine maximale Frequenzvariation

von 2,2 MHz und wird mit zwei parallel geschalteten Kapazitätsdioden (*D 1, D 2*) über den genannten Bereich durchgestimmt. Tab. II zeigt die Wickel-daten der Spule *L 1*.

Bei der Dimensionierung des Oszillators ist darauf zu achten, daß die Regelspannung *U_r* den Betrag von 1,6 V nicht unterschreitet. Ferner hat eine sorgfältige Abschirmung der Stromversorgungsleitungen zu erfolgen. Impulsführende Leitungen dür-

dessen Kollektor eine Spannung von 2 V_{ss} abgenommen werden kann.

Ein Emitterfolger mit dem Transistor T2 koppelt die Spannung des VCO aus. Es stehen hier 800 mV_{ss} an 50 Ohm zur Verfügung.

3.2. Programmierbarer Frequenzteiler

Der programmierbare Frequenzteiler zwischen dem VCO-Ausgang und dem Phasendiskriminator Eingang

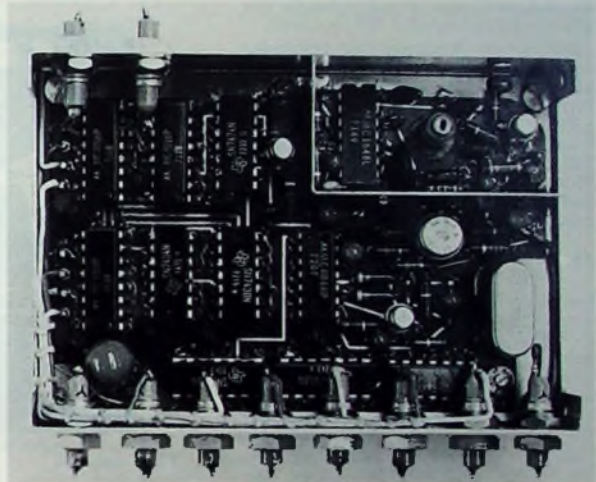


Bild 7 Blick auf den Versuchsaufbau des Vielkanaloszillators

Tab. II. Wickel-daten der Spulen

Spule	Windungs-zahl	Draht	Spulenkörper, Kern
L 1	22	20 x 0,05 mm CuLSS	Spulenkörper „B 6/25-614“ (Vogt) mit Kern „B 63 310 U17 D 133“ (Siemens)
L 2 L 3	9	0,15 mm CuL	Filterbausatz „12T1“ (Neosid) freitragend gewickelt. 5 mm Ø, auf 12 mm Länge gespreizt auf L 5 gewickelt
L 4	5	0,15 mm CuL	
L 5	7	0,8 mm CuAg	
L 6	1½	0,8 mm Schaltdraht	Sp. „35/14-150?“ (Vogt) mit Kern „GW 3,5/10 x 0,5 FC FU II“ (Vogt)
L 7	5 (Anzapfung: 1½ Wdg vom kalten Ende)	0,45 mm CuL	
L 8 bis L 11	5	0,45 mm CuL	wie L 7

fen nicht in die Nähe der Regelspannungsleitung gebracht werden, da bereits Störspannungen von einigen mV zu beträchtlichen Störmodulationsprodukten führen können.

Zur Ansteuerung des programmierbaren Frequenzteilers, der mit TTL-(Transistor-Transistor-Logik-)Bausteinen arbeitet, ist es notwendig, den ECL-Pegel von 800 mV auf einen für TTL-Teiler notwendigen Spannungshub von etwa 2 V_{ss} umzusetzen. Das erfolgt mit dem Transistor T1, an

teilt *f₀* durch den Faktor *n*. Die im Bild 11 gezeigte Anordnung hat ein Teilungsverhältnis, das zwischen 400 und 480 wählbar ist (*f_{0,max}* = 12 MHz/480 = 25 kHz, *f_{0,min}* = 10 MHz/400 = 25 kHz). Hier werden die programmierbaren Modulo-*n*-Dekadenzähler MC 4016 von Motorola (IS 2, IS 3 und IS 4) verwendet.

Über die Eingänge A, B, C, D kann durch ein BCD-codiertes Bit-Muster, das zum Beispiel über Zifferschalter zu programmieren ist, der gewünschte

Teilungsfaktor eingestellt werden; so ergibt sich für eine Folge 0110 an den Eingängen A, B, C, D ein Teilungsfaktor von 6, das heißt, daß der Zähler beim Erreichen dieses Zustandes auf Null zurückgesetzt wird.

Der D-Flip-Flop SN 7474 N (IS 5) erhöht zusammen mit einer Gatteranordnung die maximale Arbeitsfrequenz dieses Teilers, so daß 12 MHz noch mit Sicherheit verarbeitet werden können. Am Ausgang Q des bistabilen Elementes kann die geteilte Frequenz f_0/n abgenommen und dem Phasendiskriminator zugeführt werden.

3.3 Referenzoszillator, Teiler

Die Schaltung des Referenzoszillators zeigt Bild 12. Ein 6,4-MHz-Quarz schwingt in einer Anordnung von NAND-Gattern (IS 8). Der Trimmkondensator von 30 pF erlaubt das genaue Einstellen der Sollfrequenz.

Über ein der Entkopplung dienendes weiteres NAND-Gatter wird das 6,4-MHz-Signal dem zweistufigen 4-bit-Binärzähler SN 7493 N (IS 9, IS 10) zugeführt. Hier wird die Ausgangsfrequenz des Quarzoszillators durch $2^4 \cdot 2^2$ auf den erforderlichen Wert von 25 kHz heruntergeteilt und dem Phasendiskriminator als Referenzsignal zugeführt.

3.4 Phasendiskriminator, Schleifenfilter

Der Phasendiskriminator (Bild 13) ist die integrierte Schaltung MC 4044 von Motorola (IS 11a). Sie besteht aus einem Flip-Flop-Diskriminator sowie einer Anordnung (charge pump), die die Ausgangsspannung des Flip-Flop in eine Gleichspannung umwandelt, die zur Ansteuerung von phasengeordneten Oszillatoren geeignet ist. Sie kann – je nach Phasenlage von

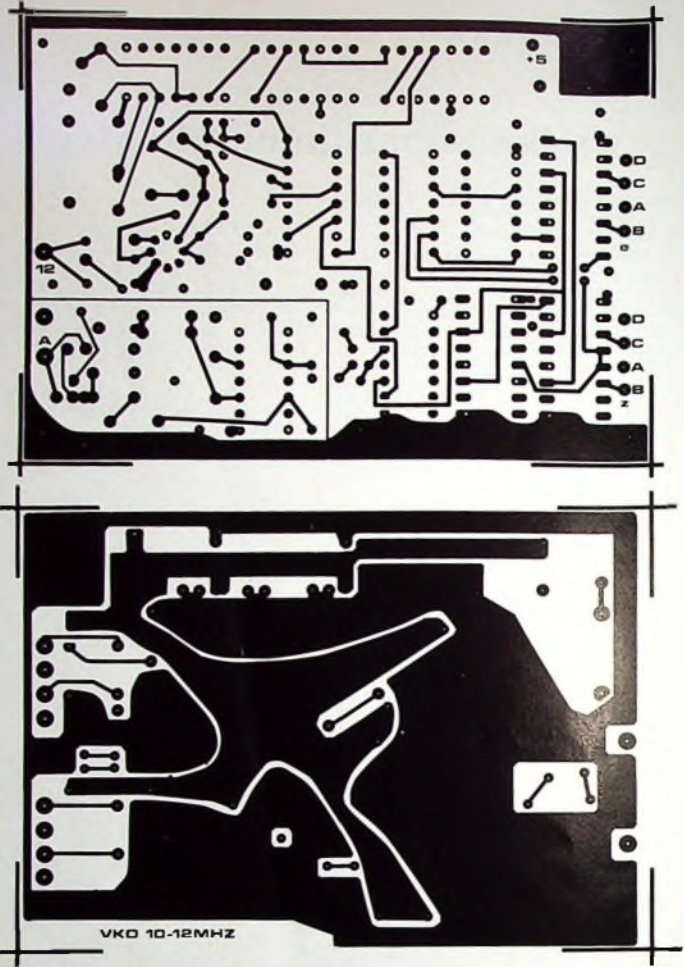


Bild 8 (oben), Printplatte des Vielkanaloszillators im Maßstab 1 : 1, oben: Bestückungsseite; unten: Rückseite

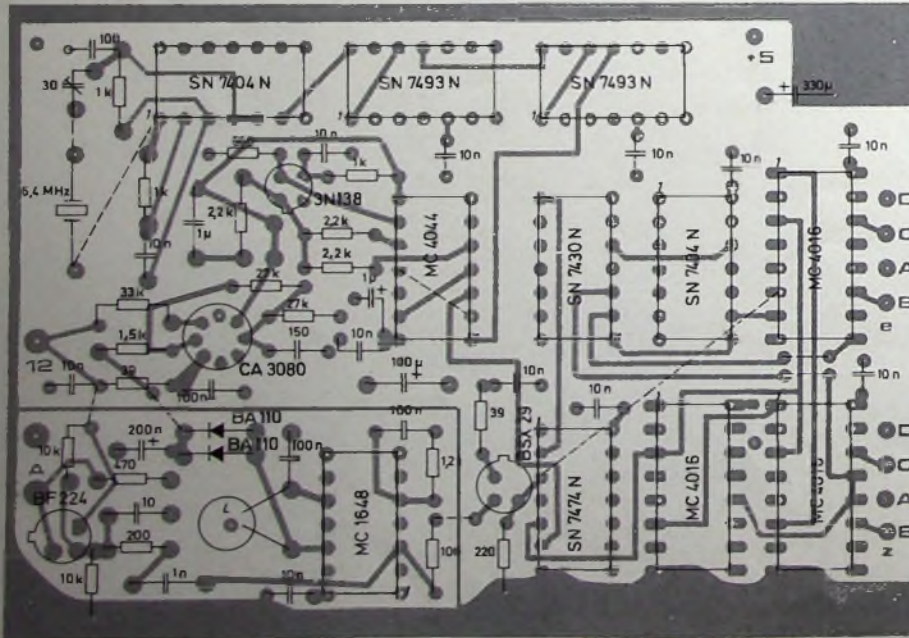
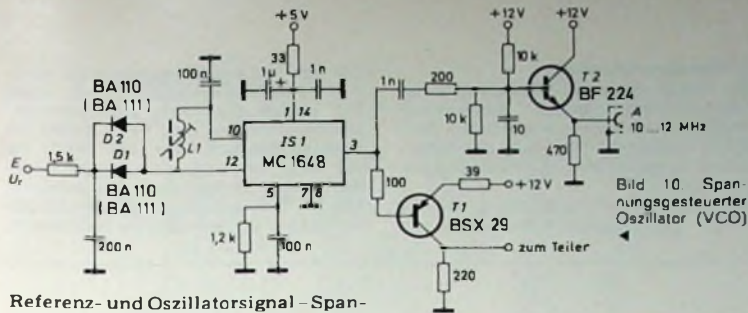


Bild 9 Bestückungsplan der Vielkanaloszillator-Platine; — = Drahtbrücken von der Bestückungs- zur Rückseite einlöten (Verbindung ist auf der Rückseite der Platine); - - - = Drahtverbindung auf der Rückseite der Platine einlöten

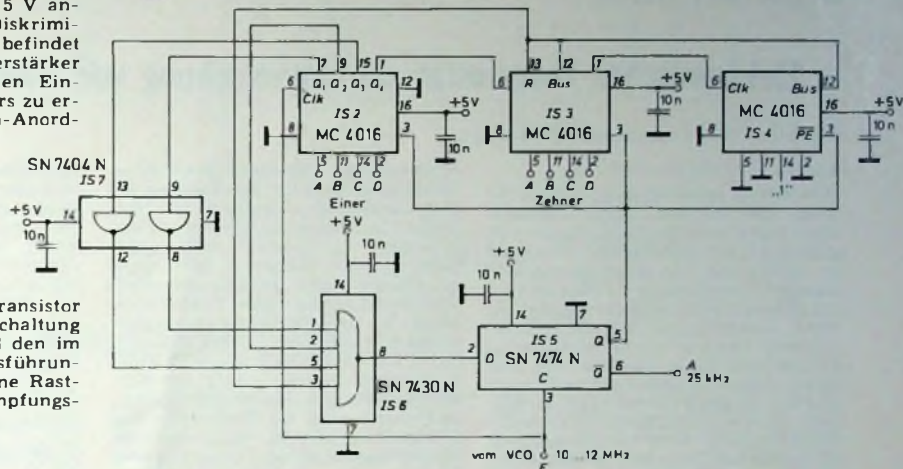


faktor von $D = 0,7$ angenommen wurde. Die sich aus den dort angegebenen Gleichungen ergebenden Werte für R , R_2 und C können dem Bild 13 entnommen werden.

Dem Ausgang des derart beschalteten Lag-Filters schließt sich ein Verstärker mit dem OTA (operational transconductance amplifier) CA 3080 (IS 12) an. Der Verstärker hat hier auf Grund seiner äußeren Beschaltung einen Verstärkungsfaktor von 2 und ledig-

Referenz- und Oszillatorsignal-Spannungswerte zwischen 0 und 5 V annehmen. Für das auf den Diskriminator folgende aktive Filter befindet sich noch ein Darlington-Verstärker (IS 11b) im Gehäuse. Um den Eingangswiderstand dieses Filters zu erhöhen, wird der Darlington-Anord-

Bild 11 Programmierbarer Frequenzteiler



nung ein MOS-Feldeffekttransistor vorgeschaltet. Die äußere Beschaltung des Verstärkers wird gemäß des im Abschnitt 2.5 gemachten Ausführungen vorgenommen, wobei eine Rastzeit von 7,45 ms und ein Dämpfungs-

lich die Aufgabe, die Regelspannung aus dem Lag-Filter auf den für die im VCO verwendeten Kapazitätsdioden erforderlichen Wert zu bringen. Die am Ausgang zur Verfügung stehende Regelspannung U_r variiert von 2,1 V bei Kanal 0 (10 MHz) bis 9,8 V bei Kanal 80 (12 MHz).

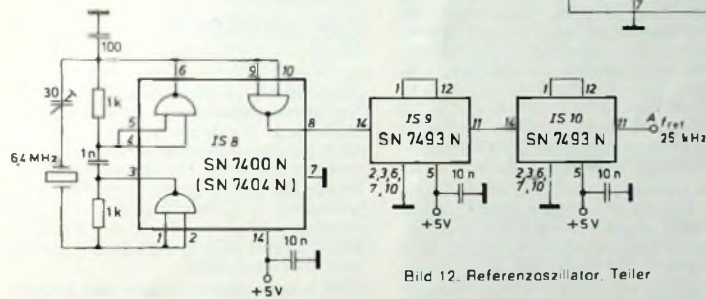


Bild 12. Referenzoszillator, Teiler

4. Mischeranordnung

Bei VHF-Funksprechgeräten bietet sich – um handelsübliche Quarzfilter verwenden zu können – eine ZF von 9 MHz an. Der Oszillator muß dann für das 2-m-Amateurband zwischen 135 und 137 MHz abstimbar sein. Eine Mischerschaltung, die die Aus-

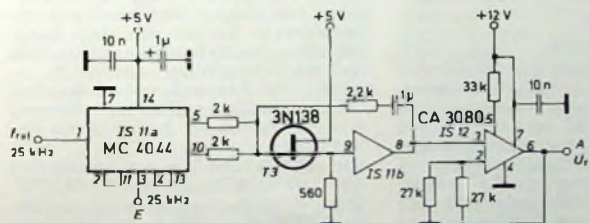


Bild 13 (oben). Phasendiskriminator, Filter, Regelspannungsverstärker

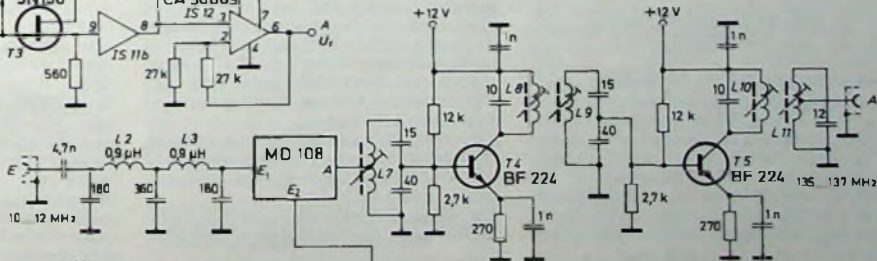


Bild 14. Mischerschaltung

gangsfrequenz des Vielkanaloszillators auf diesen Frequenzbereich umsetzt zeigt Bild 14. Die Quarzfrequenz von 62,5 MHz wird verdoppelt und dem Eingang des Ringmischers MD 108 von Anzac zugeführt. Der zweite Eingang dieses Ringmischers wird über ein Tiefpaßfilter mit einer Grenzfrequenz von 14 MHz vom Vielkanaloszillator gespeist. Dieses Filter unter-

drückt die noch relativ stark vorhandenen Oberwellen des abstimmbaren Oszillators. Das Mischprodukt $(2 \cdot 62,5 \text{ MHz} + 10 \dots 12 \text{ MHz}) = 135 \dots 137 \text{ MHz}$ wird in dem sich anschließenden selektiven Verstärker auf einen Ausgangspegel von $2,5 V_{eff}$ an 50 Ohm gebracht. Tab. II zeigt die Wickeldaten der Spulen L 2 ... L 11.

5. Zusammenfassung

Es wurde kurz die Funktionsweise von phasengeregelten Oszillatoren beschrieben und ein praktisches Beispiel vorgestellt, das mit monolithischen integrierten TTL-Schaltungen arbeitet.

Nachteile dieser Ausführung sind die hohe Leistungsaufnahme und die

für den Verwendungszweck zu niedrige Ausgangsfrequenz. Ziel eines für später geplanten Ausführungsbeispiels ist es, den VCO direkt im Frequenzbereich von 135 MHz bis 137 MHz schwingen zu lassen sowie durch eine weitgehende Verwendung von MOS-Schaltungen die Leistungsaufnahme beträchtlich zu reduzieren.

M. GWIAZDOWSKI

Elektronischer Thermostat zur Untersuchung von Halbleiterelementen

Schluß von FUNK-TECHNIK Bd. 29 (1974) Nr. 3 S. 98

3.4 Heiztransistor

Wie bereits erwähnt, soll Wärme erzeugt und auf ein Aluminiumblech übertragen werden. Dazu eignet sich gut ein Leistungstransistor 2N3055, da er direkt auf die Aluminiumplatte montiert werden kann und dadurch die entstehende Wärme direkt übertragen wird. Außerdem läßt sich die Verlustleistung bequem durch die Basis-Emitter-Spannung steuern. Um den Strom dieses Transistors zu begrenzen und den Eingang hochohmig zu machen, wird ein Widerstand R_{12} in die Emitterleitung von T7 eingefügt (Bild 20), so daß der Transistor in Kollektorschaltung arbeitet. Ferner entwickelt dieser Widerstand auch Wärme durch die an ihm entstehende Leistung, gibt sie an den Innenraum des Aluminiumkästchens ab und erwärmt auf diese Weise die Umgebung der Aluminiumplatte.

Will man dieses Gerät universell verwenden, das heißt, will man damit mehrere Temperaturen erzeugen und stabilisieren, dann ist diese Art der Be-

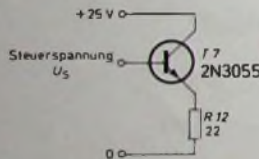


Bild 20 Einfache Beschaltung des Heiztransistors

schaltung nach Bild 20 des Heiztransistors ungünstig. Bei höheren Temperaturen auf dem Aluminiumblech ist die Wärmeabgabe größer als bei niedrigeren. Die Erzeugung höherer Temperaturen würde länger dauern oder gar nicht funktionieren, wenn die Wärmeabgabe für diese Temperatur größer ist als die vom Heiztransistor zugeführte

Wärmemenge. Um diesen Nachteil zu vermeiden, muß die Beschaltung des Heiztransistors so geändert werden, daß er für die Erzeugung höherer Temperaturen bei gleicher Steuerspannung U_5 mehr Wärme an das Aluminiumblech abgibt. Das kann durch die Parallelschaltung eines NTC-Widerstands R_{25} (Bild 21) zum Emitterwiderstand R_{12} erfolgen. Da der Leitwert des NTC-Widerstands mit steigender Temperatur zunimmt, steigt der Kollektorstrom des Heiztransistors T7 und damit auch die Verlustleistung. Durch Vorschaltung eines weiteren Widerstands R_{13} von 7 Ohm wird der Einfluß des $25\text{-Ohm-NTC-Widerstands}$ herabgesetzt, so daß für jede Temperatur auf dem Aluminiumblech bei einer bestimmten Steuerspannung die Wärmeabgabe an die Umgebung etwas kleiner ist als die vom Heiztransistor zugeführte Wärmemenge.

Trotz Kollektorschaltung des Transistors T7 ist der Eingangswiderstand noch sehr niederohmig. Um den Regelungsverstärker nur wenig zu belasten, wurde deshalb nach Bild 22 noch ein Transistor T8 vorgeschaltet, der die Stromverstärkung wesentlich verbessert.

4. Aufbau des Geräts

Die Gesamtschaltung des Geräts geht aus Bild 23 hervor. Als Transistoren wurden preisgünstige Universaltransistoren verwendet; nur für T6 und T8 mußten Typen mit genügend hoher Kollektor-Emitter-Spannung U_{CE} ($U_{CE} > \text{Betriebsspannung von } 25 \text{ V}$) ausgewählt werden. Außerdem muß der Transistor T6 eine Verlustleistung von etwa 1 W haben.

Der Vorwiderstand R_1 ist so bemessen, daß die Spannung am Meßinstrument M und Widerstand R_2 bei Vollausschlag etwa $6,5 \text{ V}$ ist.

Die gesamte Elektronik läßt sich (ausgenommen Meßinstrument, Schalter

und Potentiometer) in einer Zigaretenschachtel unterbringen. Für das Mustergerät wurde jedoch, wie Bild 1 schon zeigte, ein größeres Gehäuse gewählt, um die Bedienelemente übersichtlich anordnen zu können. Dadurch bietet sich auch die Möglichkeit, ein nicht zu kleines Drehspulinstrument zu verwenden, das sich dann gut eichen und später besser ablesen läßt. R 12 und R 13, die mit zur Wärmeerzeugung dienen, sind Drahtwiderstände; R 12 soll mit 5 W und R 13 mit 10 W belastbar sein.

5. Eichung des Geräts

5.1. Eichung der Meßbereiche

Jeder der vier Meßbereiche soll eine Temperaturdifferenz von genau 20°C umfassen. Zunächst werden auf der noch zu eichenden Skala der Anfangs- und der Endwert der Temperaturdifferenz markiert, die für jeden Bereich gelten sollen. Sie sind nicht ganz an den Anfang und an das Ende der Skala zu legen, damit sich die Meßbereiche etwas überschneiden.

Wie beschrieben, dienen die Widerstände R 1 und R 5 dazu, den Meßbereich festzulegen. R 1 bestimmt die Temperatur, bei der der Meßbereich beginnt, und R 5 die Temperatur, bei der der Meßbereich endet. Da diese Widerstände voneinander abhängig sind, mußte zur Eichung eines Meßbereichs abwechselnd die Anfangstemperatur (0°C , 20°C , 40°C oder 60°C) und die Endtemperatur (20°C , 40°C , 60°C oder 80°C) am NTC-Widerstand R_{21} erzeugt und dabei abwechselnd R 1 und R 5 getrimmt werden, bis die Anfangstemperatur mit der ersten Markierung und die Endtemperatur mit der zweiten Markierung auf der Skala zur Deckung kommt. Das wäre sehr umständlich und zeitraubend, da es eine gewisse Zeit dauert, die Anfangs- und Endtemperatur abwechselnd am NTC-Widerstand R_{21} zu erzeugen. Einfacher ist es, zur Eichung eines Meßbereichs den NTC-Widerstand durch zwei Trimpotentiometer zu ersetzen. Das eine wird so eingestellt, daß der Widerstand dem des NTC-Widerstands bei der Anfangstemperatur entspricht, das andere so, daß der Widerstand dem des NTC-Widerstands bei der Endtemperatur entspricht. Somit läßt sich jeder Meßbereich durch einfaches Umschalten der beiden Trimpotenti-

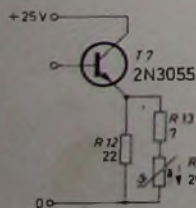


Bild 21 Verbesserte Heiztransistorschaltung

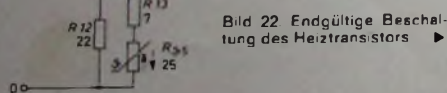
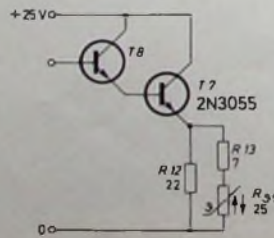


Bild 22 Endgültige Beschaltung des Heiztransistors



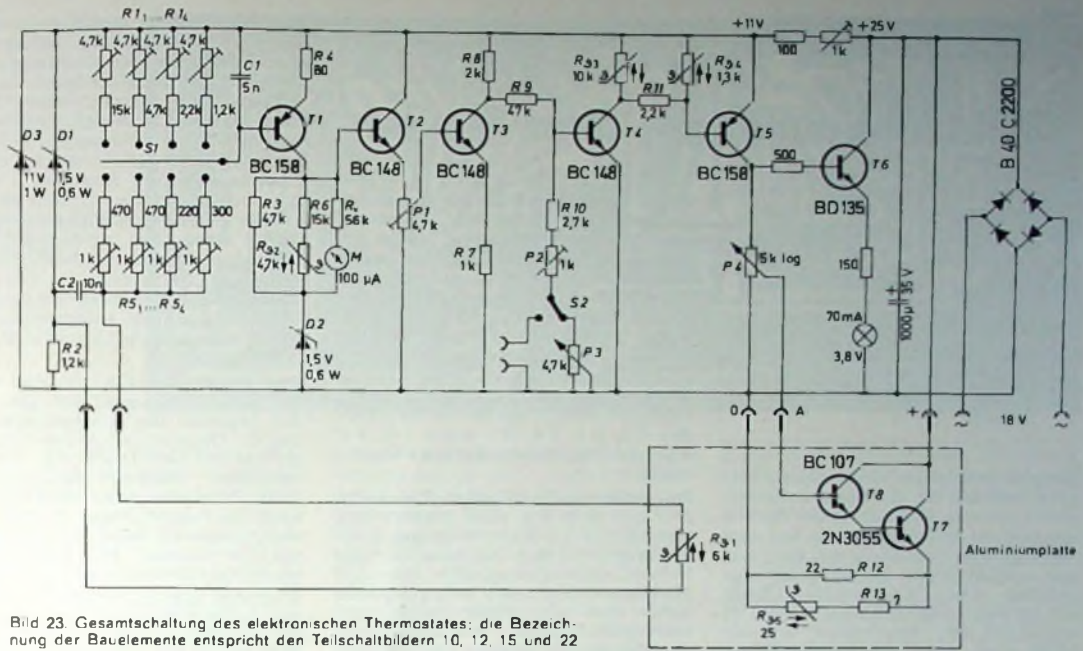


Bild 23. Gesamtschaltung des elektronischen Thermostates; die Bezeichnung der Bauelemente entspricht den Teilschaltbildern 10, 12, 15 und 22

meter leicht eichen. Die Widerstandswerte des NTC-Widerstands R_{01} für diese fünf Temperaturen wurden mit dem Versuchsaufbau nach Bild 3 gemessen. Sie sind in Tab. I zusammengestellt, können aber nur als Richtwerte dienen, da die Toleranzen für NTC-Widerstände groß sind und

Tab. I. Widerstandswerte R_{01} des 6 kOhm NTC-Widerstands für die fünf Eichtemperaturen

θ	0	20	40	60	80	$^{\circ}\text{C}$
R_{01}	15,75	6,2	2,6	1,2	0,58	kOhm

diese Widerstandswerte für andere NTC-Widerstände gleichen Typs (6 kOhm) nicht gelten. Die Werte sind daher für den jeweils verwendeten NTC-Widerstand neu zu ermitteln. Ein Austauschen des NTC-Widerstands bei dem Mustergerät führte beispielsweise zu einem Anzeigefehler von etwa 4 $^{\circ}\text{C}$.

5.2. Eichung der Skala des Meßinstruments

Wie bei der Eichung festgestellt wurde, kann man für alle vier Meßbereiche dieselbe Skalenteilung benutzen. Die Skala wird geeicht, indem man zweckmäßigerweise den dritten Bereich (40 $^{\circ}\text{C}$... 60 $^{\circ}\text{C}$) benutzt, den NTC-Widerstand R_{01} nach Bild 3 in ein auf über 60 $^{\circ}\text{C}$ erwärmtes Wasserbad taucht und an den elektronischen Thermostaten anschließt. Kühlt dieses Wasserbad langsam ab, dann wird nach jeder Temperaturverringern von 1 $^{\circ}\text{C}$ auf der Skala des Anzeigegerätes eine Markierung angebracht. So erhält man eine fast lineare Skala.

5.3. Eichung der Skala des Potentiometers P3

Zunächst wird P2 so eingestellt, daß sich mit P3 alle Temperaturen inner-

halb des Meßbereichs stabilisieren lassen. Zur Eichung wird der NTC-Widerstand R_{01} wieder durch ein Potentiometer ersetzt. Mit diesem Potentiometer simuliert man nacheinander alle 20 Temperaturwerte des Meßbe-

reichs, und P3 wird während jeder Simulation so eingestellt, daß die Ausgangsspannung des Regelverstärkers etwa 2 V ist. Die Drehknopfstellung von P3 wird jeweils auf der Skala des Potentiometers markiert.

Antiblockiersystem für Kraftfahrzeuge

Antiblockiersysteme können bei Kraftfahrzeugen bewirken, daß die ausgelöste Bremskraft das Haftvermögen von Rad und Fahrbahn nicht überfordert. Rutschende Reifen verlängern nämlich nicht nur den Bremsweg, sondern sie vermindern auch die Spursicherheit und Lenkbarkeit des Fahrzeugs. Bei dem von *Teldix* mit Unterstützung von *Daimler-Benz* entwickelten Antiblockiersystem sorgt eine von einem Mini-Computer gesteuerte Automatik dafür, daß selbst bei vollem Bremspedaldruck keines der vier Räder während des Bremsens stehenbleibt. Der kleine Elektronenrechner ist mit insgesamt 17 Schichtschaltungen von *Siemens* aufgebaut. Diese Bausteine sind gegen mechanische und elektrische Störeinflüsse denkbar unempfindlich und daher für den rauen Fahrbetrieb sehr gut geeignet.

Grundlage des Bremsvorganges ist das Zusammenspiel von Reifen und Fahrbahnoberfläche. Dabei erreicht der sogenannte Kraftschlußbeiwert sein Maximum, wenn der Bremschlupf bei etwa 10...20% liegt. Bei blockierten Rädern – also 100% Schlupf – kann dieser Wert bis auf die Hälfte zurückgehen. Um den optimalen Schlupfbereich bei jeder Geschwindigkeit (5 bis 250 km/h) und bei jeder Straßenbeschaffenheit einzuhalten, erfassen zunächst spezielle Sensoren die Drehzahl der Räder. Bei beginnender Blockiertendenz liefern diese Fühler Impulse

an die elektronische Steuereinheit, die wiederum eine Hydraulikeinheit so steuert, daß aus dem Bremszylinder des gefährdeten Rades etwas Druckmittel abfließt. Die darauf wieder ansteigende Raddrehzahl melden die Sensoren ebenfalls.

Die elektronische Steuereinheit enthält einen kleinen vierkanaligen Elektronenrechner in Schichttechnik, der zur Signalaufbereitung dient. Zusammen mit weiteren Bauelementen für die Leistungsstufen, die Schaltlogik und die Überwachung des Systems ist der Rechner auf zwei Platinen untergebracht (s. Titelbild). 17 Hybridschaltungen von *Siemens* (10 in Dickschicht- und 7 in Dünnschichttechnik) übernehmen die von den Sensoren gelieferten Impulse, deren Folgefrequenz dem Regelspiel an den Rädern entspricht. Diese Signale werden zunächst in Rechteckimpulse und dann in eine Gleichspannung umgewandelt, deren Höhe der ursprüngliche Signalfrequenz proportional ist. Die aufbereiteten Beschleunigungs- und Verzögerungswerte für die Radbewegung vergleicht der Rechner mit vorgegebenen Sollwerten und bildet daraus die Steuersignale für die Hydraulikeinheit. Bis zu fünfzehnmal je Sekunde wiederholt sich das Abfallen und Ansteigen des Drucks in den Bremsleitungen. Der Kraftfahrer kann daher im Ernstfall sein Auto mit maximaler Verzögerung zum Halten bringen.

MW-LW-Empfänger ohne Spulen

Technische Daten

Frequenzbereich des Empfängers:
170 ... 1650 kHz
Eingangsspannung des NF Verstärkers:
etwa 10 mV_{eff} (für P_{max})
Ausgangsleistung: 1 W (an 4 Ohm)
Betriebsspannung 9 V
Stromaufnahme: 15 mA (ohne Signal),
250 mA (bei maximaler Ausgangsleistung)

Beim Aufbau eines Rundfunkempfängers bereitet oft das Anfertigen beziehungsweise Beschaffen der Spulen die meisten Schwierigkeiten. Bei dem im folgenden beschriebenen Empfänger entfällt dieses Problem, denn er arbeitet ohne Induktivitäten. Trotz des geringen Schaltungsaufwandes ist das Gerät sehr empfindlich und erlaubt auch am Tage den Empfang

ersten beiden Stufen sind gleichartig aufgebaut. Sie sorgen dafür, daß ein am Eingang eingespeistes Signal um jeweils 90° phasenverschoben wird. Der dritte Transistor bewirkt eine zusätzliche Phasenverschiebung um 180°. Da das verstärkte Ausgangssignal um 360° phasenverschoben über P3 und C5 zur Basis des Transistors T1 zurückgeführt wird, sind die Funktionsbedingungen des Oszillators erfüllt. Die Zeitkonstanten der RC-Glieder C3, P1, R8, R7 sowie C4, P2, R12, R11 bestimmen die Schwingfrequenz.

Das Antennensignal gelangt über C1, R1, R2 und C2 zum Emittter des Transistors T1. Zum Empfang eines Senders wird der Oszillator auf die Senderfrequenz eingestellt. Die Amplitude der Oszillatorschwingung muß dabei aber sehr klein bleiben, um eine einwandfreie Synchronisation der Oszillator- durch die Sender-

schwingungen zu gewährleisten. Außer der Synchronisation erfolgt auch eine Modulation des Oszillatorsignals entsprechend der Modulation des Sendersignals. Mit dem Potentiometer P3 kann man den Mitkopplungsgrad und damit die Schwingungsamplitude verändern. Sendersignale, die eine andere Frequenz als die eingestellte Oszillatorfrequenz haben, können den Oszillator nicht synchronisieren und ihn daher auch nicht modulieren. Eine Ausnahme bilden Senderfrequenzen, die einer Harmonischen oder Subharmonischen der gerade eingestellten Oszillatorfrequenz entsprechen. Diese werden jedoch hinreichend stark unterdrückt.

Am Kondensator C6 tritt das modulierte Oszillatorsignal auf. Die Diode D1 begrenzt die Ausgangsspannung des RC-Generators. Die Demodulation erfolgt mit der Diode D2. Die entstehende Niederfrequenzspannung fällt am Regelwiderstand R15 ab, der auch als Pegelvorregler für den Niederfrequenzteil dient. Der Kondensator C8 schließt Hochfrequenzreste hinter der Demodulordiode kurz.

Über den Koppelkondensator C9 und den Lautstärkereger P4 gelangt die NF zum Eingang des NF-Verstärkers IS1. Die RC-Kombination R16, C10 wirkt als Klangregler, der die hohen Frequenzen je nach Einstellung mehr oder weniger schwächt.

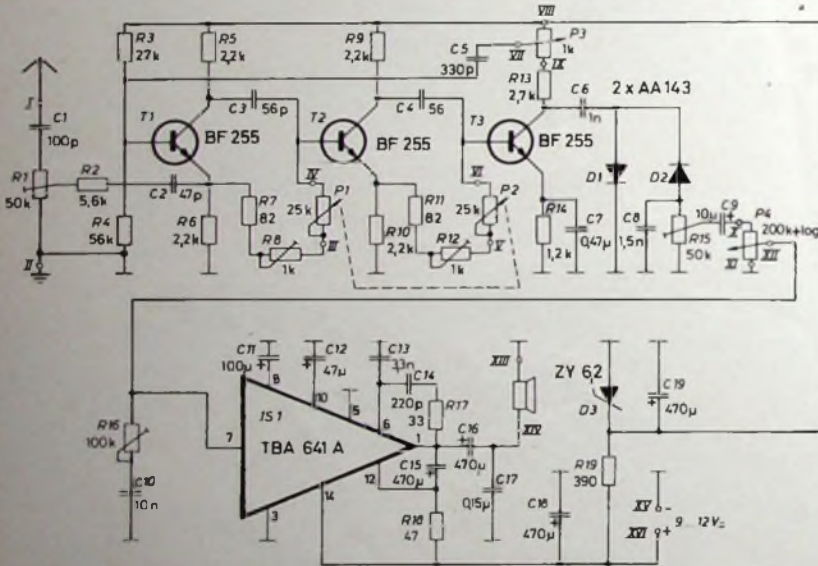
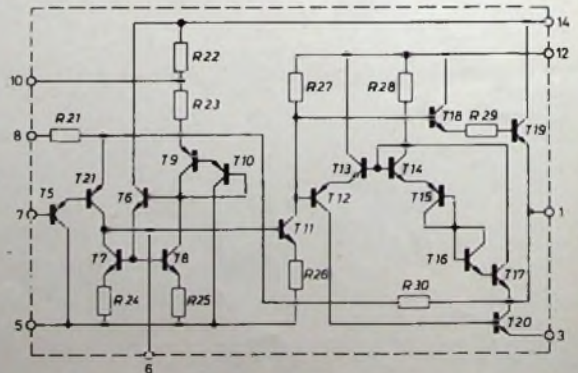


Bild 1 (oben): Gesamtschaltung des Empfängers

Bild 2: Schaltung der IS TBA 641 A



Einzelteilliste

Widerstände 1/8 W	(CRL-Draloid)
Einstellregler „64 WTD“	(CRL-Draloid)
Potentiometer „55 U“	(CRL-Draloid)
(P3, P4)	
Tandempotentiometer „55 U-Tandem“ (P1/P2)	(CRL-Draloid)
Kondensatoren „MKS“	(Wima)
100 V. (C10, C17)	
Kondensatoren	(Wima)
„FKS 2 min“, 100 V.	
(C6, C11, C8)	
Kondensator „FKC“	(Wima)
400 V. (C14)	
Elektrolytkondensatoren	(Wima)
35 V.	
kupferbeschichtetes Epoxid-Glashartgewebe	(Rim)
Best.-Nr. 35-58-68A	
Lötösen, steckbar	(Rim)
Best.-Nr. 35-50-100	
Dioden 2x AA 143	(Intermetall)
Z-Diode ZY 62	(Intermetall)
Transistoren 3x BF 255	(Siemens)
integrierte Schaltung TBA 641 A	(SGS)
Bezug der angegebenen Bauelemente nur über den einschlägigen Fachhandel	

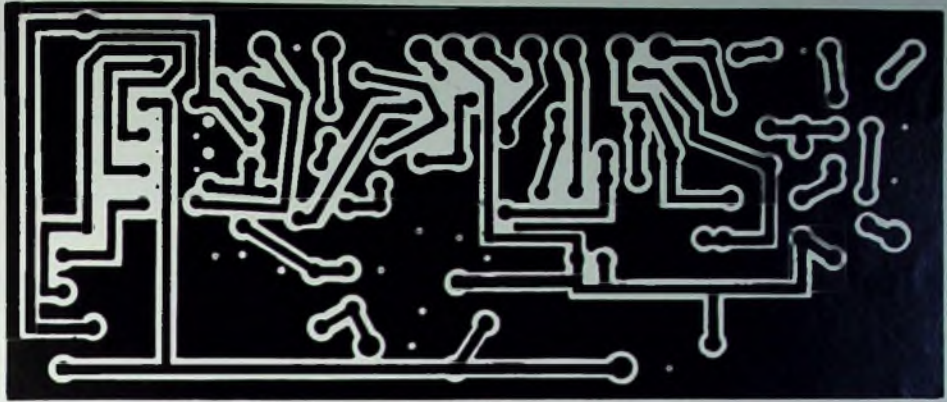
vieler Stationen im Mittel- und Langwellenbereich.

Die Abstimmung auf einen Sender erfolgt bei diesem Empfänger nicht wie üblich mit Drehkondensatoren, sondern mit einem Tandempotentiometer. Im NF-Teil ist eine integrierte Schaltung eingesetzt. Dadurch vereinfacht sich der Aufbau, und die Betriebssicherheit wird erhöht.

Schaltung

Der Empfangsteil (Bild 1) ist als RC-Oszillator aufgebaut, der durch die Empfangsfrequenz synchronisiert wird. Die Schwingungen werden durch drei Transistorstufen mit den Transistoren T1... T3 erzeugt. Die

Bild 3. Prinzzeichnung dergedrucktenSchaltung (Maßstab 1:1)



Die für die NF-Verstärkung verwendete IS enthält einen vollständigen Verstärker, der aus einer Vor-, einer Treiber- und einer quasikomplementären Endstufe besteht (Bild 2). T 5 und T 21 bilden eine Eingangsstufe, die als Impedanzwandler wirkt und den Eingangswiderstand der IS auf etwa 3 MOhm festlegt. Die Transistoren T 7, T 8 und T 9 stellen ein Symmetrierglied dar, das bei höheren Ausgangsleistungen Verzerrungen infolge etwaiger Unsymmetrien verhindert. T 11 ist der Treibertransistor für die in AB-Betrieb arbeitende Endstufe.

C 11, C 12 und C 15 (Bild 1) sind Entkopplungskondensatoren. Die durch die

hohe Verstärkung bedingte Schwingneigung der IS wird durch die Kondensatoren C 13 und C 14 sowie den Widerstand R 17 unterdrückt. Das NF-Signal gelangt über den Auskopplungskondensator C 16 zum Lautsprecher. Mit der Z-Diode D 3 wird die Betriebsspannung des Empfangsteils auf etwa 6 V stabilisiert. Daher arbeitet der Empfänger auch bei absinkender Batteriespannung einwandfrei.

Aufbau

Es gelang, die gesamte Schaltung auf einer gedruckten Schaltung mit den Abmessungen 140 mm x 60 mm unterzubringen (Bilder 3, 4 und 5). Der Aufbau bereitet keine Schwierigkeiten. Man muß jedoch auf richtiges

Einlöten der integrierten Schaltung und der Transistoren achten. Wichtig ist auch die richtige Polung der Elektrolytkondensatoren.

Für den Anschluß der Potentiometer P 1... P 4 und weiterer externer Bauteile sind Lötösen vorhanden. Aus der Gesamtschaltung (Bild 1) und dem Bestückungsplan (Bild 4) ist ersichtlich, wie Potentiometer, Lautsprecher, Stromversorgung und Antenne anzuschließen sind. Der Kondensator C 12 mußte aus Platzgründen stehend angeordnet werden.

Die Gehäuse der Potentiometer P 1... P 4 sind mit Masse zu verbinden. Die Mindestimpedanz des anzuschließenden Lautsprechers ist 4 Ohm.

Valvo Hifi-Tiefton Lautsprecher.



**Hohe Belastbarkeit.
Niedriger Klirrfaktor.
Aluminium-Schwingspulenträger.**

Typ	AD 7066 W	AD 8066 W
Bestell-Nr.	2422 257 47001 2422 257 47002	2422 257 38501 (4 Ω) 2422 257 38502 (8 Ω)
Belastbarkeit	35 W (7l-Box)	40 W (25l-Box)
Frequenzbereich	40... 4000 Hz	30... 4000 Hz
Resonanzfrequenz	48 Hz	35 Hz
Klirrfaktor	< 1% im gesamten Frequenzbereich, besser als DIN 45500	
Betriebsleistung	4 W	2,5 W
Magnetmaterial	Ferroxdure	
Durchmesser	155 mm	192 mm
Gewicht	1,15 kg	1,15 kg

Q 0274/1184

Weitere Informationen erhalten Sie unter Bezug auf Nr. 1184 von

VALVO GmbH
Artikelgruppe
Elektromechanische Teile
2 Hamburg 1 Burchardstraße 19
Telefon (040) 32 96-425



VALVO

Bauelemente für die gesamte Elektronik

ITT HOBBY-KITS

präsentiert elektronische Bausätze für alle und alles aus **Heim · Werkstatt**
Auto · Musik

Elektronisches Piano
Alarmanlage · Light Dimmer
Elektronisches Schlagzeug
Oszilloscope · Digital-Voltmeter, stabilisierte
Netzteile, Verstärker.

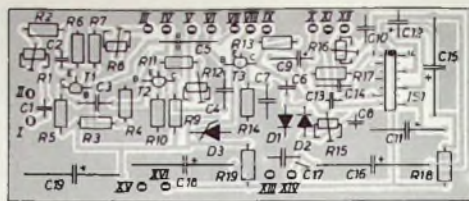


Bild 4. Bestückungsplan der Printplatte

Fordern Sie kostenlos und unverbindlich unseren Katalog mit über 80 Bausätzen an.

ITT Hobby-Kits-Abteilung c 1
7530 Pforzheim, Postfach 1570

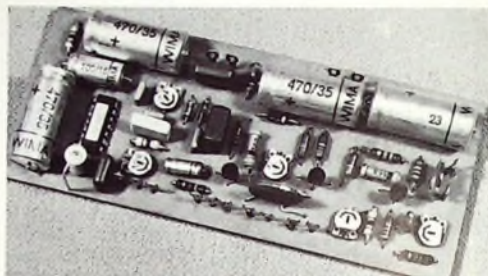
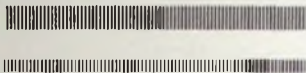


Bild 5. Ansicht der bestückten Platine

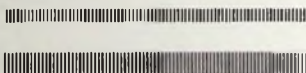
Interessierte
Branchenkenner
lesen diese
Fachzeitschrift
regelmäßig.

Bei den
FUNK-TECHNIK-
Lesern
kommt Ihre
Anzeige daher
immer gut an!



Infrarot-Nachtsichtgerät Modell EH 60
Reichweite ca. 350 m
Zub. Akku-Ladegerät
Preis DM 2497,50
Wir liefern: Minisender, Aufsparggeräte, Kugelschreiber, rote Kolone, Körperschalleinrichtungen
Fordern Sie gegen DM 3,- in Einzelmarken Katalog an.

E. Hübner Electronic
405 MG. Hardt, Postf. 3. Tel. 0 21 61 / 5 99 03



BLAUPUNKT
Auto- und Kofferradios

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

Ich möchte Ihre überzählen

RÖHREN und
TRANSISTOREN

In großen und kleinen Mengen kaufen
Bitte schreiben Sie an
Hana Kaminsky
8 München-Sölln · Spindlerstr. 17

Halbleiter-Elektronik

Nutzen Sie die Erfahrungen eines weltweiten Elektronikunternehmens (über 400.000 Mitarbeiter) für Ihre berufliche Weiterbildung.

Lehrgang Halbleiter-Elektronik:

16 Lehreinheiten mit umfangreichem Experimentiermaterial für 93 Versuchsaufbauten. Auf Wunsch 2 x 1 Woche Laborunterricht. Kostenerstattung über Ihr Arbeitsamt möglich.

Fordern Sie kostenlos und unverbindlich umfangreiches Informationsmaterial an über die Lehrgänge:

- Halbleiter-Elektronik (Gewünschtes bitte ankreuzen)
 Digital-Elektronik
 Elektronik-Seminare

ITT Fachlehrgänge, 7530 Pforzheim, Abt. B7, Postf. 1570



Inbetriebnahme und Abgleich

Vor dem Einschalten legt man zweckmäßigerweise ein Milliampere-meter in die Stromversorgungsleitung. Die Einstellregler auf der Platine sollten folgende Stellungen haben: R 1 auf Rechtsanschlag, R 8 und R 12 in Mittelstellung, R 15 auf Linksanschlag und R 16 in Mittelstellung. Das Potentiometer P 3 stellt man auf Linksanschlag. Den Lautstärkereglern P 4 etwa in Mittelstellung. Beim Anlegen der Betriebsspannung sollte ein Strom von 15 - 20 mA zu messen sein. Eine wesentlich höhere Stromaufnahme deutet auf einen Bestückungsfehler hin. Sind Antenne und Erdleitung angeschlossen, sucht man mit dem Tandempotentiometer P 1, P 2 einen Sender auf. Wichtig ist dabei die zusätzliche Bedienung von P 3. Dieses Potentiometer muß für den jeweils empfangenen Sender auf maximale Lautstärke eingestellt werden. Den Punkt größter Lautstärke darf man jedoch nicht überschreiten, da sonst erhebliche Verzerrungen auftreten.

Abweichungen im Widerstandsverlauf bei den Potentiometern P 1 und P 2 können sich besonders bei höheren Oszillatorfrequenzen störend bemerkbar machen. Die Regelwiderstände R 8 und R 12 erlauben eine Korrektur eventuell vorhandener Abweichungen. Dazu stellt man einen Sender mit möglichst hoher Frequenz ein und trimmt beide Regler auf Lautstärkemaximum. Da der Empfänger sehr empfindlich ist, kann es vorkommen, daß er bei hohen Antennenspannungen übersteuert wird. Mit R 1 läßt sich in diesem Fall das Antennensignal abschwächen. Der Pegelregler R 15 begrenzt das NF-Signal noch vor dem Lautstärkereglern, um Übersteuerungen des NF-Teils zu vermeiden. Mit dem Klangregler R 16 kann man die hohen Tonfrequenzen abschneiden. Die.

Berichtigungen

Kanalanzeige auf dem Fernsehbildschirm. FUNK-TECHNIK Bd. 29 (1974) Nr. 2, S. 48-50

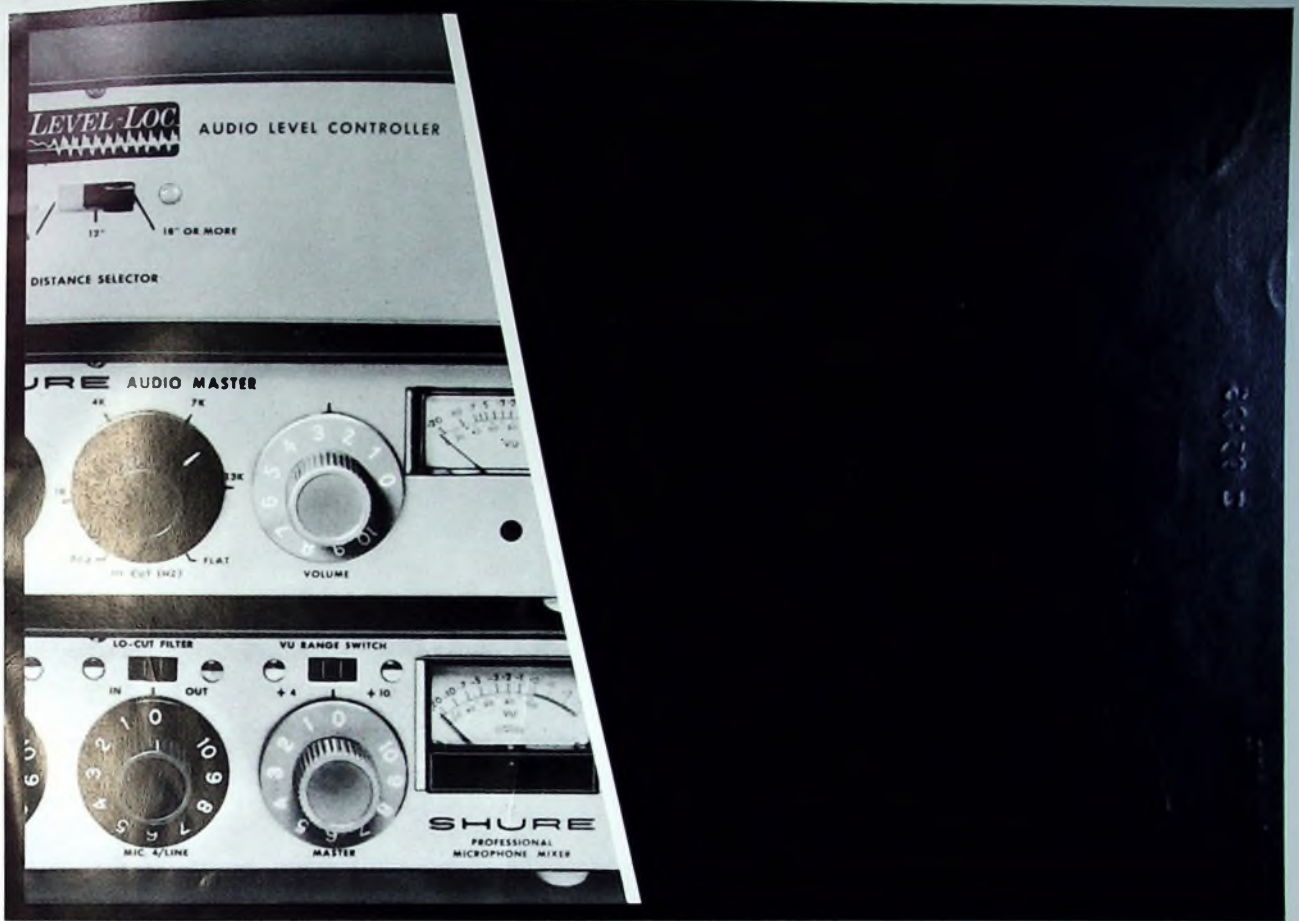
Im Bild 5 darf keine Verbindung zwischen den Kollektoren der Transistoren T 726 und T 746 (also zwischen den Ausgängen G und R) bestehen.

Quadroeffekt-Adapterverstärker. FUNK-TECHNIK Bd. 29 (1974) Nr. 2, S. 65-68

Im Bild 2 muß (wie man auch aus dem Bestückungsplan im Bild 7 erkennen kann) der Widerstand R 33 an die Basis von T 8 und R 46 an die Basis von T 14 führen.

Berechnung und Aufbau von Bandpaßfiltern in Stripline-Technik. FUNK-TECHNIK Bd. 29 (1974) Nr. 2, S. 51-54

Die Bildunterschrift zu Bild 3 muß richtig lauten: Wellenwiderstand am Eingang und Ausgang der Filter-schaltung.

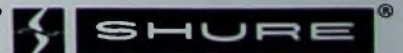


Dazu machen wir auch die Mikrofone.



Unsere Aufgabe ist es, Ihre Arbeit zu erleichtern. Deshalb haben wir ein System von aufeinander abgestimmten Ela-Bausteinen entwickelt, die dem Praktiker echte Hilfestellung bedeuten. Beispielsweise bietet Shure fünf verschiedene Mixer an, darunter ein professionelles Modell. Unser Audio Control Center dient der Frequenzgang- und Pegelbeeinflussung. Unser Level-Loc ist ein wirksamer Dynamik-Kompressor. Kabelübertrager und steckbare „Problem-löser“ (wie Phasenumkehrer, Abschwächer usw.) sind die schnelle Antwort auf knifflige Probleme. Sind Sie interessiert?

Ihre Shure-Vertretung hilft Ihnen weiter.



Z 95476

B.-Thimmann-Str. 56



COUPON:

*Die »Reise-Loewen« ist der Titel einer Information, die für Sie so wichtig ist, daß Sie keine Reisepläne machen sollten, bevor Sie sie nicht gelesen haben.
 Außerdem stellen wir Ihnen darin die »Reise-Loewen« vor – die Loewe-Koffer-Radios 1974 – und eine Idee für Ihr Schaufenster, die auch mit Reisen und Packen zu tun hat.
 Nun sollten Sie schnellstens diesen Coupon an Ihren Loewe-Lieferanten schicken.

Name: _____

Firma: _____

Anschrift: _____



**Dieser Coupon
 ist fast eine Bordkarte.
 Er bringt Ihnen
 die »Reise-Loewen«*
 und ein Gewinnspiel mit
 »Loewen-Reisen«
 als Gewinn.**

LOEWE

LOEWE OPTA GMBH · BERLIN/KRONACH