

A 3109 D

BERLIN

FUNK- TECHNIK

23 1974

1. DEZEMBERHEFT

Durch eine harte Schule gegangen . . .

die neue AS 5000 T
HiFi-Stereo-Tonbandmaschine
in Zwei- und Vierspur Ausführung

bewährt im kommerziellen
Anwendungsbereich
und in Hunderttausenden
von Sprachlaborstunden



3-Motoren-Laufwerk
mit fotoelektrischer
Bandzugregelung

Elektronisch gesteuertes
Bremsystem

3 Geschwindigkeiten
4,75 – 9,5 – 19 cm/s

Extrem leichtgängige
Tiptasten

3 Magnetköpfe
Dia- und Quadrokopf
nachrüstbar

Vor-Hinterband-Schalter
Multiplay und Echoeinrichtung

Vorhören
4-kanaliges Mischpult
Repetiertaste

Maße: 430 B x 155 H x 345 T

2-kanaliger Spitzenwert-
Aussteuerungsanzeiger

Dynamik:
> 60 dB bei Zweispur

Frequenzgang:

bei 19 cm/s	20 Hz . . . 25.000 Hz
9,5 cm/s	20 Hz . . . 17.000 Hz
4,75 cm/s	20 Hz . . . 13.000 Hz

Vergleichen Sie, ob Sie eine so kompakte Heimstudio-Maschine mit diesen Leistungsdaten finden!

Übertrifft – schon bei 4,75 cm/s – die neuen, verschärften Forderungen der DIN 45500 Bl. 4

Weitere Informationen erhalten Sie beim führenden
HiFi-Fachhandel oder nach Einsendung dieses Coupons

FT 234

Erbitte Spezialprospekt
Lieferschein

ASC electronic

Abt. Elektroakustik
D-8750 Aschaffenburg
Erlenmeyerstraße 1
Telefon 06021 / *4 20 81



ASC electronic



gelesen · gehört · gesehen	812
FT meldet	814
Neue Satelliten-Aktivitäten	817
FT-Informationen	818
Nachrichtentechnik Fortschritte in der Glasfaser-Nachrichtenübertragung	819
Testbildsendungen wieder jeden Tag	821
Persönliches	821
Für den Schmalfilm-Amateur Zeitraffereinrichtungen mit integrierten Schaltungen	822
Halbleiter SL 650 und SL 651 – zwei vielseitige integrierte Schaltungen für Modulation, Demodulation und PLL-Betrieb bis 500 kHz	825
Forschungsvorhaben Hohlkabelstrecke Heidelberg–Darmstadt	830
Kraftfahrzeug-Elektronik Dimensionierung von Kondensatorzündanlagen	831
Integrierender Schallpegelmesser	834
Elektronisch erzeugte Musik ohne Tastendruck	835
High-Fidelity Vollintegrierter SQ-Logic-Decoder zum Selbstbau	837
Neue Bücher und Druckschriften	841
FT-Bastel-Ecke Elektronische Batterie-Ladezustandskontrolle	842

Unser Titelbild: Aus einer geeignet präparierten Vorform – hier einem Rohr mit 6 mm Außendurchmesser (oben) – wird in einem Ofen die Lichtleitfaser gezogen. Bei einem Ausgangsmaterial auf Quarzbasis sind dabei Temperaturen von über 2000 °C erforderlich (s. a. S. 819–821). Aufnahme: AEG-Telefunken

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

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH, 1. Berlin 52 (Borsigwalde), Eichborndamm 141–167, Tel. (0 30) 4 11 60 31, Telex: 01 81 632 vrfkt. Telegramme: Funktechnik Berlin. Chefredakteur: Wilhelm Roth, Stellvertretender Chefredakteur: Dipl.-Ing. Ulrich Radke, sämtlich Berlin. Chefkorrespondent: Werner W. Dieffenbach, 896 Kempten 1, Postfach 14 47, Tel. (08 31) 6 34 02, Anzeigenleitung: Dietrich Gebhardt, Chefgraphiker: B. W. Beerwirth, sämtlich Berlin. Zahlungen an VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH, Postcheckkonto Berlin West 76 64-103, Bank für Handel und Industrie AG, 1. Berlin 65, Konto-Nummer 2 191 854 (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.

Wieder ein Trumpf von

HEATHKIT® ...



HEATHKIT Funktions-Generator SG-1271

· Frequenzbereich 0.1 Hz bis 1 MHz · Sinus-, Rechteck- und Dreieck-Ausgangsspannungen · Ausgangsamplitude 10 V_{ss} an 50 Ohm · 70 dB-Ausgangsteiler · Frequenzgenauigkeit ± 3%.

Wenn Sie einen Funktions-Generator suchen, der Ihnen zum gleichen Preis, die gleiche Qualität und Leistung bietet wie der neue SG-1271 von HEATHKIT, dann werden Sie es schwer haben – und wohl lange suchen müssen. Ob Sie ihn überhaupt finden?

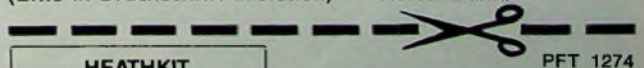
Kein anderer Funktions-Generator vereint in sich diesen breiten Frequenzbereich, die geringen Abmessungen und den überaus leichten Bedienungskomfort.

Urteilen Sie selbst:

Ausgangsteiler von 0 bis 50 dB in 10 dB-Schritten, zusätzlicher stufenloser Abschwächer von 20 dB für jeden Schritt · Die Linearität des Dreieck-Signals beträgt max. 5% mit einer Wellenform-Symmetrie besser als 10% · Rechteck-Signalausgabe mit steiler Anstiegsflanke – Anstiegszeit 100 ns max. · Sinusausgang – Klirrfaktor besser als 3% von 5 Hz bis 100 kHz · Netzspannungs-Wahlschalter für 120/240 V · Handlicher Tragegriff, gleichzeitig als Stütze verwendbar.

Preis: DM 749,-

Fordern Sie bitte unsere **kostenlosen** technischen Einzelbeschreibungen sowie den neuesten Heathkit-Katalog an. Kleben Sie den Coupon auf eine frankierte Postkarte – (Bitte in Druckschrift ausfüllen) – Vielen Dank.



HEATHKIT

Schlumberger

Heathkit Geräte GmbH
6079 Sprendlingen
Robert-Bosch-Str. 32-38
Telefon 061 03 / 1077

PFT 1274



„Internationale Funkausstellung 1975 Berlin“ in Vorbereitung Planungs- und Koordinierungsfragen der „Internationalen Funkausstellung 1975 Berlin“ wurden auf der zweiten Sitzung des Ausstellungsausschusses am 8. November 1974 in Berlin behandelt. Man ist sich darüber einig, diese Ausstellung nicht nur zu einer attraktiven Leistungsschau weltweiter Informations- und Unterhaltungselektronik, sondern auch zu einer profilierten Veranstaltung fachlichen Meinungs- und Gedankenaustauschs auszugestalten. Beschlossen wurden unter anderem eine stärkere Transparenz der Ausstellung im Sinne moderner Verbraucherinformation und ein wissenschaftlich-technisches Sonderprogramm. Beibehalten wird wegen seines großen Erfolges das bereits für die Funkausstellungen der Jahre 1971 und 1973 verwendete Signet.

TED-Bildplatte kommt bald auf den Markt

Das TED-Bildplatten-System soll nun von *Telefunken/Teledec Decca* im Februar 1975 auf den Markt gebracht werden. Der genaue Startzeitpunkt ist noch abhängig vom Abschluß laufender Verhandlungen mit Software-Partnern. Die Hersteller rechnen damit, daß sich der Konsumentenpreis für den Bildplattenspieler bei 1500 DM einpendeln wird. Bildplatten werden voraussichtlich zu Preisen von etwa 10 DM an aufwärts verkauft werden können.

Telefunken teilt mit, daß auch die Systementwicklung für die amerikanische NTSC- und die französische SECAM-Farbfernsehnorm abgeschlossen werden konnte, so daß die TED-Bildplatte dann für alle drei auf der Welt benutzten Farbfernsysteme angeboten werden kann.

Hi-Fi-Stereo-Tonbanddeck „AS 5000“

Das neue Hi-Fi-Stereo-Tonbanddeck „AS 5000“ von *ASC electronic*, Aschaffenburg, das in Zweispur- und Vierspurausführung lieferbar ist, hat ein 3-Motoren-Laufwerk mit photoelektrischer Bandzugregelung und elektronisch geregeltem Bremssystem (Bandgeschwindigkeiten 19, 9,5 und 4,75 cm/s). Weitere Besonderheiten sind Vor- und Hinterbandkontrolle, Vorhören und Cue-Einrichtung zum schnellen Auffinden gewünschter Bandstellen, zweikanalige Spitzenwert-Aussteuerungsanzeige sowie Multiplay und Echoeinrichtung. Das eingebaute Mischpult erlaubt die Mischung von vier Mono- beziehungsweise zwei Stereo-Quellen. Zur Regelung der Mithörlautstärke (Mithören über Kopfhörer) oder der Wiedergabelautstärke beim Anschluß von aktiven Lautsprecherboxen ist ein Lautstärkeregler eingebaut. Durch die Repetiertaste verringern sich die erforderlichen Tastenbedienungen, wenn von Wiedergabe auf schnellen Rücklauf und dann wieder auf Wiedergabe umgeschaltet werden soll, auf das einmalige Betätigen nur einer Taste. Alle Laufwerksfunktionen werden über leichtgängige Impuls-Tipptasten gesteuert und sind auch fernbedienbar. Technische Daten der Zweispurausführung bei 9,5 cm/s Bandgeschwindigkeit (in Klammern bei 4,75 cm/s): Frequenzbereich 20...17000 Hz (20...13000 Hz), Ruhegeräuschspannungsabstand ≥ 59 dB (≥ 54 dB), Fremdspannungsabstand ≥ 56 dB (≥ 49 dB), Tonhöhenchwankungen $\leq 0,1\%$ ($\leq 0,2\%$). Als Zubehör sind unter anderem ein Dia-Synchronisations-Nachrüstsatz und ein Quadronachrüstsatz lieferbar.

Metalloxid-Widerstände im Neye-Sortiment

Die *Alfred Neye - Enatechnik GmbH* hat Metalloxid-Widerstände der Firma *Mallory* mit den Leistungsbereichen 2, 3, 4, 5 und 7 W in ihr Vertriebsprogramm aufgenommen. Sie werden im Widerstandsbereich von 36 Ohm bis 125 kOhm gefertigt.

Auch von der *Resistance Products Co. (RPC)* gibt es jetzt Metalloxid-Widerstände im *Neye*-Sortiment. Sie sind vor allem für Hochspannungsanwendungen bestimmt und stehen mit Werten zwischen 100 Ohm und 8 GOhm sowie mit Belastbarkeiten von 0,125 W und 20 W zur Verfügung.

Steckkarten für das Wainwright-Mini-Mount-System

Neuerdings gibt es doppelseitig kupferkaschierte Steckkarten für das *Wainwright*-Mini-Mount-System. Die Kupferkaschierung ist zur Erleichterung des Lötens und zur Vermeidung von Oxydation verzinkt. Erhältlich sind die Steckkarten für die üblichen Rastermaße im Europakartenformat für direktes und indirektes Stecken. Die Kontaktoberflächen der direkt steckbaren Typen sind hartvergoldet. Beide

Seiten der Platte können mit Bauteilen bestückt werden, und ein Lochraster nahe der Kontaktfläche ermöglicht Verdrahtung auf beiden Seiten.

Breitbandiger Halbleiter-Verstärker-Modulator „PWA 9612/1489“

Die Firma *MPD* (Vertrieb: *Neumüller*) hat den breitbandigen Halbleiter-Verstärker-Modulator „PWA 9612/1489“ entwickelt. Das Gerät besteht aus einem Leistungsverstärker, der 100 W Spitzenleistung über eine Bandbreite von 260 MHz bei der Mittenfrequenz 1090 MHz liefert, einer zwischengeschalteten Treiberstufe und einem Steuerbaustein, der Impulse mit einer Gauß-Charakteristik erzeugt und den HF-Träger moduliert. Der Steuerbaustein wird extern von TTL-Impulsen getriggert.

20-MHz-Zweikanaloszillograf „2100 A“

Mit dem Typ „2100 A“ von *Dumont* erweiterte *Metrix* das Vertriebsprogramm um einen Serviceszillografen (Bildschirm 8 cm \times 10 cm). Beide Vertikalkanäle arbeiten bei einer Empfindlichkeit von 10 mV/Rasterteil im Frequenzbereich bis zu 20 MHz. Eine eingebaute Verzögerungsleitung erleichtert die Beobachtung auch sehr steiler Anstiegsflanken. Das Zeitablenksystem kann wahlweise mit normaler, halb- oder vollautomatischer Triggerung (bei internem oder externem Triggersignal) betrieben werden.

Kleinst-Drehpulinstrumente von Müller & Weigert

Die *ITT Bauelemente Gruppe Europa* bietet aus der Produktion von *Müller & Weigert* Kleinst-Drehpulinstrumente mit Kernmagnet-Meßwerk (Einstellzeit 0,3...0,6 s) an, die in drei verschiedenen Gehäusegrößen lieferbar sind. Alle Ausführungen („MIN 1/303“, „MIN 2/304“, „MIN 3/600“) haben eine Genauigkeit von $\pm 15\%$ vom Endwert beziehungsweise von $\pm 10\%$ an einem wählbaren Skalenpunkt (Temperaturerfluß etwa $4 \cdot 10^{-2}/^{\circ}\text{C}$). Meßbereich: ab 50 μA , 1 mA, 60 mV.

Multitester „SMT 102“

Mit einem Innenwiderstand von 50 kOhm, V und 21 Meßbereichen brachte *Philips* den Multitester „SMT 102“ (etwa 250 DM) als Vielfachmeßgerät für die Servicewerkstatt heraus. Das 162 mm \times 106 mm \times 46 mm große Meßgerät mit großen Ziffern und Spiegelskala hat sieben Gleichspannungsmessbereiche von 0,3 V bis 1,2 kV, fünf Wechselspannungsmessbereiche von 3 V bis 1,2 kV, vier Gleichstrommeßbereiche von 20 μA bis 12 A und fünf Widerstandsmessbereiche von 1 \times R bis 10 000 \times R. Damit lassen sich ohmsche Widerstände von 1 Ohm bis etwa 5 MOhm messen. Als Zubehör sind der Hochspannungsmesskopf „HP 300“ (etwa 120 DM) für Gleichspannungsmessungen bis zu 30 kV und der Impedanzwandler „HIC 101“ (etwa 45 DM; s. Heft 22/1974, S. 806) lieferbar. Genannt sind unverbindliche empfohlene Preise.

Verlustfaktor-Meßbrücke „R 2013“

Neu im *Siemens*-Sortiment der Meßgeräte aus dem Bereich der Nachrichtentechnik ist die Verlustfaktor-Meßbrücke „R 2013“, mit der sich die dielektrischen Verluste fester und flüssiger Isolierstoffe im Frequenzbereich von 100 Hz bis 5 MHz untersuchen lassen. Sie eignet sich auch zum Messen der Verlustfaktoren von Kondensatoren bis 1000 pF, von kurzen Kabelabschnitten und von Spulen aller Art.

Transienten-Speicher

Die *Bell & Howell GmbH* hat Transienten-Speicher des japanischen Unternehmens *Riken Denshi Ltd.*, Tokio, in ihr Vertriebsprogramm aufgenommen. Diese Speicher können sehr schnelle Vorgänge, die als analoge elektrische Signale vorliegen, abtasten, digitalisieren und speichern. Bei der Ausgabe lassen sich die Signale zeitlich so dehnen, daß übliche Registriergeräte die Vorgänge aufzeichnen können.

12-Kanal-Seekabel

Als Nachrichtenverbindung zwischen Bohrinseln im Meer und dem Festland entwickelte *Standard Telephones and Cables Ltd. (STC)*, eine englische Firma im *ITT*-Verband, ein Fablesch-Seekabelsystem mit 12 Sprechkreisen für Entfernungen bis zu 240 km. Das Kabel enthält eine Koaxialtube mit 12 mm Durchmesser bei geringer und mit bis zu 37 mm Durchmesser bei großer Länge. Die Endeinrichtungen bestehen aus vier 540 mm \times 109 mm \times 195 mm großen Geräten.



**Metz garantiert
erster Klasse Qualität.
Nur der Fachhandel bietet
erster Klasse-Service -
deshalb Metz
nur beim Fachhandel**



immer erster klasse

Fachverband Bauelemente zur Marktsituation

Bei einer gegenwärtig unsicheren Geschäftslage erwarten die Hersteller von Bauelementen der Elektronik auf längere Sicht ein über dem Durchschnitt der Gesamtindustrie liegendes Wachstum. Aus den Zahlen, die der Fachverband Bauelemente der Elektronik im ZVEI anlässlich seiner 1974er Jahresmitgliederversammlung bekanntgab, geht hervor, daß für das Jahr 1974 mit einer Gesamtproduktion von Bauelementen (Spulen, Kondensatoren und Widerstände, Relais, Sicherungen und gedruckte Schaltungen, Elektronenröhren und Halbleiter) im Werte von rund 4 Mrd. DM gerechnet werden kann. Es zeigten sich im zweiten Halbjahr 1974 aber auch für die Bauelementeindustrie Auswirkungen der weltweit rückläufigen Konjunktur. Wegen der rückläufigen Nachfrageentwicklung sind Produktionseinschränkungen unvermeidlich.

Die Jahresversammlung wählte Direktor Dr. P r o m m e r, *Siemens AG* zum neuen Vorsitzenden des Fachverbandes. Der bisherige Vorsitz, K a r l P l ü m k e, der den Fachverband sechs Jahre geleitet hatte, schied aus Altersgründen aus. Er wurde in Anerkennung seiner Verdienste zum Ehrenvorsitzenden ernannt.

Telefunken Situation

Die *Telefunken Fernseh und Rundfunk GmbH* rechnet für das Geschäftsjahr 1974 mit einer Umsatzsteigerung von 16%. Damit wird die 1-Mrd.-DM-Umsatzgrenze deutlich überschritten werden. Die Firma beschäftigt in sechs Produktionsstätten rund 10 700 Personen; 6900 Mitarbeiter sind in den Auslandsfabriken sowie im In- und Auslandsvertrieb tätig.

Die Kostensteigerungen bei Löhnen und Material, die im laufenden Geschäftsjahr rund 50 Mill. DM ausmachen, und die Konsequenzen aus den allgemeinwirtschaftlichen Trends zeitigen bei *Telefunken* im Hinblick auf das für 1974 zu erwartende Ergebnis „nur verhaltenen Optimismus“; man hofft jedoch, an das vergangene, immerhin „deutlich positive“ Geschäftsjahr anknüpfen zu können.

Treibende Kraft der Entwicklung in der Unterhaltungselektronik ist auch bei *Telefunken* 1974 das sich stark ausweitende Farbfernsehgerätegeschäft; die Zuwachsraten in diesem Jahr wird wertmäßig bei 25% liegen. Die Unterhaltungselektronik insgesamt dürfte bei *Telefunken* in diesem Jahr eine Steigerungsrate von 11% erreichen.

Den Fachhandel unterstützt *Telefunken* durch das Instrument der Vertriebsbindung und erleichtert dessen Aufgaben durch Schulung der Verkaufs- und Servicekräfte sowie der Hi-Fi-Berater.

Als problematisch wird bei der Firma die künftige Entwicklung des Auslandsgeschäfts bezeichnet. Trotz außergewöhnlicher Exportsteigerungen in der jüngsten Vergangenheit war festzustellen, daß die währungspolitischen und kostentreibenden Einflüsse es zunehmend schwieriger machten, unter Beachtung wirtschaftlicher Regeln selbst europäische Schwerpunktmärkte aus der Bundesrepublik Deutschland zu beliefern. Es dürfte deshalb unerlässlich sein, bestimmte Fertigungsaktivitäten zunehmend in kostengünstigere Märkte zu verlagern.

Mit Besorgnis beobachtet man bei *Telefunken*, daß sich eine weltweite vorzeitige Konjunkturabschwächung auch auf die Unterhaltungselektronik auszuwirken beginnt. Man schätzt deshalb die Aussichten für 1975 zurückhaltend ein. Über das nächste Jahr hinaus wird eine weitere expansive Entwicklung in der Unterhaltungselektronik erwartet. In der Bundesrepublik wird auf diesem Markt mit einer durchschnittlichen jährlichen Zuwachsraten von 7 bis 8% gerechnet. Dabei werden gewisse Schwankungen nicht ausbleiben, und es wird auch zu berücksichtigen sein, daß die Produkte der Branche sehr konjunkturtauglich sind.

Man glaubt aber bei *Telefunken*, ungeachtet der konjunkturellen Schwankungen mit Zuversicht in die Zukunft sehen zu können.

Rosenthal Technik AG zur Konjunktur

Bei der *Rosenthal Technik AG* erwartet man per saldo des letzten Quartals 1974 punktuelle Abschwächungen, da sich bei wichtigen Industrieabnehmern – besonders bei den von der Bauindustrie abhängigen Teilen der Elektroindustrie

und in speziellen Bereichen der Elektronikindustrie – Produktionseinschränkungen abzeichnen. Die Auftragsentwicklung im Ausland, vor allem auf dem Gebiet der Hochspannungsisolatoren, wird weiterhin als günstig beurteilt.

AEG-Telefunken übernimmt Hydra-Geschäft

AEG-Telefunken wird vom 1. Januar 1975 an Entwicklung, Fertigung und Vertrieb ihrer hundertprozentigen Beteiligungsgesellschaft *Hydrawerk AG*, Berlin, übernehmen. Das unveränderte Lieferprogramm von Starkstromkondensatoren wird unter dem Markenzeichen „Hydra“ fortgeführt und im Unternehmensbereich „Bauelemente“ von *AEG-Telefunken* weiterentwickelt werden.

Nordmende drosselt Farbfernseh-Gerätefertigung

Auf Grund der allgemeinen wirtschaftlichen Situation und der zu erwartenden Konjunkturlage für das 1. Halbjahr 1975 hat *Nordmende* für einen Teil der Farbfernseh-Gerätefertigung vorsorglich Kurzarbeit beantragt. Wie die Unternehmensleitung weiter mitteilt, machten sich im 2. Halbjahr 1974 für die Branche die konjunkturdämpfenden Maßnahmen auf dem Farbfernsehsektor deutlich bemerkbar, obwohl das 1. Halbjahr 1974 – nicht zuletzt bedingt durch die Fußballweltmeisterschaft – einen positiven Verlauf nahm.

CRL änderte Firmennamen

Die *CRL Electronic Bauelemente GmbH*, Nürnberg, heißt seit dem 1. November 1974 *Draloric Electronic GmbH*. Kapitalverhältnisse, Sitz, Aufbau und Organisation des Unternehmens blieben unverändert.

Schwarz-Weiß-Fernsehgeräteproduktion nach Blaupunkt-Lizenzen in Südafrika

Die *Television & Electrical Distributors Ltd.*, Johannesburg, hat als erstes Unternehmen in der Südafrikanischen Union von der Regierung die Freigabe für die Serienfertigung und für den Vertrieb von Schwarz-Weiß-Fernsehgeräten erhalten. Die Geräte werden nach *Blaupunkt*-Lizenzen gefertigt und auch unter dem Markennamen „Blaupunkt“ vertrieben.

Auriema vertritt Schmidt Elektronik

Exklusiv für die Bundesrepublik Deutschland, die Schweiz und Österreich hat die *Auriema GmbH* den Vertrieb von Waren der Firma *Schmidt Elektronik*, Bad Honnef, übernommen. Das Fabrikationsprogramm umfaßt Stromversorgungsbausteine, Spannungs-Frequenz-Wandler, Stromeinpräger, Rechnerbausteine und Verstärker.

International Rectifier liefert jetzt auch Leistungstransistoren

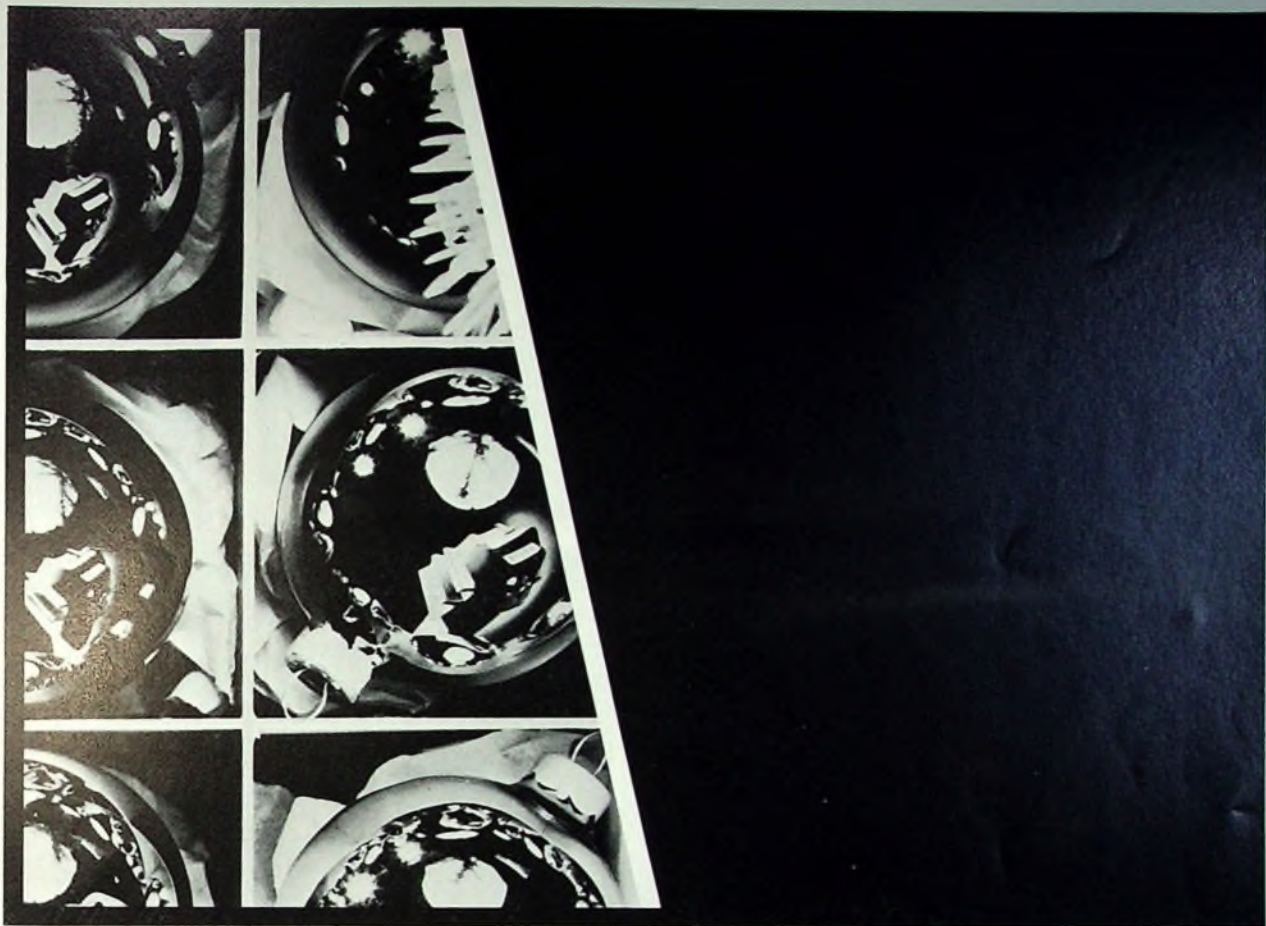
International Rectifier, einer der größten Hersteller von Thyristoren, Dioden und Gleichrichtern, kündigte mit einer Typenreihe von Einzel- und Darlington-Hochspannungsleistungstransistoren den Eintritt in das Transistorengeschäft an.

Export-Boom bei Elektronikprodukten aus Hongkong

Hongkongs Export von elektronischen Produkten erreichte im 1. Halbjahr 1974 einen Wert von (umgerechnet) 747,34 Mill. DM, was einer Steigerung von 50% gegenüber dem Vergleichszeitraum des Vorjahres entspricht. Den größten Anteil an den Ausfuhren haben Transistorradios mit rund 44% vom Gesamtexport an elektronischen Geräten; im 1. Halbjahr 1974 wurden insgesamt 20,4 Mill. Transistorradios – vornehmlich in die USA – exportiert. Hongkongs Export von elektronischen Rechengeralten in alle Welt erreichte im Berichtszeitraum einen Wert von (umgerechnet) 28,26 Mill. DM, was einem Wert von 4% des gesamten Elektronik-Exports und einer Steigerung von 69% gegenüber der Vergleichsperiode 1973 gleichkommt. Der Welt-Exportwert bei Transistor-Tonbandgeräten betrug (umgerechnet) 15,70 Mill. DM.

Keine Sendungen für portugiesische Gastarbeiter

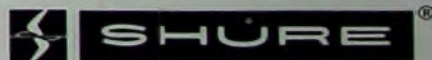
Die ARD kann Anregungen, in ihre bisherigen Hörfunksendungen für Gastarbeiter auch Sendungen für Portugiesen aufzunehmen, nicht entsprechen. Für diesen Beschluß war unter anderem ausschlaggebend, daß die Aufwendungen für diese Sendungen je Sprache jährlich 450 000 DM an direkten Kosten betragen.



Das Spiegelbild eines Wunsches



Ihr Geschenk, ein Shure Tonabnehmer, Modell V-15 Typ III, wird Ihnen die Wertschätzung desjenigen einbringen, der sich ernsthaft mit Hi-Fi befaßt. Shure Tonabnehmer haben die Fähigkeit, lebendigen, unverfälschten Klang aus Schallplatten zu reproduzieren. Fono Forum und HiFi Stereophonie urteilen: „Zweifellos hat das neue V-15 III einen hochgradigen neutralen Klangcharakter, was bekanntlich im Hi-Fi-Sinne höchstes Lob bedeutet.“ „Man ist versucht, von einem perfekten magnetischen Tonabnehmer zu sprechen.“ Schenken Sie einem Hi-Fi-Fan ein außergewöhnliches Vergnügen, oder gönnen Sie Ihren Ohren ein besonderes Klangerlebnis.





**Die Loewe-Qualität wächst,
Ihr Umsatz wächst mit.**

LOEWE
RADIO · TV · HiFi

Loewe Opta GmbH · 864 Kronach · Industriestraße 11
1 Berlin-Steglitz · Teltowkanalstraße 1-4



Neue Satelliten-Aktivitäten

Die in den letzten Jahren gesammelten Erfahrungen erschließen immer wieder neue Anwendungsmöglichkeiten der Satelliten auf dem Gebiet der Nachrichtentechnik. Hierzu gehört auch das Aerosat-Projekt bei dem Satelliten als Relaisstationen für die Sicherung des Flugverkehrs auf transozeanischen Routen eingesetzt werden sollen. An diesem Projekt beteiligen sich bis jetzt die Europäische Organisation für Weltraumfahrt (ESRO), die USA und Kanada. Mit dem Bau des ersten Aerosat-Satelliten wird voraussichtlich im Frühjahr 1975 begonnen werden, der Start ist für Ende 1977 oder Anfang 1978 geplant. Der Satellit soll in 36 000 km Höhe über dem Atlantik stationiert werden und dazu dienen, neue verbesserte Methoden der Flugsicherung zu erproben. Er wird ständigen Funkkontakt mit Flugzeugen im nordatlantischen Raum sowie genaue Positionsbestimmungen selbst mitten über dem Ozean gestatten. In den achtziger Jahren soll das Aerosat-System ein Netz von Flugsicherungssatelliten in erdsynchronen Bahnen über dem Atlantik und Pazifik umfassen. Fluglinien von wenigstens 70 Ländern könnten dann diese Relaisstationen im Weltraum für den Funkverkehr mit Passagier- und Frachtflugzeugen auf transozeanischen Routen benutzen.

Für den interkontinentalen Flugverkehr kommt dieses Projekt keineswegs überraschend, denn schon seit 1959 befassen sich die in der International Civil Air Corporation (ICAO) zusammengeschlossenen Länder mit der Frage, wie angesichts der rapiden Ausweitung des Flugverkehrs und des Einsatzes immer schneller und größerer Linienmaschinen die Flugsicherung verbessert werden könne. Schließlich einigte man sich darauf, daß Aeronautik-Satelliten in einem erdsynchronen Orbit, die über den Ozeanen stationiert und als Nachrichtensatelliten eingesetzt sind, als einzige Lösung für die technischen und operativen Erfordernisse in Frage kommen.

Nach dem in London unterzeichneten Dokument für ein solches System kommt es zunächst darauf an, bezüglich der technischen, operativen und wirtschaftlichen Probleme Erfahrungen zu sammeln. Dazu gehören unter anderem die Erprobung und Beurteilung der Leistungsfähigkeit der erforderlichen Anlagen beim Sprechverkehr und bei der Datenübertragung zu den Flugzeugen innerhalb des kontrollierten Raumes. Eine andere Forschungsaufgabe ist der versuchsweise Einsatz von Breitband-Übertragungskanälen.

Die Dringlichkeit des Aerosat-Projekts erkennt man, wenn man die Prognosen über die Entwicklung des Flugverkehrs in der nahen Zukunft betrachtet. Nach diesen Schätzungen dürfte sich der Flugverkehr in den kommenden zehn Jahren allein für die amerikanischen Fluggesellschaften auf internationalen Routen mehr als verdreifachen. Internationale Fluggesellschaften anderer Länder kommen bei ihren Vorausberechnungen zu ähnlichen Ergebnissen. Den damit verbundenen Anforderungen an die Luftverkehrskontrolle könnte ein Boden-Luft-System allein nicht mehr gerecht werden. Als Sekundäreffekt des Einsatzes von Aeronautik-Satelliten betrachtet man die erwünschte Senkung der Betriebskosten und damit auch der Flugpreise. Schon in den achtziger Jahren dürfte das neue System so weit vervollkommen sein, daß es den Vorschriften der ICAO entspricht.

Auch bei dem vor kurzem abgeschlossenen Forschungs-Großprojekt GATE spielte die Satellitentechnik eine große Rolle. Von Mitte Juni bis Ende September dieses Jahres sondierten rund 4000 Wissenschaftler aus 72 Ländern mehr als 100 Tage lang

etwa ein Drittel der »Wetterküche der Erde«. Darunter versteht man ein etwa 52 Mill. km² großes Land- und Seegebiet in den Tropen, das sich vom östlichen Pazifik über Lateinamerika, den Atlantik und Afrika bis zum Westteil des Indischen Ozeans erstreckt. Von etwa 1000 Landstationen, 38 Forschungsschiffen und 13 Flugzeugen aus sowie mit Hilfe von 65 verankerten Meßbojen, zahlreichen Ballon- und Raketensonden sowie sechs verschiedenen Typen von Erdsatelliten wurden in dem Gürtel zwischen 10° Süd und 20° Nord umfassende geophysikalische Beobachtungen angestellt. Nach der Auswertung dieser Daten — sie soll 1977 abgeschlossen sein — hofft man, die Prozesse der Wolken- und Wetterfrontenbildung in den Tropen besser verstehen und damit Faktoren erkennen zu können, die das Wetter in den gemäßigten Zonen beeinflussen. Solche Erkenntnisse sind die Voraussetzung für genauere und längerfristige Wettervorhersagen als bisher in unseren Breiten.

Aus der Sowjetunion stammten zwölf der GATE-Forschungsschiffe, neun aus den USA, je vier aus Großbritannien und Frankreich sowie weitere aus der Bundesrepublik Deutschland, Brasilien, der DDR, Mexiko und den Niederlanden. Allein die Hälfte dieser Schiffe war innerhalb einer 500 000 km² großen sechseckigen Fläche im Ostatlantik, etwa 1000 km südöstlich von Dakar, an der afrikanischen Küste postiert. Sie hatten die Aufgabe, mit Hochatmosphärensonden, Radar, Radiosonden und Bordinstrumenten jeweils Wind, Luftdruck, Temperatur, Feuchtigkeit, Niederschläge, Sonnen- und Infrarotstrahlung in verschiedenen Höhen sowie die Wassertemperaturen an der Wasseroberfläche zu messen. Außerdem wurden Wassertemperaturen in größerer Tiefe, Salzgehalt des Wassers und Strömungen registriert. Die übrigen Schiffe waren mit erheblich größerem gegenseitigen Abstand (490 ... 960 km) über den gesamten tropischen Atlantik verteilt.

Im Raum des Ostatlantik kam es vor allem darauf an, den Energieaustausch zwischen Atmosphäre und Wasser zu untersuchen. Schiffe und Flugzeuge sowie Satelliten, die die Erde auf polaren, verschieden stark zum Äquator geneigten oder erdsynchronen Bahnen umkreisen, registrierten bei Tag und Nacht physikalische Phänomene von der äußeren Atmosphäre bis zu etwa 1500 m Meerestiefe. Die USA setzten dazu neben ihrem jüngsten, Mitte Mai 1974 gestarteten Meteorologie-Satelliten SMS-1 den bewährten Satelliten ATS-3 ein sowie ferner zwei Satelliten des Bundesamtes für Meeres- und Atmosphärenforschung (NOAA), den Wettersatelliten Nimbus 5 und fünf militärische Meteorologie-Satelliten. Auch die Sowjetunion war mit Satelliten der Meteor Serie beteiligt. Beim Sammeln der Beobachtungsdaten aus den verschiedensten Beobachtungsebenen erwies sich dieser Großeinsatz vieler Satelliten als unerlässlich. Man hofft, daß die Wissenschaftler auf diese Weise ein umfassendes Bild von den tropischen Wetterphänomenen erhalten und damit verbesserte Modelle für die Meteorologie-Computer ausarbeiten können. Im Endziel strebt man damit eine zuverlässigere Wettervorhersage an.

Das GATE-Projekt war das erste Großprojekt, das die WMO, die Meteorologische Organisation der Vereinten Nationen, gemeinsam mit dem Internationalen Rat wissenschaftlicher Vereinigungen (ISCU) im Rahmen eines weltweiten atmosphärischen Forschungsprogramms durchführte. Ein zweites Projekt, das Beobachtungen rund um den Globus umfassen soll, ist für Ende der siebziger Jahre vorgesehen.

Werner W. Diefenbach

Blaupunkt. Neu im Farbfernsehgeräte-Sortiments sind „Corona Color L“ (67-cm-Bildröhre, 8 Berührungstasten oder Ultraschallfernbedienung, Gehäuse altweiß/anthrazitfarben im Softline-Design) und „Valencia Color“ (67-cm-Bildröhre, 8 Berührungstasten oder Ultraschallfernbedienung, Gehäuse schwarz/dunkelgrau oder altweiß/hellgrau, „Rundumgestaltung“ zwecks freier Aufstellung im Raum; Zubehör: drehbare Tischplatte, Trompetenfuß, Drehgestell mit 5 Lenkrollebeinen).

Dynaudio. Die Hamburger Handelsgesellschaft hat den Vertrieb der *Scan-Speak*-Lautsprecherchassis, der bisher bei einer anderen Firma lag, ins eigene Haus zurückgenommen. Für diesen Vertrieb wurde eine neue Abteilung unter der Leitung von Wilfried Ehrenholz eingerichtet.

Görler. Das Unternehmen hat sieben Werksvertretungen; Berlin: Firma *Lissner* - Düsseldorf: Firma *Vollack* - Fischbach: Firma *Vollmers* - Hamburg: Firma *Wippich* - Hannover: Firma *von Seydlitz* - München: Firma *Spornier* - Nürnberg: Firma *Krotky*. Neu im Farbfernsehempfänger-Sortiment ist neben dem 67-cm-Tischgerät „Teletip Color 821“ und dem 67-cm-Tisch-/Standgerät „Tele-Center 5005“ das Tischgerät „Color 812“ (51-cm-Bildröhre, 7 Programmtasten, Nußbaum, mattiert, oder weißer Schleiflack).

Hitachi. Ausgabe 5/74 des Händler-rundschreibens „Das Neueste von Hitachi“ bietet 5 Stereo-Tape-Decks an, davon eines für 8-Spur-Cassetten. Sie sind mit DIN-Buchse ausgestattet und daher kompatibel. Für das Verkaufsgespräch wird der Tip „Ergänzung oder Vervollständigung der vorhandenen Stereo-Anlage“ gegeben.

Kathrein. Die Post verlangt (mit Verfügung 536 in ihrem Amtsblatt) zukünftig für Gemeinschafts-Antennenanlagen mit aktiven elektronischen

Baueinheiten eine Anmeldung, eine Prüfung und einen Abnahmebericht. Die Firma teilt mit, daß ihre Servicestellen seit dem 1. Oktober 1974 diese Arbeiten ausführen und Abnahmeberichte gegen Rechnung ausstellen. Sie gibt folgende Formel, die es ermöglicht, zum Zeitpunkt der Angebotsabgabe die Kosten der Anlagenabnahme zu ermitteln: $\text{Programmmzahl} \times \text{Zahl der Meßpunkte} \times \text{Kostenfaktor} = \text{Rechnungsbetrag}$

KSK elektro. Die Kaiserslauterner Großhandlung hat im Gewerbegebiet der Stadt in der Merkurstraße 21 einen Neubau bezogen.

matronic. Die Tübinger Vertriebsfirma hat für Baden-Württemberg und Hessen den Vertrieb der *Union Carbide*-Produkte (Tantal- und Vielschicht-Kondensatoren) aufgenommen. Ein 50seitiger Übersichtskatalog kann angefordert werden. Anschrift: 74 Tübingen, Lichtenberger Weg 3.

MV Messgeräte Vertrieb. Das in Kleinberghofen ansässige Unternehmen brachte seinen 20seitigen „Katalog '75“ heraus. Er verzeichnet in 16 Arten unterteilte Geräte. Die Firma hat für Deutschland den Alleinvertrieb von Ware der Firmen *Arion*, *Diettechnik*, *Eurelco*, *Systemelec*, *Syntest* und *Telec*.

Philips. Für Gebiete, in denen mehr als 8 Fernsehprogramme empfangen werden können, wurde der 66-cm-Farbfernsehempfänger „Goya 209“ ins Lieferprogramm aufgenommen; er hat 12 Empfangskanäle, die sich im Memomatic-Programmspeicher voreinstellen und über Sensoren oder Ultraschall-Fernbedienung abrufen lassen. Sein Gehäuse besteht aus hellmattem Holz.

Rosita. Das Stereo-Steuergerät mit Plattenspieler „R 400“ (s. a. den in unserem Verlag erschienenen KATALOG FÜR DEN RUNDFUNK-FERNSEH-PHONOHANDEL, 1974/75, S. E 94, besprochen in FUNK-TECHNIK 20/74, S. 726) zeichnet sich - wie die Firma ergänzend mitteilt - durch die für ein Gerät dieser Klasse hohe Ausgangsleistung von $2 \times 20 \text{ W}$ (Musik) aus. Das „R 400“ ist mit 21 Transistoren, 1 IS sowie 8 Halbleiterdioden und Gleichrichtern bestückt und empfängt die Bereiche UKML. Die Regler für Balance, Höhen, Tiefen und Lautstärke sind als Schieberegler ausgeführt.

Wirth & Bucher. Das Heidelberger Hauptgeschäft der Großhandlung ist neuerdings in einem Neubau im Industriegebiet Heidelberg-Rohrbach-Süd ansässig.

Neue Serviceschriften

Blaupunkt
Hi-Fi-Kombinationen „Studio 3091“ und „Studio 3092“
Hi-Fi-Lautsprecherbox „LAB 3001“
Quadro-Sound-Kugelbox „7 623 960“
Autoradio „Münster“
Autoradio „Münster Stereo“
Autoradio „Bamberg CR“

Dual
Plattenabspielgerät „1226“
Plattenabspielgerät „1228“
Plattenabspielgerät „1229“
Plattenabspielanlage „HS 130“
Plattenabspielanlage „HS 140“
Plattenabspielanlage „H 150“
Plattenabspielanlage „P 60“
Verstärker „CDV 60“
Verstärker „CV 240“
Entzerrer-Vorverstärker „TVV 47“






Dual/PE
Plattenabspielgeräte „3040“ und „3042“
Plattenabspielgerät „3044“
Plattenabspielgerät „3046“
Plattenabspielgerät „3048“
Plattenabspielgerät „3060“

Görler
Farbfernsehempfänger „Color 812“



Grundig
Farbfernsehempfänger der „Super Color“-Generation (Heft 1/74 von „Hier spricht der Kundendienst“)
Rundfunkempfangsgerät „RTV 720“
Hi-Fi-Gerät „RTV 1040 Hi-Fi“
Tonbandgerät „TK 545“

Philips
Ultraschall-Fernbedienung „12 ET 0855“
Tuner-Amplifier „22 RH 741“
Reiseempfänger „90 RL 321“
Radio-Recorder „22 RR 437“
Radio-Recorder „22 RR 527“
Radio-Recorder „22 RR 437“
Phono-Cassetten-Kombination „22 RH 935“
Cassetten-Recorder „N 2220“
Plattenabspielgerät „22 GC 014“

Saba
Farbfernsehempfänger der Serie „K“ (3-Stufen-Diagnose)
Farbfernsehempfänger „T 6722 color K telecomputer“
Farbfernsehempfänger „Pro CT 51 color H telecommander“
Schwarz-Weiß-Fernsehempfänger „Ultra PSL 200 telecomputer K“
Schwarz-Weiß-Fernsehempfänger „Pro FP 31 telecomputer K“
Schwarz-Weiß-Fernsehempfänger „Pro FP 30 electronic K“
Hi-Fi-Anlage „8061 telecommander K“
Hi-Fi-Anlage „8100 stereo K“
Hi-Fi-Kombination „8730 K“

PRODUKTIONSZAHLEN			
Geräteart	Monat	Stück	Prod. Wert 1000 DM
Farbgeräte			
	Sept. 1973	214 070*	297 931*
	Sept. 1974	204 990	296 585
Schwarz-Weiß-Geräte			
	Sept. 1973	170 451*	64 055*
	Sept. 1974	185 866	72 952
	Sept. 1973	353 925*	58 464*
	Sept. 1974	274 344	55 793
	Sept. 1973	125 135*	39 619*
	Sept. 1974	123 907	43 291
	Sept. 1973	26 023*	15 198*
	Sept. 1974	29 715	16 854

Amtliche Zahlen („Produktions-Eilbericht“ des Statistischen Bundesamtes) mit Zahlen vom Berichtsvorjahr zum Vergleich; *frühere amtliche Angaben amtlich korrigiert

TEILNEHMERZAHLEN		
<small>Gebührenpflichtige Hörfunk- und Fernseh-teilnehmer; Stand per 1. November 1974 (in Klammern: Änderungen gegenüber Vormonat)</small>		
	19 362 065	(-4596)
	17 504 519	(+ 3457)
<small>Per 1. Oktober waren 1 469 208 Hörfunk- und 1 322 497 Fernsehteilnehmer gebührenfrei</small>		

Fortschritte in der Glasfaser-Nachrichtenübertragung

Bereits seit längerer Zeit werden in der ganzen Welt erhebliche Anstrengungen unternommen, um die Nachrichtenübertragung über Glasfasern zu verwirklichen, und es haben sich auch bereits entsprechende Erfolge eingestellt. Im folgenden wird nach einer kurzen Erklärung des Prinzips dieser neuen Übertragungstechnik vor allem über die Fortschritte bei den zugehörigen Bauelementen berichtet.

Prinzip der Nachrichtenübertragung über Glasfasern

Das Prinzip der Glasfaser-Nachrichtenübertragung ist im Bild 1 dargestellt.

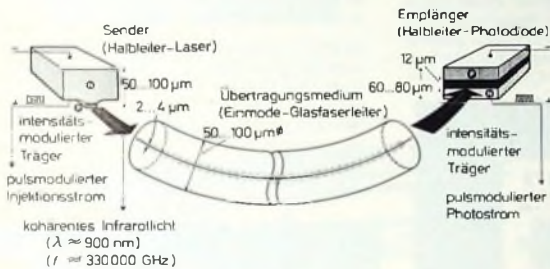


Bild 1 Schematische Darstellung einer Übertragungsstrecke mit Injektions-Laser, Monomode-Lichtwellenleiter und Mesa-Lawinen-Photodiode

inzwischen eine Laser-Bauform, bei der die Einengung des lichtemittierenden Bereichs mit einem Protonen-Beschußprozeß (Protonenimplantation) erreicht wird. Es hat sich nämlich herausgestellt, daß Protonen bis zu einer gewissen Tiefe das GaAs-Kristallgefüge so verändern, daß eine zum Beispiel durch P-Dotierung erzeugte Leitfähigkeit verschwindet. Dieser Zustand bleibt bei den später im Betrieb auftretenden Temperaturen stabil.

Ein Problem, das noch immer ungeklärt ist, ist das der Lebensdauer des

Beim Photoempfänger, einer Silizium-Avalanche-Photodiode, und bei der Koppeltechnik zwischen zwei Glasfasern beziehungsweise zwischen Faser und Laser oder Photodiode sind im Prinzip alle Fragen so weit gelöst, daß bei einer zukünftigen Entwicklung eines Licht-Nachrichtensystems dem Entwicklungsingenieur alle nötigen Unterlagen zur Verfügung stehen. Bild 3 zeigt, wie handlich und klein die von Hand bedienbare Steck- und Justiervorrichtung für die bezüglich der Justierung besonders kritische Mono-mode-Leitung ist.

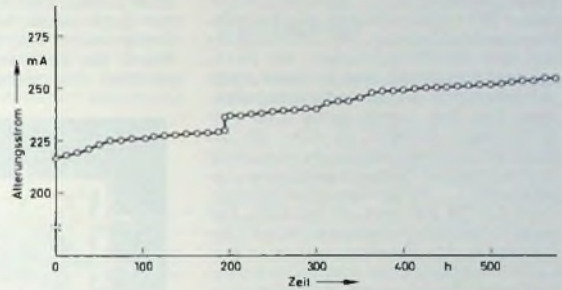


Bild 2 Alterungskurve (zeitlicher Verlauf des Injektionsstroms für eine bestimmte Lichtleistung) eines protonenimplantierten Lasers

stellt. Die in Form einer Impulsmodulation am Eingang der Übertragungsstrecke zur Verfügung stehende Nachricht moduliert den Injektionsstrom eines GaAs-Halbleiterlasers. Dieser emittiert kohärentes infrarotes Licht mit einer Wellenlänge, die je nach dem Aluminiumgehalt im PN-Übergang der Laserdiode zwischen $800 \text{ } \mu\text{m}$ und $900 \text{ } \mu\text{m}$ liegt. Im allgemeinen wird der als Laser wirkende Bereich des Halbleiterkristalls auf ein streifenförmiges Gebilde beschränkt. Das Licht tritt dann im wesentlichen am Ende dieses Streifens als schmales Bündel aus. Es kann dann unmittelbar in den Kern einer Glasfaser eingekoppelt und von dieser übertragen werden. Am Ausgang der Glasfaser ist das Licht im allgemeinen infolge der Dämpfungs- und Streuverluste der Glasfaser stark geschwächt und muß nach dem Empfang in einem Photoempfänger verstärkt werden.

Spezielle Halbleiterbauelemente für die Glasfaser-Nachrichtenübertragung

Bei dem im Bild 1 dargestellten Laser handelt es sich um einen sogenannten Mesa-Streifenkontakt-Laser, bei dem der lichtemittierende Bereich durch Wegnahme überflüssigen Materials erzeugt wurde. Da aber gerade am Streifen sehr viel störende Verlustwärme entsteht, die abgeführt werden muß, bevorzugt AEG-Telefun-

Lasers. Einige wenige Laser (in Japan und den USA) haben bisher 6000 Betriebsstunden erreicht. Typisch ist jedoch eine Lebensdauer von ungefähr 1000 Stunden, und die wird praktisch auch im Ulmer Forschungsinstitut erreicht. Im Bild 2 ist die Alterungskurve eines protonenimplantierten Lasers dargestellt. Sie zeigt den zeitlichen Verlauf des Injektionsstroms, der für eine bestimmte Lichtleistung (hier 10 mW) notwendig ist. Problematisch ist beim protonenimplantierten Laser die Herstellung einer möglichst dünnen P-leitenden Schicht aus GaAs direkt über dem PN-Übergang. Obwohl diese Schicht wegen ihres störenden Wärmewiderstandes nur wenige μm dick sein darf, muß sie eine hohe Kristallperfektion aufweisen, damit der darunterliegende PN-Übergang nicht gestört wird. Schließlich muß diese dünne Schicht auch noch die mechanischen Spannungen aufnehmen, die dadurch entstehen, daß eine solche vielschichtige Struktur aus Halbleiterschichten, Lötmetall und Kupfer- oder Diamantwärmesenke wie ein Bimetall-Element arbeitet. Bei wechselnder Temperatur entstehen dann Spannungen, und infolge dieser mechanischen Spannungen laufen Reaktionen im Halbleiterkristall ab, die schließlich zur Zerstörung des PN-Überganges führen. Trotzdem besteht begründete Hoffnung, daß eine Optimierung aller aufgezählten Einflüsse zusammen mit einer perfekten Beherrschung der einzelnen Prozessschritte schließlich zum Erfolg führen wird.



Bild 3. Justierbare Steckverbindung für zwei Glasfasern

Je deutlicher sich die Anwendung des Glasfaserkabels zur Nachrichtenübertragung abzeichnet, um so dringender scheint auch die Entwicklung spezieller integrierter Halbleiterschaltungen zum Ansteuern des Lasers und zum Verarbeiten schneller binärer Signale zu sein. Zunächst seien jedoch einige in der Zukunft zu erwartende Anwendungen beschrieben. Grundsätzlich dürfte es sich beim Glasfaserübertragungskanal um einen digitalen Kanal handeln. Die Übertragung analoger Signale, insbesondere wenn man an Stelle des Halbleiter-Lasers eine Lumineszenzdiode verwendet, scheint zwar möglich, jedoch ist diese Anwendung sicher langfristig von untergeordneter Bedeutung. Dagegen wird die digitale Übertragung wegen der grundsätzlich weniger störanfälligen Verarbeitung der Information - verbun-

Nach einem Vortrag von Dr. rer. nat. Manfred Börner und Dr.-Ing. Stephan Maslowski auf dem Technischen Presse-Colloquium (TPC) 1974 von AEG-Telefunken am 17. Oktober 1974 in Berlin

den mit der preisgünstigeren Technik integrierter Großschaltungen – in einer Reihe von Jahren eine dominierende Stellung in der Nachrichtentechnik einnehmen. Sehr weitgehende Überlegungen für zukünftige Nachrichtennetze gehen deshalb auch davon aus, daß in einem gemeinsamen Netz für die verschiedensten Dienste wie Fernsprechen, Bildtelefon, Datenverkehr, Faksimileübertragung und Fernsehübertragung alle Nachrichten als zeitlich ineinander verschachtelte Zeichenfolgen mit Hilfe einer entsprechenden Adressierung ihre Ziele erreichen. Vermittlungs- und Übertragungstechnik sind hier grundsätzlich nicht mehr zu trennen.

Zunächst wird sich die Glasfaserleitung aber bei konventionelleren Anwendungen bewähren müssen. Beispielsweise sieht man Anwendungsmöglichkeiten bei der Verbindung von Fernsprechämtern unterschiedlich hoher Hierarchie-Stufen, als Teilnehmeranschlußleitung in Verbindung mit dem Bildfernsprechen, bei Fernsehverteilernetzen und in einer mehr „klassischen“ Breitbandkommunikation. Bei den zuerst genannten Anwendungen handelt es sich um die Nachrichtenübertragung mit dem jetzt in den unteren Hierarchie-Stufen eingeführten Pulsmodulationssystem („PCM 30“ und „PCM 120“). Die zugehörige Schaltungstechnik zur Verarbeitung der Zeichen mit maximal 8 Mbit/s arbeitet mit vorhandenen integrierten Schaltungen. Schwierigkeiten treten jedoch bei den höheren Datenflüssen auf, die beispielsweise bei der Breitbandkommunikation zu bewältigen sind. Mit tragbarem Aufwand sind heute Datenflüsse bis 250 Mbit/s gerade noch zu verarbeiten. Um insbesondere die Monomode-Glasfasern optimal auszunutzen, sollte man aber die Verarbeitung von 1-Gbit/s-Signa-

den Impulsen noch genügend Platz für drei weitere zeitverzögerte Informationskanäle. Diese Entwicklung zeigt, daß die Verarbeitung von Informationsströmen mit 1 Gbit/s prinzipiell möglich ist. Darüber hinaus wird natürlich auch weltweit daran gearbeitet, die schnellen emittergekoppelten integrierten Halbleiterschaltungen noch schneller zu machen, und zwar möglichst bis in den Gbit/s-Bereich hinein.

Herstellung von Glasfasern

Die Glasfaser im Sinne der Nachrichtenübertragung ist ein dielektrischer Wellenleiter, der entweder aus reinem Quarz oder aus optischen Mehrkomponentengläsern hergestellt werden kann. Kunststoffe als Fasermaterial scheidet wohl grundsätzlich aus, weil sich damit die erforderlichen niedrigen Dämpfungen kaum erreichen lassen. Der Kernbereich der Faser muß einen höheren Brechungsindex haben als der Mantelbereich, damit die Lichtwellen stabil geführt werden. Das wird beim Quarz bei-

daß bei wachsendem Durchmesser der Glasfaser neue Lichtenergieverteilungen im Querschnitt der Faser möglich werden. Der gleiche Effekt tritt ein, wenn die Lichtwellenlänge verkürzt wird, also beispielsweise an Stelle von rotem Licht blaues Licht verwendet wird.

Sollen hohe Nachrichtenflüsse – einige hundert Mbit/s und mehr – über große Entfernungen übertragen werden, so treten dabei möglicherweise nicht mehr tolerierbare Verzerrungen der Impulse auf. Die Bemühungen gehen nun dahin, in solchen Fällen entweder nur noch Monomode-Wellenleiter zu benutzen oder mit sogenannten Gradientenfasern dafür zu sorgen, daß alle Moden sich mit gleicher Geschwindigkeit ausbreiten. In einer solchen Gradientenfaser springt der Brechungsindex nicht abrupt vom Kern zum Mantel, sondern er geht stetig – mit einem bestimmten Gradienten – vom Indexwert des Kerns zu dem des Mantels über.

Bild 6 zeigt das Schema der Glasfaserherstellung. Ein im Ofen erhitztes Rohr wird nach unten zu einem sehr dünnen Rohr ausgezogen. Wählt man Abziehggeschwindigkeit und Temperatur entsprechend, so fällt das dünne Glasrohr radialsymmetrisch in sich zusammen, und es entsteht ein Glas-

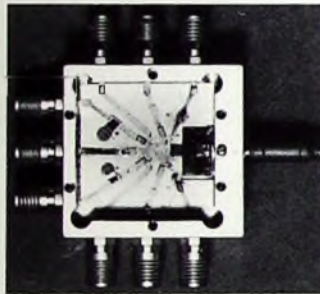


Bild 4. Multiplexer für vier Kanäle zu je 250 Mbit/s

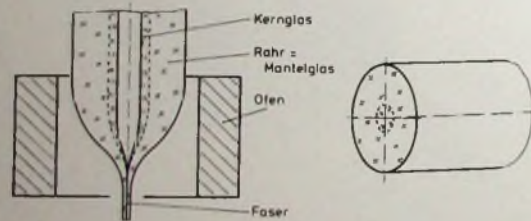
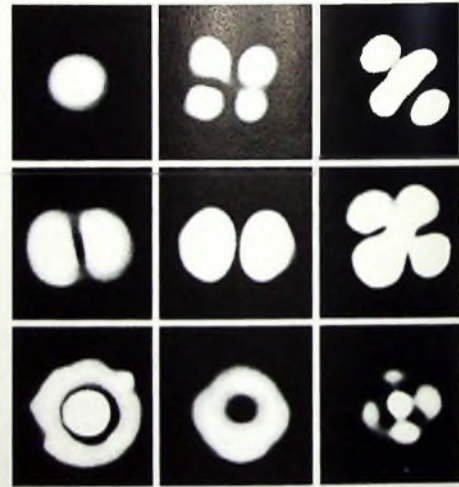


Bild 5. Verschiedene Lichtenergieverteilungen bei wachsendem Durchmesser der Glasfaser

Bild 6. Herstellung geschichteter dielektrischer Wellenleiter, links Zieh-anordnung, rechts: Faseraufbau



len beherrschen. Daß sich der Laser mit derartigen Signalen modulieren läßt, wurde vom AEG-Telefunken-Forschungsinstitut schon im Jahre 1973 nachgewiesen.

Bild 4 zeigt einen Multiplexer, der es gestattet, mit verhältnismäßig geringem Aufwand 4x250 Mbit/s zeitmäßig ineinanderzuschachteln. Der Multiplexer arbeitet mit Ladungsspeicherschalt-dioden und kann direkt von schnellen integrierten Schaltungen angesteuert werden. Die gespeicherten Ladungen lassen sich mit Hilfe periodischer Nadelimpulse auslesen. Der Auslestrom von etwa 100 mA reicht aus, um einen guten Streifenkontakt-Laser direkt anzusteuern. Bei entsprechend kurzen Auslese-Nadelimpulsen (verwendet wurden Impulse von 500 ps Dauer) ist zwischen

spielsweise durch Dotierung des Kernbereiches mit Phosphor oder des Mantels mit Bor erreicht. Viel zahlreicher sind dagegen die Möglichkeiten bei optischen Gläsern, weil hier ein breites Spektrum von Materialkombinationen zur Verfügung steht. Darüber hinaus können die Eigenschaften der verwendeten Gläser auch durch die Temperaturführung während des Ziehprozesses noch erheblich beeinflusst werden.

Die Lichtwellen werden im Inneren der Glasfaser, im wesentlichen sogar innerhalb des Kerns, geführt. Hat der Kernbereich einen Durchmesser in der Größenordnung einer Lichtwellenlänge, so ist überhaupt nur eine Wellenform ausbreitungsfähig. Man spricht in diesem Fall von einem Monomode-Wellenleiter. Bild 5 zeigt,

Wird das Ausgangsrohr nun so präpariert, daß der Brechungsindex des Glases im Inneren erhöht wird, dann entsteht beim Ziehen sofort der Wellenleiter. Bei der Entwicklung dieses Verfahrens waren die bei AEG-Telefunken erarbeiteten Erfahrungen im Umgang mit hochreinen Stoffen, wie sie in der Halbleitertechnik üblich sind, eine wertvolle Hilfe. Die besten im Ulmer Forschungsinstitut hergestellten Fasern haben zur Zeit eine Dämpfung von 30 dB/km.

Die in Ulm verwendete Apparatur zur Glasfaserherstellung (s. a. Titelbild) ist natürlich nur für Laborzwecke bestimmt. Die hohen Forderungen nach geringer Dämpfung, nach geringer Streuung der Eigenschaften des Wellenleiters, nach Fertigungslängen bis

zu mehreren Kilometern und auch nach dem Einhalten von Forderungen an die mechanischen Qualitäten der Glasfaser bedingen wesentlich kompliziertere Fertigungsmaschinen. Außerdem ist die Herstellung des Glasfadens nur ein erster Schritt zum eigentlichen Kabel. Hier tauchen wieder neue Schwierigkeiten auf, an

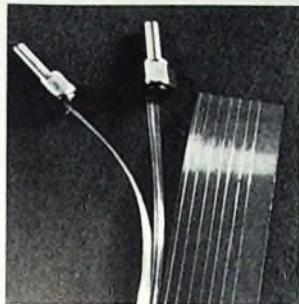


Bild 7 Bandkabel mit neun Glasfasern zwischen Kunststoffschichten, teilweise mit Steckverbindungen

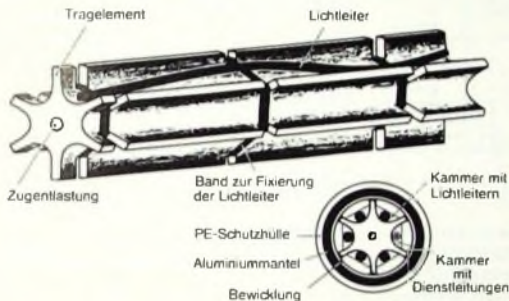


Bild 8 Tragelement und Querschnitt eines Lichtleiterkabels

deren Bewältigung auch bei AEG-Telefunken gearbeitet wird. Eine Zwischenstufe zum fertigen Kabel könnte das im Bild 7 dargestellte Bandkabel sein, in dem neun Fasern zwischen Kunststoffschichten eingebettet sind. Es ist aber auch möglich, die Fasern einzeln oder in kleinen Bündeln in einem Kunststoffstrang mit sternför-

migem Querschnitt zu führen (Bild 8). Mit dieser Ausföhrung könnte das Problem, die Faser auch bei Biegungen des Kabels frei von störenden Kräften zu halten, besonders elegant gelöst werden.

Unabhängig von der endgültigen Ausföhrung des Glasfaserkabels dürfte aber durch die in den letzten Jahren erarbeiteten Forschungsergebnisse bereits heute feststehen, daß dieses Nachrichtenübertragungsmedium entscheidende Vorteile gegenüber konventionellen Kabeln hat. Es wird zunächst sehr viel dünner und leichter als ein konventionelles Kabel sein. Vergleicht man Kabel gleicher Leistungsfähigkeit, so kann man abschätzen, daß sich 10 kg Kupfer durch nur 1 g Glas ersetzen lassen. Dieses neue Kabel wird aber auch weniger Verzerrungen der übertragenen elektrischen Information bewirken, weil die ausgenutzte Bandbreite relativ klein ist. Außerdem ist das Licht, das ein 1 GHz breites Informationsspektrum trägt, praktisch noch immer monochromatisch, und schließlich wird das neue Übertragungsmedium auch nicht

anfällig gegen die Einstrahlung elektromagnetischer Störungen sein. Der Weg zum breiten Einsatz dieser Kabel dürfte aber noch lang und schwierig sein. Immerhin sind heute bereits nicht mehr nur reine Forschungsarbeiten zu leisten, sondern die Entwickler beginnen, sich immer mehr für die Anwendung zu interessieren.

noch als tragbare Verbesserung angesehen werden. Die laufenden Proteste, die Einschaltung von Landes- und Bundespolitikern, von Mitgliedern von Rundfunkräten und Bundestagsfraktionen und die stark beachteten Protestkundgebungen in Stuttgart und Hannover haben den Intendanten deutlich gemacht, daß auch Monopolanstalten die Belange von Verbrauchern und Wirtschaft berücksichtigen müssen.

Die bild+ton-expert-Gruppe - am Montags-Testbild stark interessiert wie alle anderen Angehörigen der Branche - sagte zum Thema: „Der Kampf hat sich gelohnt“

„Mit dieser neuen Regelung bleibt die bisher durch die Abschaltung des Testbildes am Montagvormittag erzielte Einsparung von 1,2 Mill. DM erhalten“, erklärte die ARD.

Persönliches

G. Dickopp neuer Leiter der Grundlagenentwicklung bei AEG-Telefunken

Auf dem 10. Technischen Presse-Colloquium (TPC) von AEG-Telefunken am 17. und 18. Oktober 1974 in der Berliner Kongresshalle stellte Professor Dr.-Ing. E. h. Walter Bruch der internationalen technischen Fachpresse Dr.-Ing. Gerhard Dickopp als seinen Nachfolger in der Leitung der Telefunken-Grundlagenentwicklung vor. Dickopp studierte an der Technischen Hochschule Aachen Allgemeine Elektrotechnik und arbeitete von 1960 an als Wissenschaftlicher Assistent im Aachener Rogowski-Institut. 1967 trat Dickopp in die Grundlagenentwicklung des Fachbereichs „Phono- und Magnetbandgeräte“ von AEG-Telefunken in Berlin ein. Dort widmete er sich zunächst als Mitarbeiter von Eduard Schüller den Grundproblems der Bildplattenentwicklung. Als Nachfolger von Schüller übernahm er 1970 die Leitung der Grundlagenentwicklung für Phono- und Magnetbandgeräte. Dickopp wurde der weiten Öffentlichkeit bekannt als einer der Miterfinder der TED-Bildplatte. Er befaßte sich in diesem Erfinderteam im wesentlichen mit der Theorie der Abtastung der Bildplatte.

R. Döring Braun-Marketing-Direktor

Rainer Döring wurde zum Marketing-Direktor des Artikelbereichs Elektronik der Braun AG ernannt. Seine beträchtliche internationale Erfahrung soll einen wichtigen Beitrag zum Marketingkonzept und zum Erfolg der Braun-Elektronik-Produkte erbringen.

H. Ricke Vertriebsleiter bei Nordmende

Im Zuge einer noch stärker als bisher handelsorientierten Umstrukturierung wurde Helmut Ricke (37) zum neuen Leiter des Geschäftsbereichs Vertrieb und zum Direktor der Norddeutschen Mende Rundfunk KG ernannt. Dr. Helmut Becker, der bisher die Leitung des Geschäftsbereichs Vertrieb innehatte, scheidet im gegenseitigen Einvernehmen aus dem Unternehmen aus.

Testbildsendungen wieder jeden Tag

Der Deutsche Radio- und Fernseh-Fachverband e. V. hat seine Mitgliedsfirmen unter anderem wie folgt informiert:

„Die Verhandlungen mit dem Bundespostministerium, der ARD-Postkommission und dem ZDF vom 29. Oktober haben folgende Regelung ergeben, die am 30. Oktober von den Intendanten der Sendeanstalten bestätigt worden ist:

Das Testbild wird in programmfreien Zeiten durch die Fernsehsendernetze 1, 2 und 3 ausgestrahlt, und zwar an den Werktagen Montag bis Freitag einschließlich von 10 bis 16 Uhr, an Sonnabenden von 11 bis 16 Uhr. Das Testbild wird jeweils auch schon während der Zeit ausgestrahlt, während der die Sender aufgeschaltet werden. Dies ist in der Regel eine Zeit von 30 Minuten. Das Testbild wird über das Sendernetz 3 auch ausgestrahlt während der Zeit der Sommerpausen. Die Rege-

lung soll längerfristig gelten. Eine erforderlich werdende Änderung wird erst nach Erörterung mit den Fachverbänden der Industrie, des Handels und des Handwerks getroffen. Wie bisher, werden Testbilder dann nicht ausgestrahlt, wenn dies aus technischen Gründen nach Maßgabe der Verwaltungsvereinbarung über technische Leistungen zwischen Bundespost und Rundfunkanstalten während der nutzungsfreien Zeit für Sender- und Leitungsnetze nicht möglich ist oder wenn dies in Einzelfällen aus vorrangigen technischen Gründen nicht möglich ist...“

Weiter heißt es unter anderem:

„Nachdem die Sendeanstalten auf dem Standpunkt verharren, daß sie zu Sparmaßnahmen gezwungen seien und daß zur Ausstrahlung von Testbildern keine rechtliche Verpflichtung bestünde, muß das erzielte Ergebnis

Zeitraffereinrichtungen mit integrierten Schaltungen

Die kinematografische Zeitraffung offenbart dem menschlichen Auge Vorgänge, die zeitlich sehr langsam ablaufen und somit in größeren Zeitabschnitten zu sichtbaren Objekt- und Ortsveränderungen führen. Schnell ablaufende Vorgänge sind der menschlichen Beobachtungsgabe ebenfalls verschlossen, wenn diese nicht durch den kinematografischen Kunstgriff der Zeitdehnung sichtbar gemacht werden können. In beiden Fällen handelt es sich um eine Zeittransformation. Die zeitliche Abbildung des Aufnahmevorganges auf dem Filmstreifen ist nun durch eine entsprechende Wahl der Aufnahme- und Abtastfrequenz so zu ändern, daß die Dynamik des Vorganges der menschlichen Wahrnehmung zugänglich wird. Bezeichnet man das Verhältnis der Bildaufnahme- und Abtastfrequenz f_a zur Bildwiedergabefrequenz f_w als Zeitverzerrung Z , so ist

- $Z = 1$ bei naturgetreuer Abbildung,
- $Z > 1$ bei Zeitdehnung und
- $Z < 1$ bei Zeitraffung.

Die Zeitdehnung erfordert hohe Bildaufnahme- und Abtastfrequenzen und somit unter Umständen den Einsatz teurer Spezialkameras, denn die Amateur-Schmalfilmapparate liefern höchstens 64 B/s. Dagegen eignet sich zur Zeitraffung jede Schmalfilmkamera mit Einzelbildauslösung oder auch eine Stehkamera, wenn es darum geht, nur eine Bildserie anzufertigen.

1. Zeitraffereinrichtung

Die Blockschaltung eines Zeitraffergerätes zeigt Bild 1. Ein Zeit- und Taktgeber liefert Spannungsimpulse mit einem beliebig einstellbaren Zeitintervall, und zwar entweder direkt zur Kameraauslösung mit Blitzlicht-Ausleuchtung oder über eine Verzögerungsstufe bei Ausleuchtung durch Fotolampen. Die Verzögerung ist nötig, damit die Glühwendel der Fotolampen etwa 2...3 s lang aufgeheizt werden kann und außerdem eine nicht manuell einstellbare, automatische Blendensteuerung ausreichend Zeit hat, sich auf die jeweilige Beleuchtungsstärke einzustellen. Der Signalfluß ist für eine Glühlampenausleuchtung dargestellt. Die Taktimpulse lösen dabei zwei weitere Impulse aus, den variablen Arbeitsimpuls „Beleuchtung“ und den variablen Verzögerungsimpuls, dessen Rückflanke den Startpunkt für den Arbeitsimpuls „Kamera“ bildet. Alle Kameraauslösungen werden durch einen Impulszähler registriert. Die Größe der Zeitintervalle hängt einerseits von der Dauer des Vorganges, andererseits von der gewünschten Projektionsdauer bei der Wiedergabe ab.

Es gilt

$$t_i = \frac{t_p}{f_a \cdot f_w} \quad (1)$$

Dabei ist t_i das Zeitintervall in s, t_p der natürliche Zeitablauf in s, f_a die Pro-

jektionszeit in s und f_w die Bildwiedergabefrequenz in B/s.

2. Taktgebervarianten

Der Verfasser stellte bereits in einer früheren Veröffentlichung zahlreiche Taktgebervarianten vor [1]. In der Zwischenzeit sind weitere interessante integrierte Schaltungen am Markt, die sich auch gut in elektronischen Zeitraffereinrichtungen einsetzen lassen.

Tab. I. zeigt eine Zusammenstellung von integrierten Schaltungen, die für Zeitgeber und Auslösestufen geeignet sind.

Einen preiswerten Taktgeber mit mechanischer Kameraauslösung läßt sich zum Beispiel mit dem Thyristor-Transistor-Array CA 3097 E aufbauen. Bild 2a zeigt den Aufbau der integrierten Schaltung CA 3097 E. Diese integrierte Linearschaltung enthält bei

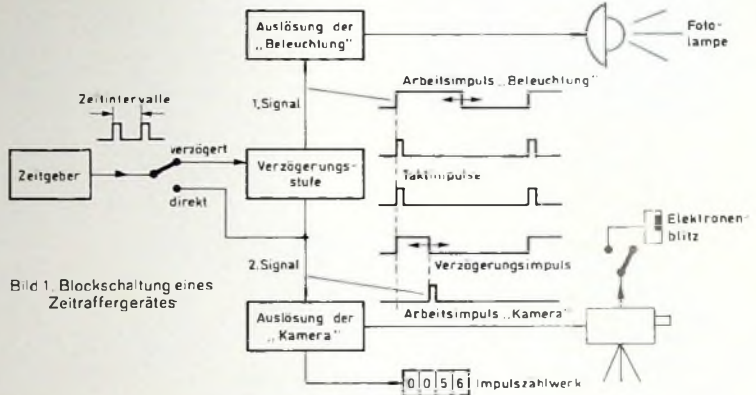
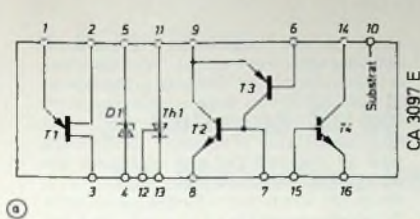


Bild 1. Blockschaltung eines Zeitraffergerätes

Tab. I. Integrierte Schaltungen für Zeitgeber und Auslösestufe

Typ	Hersteller	Die integrierte Schaltung kann verwendet werden als					
		Zeitraffer (Zeitgeber und Auslösestufe)	Zeitgeber	Funktions-generator	Quarzoszillator (Quarzuhr)	Teiler (Unter-setzer)	Monoflop
CA 3097 E	RCA	X					
NE 555	Signetics	X	X			X	X
SE 555		X	X			X	X
NE 556		X ¹⁾	X			X ¹⁾	X ¹⁾
SF 556		X ¹⁾	X			X ¹⁾	X ¹⁾
XR-220 M		X	X			X	X
XR-220		X	X			X	X
XR-320		X	X			X	X
XR-2556		X ¹⁾	X			X	X ¹⁾
XR-2240		X	X			X	X
CD 4047 A		RCA	X				X
LP 1000	Lithic	X					X
8038 CC	Intel-sil		X	X			
8038 BC			X	X			
8038 AC			X	X			
8038 AM			X	X			
XR-205		Exar	X	X			
NE 566	Signetics	X	X				
SF 566	Signetics	X	X				
SA1 220 S	Intermetall				X		
TA 5939	RCA				X		
TA 5938	RCA				X		
MTD 160 F	Motorola				X		
MTD 161 F	Motorola				X		
SN 7490 N	Texas Instru-ments ²⁾					X	
SN 74190 N						X	
SN 49710 P						X	
SN 49711 P						X	
SN 49712 P						X	
SN 74121 N							X
SN 74122 N							X
SN 74123 N						X ¹⁾	

¹⁾ Doppeltypen ²⁾ normale TTL-Bausteine



völliger elektrischer Trennung zwischen den Bauelementen einen NPN-Transistor T4 ($I_{C_{max}} = 100 \text{ mA}$), ein PNP/NPN-Transistorpaar T2, T3 mit einer Stromverstärkung von typisch 8000, einen programmierbaren Unijunctiontransistor T1, einen Thyristor Th1 mit hochempfindlichem Gate und schließlich eine 8-V-Z-Diode D1 mit $Z_f =$ typisch 15 Ohm bei 10 mA

Bild 2b zeigt die Zeitrafferschaltung mit dem Thyristor-Transistor-Array CA 3097 E. Der Kondensator C_T wird über den einstellbaren Widerstand R_T und den Transistor T2 aufgeladen, bis die Spannung am Kondensator auf etwas mehr als die durch die Z-Diode festgehaltene Gatespannung angestiegen ist ($\approx 8 \text{ V}$). Jetzt „zündet“ der Unijunctiontransistor T1 und liefert an R2 einen so großen Spannungsabfall, daß auch der Thyristor Th1 durchschaltet. Über die Last R_L – zum Beispiel einen Hub- oder Zugmagneten – wird nun der Kondensator C_T entladen. Da hierbei der Kondensator nahezu entladen wird, sinkt auch der Strom I_L unter den Talstrom I_V , so daß der Unijunctiontransistor T1 wieder hochohmig wird. Auch der Thyristor Th1 ist in den Sperrzustand übergegangen und öffnet den Lastkreis. Der Kondensator C_T lädt sich erneut auf.

2.1 Duale Zeitgeber

Der bereits auf dem Markt gut eingeführte Timer 555 [1] wird jetzt von Signetics als „Dual Timer“ 556 angeboten. Auch Exar liefert diese zwar mit dem Typ 555 kompatible, jedoch nicht mit der gleichen Anschlußbelegung versehene integrierte Schaltung als Typ XR-2556.

Aus dem großen Anwendungsbereich dieser IS sei hervorgehoben, daß damit auf einfache Weise zwei unabhängige Taktgeber aufgebaut werden können, zum Beispiel für eine kinematografische und eine fotografische Aufnahmeapparat. Dabei wird letztere in einem größeren Zeitintervall betrieben und liefert eine Bildserie (etwa für Veröffentlichungen oder Berichte). Es wäre auch denkbar, zwei Zeitrafferkameras mit unterschiedlichem Schaltintervall zu betreiben. Dies insbesondere

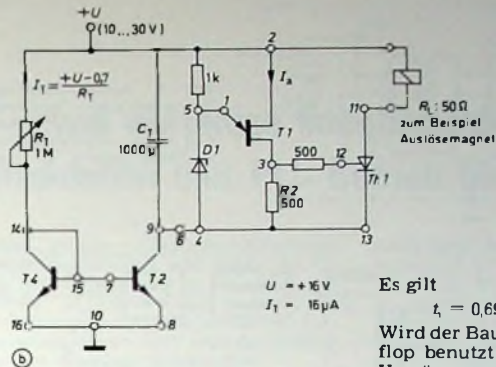


Bild 2. a) Schaltung des Thyristor-Transistor-Arrays CA 3097 E, b) Zeitrafferschaltung der CA 3097 E (Dimensionierung für 8.3 min)

Es gilt

$$t = 0,69 \cdot (R_A + 2 \cdot R_B) \cdot C_T \quad (2)$$

Wird der Baustein als variabler Monoflop benutzt – zum Beispiel für eine Verzögerung und für eine definierte Schaltdauer von Lichtquellen – so gel-

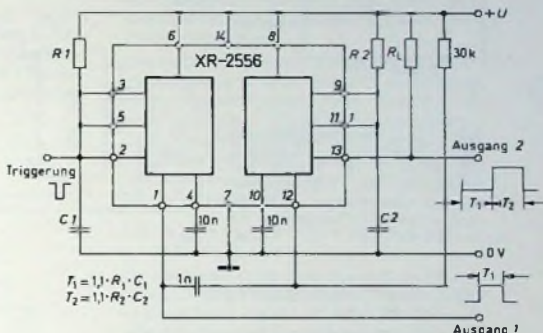
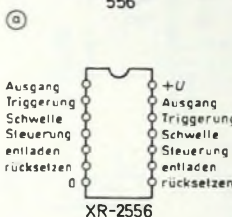
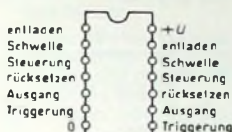


Bild 3. Anschlußbelegung der integrierten Schaltungen 556 (a) und XR-2556 (b) sowie Schaltung eines Doppel-Zeitgebers mit der XR-2556 (c)

dann, wenn über das Zeitverhalten des Aufnahmeobjektes noch keine Kenntnisse vorliegen und das Ereignis nicht so schnell wiederholbar ist.

Für die Festlegung des Zeitintervalls dienen wieder zwei Widerstände R_A, R_B und ein Kondensator C_T .

ten die Schaltung in Bild 3 und die Formel

$$T_1 = 1,1 \cdot R_1 \cdot C_1$$

beziehungsweise

$$T_2 = 1,1 \cdot R_2 \cdot C_2 \quad (3)$$

Gegenüber den üblichen Monoflops vom Typ SN 74123 N hat diese IS den Vorteil der geringen Stromaufnahme und ist daher besonders für Batteriebetrieb geeignet.

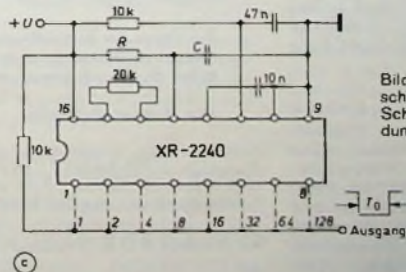
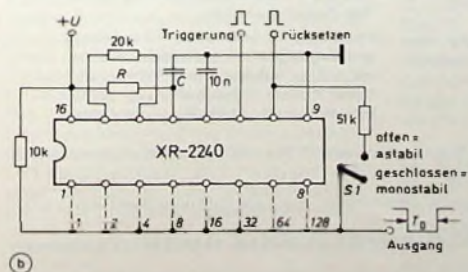
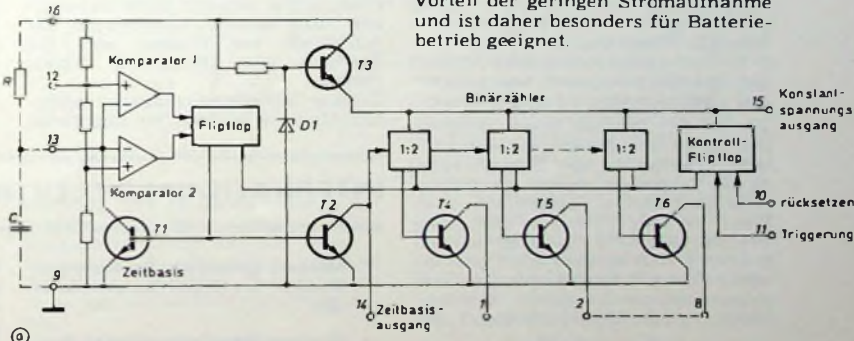


Bild 4. Prinzipschaltung und Anschlußbelegung der integrierten Schaltung XR-2240 (a) und Anwendungsbeispiele mit der XR-2240 (b, c)

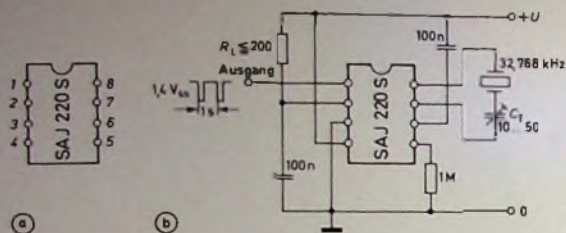


Bild 5 Anschlußbelegung der integrierten Schaltung SAJ 220 S (a) und Schaltung eines quartzstabilen Sekundentaktgebers mit der SAJ 220 S (b)

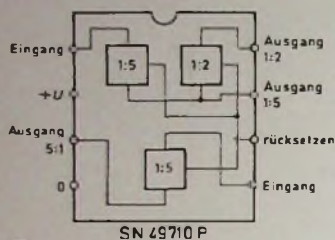
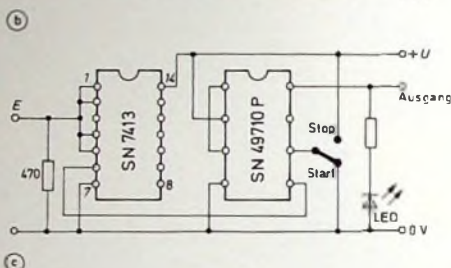
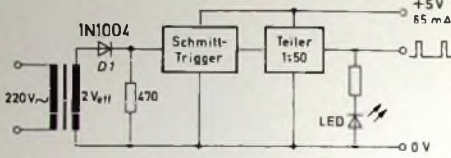


Bild 6. a) Anschlußbelegung der integrierten Schaltung SN 49710 P. b) Prinzip der Erzeugung von 1-Hz-Impulsen aus der Netzfrequenz. c) Schaltung eines 1-Hz-Taktgebers mit der SN 49710 P



auch schon zahlreiche integrierte Schaltungen verwendet. Als Beispiel sei die in bipolarer Technik aufgebaute IS SAJ 220 S von *Intermetall* genannt (Bild 5) mit einer Schaltung für einen Quarzoszillator (Frequenz 32,768 kHz) und 15 Teilerstufen, so daß man als Ausgangsfrequenz 1 Hz erhält ($1 : 2^{15}$). Nach [2] kann für Uhrenquarze eine Frequenzstabilität $\Delta f/f$ von $8 \cdot 10^{-6}$ bei Zimmertemperatur mit einer Einstellgenauigkeit von $0,5 \cdot 10^{-6}$ erwartet werden.

Nicht so genau, aber für Amateurzwecke ausreichend, sind Taktgeber, die aus der Netzfrequenz abgeleitet werden. Eine Schaltung hierfür zeigt Bild 6. Über einen Trenntransformator wird die Netzfrequenz nach der Halbwellengleichrichtung einem Schmitt-Trigger zugeführt. Die Ausgangsimpulse passieren nacheinander die 1:5-, 1:5- und 1:2-Untersetzer der IS SN 49710 P, so daß man 1-Hz-Impulse erhält. Die Kurzzeitschwankungen lie-

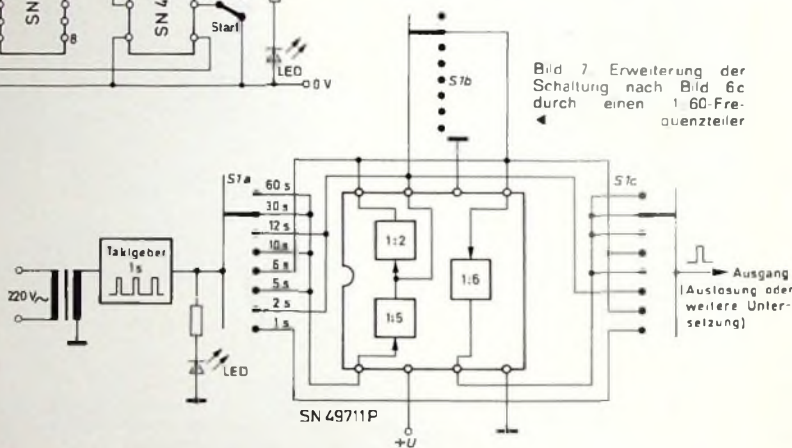


Bild 7 Erweiterung der Schaltung nach Bild 6c durch einen 1:60-Frequenzteiler

2.2 Programmierbare Zeitgeber

Unter der Bezeichnung Programmable Timer/Counter liefert *Exar* die integrierte Schaltung XR-2240, die eine Zeitbasis, einen programmierbaren 8-bit-Zähler und einen Kontroll-Flip-flop enthält (Bild 4).

Für die Einstellung der Grund-Zeitintervalle dient ein RC-Glied, das eine Periode von $T = 1 \cdot R \cdot C$ ergibt. Der Widerstand R kann bis 10 MΩ, der Kondensator C maximal 1000 μF groß sein. Der Ausgang ist eine „Offen-Kollektor“-Stufe, die über 20 kΩ an eine positive Spannung gelegt wird. Während des Rücksetzens hat der Ausgang H-Potential und nach Triggerung L-Potential. Nach Impulsende mit $T = 1 \cdot R \cdot C$ ist wieder H-Potential vorhanden, das zum Rücksetzen benutzt werden kann (Schalter S_1 geschlossen).

Der mit der Zeitbasis intern verdrahtete Zähler erlaubt eine programmierbare Erweiterung der Zeitintervalle, da die Ausgänge wieder als „Offen-Kollektor“-Stufen ausgeführt sind. Damit ist eine „wired-or“-Schaltung möglich (alle acht Ausgänge können parallel geschaltet über einen gemeinsamen Widerstand an die positive Versorgungsspannung gelegt werden). Damit wird der Intervallbereich T_0 auf

$$1 \cdot T \leq T_0 \leq 255 \cdot T$$

erweitert. Zwischenwerte sind beliebig wählbar. Zum Beispiel ergibt die Verbindung der Anschlüsse 3 und 6 die Zeit $T_0 = (4 + 32) \cdot T = 36 T$.

2.3 Sekunden-Taktgeber
Aufgabe wissenschaftlicher Zeitrafferaufnahmen ist es, den Zusammenhang zwischen Weg und Zeit der zu beobachtenden Vorgänge exakt zu erfassen. Diese Weg-Zeit-Funktion ist nur dann sinnvoll auswertbar, wenn die Zeitraffereinrichtung in konstanten Intervallen betätigt wurde. Der

Hobbyfilmer braucht diese Genauigkeit nicht, wenn er zum Beispiel das Aufblühen von Blumen oder das Wachsen von Kristallen filmen möchte. Genaue Taktgeber sind aus der Quarzuhrentechnik bekannt, wo man heute

gen je nach der Frequenzkonstanz des Netzes zum Beispiel bei $\pm 0,25 \text{ ms} \pm 0,02\%$. Neben diesem 1:50-Teiler liefert *Texas Instruments* noch einen 1:60-Teiler, mit dem sich die 1-s-Intervalle noch um insgesamt sieben Werte erweitern lassen (Bild 7). (Schluß folgt)

INTERNATIONALE ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU

brachte im Oktoberheft 1974 unter anderem folgende Beiträge:

Messung dynamischer Bandaufleistungen von Digital-Cassettenrecordern

Standard-Spannungsquelle mit äußerst kleinem Temperaturkoeffizienten

Zur Frage der Bildauflösung und -normung von Bildsprechgeräten neuzeitlicher Kommunikationssysteme

Der Magnet als Quelle

Weichmagnetische Eisen-Nickel-Legierungen mit mittlerem Nickelgehalt und ihre praktische Bedeutung

Erweiterte Diagramm-Synthese bei Zylindergruppenstrahlern mit bündelnden Einzelelementen

Elektronik in aller Welt · Lehrgänge und Tagungen · Angewandte Elektronik · Aus Industrie und Wirtschaft · Neue Bücher · Persönliches · E-LRU-Informationen · E-LRU-Kurznachrichten

Format DIN A 4 · Monatlich ein Heft · Preis im Abonnement 20,- DM vierteljährlich einschließlich Postgebühren · Einzelheft 7,- DM zuzüglich Porto

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

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH · 1 BERLIN 52

SL 650 und SL 651 – zwei vielseitige integrierte Schaltungen für Modulation, Demodulation und PLL-Betrieb bis 500 kHz

Die monolithisch integrierten Schaltungen SL 650 und SL 651 von Plessey Semiconductors, England¹⁾ – ursprünglich in erster Linie für die Modulation und die Demodulation in Fernmelde-einrichtungen entwickelt, die mit Frequenzumtastung arbeiten – haben sich als weit vielseitiger erwiesen, als zunächst von den Konstrukteuren vorge-sehen und beabsichtigt war. Der ge-schickt ausgelegte Innenaufbau der IS mit vielen von außen zugänglichen Schaltungspunkten gestattet das Ar-beiten mit Amplitudenmodulation (AM), Pulsamplitudenmodulation

sehr großen Gleichtakt-Eingangs-spannungsbereich und kann als Li-nearverstärker oder als Begrenzer ar-beiten. In einer Phase-locked-loop-Schaltung ist zum Beispiel nur ein Ein-gangssignal von 1 mV erforderlich, um den Fangbereich zu erreichen.

1. Interne Schaltung der SL 650 und SL 651

Wie die Blockschaltung nach Bild 1 zeigt, enthalten die integrierten Schaltungen SL 650 und SL 651 einen strom-gesteuerten Oszillator, einen Phasen-komparator mit regelbarer Nachver-

dient dabei der mit Masse verbundene Anschluß 12. Die positive Betriebs-spannung U_+ wird dem Anschluß 19, die negative Betriebsspannung U_- dem Anschluß 17 zugeführt. Üblich ist eine symmetrische Stromversorgung mit ± 5 V. In gewissen Fällen ist es aller-dings günstiger, die positive Betriebs-spannung etwas größer zu wählen als die negative. Niemals darf aber die negative Betriebsspannung höher sein als die positive.

Die Betriebsspannungen sollen ausrei-chend gesiebt sein und bei Belastung nicht zusammenbrechen, jedoch ist eine besondere Stabilisierung gegen-über Netzspannungsschwankungen im allgemeinen nicht erforderlich. Für den Ruhestromverbrauch sind etwa 1,5 mA anzusetzen.

1.2. Stromgesteuerter Oszillator

Im Gegensatz zu den meisten anderen integrierten Schaltungen dieser Art erfolgt beim Oszillator der SL 650 und der SL 651 das Umkippen von einem Schaltzustand in den anderen nicht durch eine Spannungs-, sondern durch eine Stromschwelle. Dadurch ergibt sich ein wesentlich geringeres FM-Rauschen. Ein mit diesen integrierten Schaltungen aufgebauter FM-Modu-lator liefert ein besseres, weil „saubereres“ Signal, und ein entsprechend bestückter PLL-FM-Demodulator hat ein günstigeres Signal-Rausch-Ver-hältnis als der herkömmlicher Art.

Jitter-Werte von der Größenordnung, wie sie hier auftreten, sind allerdings nur schwer zu messen, und deshalb las-sen sich zur Zeit noch keine Absolut-werte angeben. Die bei der SL 650 und bei der SL 651 zu beobachtenden Werte sind aber um das 15- bis 20fache klei-ner als bei spannungsgesteuerten Osz-illatoren der herkömmlichen Art.

Die Eigenfrequenz des Oszillators wird durch die Größe der zwischen den An-schlüssen 4 und 5 liegenden Kapazi-tät C, das Potential U_3 am Anschluß 3 sowie durch den Strom bestimmt, der durch die mit Hilfe der Binärlogik an-gewählten Anschlüsse 6, 7, 8 oder 9 fließt. Für die Oszillatorfrequenz gilt

$$f_0 = \frac{I}{C \cdot U_3} \quad (1)$$

Dabei ist f_0 die Frequenz in kHz, I der frequenzbestimmende Gesamtstrom in mA, C die frequenzbestimmende Kapazität in μ F und U_3 die zwischen dem Anschluß 3 und Masse liegende Spannung in V. Ursprünglich war die Schaltung für I -Werte im Bereich zwi-schen 20 μ A und 2 mA ausgelegt, was unter Berücksichtigung eines weitge-hend linearen Zusammenhangs zwi-schen Frequenz und frequenzbestim-mendem Strom einem Steuerbereich von 1:100 entspricht. Wie Bild 2 zeigt, ist aber auch für den noch weiteren Steuerbereich 1:250 die Linearität des

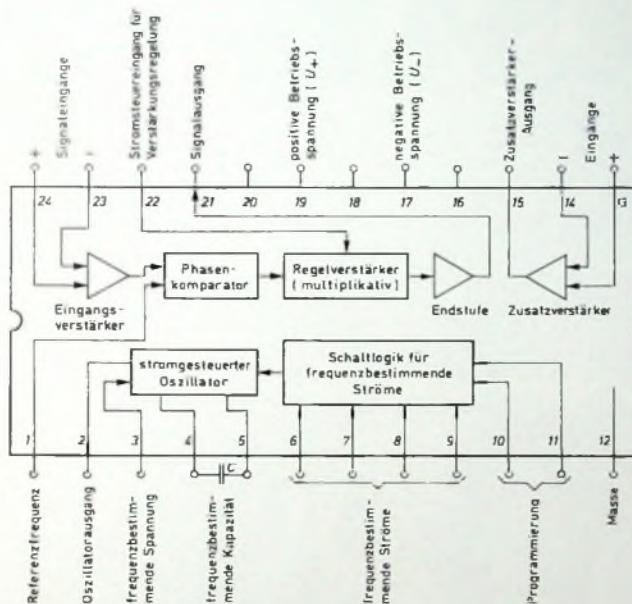


Bild 1. Blockschaltung der integrierten Schaltungen SL 650 und SL 651 mit Anschlussschema

(PAM), Amplitudenmodulation mit unterdrücktem Träger (SCAM), Fre-quenzmodulation (FM), Frequenzum-tastung (FSK), Phasenumtastung (PSK), Pulsdauermodulation (PWM) und Tonfrequenzburst oder Deltamodulation. Außerdem eignen sich diese integrierten Schaltungen gut für den Aufbau der verschiedensten Phase-locked-loop-Schaltungen wie phasensynchrone Oszillatoren und Frequenz-teiler, von Funktionsgeneratoren und Deltamodulatoren zur Analog-Digital-Umsetzung. Interessant ist bei bei-den Ausführungen die Möglichkeit, vier verschiedene Frequenzen mit Hilfe von zweistelligen RTL-, DTL- und TTL-kompatiblen Binärsignalen zu programmieren. Der Phasenvergleich mit Differenzeingang hat einen

stärkung und Endstufe sowie einen hochempfindlichen, begrenzenden Eingangsverstärker für den Phasen-komparator. Eine Steuerlogik gestattet die Programmierung des strom-gesteuerten Oszillators für vier Frequen-zen.

Gegenüber der IS SL 651 hat die IS SL 650 noch einen zusätzlichen Ver-stärker, der mit seiner Leerlaufver-stärkung von 60 dB als weiterer Kom-parator oder Begrenzerverstärker ein-gesetzt werden kann. Alle Bauele-mente sind jeweils monolithisch auf einem Chip integriert.

1.1. Stromversorgung

Für den Betrieb der SL 650 oder der SL 651 ist eine aufgeteilte Stromver-sorgung mit Betriebsspannungen zwi-schen $\pm 3,5$ V und $\pm 7,5$ V erforderlich. Als gemeinsames Bezugspotential

¹⁾ Vertrieb in Deutschland: Neumüller GmbH, München 2

Der Fasching

Wer richtig disponiert, muß heute schon an 1975 denken. Denn auch nach Weihnachten geht das Tonbandgeräte-Geschäft weiter. Und gerade mit dem Fasching steht uns eine fröhliche, musikalische Zeit ins Haus. Kein Wunder, wenn GRUNDIG Tonbandgeräte und Cassetten-Recorder auch dann wieder ganz hoch oben in der Gunst des Publikums sind. Wir zeigen hier typische „Faschings-Schlager“ aus unserem Programm ...



CN 700 Stereo DNL

Das Faschingsvergnügen für alle, die zu ihrer Stereo-Anlage noch eine neue – und preiswerte – „Programmquelle“ suchen. Verkaufsargumente: Tape-deck ohne Lautsprecher und Verstärker. Anschluß an jede Stereo-Kombination. DNL-Schaltung. Automatische Umschaltung auf Chromdioxid. Long-Life-Tonkopf.

TK 745 HiFi-Stereo

Auch HiFi-Fans feiern Fasching! HiFi-gerecht, versteht sich. Verkaufsargumente: HiFi nach DIN 45500. Long-Life-Tonköpfe. Modultechnik. Reiche Trickausstattung (damit macht man ein tolles Programm am laufenden Band).

C 410 Automatic

Für die Jugend: Der Faschingsbegleiter mit Griff. Verkaufsargumente: Hunderttausendfach in der Praxis bewährt – auch im Test ausgezeichnet. Testergebnis der französischen Zeitschrift „QUE CHOISIR?“: BESTE WAHL ist C 410!

kommt bestimmt

TK 745



CN 700



C 410

GRUNDIG

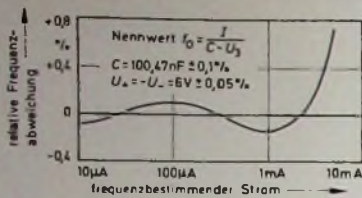


Bild 2. Abweichungen der Oszillatorfrequenz vom linearen Zusammenhang mit dem frequenzbestimmenden Strom

Zusammenhangs noch ausgezeichnet, und zwar besser als 0,2%.

Für das Ausgangssignal ergibt sich ein Tastverhältnis von 1:1 mit einer maximalen Abweichung von 1%, und der Temperaturkoeffizient ist sehr klein; bei einem frequenzbestimmenden Strom I von $200 \mu\text{A}$ ergibt sich ein Wert von $2 \cdot 10^{-5} / ^\circ\text{C}$. Der Einfluß der Betriebsspannung auf die Frequenz wird mit $2 \cdot 10^{-5}$ je Prozent angegeben.

Die genannten günstigen Werte für Temperaturgang und Jitter müssen allerdings mit einem gewissen Nachteil erkauft werden. Für die Realisierung der Schaltung mußte man auf PNP-Transistoren mit verhältnismäßig niedrigen Werten für die Grenzfrequenz f_T zurückgreifen, so daß sich als obere Betriebsfrequenz für den Oszillator etwa 500 kHz ergibt. Wenn es auf besondere Frequenzstabilität ankommt, sollte die Oszillatorfrequenz sogar nicht wesentlich über 50 ... 100 kHz liegen. Dafür sind unter diesen Bedingungen aber auch extrem niedrige Frequenzen bis zu 0,1 Hz zulässig.

Bild 3 zeigt die einfachste Oszillatorschaltung, die sich mit der SL 650 oder der SL 651 aufbauen läßt. Zwischen

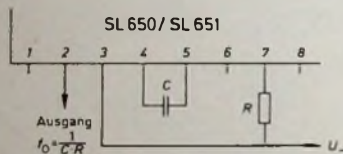


Bild 3. Einfachste Oszillatorschaltung mit der SL 650 oder der SL 651

den Anschlüssen 4 und 5 liegt die frequenzbestimmende Kapazität C . Anschluß 3 ist mit der negativen Betriebsspannung U verbunden, und auch der Steuerstromeingang 7 liegt über einen Widerstand R an U . Die interne Schaltung des Oszillators stellt nun sicher, daß das Potential am Anschluß 7 immer bis auf wenige mV genau dem Massepotential entspricht. Deshalb wird der frequenzbestimmende Strom I durch den Anschluß 7 im Bild 3 ausschließlich von der negativen Betriebsspannung U und dem Wert des Widerstandes R bestimmt. Die Eigenfrequenz des Oszillators läßt sich unter Zuhilfenahme des Ohmschen Gesetzes aus Gl. (1) ableiten.

Es ist

$$f_0 = \frac{I}{C \cdot U_3} = \frac{U_-}{R} \cdot \frac{1}{C \cdot U_-} = \frac{1}{C \cdot R} \quad (2)$$

Interessant ist bei diesem (allerdings nur für die Schaltung nach Bild 3 geltenden) Zusammenhang, daß hier der Einfluß von U herausfällt. Die Fre-

quenz ist bei der Anordnung nach Bild 3 von der negativen Betriebsspannung U praktisch unabhängig.

Es ist einleuchtend, daß sich in einfacher Weise eine Frequenzmodulation durchführen läßt, wenn man dem Anschluß 7 einen zusätzlichen, veränderbaren Modulationsstrom zuführt. Dieser Strom darf positiv oder negativ sein; nur ist darauf zu achten, daß der resultierende Gesamtstrom durch den Anschluß 7 dabei niemals – auch nicht kurzfristig – kleiner als etwa $20 \mu\text{A}$ wird. Nur dann ist sichergestellt, daß der Anschluß 7 gegenüber Masse ausreichend kleine Impedanz hat und damit Nullpotential behält.

Wie aus Gl. (1) zu erkennen ist, läßt sich mit Hilfe von U_3 auch eine Spannungssteuerung des Oszillators erreichen. Die Oszillatorfrequenz ist dabei der Steuerspannung umgekehrt proportional. Der negative Anschluß von R wird dazu entsprechend Bild 4a an ein konstantes negatives Potential U_R gelegt, so daß ein konstanter Steuerstrom durch R und den Anschluß 7 fließt. Als Modulationsspannung dient U_3 am Anschluß 3, der gegen Masse einen Eingangswiderstand von etwa 8 kOhm hat. Die Betriebsfrequenz ergibt sich aus Gl. (1) für diesen Fall zu

$$f_0 = \frac{I}{C \cdot U_3} = \frac{U_R}{R} \cdot \frac{1}{C} \cdot \frac{1}{U_3} = \frac{U_R}{R \cdot C} \cdot \frac{1}{U_3} \quad (3a)$$

Im allgemeinen wird man für U_R , wie im Bild 4b gezeigt ist, die negative Betriebsspannung U verwenden. Dann gilt für die Oszillatorfrequenz sinngemäß

$$f_0 = \frac{U}{R \cdot C} \cdot \frac{1}{U_3} \quad (3b)$$

Die Modulationsspannung U_3 soll bei den Schaltungen nach Bild 4 negativer als $-0,5 \text{ V}$ sein. Andererseits ist darauf zu achten, daß ihr Betrag nie höher als die positive Betriebsspannung wird.

Eine Spannungssteuerung nach Bild 4 hat den Nachteil, daß der Zusammenhang zwischen Oszillatorfrequenz und Steuerspannung nicht linear, sondern umgekehrt proportional ist. In dieser Beziehung sind die im Bild 5 gezeigten Anordnungen günstiger, bei denen das Potential U_3 am Anschluß 3 auf einem konstanten negativen Wert gehalten wird. Die Oszillatorfrequenz ist dabei der Steuerspannung direkt proportional. Als Modulationsspannung dient hier die dem negativen Anschluß des Widerstandes R zugeführte Spannung U_R . Sie darf jeden negativen Wert von mehr als etwa 100 mV haben, nur soll der dadurch über R in den Anschluß 7 fließende Strom nicht größer als etwa 5 mA werden. Für die Betriebsfrequenz gilt dann der lineare Zusammenhang

$$f_0 = \frac{I}{C \cdot U_3} = \frac{1}{C} \cdot \frac{U_R}{U_3} = \frac{1}{C \cdot R \cdot U_3} \cdot U_R \quad (4a)$$

Besonders einfach wird die Schaltung, wenn wie im Bild 5b für U_3 die negative Betriebsspannung U verwendet wird. Die Oszillatorfrequenz errechnet sich dann zu

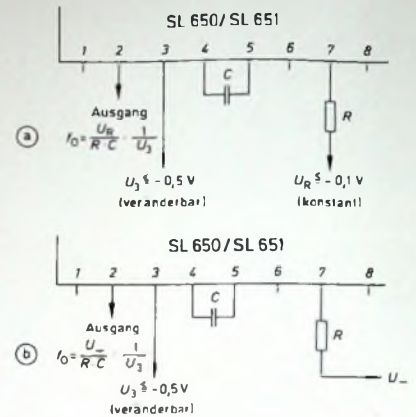


Bild 4. Spannungssteuerung des Oszillators in der SL 650 oder SL 651 über den Anschluß 3, a) der negative Anschluß von R wird an ein konstantes negatives Potential U_R gelegt, b) für U_R wird U_- verwendet

$$f_0 = \frac{1}{C \cdot R \cdot U} \cdot U_R \quad (4b)$$

Die angegebenen Gleichungen (1) bis (4) gelten mit einer Genauigkeit von 2%. Bei der Dimensionierung der Oszillatorschaltung ist zu beachten, daß sich der geringste Temperaturkoeffizient der Frequenz für frequenzbestimmende Ströme zwischen $75 \mu\text{A}$ und $400 \mu\text{A}$ ergibt. Die Kapazität C sollte größer als 1 nF sein, jedoch kann man für Frequenzen bis etwa 500 kHz (gegebenenfalls auch noch etwas höher) mit C -Werten von etwa 100 pF arbeiten. Allerdings wird für Frequenzen oberhalb von 150 kHz die Frequenzstabilität schlechter.

Eine hohe Frequenzstabilität läßt sich nur mit ausgesuchten frequenzbestimmenden Bauelementen erreichen. Es hat keinen Zweck, eine integrierte Schaltung mit einem Temperaturkoeffizienten von weniger als $2 \cdot 10^{-5} / ^\circ\text{C}$ in Verbindung mit Ausführungen für R und C zu benutzen, die einen Temperaturkoeffizienten von vielleicht einigen $10^{-4} / ^\circ\text{C}$ haben. Für die Widerstände sollte man deshalb nur hochstabile Metalloxid- oder Drahtausführungen, für den Kondensator entsprechend hochwertige Glimmerausfüh-

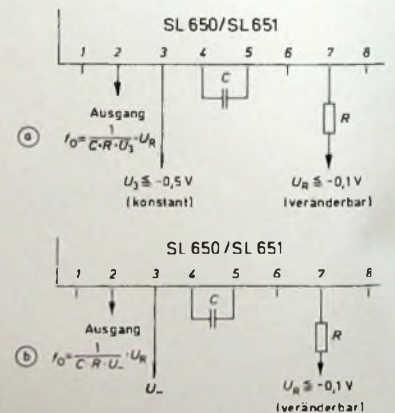


Bild 5. Spannungssteuerung des Oszillators in der SL 650 oder SL 651 mit Hilfe eines Vorwiderstandes vor dem Stromteureingang, a) an Anschluß 3 wird ein konstantes negatives Potential U_R gelegt, b) an Anschluß 3 wird U_- gelegt

rungen mit Silbermetallisierung verwenden. Dabei braucht man nicht unbedingt die besonders teuren Typen mit extrem niedrigem TK zu nehmen. Preisgünstiger ist es, für R und C Ausführungen mit dem Betrag nach gleichem, im Vorzeichen aber entgegengesetztem TK einzusetzen. Die beiden Temperaturgänge der wesentlich billigeren Ausführungen kompensieren sich dann.

Da der Kondensator C an den Anschlüssen 4 und 5 in beiden Richtungen aufgeladen wird, ist ein gepolter Elektrolytkondensator an dieser Stelle nicht zu verwenden. Die maximal an C auftretende Spannung beträgt aber nur 4 V, so daß sich hinsichtlich der Typenauswahl sonst praktisch keine Beschränkung ergibt und man nur auf den passenden TK zu achten hat.

Der Oszillator ist symmetrisch aufgebaut und steuert auch den Phasenkomparator normalerweise symmetrisch an. Zu diesem Zweck müssen dann die Anschlüsse 1 und 2 – der eine Ausgang des Oszillators und der eine Eingang des Phasenkomparators – miteinander verbunden werden. Das Oszillator-signal läßt sich aber vom Anschluß 2 zusätzlich auch über einen 10-kOhm-Widerstand abgreifen. Der L-Zustand am Anschluß 2 ist durch ein Potential von 0, sein H-Zustand durch ein Potential von 1,1 V gekennzeichnet. Soll von diesem Ausgang eine externe Logik angesteuert werden, ist eine zusätzliche Pufferstufe erforderlich – bei TTL beispielsweise ein zusätzlicher Transistor.

Die für einen normalen Betrieb überflüssige Trennung zwischen den Anschlüssen 2 und 1 wird bei einem Frequenzteilerbetrieb benötigt. Der Ausgang des Oszillators (Anschluß 2) steuert in diesem Fall den Eingang der Frequenzteilerkette und ihr Ausgang dann den Eingang des Phasenkomparators (Anschluß 1). Dabei ist dafür zu sorgen, daß das vom Frequenzteiler gelieferte Steuersignal für den Phasenkomparator größer ist als das Signal, welches im Innern der integrierten Schaltung direkt vom anderen Ausgang des Oszillators auf den anderen Eingang des Phasenkomparators gelangt. Ein Signalhub von -0,2 V auf +2,4 V reicht für diesen Zweck im allgemeinen aus und läßt sich aus einer TTL-Logik mit Hilfe eines Emitterfolgers (mit einem 1-kOhm-Emitterwiderstand gegen die negative Betriebsspannung U_{-}) ableiten.

1.3. Programmierung mit Binärsignalen

Für den frequenzbestimmenden Strom stehen vier Anschlüsse (6, 7, 8 und 9) zur Verfügung, wobei es von den Logikpotentialen an den beiden Programmieringängen 10 und 11 abhängt, welche der Anschlüsse mit dem stromgesteuerten Oszillator in Verbindung stehen (s. Tab. I). Der oder die gewählten Eingänge werden von der Elektronik auf Massepotential gehalten, während sich bei den übrigen ein Potential von etwa +0,6 V einstellt. Zu beachten ist, daß die frequenzbestimmenden Ströme immer aus den entsprechenden Anschlüssen herausfließen müssen.

Tab. I. Funktionstafel für die Steuerung der Oszillatorfrequenz mit Binärsignalen

Anschluß 10	Anschluß 11	Eingeschaltete Anschlüsse für den frequenzbestimmenden Strom
L	L	7
L	H	6 + 7
H	L	8
H	H	8 + 9

Ein Potential von weniger als +0,6 V an den Programmieringängen 10 beziehungsweise 11 bedeutet für diese Anschlüsse L, von mehr als +2,4 V dagegen H. Im Mittel zeigen die beiden Programmieringänge einen Eingangswiderstand von etwa 30 kOhm, in ungünstigen Fällen können aber bei H-Potential von +2,4 V auch Ströme bis zu 400 μ A fließen. Eine TTL-Steuerung reicht in jedem Fall aus, und auch DTL-, RTL- oder (mit gewissen Einschränkungen) MOS-Logik ist verwendbar.

Sind entsprechend Tab. I zwei Steuerstromeingänge gleichzeitig aktiviert, dann werden zur Berechnung der sich einstellenden Oszillatorfrequenz die beiden frequenzbestimmenden Ströme, welche durch diese Eingänge fließen, addiert. Erfolgt die Einstellung der frequenzbestimmenden Ströme durch Widerstände, dann kann man beide als parallel geschaltet betrachten. Daraus ergibt sich beim Betrieb mit Frequenzumtastung ein erheblicher Vorteil. Da die Oszillatorfrequenz in diesem Fall in der Hauptsache vom niederohmigeren der beiden Widerstände bestimmt wird, braucht nur er hochgenau zu sein.

1.4. Phasenkomparator

Der Phasenkomparator ist symmetrisch aufgebaut und wird beim normalen Betrieb vom stromgesteuerten Oszillator angesteuert. Zu diesem Zweck ist einer der Eingänge direkt mit dem einen Oszillatorausgang verbunden, während das Signal für den anderen Eingang über eine Brücke zwischen den Anschlüssen 1 und 2 zugeführt wird. Soll für die Trägerfrequenz nicht der interne Oszillator verwendet werden, dann entfällt diese Brücke, und das Trägersignal wird dem Anschluß 1 aus einer anderen Quelle zugeleitet. Anschluß 1 muß allerdings immer beschaltet werden, weil sonst der Arbeitspunkt des Phasenkomparators nicht definiert ist. Bei Fremdsteuerung muß das Trägersignal am Anschluß 1 eine größere Amplitude haben als das vom internen Oszillator gelieferte Signal; andernfalls überwiegt die über die interne Steuerleitung vom Oszillator zum Phasenkomparator gelangende Steuerung.

Das für den Phasenkomparator erforderliche zweite Steuersignal wird über einen empfindlichen, begrenzenden Vorverstärker zugeführt. Als Eingänge dienen die Anschlüsse 23 (invertierend) und 24 (nichtinvertierend), deren Offsetspannung im Mittel 2 mV beträgt. Normalerweise haben die Eingangsvorströme eine Größe von etwa 50 nA, in ungünstigen Fällen können aber auch Ströme bis zu 2,5 μ A auftreten. Bei einer Betriebsspannung von ± 6 V reicht der Gleichtaktbereich bis mindestens ± 4 V, was insofern be-

achtlich ist, als schon eine Differenz-Eingangsspannung von 2 mV_{eff} ausreicht, um den Verstärker bis zur Begrenzung auszusteuern. Ferner kann der Verstärker Eingangssignale verarbeiten, die bis auf 0,5 V an die Betriebsspannungen heranreichen. Die Ansteuerung darf symmetrisch oder unsymmetrisch erfolgen; im zuletzt genannten Fall ist aber für ein wechsellastmässig ausreichend entkoppeltes Gleichspannungspotential am nichtbenutzten Eingang zu sorgen, um den richtigen Arbeitspunkt sicherzustellen.

Mit Hilfe eines Stromes in den Anschluß 22 läßt sich die Nachverstärkung des Phasenkomparator-Ausgangssignals regeln. Fließen beispielsweise 250 μ A in diesen Anschluß, dann hat der gesamte Komparatorzweig die beachtliche Steilheit von 250 mA/V, während bei einem Strom von 0 durch Anschluß 22 auch die Steilheit 0 wird und der Ausgangsanschluß 21 „offen“ erscheint. Da Anschluß 21 eine Stromquelle darstellt – also hohen Innenwiderstand aufweist –, hat ein Kurzschluß weder gegen Masse noch gegen eine der Betriebsspannungen schädliche Folgen.

Bei normalem Betrieb wird der Anschluß 22 über einen Widerstand von 22 kOhm mit der positiven Betriebsspannung verbunden, so daß sich eine volle Verstärkung ergibt. Es läßt sich in dieser Leitung aber auch eine Tastung oder Taktung vornehmen oder durch Analogregelung des hier fließenden Stromes eine Amplitudenmodulation durchführen. Hinsichtlich der Phasenbeziehungen arbeitet der Komparatorzweig so, daß positive Signale an den Anschlüssen 1 und 24 ein positives Ausgangssignal am Anschluß 21 zur Folge haben.

Verwendet man eine SL 650 oder SL 651 nicht als PLL-Schaltung, sondern nur als Generator, dann läßt sich der Phasenkomparator auch als Endverstärker verwenden. In diesem Fall werden die Anschlüsse 22 und 23 parallel geschaltet und über 22 kOhm mit der positiven Betriebsspannung verbunden, Anschluß 24 an Masse gelegt und die Anschlüsse 1 und 2 mit einer Brücke versehen. Dabei ergibt sich dann eine volle Verstärkung mit einseitiger Verstärkung.

1.5. Zusatzverstärker in der SL 650

Für manche Anwendungen ist der bei der Ausführung SL 650 (nicht dagegen in der SL 651) zusätzlich eingebaute Zusatzverstärker vorteilhaft, der eine Leerlaufverstärkung von mehr als 5000 aufweist und durch Gegenkopplung auf beliebige Verstärkungswerte ≥ 10 eingestellt werden kann. Die Eingangs-Offsetspannung zwischen dem invertierenden Eingang (Anschluß 14) und dem nichtinvertierenden Eingang (Anschluß 13) beträgt im Mittel ± 2 mV bei einem Gleichtaktbereich von ± 4 V. Für den Eingangsvorstrom gilt ein Mittelwert von 25 nA. Der Ausgangsstrom dieses Verstärkers wird elektronisch auf etwa 6,5 mA (min. 4 mA) begrenzt, so daß der Ausgang (Anschluß 15) ohne Gefahr gegen Masse oder jede der beiden Betriebsspannungen kurzgeschlossen werden kann. Bei

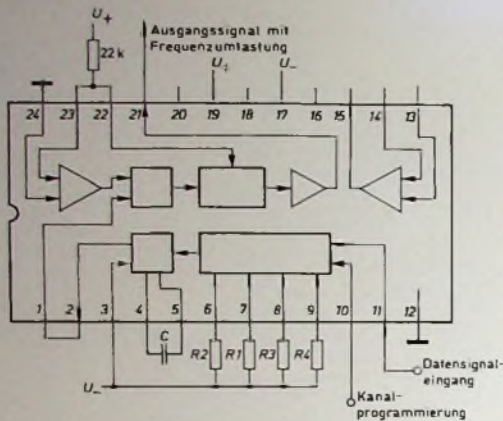


Bild 6 Modulatorschaltung zur Frequenzumtastung

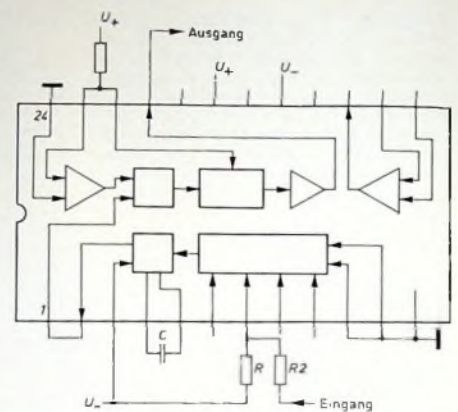


Bild 7. Frequenzmodulator mit der SL 650 oder SL 651

einer Betriebsspannung von $\pm 6\text{ V}$ ergibt sich ein Ausgangsspannungshub von $\pm 4,8\text{ V}$.

2 Modulatorschaltungen

Bei einer so vielseitig verwendbaren integrierten Schaltung wie der SL 650 und der SL 651 ist es unmöglich, auf alle mit ihr realisierbaren Schaltungsarten einzugehen. Die im folgenden beschriebenen Anordnungen sind deshalb vor allem als Anregung aufzufassen.

2.1. Frequenzumtastung

Eine Modulatorschaltung zur Frequenzumtastung für zwei Kanäle wird im Bild 6 gezeigt. Das Modulationssignal wird dem Anschluß 11 zugeführt, der Anschluß 10 dient zur Kanalwahl. Soll nur mit einem Kanal gearbeitet werden, dann bleiben die Anschlüsse 8, 9 und 10 unbelegt; Anschluß 10 kann in diesem Fall auch mit Masse verbunden werden. In erster Linie werden die Kanalfrequenzen von den Widerstandswerten R_1 und R_3 bestimmt. Deshalb sind hierfür hochgenaue Ausführungen einzusetzen. R_2 und R_4 sind nur für die Frequenzänderung maßgebend; für sie genügen deshalb einfachere Ausführungen.

Der Phasenkomparator wird in diesem Fall als Endverstärker verwendet. Da der Anschluß 22 über einen Widerstand von $22\text{ k}\Omega$ mit der positiven Betriebsspannung U_+ verbunden ist, arbeitet er mit voller Verstärkung. Durch Erdung des nichtinvertierenden Vorverstärker-Eingangs (Anschluß 24) und Verbindung des invertierenden Eingangs (Anschluß 23) mit Anschluß 22 wird dafür gesorgt, daß das Oszillatorsignal den Komparator passieren kann. Am Anschluß 21 wird das Ausgangssignal mit einer Doppelamplitude von etwa $8V_{SS}$ und mit einem Tastverhältnis von 1:1 entnommen.

2.2. Frequenzmodulation

Die Frequenz des stromgesteuerten Oszillators ist dem frequenzbestimmenden Strom direkt und der Spannung U_3 am Anschluß 3 umgekehrt proportional. Beide Größen eignen sich zur Frequenzmodulation; allerdings liefert die Modulation mit Hilfe des

frequenzbestimmenden Stromes die bessere Modulationslinearität.

Bild 7 zeigt eine Frequenzmodulatorschaltung. Auch hier arbeitet der Phasenkomparator unter geeigneten Vorkehrungen als Endverstärker. Die Modulationsspannung kann in weiten Grenzen verändert werden. Man wählt

sie so, daß sich Modulationsströme zwischen $50\text{ }\mu\text{A}$ und 2 mA ergeben; das entspricht einer Frequenzänderung von 1:40. Für Schmalband-Frequenzmodulation werden entweder große Werte für R_2 oder kleine Modulationsspannungen verwendet.

(Schluß folgt)

Forschungsvorhaben Hohlkabelstrecke Heidelberg – Darmstadt

Anfang des Jahres hatte das Bundesministerium für das Post- und Fernmeldewesen das Forschungsinstitut der Deutschen Bundespost beim Fernmeldetechnischen Zentralamt (FTZ) beauftragt, zusammen mit den Fachabteilungen des FTZ und der Deutschen Fernkabelgesellschaft eine etwa 45 km lange Hohlkabelstrecke zwischen Heidelberg und Darmstadt zu planen¹⁾. Der Aufbau der Strecke wird durch die einschlägige Industrie durchgeführt werden.

Hohlkabel haben gegenüber konventionellen Kabeln neben der Kupferersparnis den Vorteil einer erheblich größeren Übertragungskapazität und eines bedeutend geringeren Bedarfs an Zwischenverstärkern. Zum Beispiel kann man mit einem Hohlkabel, das mit Millimeterwellen betrieben wird, bis zu etwa $500\,000$ Gespräche oder 8000 Bildferngespräche beziehungsweise 2000 Fernsehbilder gleichzeitig übertragen, wenn man die bisher angewendeten Modulationsarten beibehält. Die Verstärkerabstände betragen je nach Hohlkabelauführung das 20- bis 30-fache des bei Breitbandkoaxialkabeln modernster Bauart üblichen Wertes ($30 \dots 45\text{ km}$ gegenüber $1,5\text{ km}$).

Die Arbeiten zur Realisierung des Hohlkabelprojekts der Deutschen Bundespost sind bereits voll im Gange und werden zügig durchgeführt. Nach dem bisherigen Stand wird die Hohlkabeltrasse 48 km lang sein und 11 Straßenunterführungen (darunter zwei Autobahnunterquerungen), vier Bahn- und sieben Wasserlaufunterquerungen haben. Anfang und Ende der Versuchsstrecke sowie ein weiterer Meßpunkt werden die Möglichkeit bieten, Nachrichtenbündel eines Breitbandkoaxialkabels einzuschleifen. Die

Hohlkabeltrasse wird so geplant, daß sie gegebenenfalls später Teil einer Betriebsstrecke werden kann.

Zur Optimierung der Hohlkabeltrasse wurde beim Forschungsinstitut der DRP ein Rechenprogramm erstellt, das es gestattet, mit den vorläufigen Transsendaten die Dämpfungen verschiedener in Betracht kommender Hohlkabel für den Fall ihrer Verlegung zu errechnen. Dabei ergab sich, daß die theoretische Dämpfung unter Berücksichtigung der realisierbaren Toleranzen bei einem Innendurchmesser von 7 cm im Frequenzbereich von 30 bis 100 GHz etwa gleich oder kleiner als $1,2\text{ dB/km}$ ist. Die erste Phase dieser Arbeiten ist inzwischen so weit gediehen, daß die vorläufige Hohlkabeltrasse mit optimierten Krümmern und die Hohlkabeldämpfungen mit einem Computer berechnet und automatisch gezeichnet werden konnten.

Zur meßtechnischen Untersuchung der Strecke wird zur Zeit im Forschungsinstitut der DRP ein automatisiertes Verfahren entwickelt, das wesentlich genauere Daten bei kürzeren Meßzeiten als bisher ergibt. Außerdem wurden die Übertragungsuntersuchungen mit hohen Bitraten (640 Mbit/s) weitergeführt, und es wurde mit Fehlerratenmessungen begonnen. Auf einer beim FTZ bereits vorhandenen kürzeren Versuchsstrecke werden außerdem Hohlkabel, die inzwischen industriell weiterentwickelt wurden, in bezug auf ihre Eignung für die Durchführung des Großprojekts getestet.

Insgesamt haben die bisherigen Planungen und Voruntersuchungen ergeben, daß mit der Beendigung des Aufbaus dieser Hohlkabelstrecke, die bis zu einer außerordentlich hohen Übertragungskapazität ausbaufähig ist, bis etwa 1977 gerechnet werden kann.

¹⁾ Post erforscht Hohlkabel FUNK-TECHNIK Bd. 29 (1974) Nr. 6, S. 204

Dimensionierung von Kondensatorzündanlagen

Zur Abgasentgiftung bei Kraftfahrzeugen und um einen niedrigen Treibstoffverbrauch bei optimaler Motorleistung zu erreichen, ist eine einwandfreie Zündanlage erforderlich. Kondensatorzündanlagen (HKZ) gewinnen deshalb immer mehr an Bedeutung. Ihre Dimensionierung läßt jedoch manchmal zu wünschen übrig.

1. Physikalische Grundlagen

Um einen einwandfreien Zündfunken zu erhalten, sind zwei Vorgänge von Bedeutung:

► Aufbau einer Hochspannung an der Zündkerze, um einen Überschlag - den Funkenkopf - zu erhalten,

► weil eine Glimmentladung für den Zündvorgang bedeutungslos ist, muß der heiße Lichtbogen etwa 0,25 ms lang aufrechterhalten bleiben

Beim Aufbau der Hochspannung muß die hochspannungsseitige Kapazität aufgeladen werden, die sich aus den Kapazitäten der Zündkerze, des Verteilers, der Kabel von der Zündspule zum Verteiler und von diesem zur Zündkerze zusammensetzt und etwa 50 pF beträgt. Dazu kommt die Eigenkapazität der Zündspule. Die gesamte hochspannungsseitige Kapazität ist C_n . Die Spannung U_n , bei der ein Funkenüberschlag zwischen zwei Elektroden in einem gasförmigen Medium erfolgt und ein Lichtbogen entstehen kann, hängt von vielen Faktoren ab (Elektrodenabstand, Elektrodenform, Elektrodenmaterial, Temperatur, Gasdruck, Gaszusammensetzung, Beschaffenheit der Elektrodenoberfläche, Verunreinigungen usw.). Die wahrscheinliche Spannung U_n für eine Zündkerze im praktischen Einsatz kann nur ungefähr in grober Näherung genannt werden.

Es gilt

$$U_n \approx 4700 (a \cdot v)^{0,718}$$

Dabei ist a der Zündkerzelektrodenabstand in mm und v die Motorverdichtungszahl. Die Überschlagspannungsunterschiede von sogar aufeinanderfolgenden Funken in der Zündkerze können mehrere kV betragen.

Eine Reihe von Messungen unter verschiedenen Bedingungen ergab Überschlagspannungen von 5 bis 25 kV. Eine zuverlässige, universell verwendbare Zündanlage soll etwa 25 ... 30 kV liefern, um auch bei ungünstigen Bedingungen zu funktionieren. Die später gezeigten Oszillogramme wurden zum Beispiel bei hohen Überschlagspannungen aufgenommen, um nachzuweisen, daß die dargestellten Ergebnisse in allen vorkommenden Betriebsfällen nur besser, aber nicht schlechter sein können.

1.1. Funkenkopf des Zündfunkens

Bei einem gegebenen hochspannungsseitigen Aufbau ist der Funkenkopf von allen Zündanlagen gleich C_h

entlädt sich dabei über die Zündkerze mit einem hohen Strom (mehrere Amperes) innerhalb weniger Nanosekunden. Unterschiede bestehen nur in der dem Funkenkopf vorangehenden Anstiegszeit der Hochspannung, die um so kürzer ist, je höher der verfügbare sekundärseitige Strom der Zündspule ist. Damit hängt auch eine geringere Empfindlichkeit gegen Nebenschlüsse (Verschmutzungen) zusammen.

Der Funkenkopf bewirkt nur einen kleineren Teil der Zündungen, da er wegen seiner sehr kurzen Dauer nur selten ein entflammfähiges Brenngemischteilchen in dem inhomogenen Zylinderinhalt zufällig treffen kann. Der überwiegende Teil der Entflammungen erfolgt durch den nachfolgenden Funkenchwanz.

1.2. Funkenchwanz des Zündfunkens

Eine ausreichende oder ungenügende Wirkung verschiedener Zündanlagen beim Zündvorgang hängt von der Beschaffenheit des von ihnen erzeugten Funkenchwanzes ab.

Mit einer Kondensatorzündung ist es im allgemeinen möglich, eine sehr hohe Anfangsstromstärke im Funkenchwanz, kurze Anstiegszeit der Hochspannung, geringe Empfindlichkeit für Nebenschlüsse und gleichmäßige Funkenbildung bei allen Motordrehzahlen und Batteriespannungen zu erreichen. Diese Vorteile sind aber keinesfalls schon automatisch jeder HKZ eigen.

Als Nachteile werden eine zu kurze Funkenstandzeit (= Funkenchwanzdauer) und ein relativ hoher Aufwand für eine gute Kondensatorzündanlage genannt. Wie in den folgenden Ausführungen dargestellt wird, kann der erstgenannte, eine wirksame Abgasentgiftung erschwere Mangel beseitigt werden.

2. Dimensionierung

Zum Aufladen des Speicherkondensators einer HKZ wird die Batteriespannung auf eine höhere Spannung umge-

wandelt zu verwenden. Mit ihm kann die Spannung am Speicherkondensator relativ einfach und verlustarm immer konstant gehalten werden.

Der Energiebedarf im Speicherkondensator wird beim Dimensionieren oft unterschätzt. Zum Aufbau der Hochspannung an der Zündkerze gelangt nämlich nicht die gesamte im Speicherkondensator gesammelte Energie $U^2 \cdot C/2$. Es gilt mit hinreichender Näherung

$$\hat{U}_h^2 \cdot C_h \approx U_n^2 \cdot C_n \cdot \frac{C_n \cdot C_h \cdot \hat{u}^2}{(C_n + C_h \cdot \hat{u}^2)^2} \times \left[2 + \frac{C_n \cdot C_h \cdot \hat{u}^2}{(C_n + C_h \cdot \hat{u}^2)^2} \right]$$

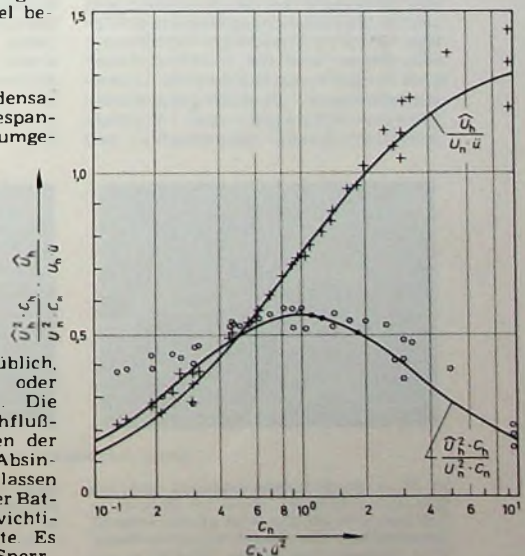
Dabei ist C_n die Kapazität des Speicherkondensators, C_h die Gesamtkapazität an der Hochspannungsseite, U_n die Spannung am Speicherkondensator, \hat{U}_h die erreichbare maximale Hochspannung, \hat{u} das Übersetzungsverhältnis des Zündtransformators.

Daraus ergibt sich die maximal erreichbare Hochspannung zu

$$\hat{U}_h \approx U_n \cdot \hat{u} \cdot \frac{C_n}{C_n + C_h \cdot \hat{u}^2} \times \sqrt{2 + \frac{C_n \cdot C_h \cdot \hat{u}^2}{(C_n + C_h \cdot \hat{u}^2)^2}}$$

Bild 1 zeigt die aus diesen Gleichungen berechneten Kurven für verschiedene Verhältnisse $C_n/(C_h \cdot \hat{u}^2)$. Diese Kurven sind zum schnellen Dimensionieren einer HKZ notwendig. Sie lassen unter anderem auch sofort den günstigsten Bereich $C_n = 1 \dots 2 \cdot C_h \cdot \hat{u}^2$ erkennen. Ferner kann man erkennen, daß bei günstigsten Bedingungen nur rund die Hälfte der Speicherkonden-

Bild 1. Erreichbare Hochspannung \hat{U}_h und übertragene Energie für HKZ in Abhängigkeit von der Kapazität des Speicherkondensators



setzt. Zu diesem Zweck ist es üblich, Transistordurchflußwandler oder -sperrwandler zu verwenden. Die Ausgangsspannung eines Durchflußwandlers folgt den Änderungen der Speisespannung. Das führt zum Absinken der Zündspannung beim Anlassen des Motors und bei fast entladener Batterie und macht dadurch einen wichtigen Vorteil einer HKZ zunichte. Es ist hier vorteilhafter, einen Sperr-

satorenergie zum Aufbau der Hochspannung gelangt. Im Bild 1 sind einige bei mehreren Meßreihen mitnotierte praktisch erreichte Hochspannungswerte (Kreuze) und die daraus bei bekannter Sekundärkapazität berechneten Energiewerte (Kreise) eingetragen. Im wichtigsten Bereich $C_n = 0,5 \dots 2 \cdot C_b \cdot \ddot{u}^2$ stimmen die wirklich erreichten Werte mit den berechneten gut überein.

Der Spitzenstrom \hat{I}_n in der primären Wicklung des Zündtransformators und die Hochspannungsanstiegszeit t_{C_n} werden im wesentlichen durch die Streuinduktivität L_s des Zündtransformators bestimmt. Es gilt

$$\hat{I}_n \approx U_n \cdot \sqrt{\frac{C_n \cdot C_h \cdot \ddot{u}^2}{(C_n + C_h \cdot \ddot{u}^2) \cdot L_s}}$$

$$t_{C_n} \approx 3,14 \cdot \sqrt{\frac{C_n \cdot C_h \cdot \ddot{u}^2 \cdot L_s}{C_n + C_h \cdot \ddot{u}^2}}$$

Der Spitzenstrom \hat{I}_h in der sekundären Wicklung ist $\hat{I}_h \approx \hat{I}_n / \ddot{u}$.

Entsprechende Werte bei den Spulenzündungen sind

$$\hat{U}_h^2 \cdot C_h \approx I^2 \cdot L_1$$

$$\hat{U}_h \approx I \cdot \sqrt{\frac{L_1}{C_1 + C_h \cdot \ddot{u}^2}}$$

$$t_{C_h} \approx 1,57 \cdot \sqrt{L_1 \cdot (C_1 + C_h \cdot \ddot{u}^2)}$$

$$I_{h \max} \approx I \cdot \ddot{u}$$

Dabei ist I der primäre Strom im Augenblick der Unterbrechung, C_1 der an den Unterbrecher angeschlossene parallele Funkenlöschkondensator, L_1 die Induktivität der primären Wicklung.

Es läßt sich errechnen, daß in der HKZ bei Verwendung einer üblichen Batteriezündspule als Zündtransformator der maximale Strom kaum höher und die Hochspannungsanstiegszeit kaum kürzer als bei Spulenzündungen ist. Die später dargestellten Oszillogramme werden das im übrigen bestätigen.

Der im Speicherkondensator nach dem Aufbau der Hochspannung und erfolgreichem Funkenüberschlag verbliebene Energierest und die während dieser Zeit in den Induktivitäten des Zündtransformators teilweise gespeicherte Energie versorgen den Funken-schwanz, dessen Stromstärke und

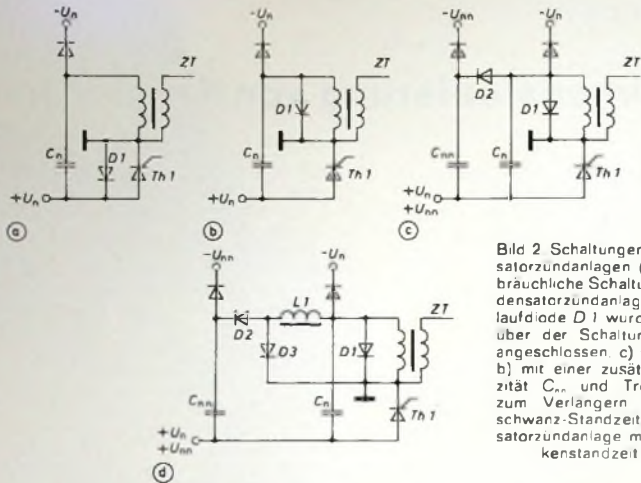


Bild 2 Schaltungen von Kondensatorzündanlagen (HKZ): a) gebräuchliche Schaltung einer Kondensatorzündanlage, b) die Freilaufdiode D_1 wurde hier gegenüber der Schaltung 2a anders angeschlossen, c) wie Schaltung b) mit einer zusätzlichen Kapazität C_n und Trenndiode D_2 zum Verlängern der Funken-schwanz-Standzeit, d) Kondensatorzündanlage mit langer Funkenstandzeit (HKZL)

Dauer ebenfalls maßgeblich von der Streuinduktivität des Zündtransformators bestimmt werden. Um einen steilen Anstieg der Hochspannung und einen hohen Funken-schwanz-Anfangsstrom zu erreichen, muß die (in Reihe liegende) Streuinduktivität gering sein. Für eine längere Funken-schwanz-Standzeit ist aber eine höhere Reiheninduktivität erforderlich. Um einen Funken-schwanz größerer Dauer zu erhalten, muß man eine getrennte zusätzliche Induktivität einsetzen (Bild 2d).

In den Bildern 2a, 2b und 2c sind gebräuchliche HKZ-Grundsaltungen dargestellt. Bild 2d zeigt eine neue Schaltung - im folgenden als HKZL bezeichnet -, die alle Vorteile von Kondensatorzündungen hat und eine beliebig lange Funken-schwanz-Standzeit ermöglicht. Das ist mit der Induktivität L_1 und der zweiten Freilaufdiode D_2 möglich.

Beim Vergleich der nachstehenden Oszillogramme miteinander sind die unterschiedlichen Maßstäbe zu beachten. In allen Bildern stellt die obere Kurve die Zündkerzenspannung und die untere den Zündfunkenstrom dar. Jedes Oszillogramm zeigt nicht nur einen einzelnen Vorgang, sondern eine Serie von etwa 40 aufeinanderfolgenden Zündfunken, die in den Aufnahmen einander überlagert sind. Das erlaubt Rückschlüsse auf die Reprodu-

zierbarkeit der Vorgänge. In den Stromoszillogrammen ist nur der Funken-schwanz sichtbar. Der Funkenkopf liegt mit seiner sehr hohen Stromstärke und sehr kurzen Dauer außerhalb der gewählten Maßstäbe. Alle Aufnahmen wurden bei 200 Funken/s gemacht (6000 U/min eines Vierzylinder-motors).

Bei Spulenzündungen liegt an den Zündkerzen eine negative Spannung, und bei Kondensatorzündungen ist sie positiv. Dies ist günstig. Die negative Elektrode der Zündkerze wird von dem Funken wesentlich stärker erwärmt als die positive. Eine zusätzliche Erwärmung der negativen Mittelelektrode durch die relativ niedrigen Funkenströme einer Spulenzündanlage verbessert die Zündung und ist erwünscht. Höhere Ströme einer guten HKZ würden eine negative Mittelelektrode zum Glühen bringen, und sie würde dann schädliche Selbstzündungen auslösen. Auch wenn der mehr Wärme entwickelnde negative Pol an der stärker gekühlten Gehäuseelektrode liegt, erwärmt sich die nunmehr positive und deshalb kühlere Mittelelektrode bei einer gut dimensionierten Kondensatorzündung manchmal trotzdem noch zu stark, so daß Zündkerzen mit einem um 10...20% höheren Wärmewert erforderlich sein können. Bild 3 zeigt Funkenentladungen einer HKZ nach Bild 2a. Hier erfolgt eine

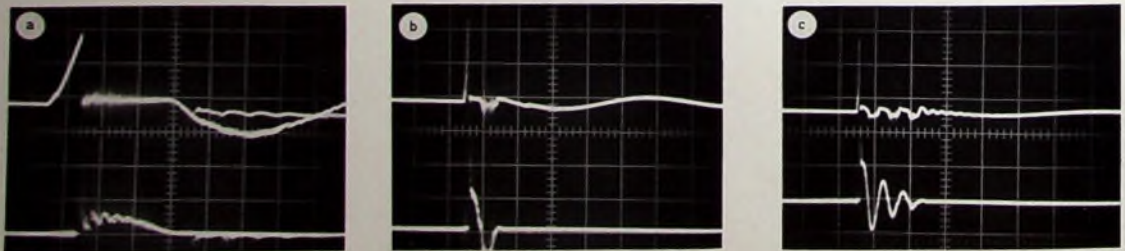


Bild 3 Funkenentladungen einer HKZ nach Bild 2a ($C_n = 1,2 \mu\text{F}$, $U_n = 400 \text{ V}$)

a) ZT - Bosch-Batteriezündspule .0221 114 004, $L_s = 12,8 \text{ mH}$, $R_s = 3,8 \text{ Ohm}$, $L_1 = 2,27 \text{ mH}$, $\ddot{u} = 65$, $C_2 = 34 \text{ pF}$, $C_n = 84 \text{ pF}$ (obere Kurve: 10 kV/Rasterteil, untere Kurve: 0,2 A/Rasterteil, Zeitmaßstab 50 μs /Rasterteil)

b) ZT - Ferritkern-Zündtransformator, $L_s = 2,5 \text{ mH}$, $R_s = 0,25 \text{ Ohm}$, $L_1 = 40 \mu\text{H}$, $\ddot{u} = 100$, $C_2 = 25 \text{ pF}$, $C_n = 75 \text{ pF}$ (obere Kurve: 10 kV/Rasterteil, untere Kurve: 0,5 A/Rasterteil, Zeitmaßstab 50 μs /Rasterteil)

c) ZT - Ferritkern-Zündtransformator, $L_s = 1 \text{ mH}$, $R_s = 0,1 \text{ Ohm}$, $L_1 = 13 \mu\text{H}$, $\ddot{u} = 85$, $C_2 = 29 \text{ pF}$, $C_n = 79 \text{ pF}$ (obere Kurve: 10 kV/Rasterteil, untere Kurve: 1 A/Rasterteil, Zeitmaßstab 50 μs /Rasterteil)



Bild 4 Funkenentladungen einer HKZ nach Bild 2 b

a) $C_n = 1,2 \mu\text{F}$, $U_n = 400 \text{ V}$, ZT wie im Bild 3a (obere Kurve: 10 kV/Rasterteil, untere Kurve: 50 mA/Rasterteil, Zeitmaßstab: 100 μs /Rasterteil)

b) $C_n = 2,2 \mu\text{F}$, $U_n = 300 \text{ V}$, ZT = Bosch-Transistorzündspule „0221 122 001“, $L = 2,84 \text{ mH}$, $R_i = 0,4 \text{ Ohm}$, $L = 283 \mu\text{H}$, $\bar{u} = 150$, $C_2 = 42 \mu\text{F}$, $C_k = 92 \text{ pF}$ (obere Kurve: 10 kV/Rasterteil, untere Kurve: 50 mA/Rasterteil, Zeitmaßstab: 100 μs /Rasterteil)

c) $C_n = 1,2 \mu\text{F}$, $U_n = 400 \text{ V}$, ZT wie im Bild 3c (obere Kurve: 10 kV/Rasterteil, untere Kurve: 1 A/Rasterteil, Zeitmaßstab: 50 μs /Rasterteil)

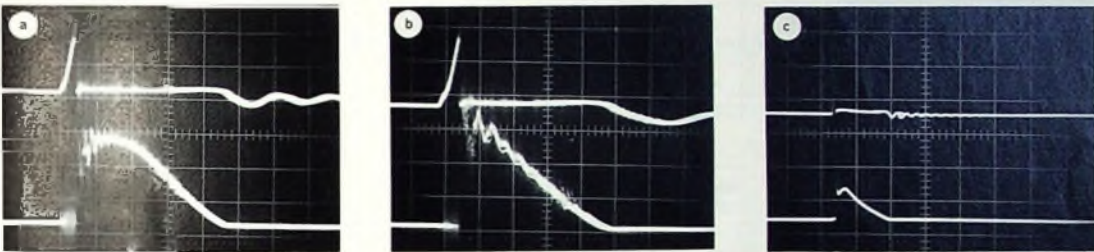


Bild 5 Funkenentladungen einer HKZ nach Bild 2c

a) $C_n = 1,5 \mu\text{F}$, $U_n = 400 \text{ V}$, $C_{nn} = 10 \mu\text{F}$, $U_{nn} = 100 \text{ V}$, ZT wie in den Bildern 3a und 4a (obere Kurve: 10 kV/Rasterteil, untere Kurve: 50 mA/Rasterteil, Zeitmaßstab: 100 μs /Rasterteil)

b) $C_n = 2,2 \mu\text{F}$, $U_n = 300 \text{ V}$, $C_{nn} = 10 \mu\text{F}$, $U_{nn} = 75 \text{ V}$, ZT wie im Bild 4b (obere Kurve: 10 kV/Rasterteil, untere Kurve: 50 mA/Rasterteil, Zeitmaßstab: 100 μs /Rasterteil)

c) $C_n = 0,68 \mu\text{F}$, $U_n = 380 \text{ V}$, $C_{nn} = 10 \mu\text{F}$, $U_{nn} = 100 \text{ V}$, ZT wie im Bild 4c (obere Kurve: 10 kV/Rasterteil, untere Kurve: 1 A/Rasterteil, Zeitmaßstab: 50 μs /Rasterteil)

Schwingung, die nach der ersten positiven Stromhalbwellen eine schwächere negative Halbwellen über die Freilaufdiode D_1 folgen läßt. Sehr oft erlischt der Lichtbogen in der Zündkerze gleich beim ersten Strom-Nulldurchgang am Ende der positiven Halbwellen. Der Zündfunke reißt zu diesem Zeitpunkt ab und ist damit zu Ende (Bild 3a). Während der nun folgenden negativen Halbwellen geht der Thyristor in den Sperrzustand über. Falls der Lichtbogen den ersten Nulldurchgang überstanden hat, reißt er nach Beendigung der negativen Halbwellen ab, weil der Thyristor nicht mehr leitet (Bild 3b). Mit einem verlust- und streuinduktivitätsarmen Zündtransformator ZT und einem Thyristor Th_1 mit langer Freiwerdzeit läßt sich ein Lichtbogen bilden, der einige Schwin-

gungen lang stehen bleibt (Bild 3c), falls er nicht bei einem der Nulldurchgänge durch die Turbulenz ausgeblasen wird. Dabei entstehen aber Schwierigkeiten mit dem rechtzeitigen Löschen des langsamen Thyristors. Man muß eine ausreichende Leerzeit verstreichen lassen, ehe mit dem Aufladen des Speicherkondensators wieder begonnen werden darf, und diese Zeit geht für den Aufladevorgang verloren. Die maximal mögliche Funkenhäufigkeit ist dadurch nicht allzu hoch. Mit einem bereits in der Literatur vorgeschlagenen niederfrequenten Sperrwandler kann zwar diese Schwierigkeit überwunden werden, indem in diese zwangsläufige Pause die Stromflußphase des Sperrwandlers gelegt wird, jedoch haben solche niederfrequenten Sperrwandler andere Nachteile. Der

Zündfunke ist nicht besonders wirksam, da im Lichtbogen günstigstenfalls ein Wechselstrom mit Nullstellen fließt. Das Verlegen der Freilaufdiode D_1 nach Bild 2b ändert die Funkenstromform grundsätzlich. Bild 4 zeigt, daß der Lichtbogenstrom jetzt kontinuierlich in einer Richtung fließt. Sogar bei Verwendung von Batteriezündspulen oder eines Zündtransformators mit höherer Streuinduktivität sind die Zündfunken schon durchaus brauchbar. Jedoch treten dabei die wichtigen Vorteile von Kondensatorzündungen – hoher Strom und schneller Spannungsanstieg – nicht in Erscheinung. Der hohe Aufwand für die HKZ ist dann kaum gerechtfertigt. Mit einem streuinduktivitätsarmen Zündtransformator ZT ist zwar der Strom hoch und der

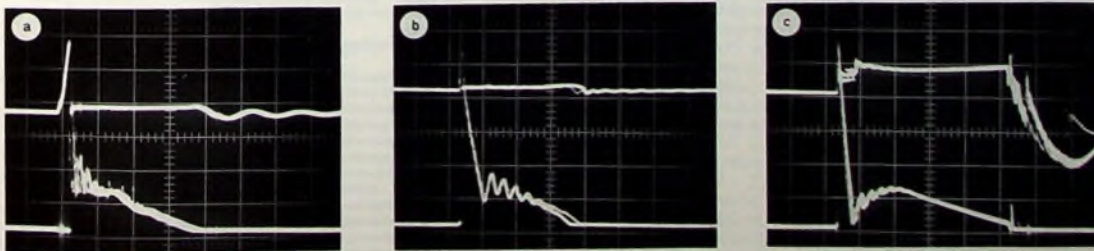


Bild 6 Funkenentladungen einer HKZL nach Bild 2d

a) $C_n = 2,2 \mu\text{F}$, $U_n = 300 \text{ V}$, $C_{nn} = 10 \mu\text{F}$, $U_{nn} = 75 \text{ V}$, $L = 0,25 \text{ mH}$, ZT wie in den Bildern 4b und 5b (obere Kurve: 10 kV/Rasterteil, untere Kurve: 100 mA/Rasterteil, Zeitmaßstab: 100 μs /Rasterteil)

b) $C_n = 0,82 \mu\text{F}$, $U_n = 380 \text{ V}$, $C_{nn} = 10 \mu\text{F}$, $U_{nn} = 100 \text{ V}$, $L = 0,25 \text{ mH}$, ZT wie im Bild 3b (obere Kurve: 10 kV/Rasterteil, untere Kurve: 100 mA/Rasterteil, Zeitmaßstab: 100 μs /Rasterteil)

c) $C_n = 1,2 \mu\text{F}$, $U_n = 380 \text{ V}$, $C_{nn} = 30 \mu\text{F}$, $U_{nn} = 100 \text{ V}$, $L = 1,25 \text{ mH}$, Zündtransformator mit geschlossenem Eisenkern (obere Kurve: 2 kV/Rasterteil, untere Kurve: 100 mA/Rasterteil, Zeitmaßstab: 200 μs /Rasterteil)

Spannungsanstieg steil, dafür aber die Funkenstandzeit zu kurz (Bild 4c). Mit dieser Schaltung kann eine höhere Funkenhäufigkeit erreicht werden. Der primärseitige Strom fließt während der zweiten Hälfte des Funken-schwanzes nur noch über die Freilauf-

Eine der möglichen praktischen Verwirklichungen einer Anlage nach Bild 2d ist als Beispiel im Bild 7 dargestellt. Das Bild 6b wurde mit dieser Ausführung aufgenommen. Die Funken sind bei allen Motordrehzahlen und bei allen Batteriespannungen im-

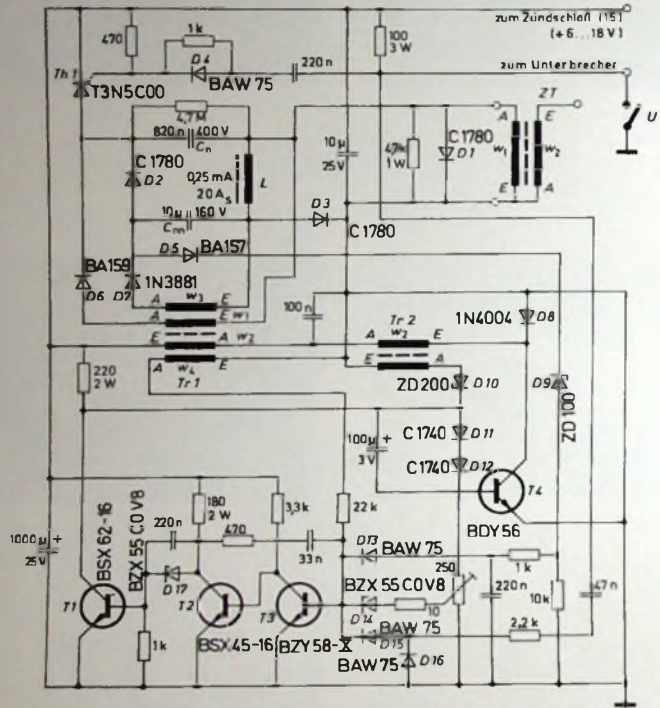


Bild 7. Beispiel einer HKZL für 12-V-Betrieb mit einer Funkenstandzeit von etwa 0,3 ms

diode D1 und nicht mehr durch den Thyristor Th1. Bei Verwendung eines schnellsperrenden Thyristors kann mit dem Neuaufladen des Speicherkondensators bereits begonnen werden, bevor der Funken-schwanz zu Ende ist.

Das bereits vorgeschlagene Zuschalten eines zweiten Speicherkondensators nach Bild 2c verlängert die Funkenstandzeit und erhöht den Strom im Funken-schwanz. Das allgemeine Funkenbild bleibt etwa das gleiche, das auch Bild 5 zeigt. Die möglichen Vorteile einer HKZ werden wiederum nicht voll ausgenutzt, obwohl der Funken-schwanz kräftig ist.

Durch das Einfügen einer Induktivität L1 mit einer zweiten Freilaufdiode D3 erhält man mit einem guten Zündtransformator eine Zündanlage mit nahezu idealer Zündfunkenform; bei einem sehr steilen Hochspannungsanstieg einen sehr hohen Funken-schwanz-Anfangsstrom mit einem anschließenden stetigen, lang brennenden Lichtbogen (Bilder 6b, 6c). Eine gewöhnliche Batterie-zündspule oder ein Zündtransformator mit hoher Streuinduktivität sind hier allerdings fehl am Platz. Mit ihnen bringt die Schaltung 2d im Vergleich zur Schaltung 2c keine Vorteile (s. Bild 6a).

Die Zündfunken von Bild 6b genügen auch den höchsten Anforderungen.

mer die gleichen. Der hohe Anfangsstrom gibt eine deutliche Verbesserung von Kaltstarteigenschaften, auch bei den in dieser Hinsicht berücksichtigten Motoren, und eine weitgehende Unempfindlichkeit für Nebenschlüsse. Der heiße Lichtbogen gewährleistet immer sichere Entflammungen.

Um zu ermitteln, ob noch kräftigere Zündfunken mit einer noch längeren Funken-schwanz-Standzeit weitere Vorteile bringen könnten, wurde eine andere, sehr aufwendige Versuchszündanlage gebaut und die Zündfunken nach Bild 6c mit einer Lichtbogen-brenndauer von 1 ms erzeugt. Das Oszillogramm im Bild 6c oben zeigt den Spannungsverlauf des Funken-schwanzes nun einmal im gestreckten Spannungsmaßstab. Bei Versuchen mit diesen kräftigen Zündfunken mußten die für den verwendeten Motor vorgeschriebenen Zündkerzen mit einem Wärmewert 230 durch solche mit einem Wärmewert von 300 ersetzt werden. Bei kleineren Wärmewerten als 300 entstand wegen übermäßiger Erhitzung der Zündkerzen eine dauernde Selbstentzündung. Nach einigen durchgeführten Tests war der Verteiler ausgebrannt, da er solchen Funken nicht gewachsen ist. Bei besseren HKZ darf nicht vergessen werden, nur einen Verteilerfinger ohne einen eingebauten 5-kOhm-Entstörwiderstand zu

Tab. I Wickel-daten zur Schaltung nach Bild 7

L: Kern: 1-Teile des Kerns EI 60X0,35 (oder EI 60X0,5). Paketdicke 12 mm (34 Bleche 0,35 mm oder 24 Bleche 0,5 mm); Wicklung direkt auf den mit Isolierfolie umwickelten Kern aufbringen, und zwar in der Mitte; drei Lagen 1 mm CuL mit Isolierfolie dazwischen; für 0,35-mm-Bleche: 20 + 19 + 18 = 57 Wdg., für 0,5-mm-Bleche: 21 + 20 + 19 = 60 Wdg. (0,25 mH, 0,08 Ohm)

Tr 1: Siemens-Ferritschalenkern 47X0,28 „B65631-J0630-A022“ (A₁ = 630 nH/w²), Spulenkörper „B65632-A0000-P001“, Halterung „B65633-A0004-X000“; w₁: 76,5 Wdg. 0,38 mm (0,3 · 0,38 mm) CuL in zwei Lagen mit Isolierfolie dazwischen; w₂: 10,5 Wdg. 1,4 mm (1,3 mm) CuL in einer Lage; w₃: 20,5 Wdg. 0,7 mm CuL in einer Lage; w₄: 20,5 Wdg. 0,38 mm (0,1 · 0,5 mm) CuL in einer Lage; zwischen den einzelnen Wicklungen jeweils ebenfalls Isolierfolie

Tr 2: Siemens-Ferritschalenkern 30 ØX19 „B65701-L0000-R030“ ohne Luftspalt, Spulenkörper „B65702-A0000-M001“, Halterung „B65703-A0006-X000“; w₁: 45,5 Wdg. 0,5 mm CuL in 2,5 Lagen mit Isolierfolie dazwischen; w₂: 6,5 Wdg. 1,4 mm (1,3 mm) CuL in einer Lage; zwischen den Wicklungen Isolierfolie

ZT: Siemens-U-Kern „B67333-A0001-X027“, Luftspalt 2X0,1 mm; Transformator in Isolierflüssigkeit PP 3 oder in Transformatoröl eingetaucht; w₁: 56 Wdg. 0,6 mm CuL in einer Lage; w₂: 1. Lage 180 Wdg., 2. Lage 179 Wdg., 3. Lage 178 Wdg., 4. bis 33. Lage 148 Wdg., 34. Lage 147 Wdg., 35. Lage 41 Wdg., insgesamt 5600 Wdg. 0,08 mm CuL. Zwischenlagensolation je eine Lage „Makrofol KC“ (oder „Makrofol C“) 40X0,06 mm (L₁ = 2,5 mH, R₁ = 0,25 Ohm, L₂ = 40 µH, C₂ = 25 pF, R₂ = 1650 Ohm, Funken-dauer 0,35 ms)

Transformator in Epoxidharz eingegossen; w₁: 40 Wdg. 0,9 mm CuL in einer Lage; w₂: 1. Lage 200 Wdg. 0,12 mm CuL, die folgenden Lagen jeweils eine Windung weniger, insgesamt 4000 Wdg. 0,12 mm CuL. Zwischenlagensolation jeweils zwei Lagen „Makrofol KC“; 40X0,06 mm (L₁ = 1,25 mH, R₁ = 0,08 Ohm, L₂ = 20 µH, C₂ = 25 pF, Funken-dauer 0,25 ms)

verwenden, weil sonst Überschläge an ungeeigneten Stellen entstehen und der Widerstand in kurzer Zeit verbrennt. Die 1-kOhm-Widerstände in den Zündkerzensteckern dürfen bleiben.

Mit den überstarken Zündfunken (s. Bild 6c) wurden im Vergleich zu den Zündfunken im Bild 6b keine Verbesserungen der Abgaswerte und der Motorleistung und auch sonst keine Vorteile festgestellt.

Integrierender Schallpegelmesser

Für Lärm-Immissionsmessungen speziell Langzeitmessungen zeitlich schwankender Schallpegel, entwickelte Rohde & Schwarz den integrierenden Schallpegelmesser „Eldo 1“ der eine Amplitudenbewertung nach verschiedenen Normen ermöglicht. „Eldo 1“ ist nach Mitteilung des Herstellers das erste Gerät dieser Art, das auch exakt nach dem Takt-Maximalwertverfahren gemäß TA Lärm mißt. Das für Netz- und Batteriebetrieb geeignete Gerät läßt sich an jeden Schallpegelmesser mit Wechselspannungsausgang anschließen. Es zeigt bei einem Dynamikbereich einschließlich Scheitelfaktor von 44 dB die absolute Lärm-dosis, Meßdauer und Überschreitungsdauer digital an. Mit der zugehörigen Rechenscheibe können aus Lärm-dosis und Meßdauer der gemittelte Schallpegel in dB und die relative Lärm-dosis in % errechnet werden.

Elektronisch erzeugte Musik ohne Tastendruck

Schluß von FUNK-TECHNIK Bd. 29 (1974) Nr. 22, S. 802

Bild 47 zeigt ein Beispiel eines zweistimmigen Programms („A la Claire Fontaine“) mit wiederholter Abfrage mehrfach in der Melodie vorkommender Akkorde. Hier werden zu 26 Noten nur 32 Dioden benötigt, da man auch wiederholt vorkommende Akkorde durch jeweils nur eine Diode abrufen kann. Auf der Printplatte zu dem Leitungsplan dieses

Programmeispiels (Bild 48) wurden einige der nichtbenötigten Leitungen (K, N, 14, 15) zu inneren Verbindungen verwendet. Es eignen sich vorgelochte und mit durchlaufenden Kupferstreifen versehene Printplatten „Veroboard“ recht gut als Programmträger. Bild 49 zeigt den Bestückungs- und Verdrahtungsplan für die Printplatte im Bild 48.

Zur Prüfung eines Programms kann man die frequenzbestimmende elektrische Größe und das Pausensignal mit einem Kurvenschreiber oder Oszillografen darstellen. Dazu ist der Kollektor von T4 (Bild 35) vom folgenden Tonoszillator zu trennen und über den 10-kOhm-Widerstand an +30 V zu legen. Der an dem Widerstand erhaltene Spannungsabfall ist

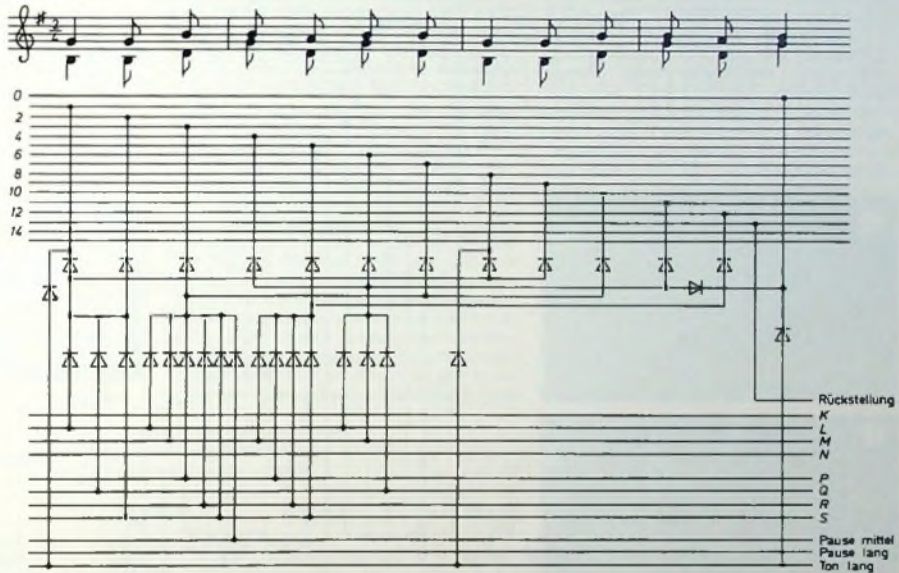


Bild 47 Zweistimmiges Programm mit wiederholter Abfrage mehrfach vorkommender Akkorde

Bild 48 (unten). Printplatte im Maßstab 1:1 zu dem Leitungsplan für das Programmeispiel im Bild 47

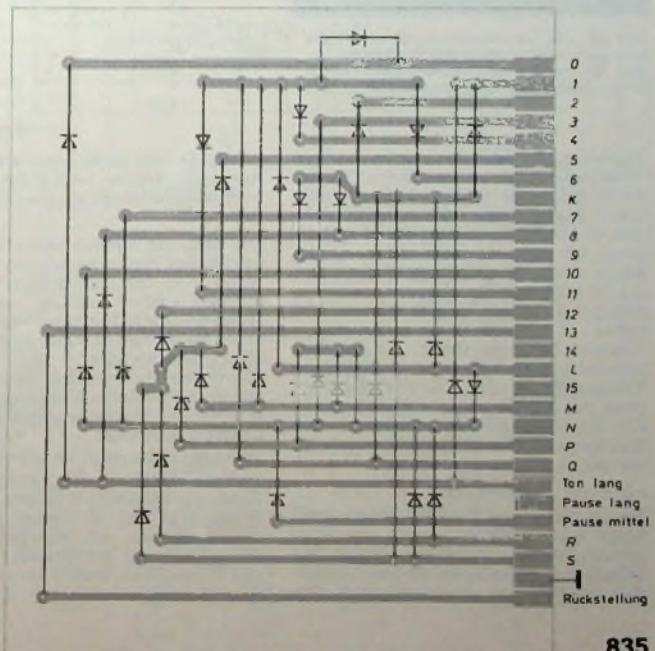
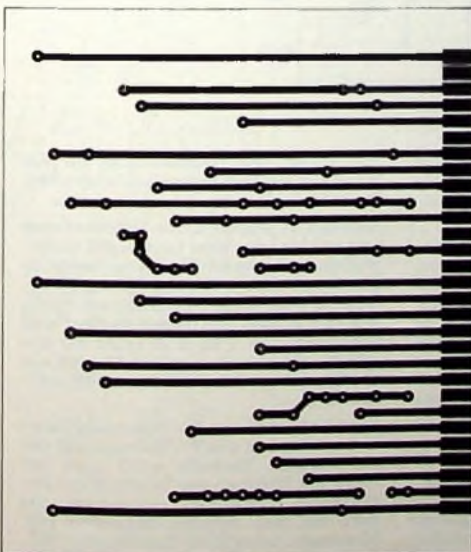
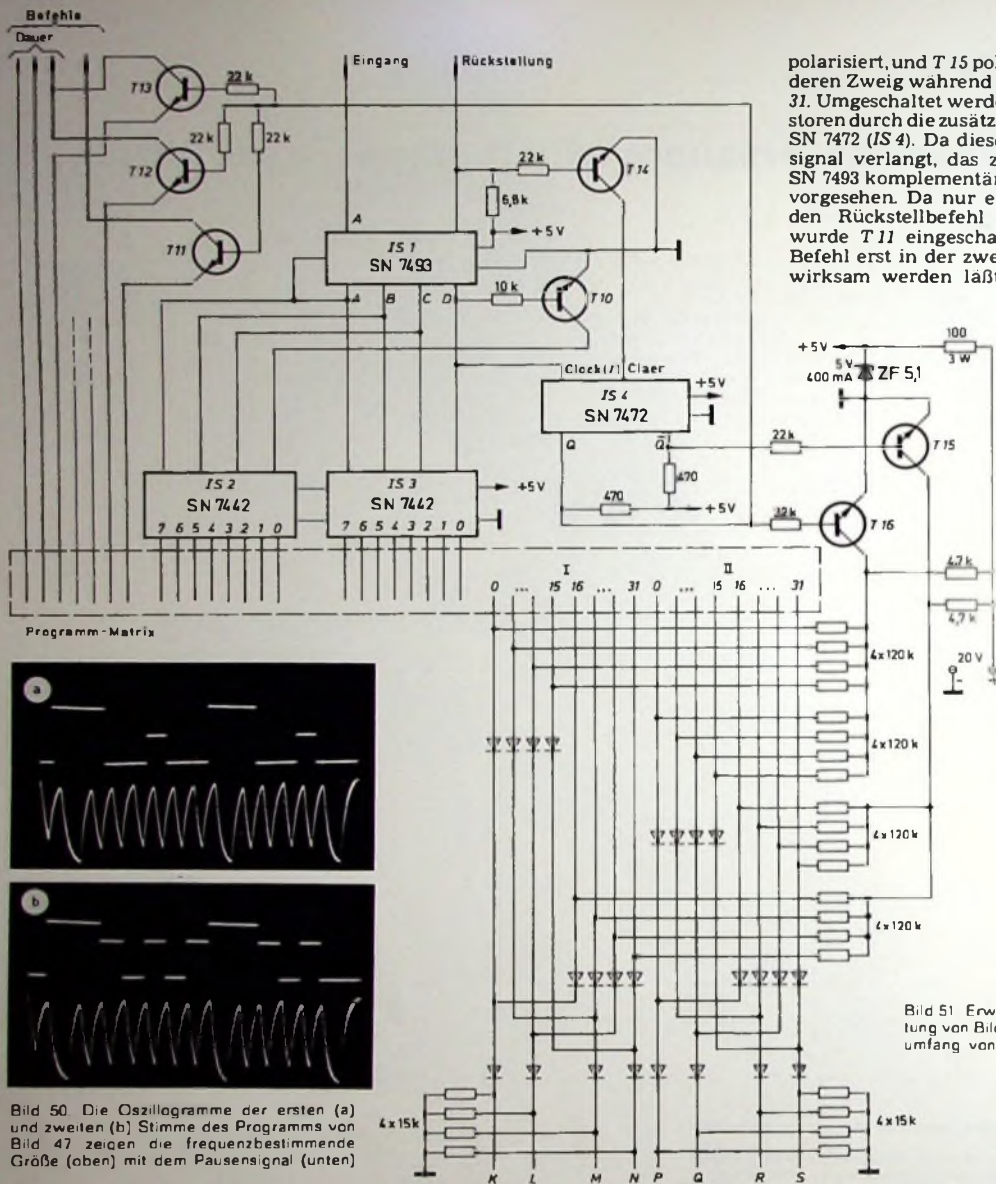


Bild 49 Bestückungs- und Verdrahtungsplan für die Printplatte im Bild 48



polarisiert, und T 15 polarisiert den anderen Zweig während der Noten 16 bis 31. Umgeschaltet werden diese Transistoren durch die zusätzliche Binärstufe SN 7472 (IS 4). Da diese ein Rückstellsignal verlangt, das zu dem der IS 1 SN 7493 komplementär ist, wurde T 14 vorgesehen. Da nur eine Leitung für den Rückstellbefehl vorhanden ist, wurde T 11 eingeschaltet, der diesen Befehl erst in der zweiten Spielhälfte wirksam werden läßt. Auf ähnliche

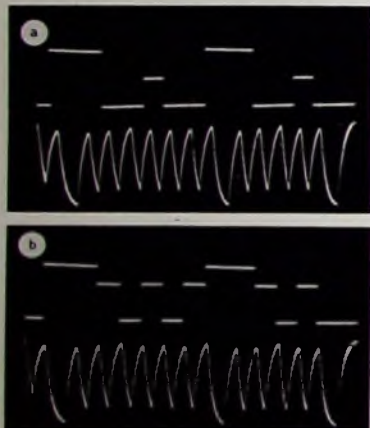


Bild 50 Die Oszillogramme der ersten (a) und zweiten (b) Stimme des Programms von Bild 47 zeigen die frequenzbestimmende Größe (oben) mit dem Pausensignal (unten)

Bild 51 Erweiterung der Schaltung von Bild 43 für einen Spielumfang von maximal 32 Noten

Funktion der jeweils programmierten Tonfrequenz. Er ist im oberen Teil der Oszillogramme (Bild 50) dargestellt. Das Signal zur Pausensteuerung wurde direkt am entsprechenden Ausgang im Bild 42 abgenommen. Die darin deutlich sichtbare Integration durch C, bedingt höhere negative Amplituden bei langen Tönen und höhere Amplituden bei verlängerten Pausen. Letztere treten im Oszillogramm nur wenig hervor, da es sich um Taktphasen handelt. Die erste Schwingung des Pausensignals (ganz links in den Oszillogrammen) entspricht dem Startimpuls. Die Melodie beginnt erst bei der zweiten Schwingung.

4.5. Erweiterungen
Eine größere Anzahl von Spielstimmen kann man erhalten, wenn die Programm-Matrix (Bild 43) durch die Eingänge der entsprechenden Digital-Analog-Wandler erweitert wird. Die

an den Decoderausgängen verfügbare Ausgangsleistung reicht aus, um bis zu 20 Wandlereingänge gleichzeitig anzusteuern.

Die Zahl der nacheinander programmierbaren Noten kann man erhöhen, wenn man den Zähler erweitert und entsprechende Decoder anschließt. Diese Methode führt jedoch rasch zu einer Leiterzahl, für die handelsübliche Steckleisten nicht mehr ausreichen. Es kommt zu Spannweiten auf der Printplatte, die nur bei Verlängerung der Diodenanschlußdrähte zu überbrücken sind.

Weniger redundant ist die im Bild 51 gezeigte Methode für zweistimmiges Spiel von maximal 32 Noten. Der Entwurf zeigt nur 16 Decoderausgänge, dafür werden die Wandlereingänge (K...N, P...S) verdoppelt. Während der Noten 0 bis 15 wird der eine Zweig der Wandlerleitungen durch T 16

Art erfolgt die Umschaltung für die ebenfalls verdoppelten Leitungen der Dauerbefehle.

Im Bild 51 wurde diese Umschaltung nur für eine der drei Leitungen eingezeichnet. Sie kann für die anderen in gleicher Weise erfolgen. Weniger aufwendig wird diese Umschaltung, wenn man sie in den Taktgeber verlegt und dort zwei wie T 15, T 16 (Bild 51) geschaltete Transistoren über Dioden auf die Basen von T 3, T 4, T 5 (Bild 42) wirken läßt.

Eine Verdopplung der Notenzahl führt keineswegs zu einer Verdopplung des Aufwandes. Deshalb wird man bei mehr als 32 Noten die Wiederkehr bestimmter Tonfolgen ausnutzen, die man bei den meisten Melodien hat. Man kann dann diese Tonfolgen in Nebenprogrammen unterbringen, die durch ein Hauptprogramm wiederholt abgefragt werden können.

Vollintegrierter SQ-Logic-Decoder zum Selbstbau

Im Jahre 1971 wurde in Deutschland die Quadrophonie eingeführt. Bisher ist noch nicht entschieden, welches Quadrophonie-System sich durchgesetzt hat. Deshalb wird ein Kampf um die verschiedenen Quadrophonie-Systeme geführt. Bis heute konnten sich trotz verschiedener Für und Wider zwei Systeme behaupten, und zwar

- das diskrete CD-4-System und
- das SQ-Matrixsystem.

In den CBS-Laboratorien wurde unter der Leitung von Benjamin B. Bauer das SQ-System entwickelt. Bereits 1971 hatte sich ihm die deutsche Schallplatten-Gesellschaft EMI-Electrola ange-

schlossen, so daß seitdem auf dem Software-Sektor ein gewisses Repertoire auch aus deutscher Fertigung zur Verfügung steht.

Dieses SQ-System hat den Vorteil einer universellen Verarbeitungsmöglichkeit der codierten Signale, was besonders von Amateuren geschätzt wird. Ohne Änderungen kann nämlich nicht nur der bisherige Stereo-Plattenspieler als Wiedergabegerät benutzt werden, sondern es sind auch Überspielungen auf ein Stereo-Tonbandgerät oder einen Stereo-Cassetten-Recorder ohne technische Hilfsmittel möglich. Die der Matrix-Quadrophonie eigene geringe Übersprechdämpfung zwischen den vorderen und hinteren Kanälen konnte durch Einführung einer Logic wesentlich verbessert werden. Bisher stand dem ernsthaften Amateur für den Selbstbau allerdings nur die integrierte Schaltung MC 1312 P von Motorola zur Verfügung. Sie hat aber nur die zur einfachen Decodierung der beiden codierten Kanäle erforderlichen Bauelemente. Der Selbstbau von Logic-Decodern stieß daher wegen des großen Bauaufwandes auf erhebliche Schwierigkeiten. Nun hat Motorola die integrierten Schaltungen MC 1314 P und

MC 1315 P¹⁾ auf den Markt gebracht, die mit relativ geringem Aufwand den Selbstbau eines hochwertigen SQ-Logic-Decoders (Bild 1) ermöglichen, der nachstehend beschrieben wird.

1. Schaltung

Über die Technik der Quadrophonie wurde in dieser Zeitschrift bereits ausführlich berichtet [1]. Bild 2 zeigt die Schaltung des SQ-Logic-Decoders. Die von einem Plattenspieler oder Tonbandgerät kommenden codierten Signale werden den Anschlüssen 3 (links) und 5 (rechts) der Eingangsbuchse Bu 1 zugeführt. Über den Schalter S2 werden sie entweder als Stereo-Signale direkt den Anschlüssen 3 und 5 der vorderen Ausgangsbuchse Bu 2 zugeleitet, oder sie steuern die MC 1312 P (IS 1) an, die den eigentlichen Decoder enthält. Die externen Bauelemente C3... C15 und R1... R9 sorgen für eine breitbandige 90°-Phasenverschiebung zwischen den vier Ausgangskanälen. Da diese für die Decodierung qualitätsbestimmend sind, sollte bei ihnen unbedingt auf möglichst geringe Toleranzen ($\leq 5\%$) geachtet werden. Der Eingang von IS 1

¹⁾ Vertrieb in Deutschland: Jermyn GmbH, 6277 Camberg, Postfach 11 46



Bild 1 Ansicht des SQ-Logic-Decoders

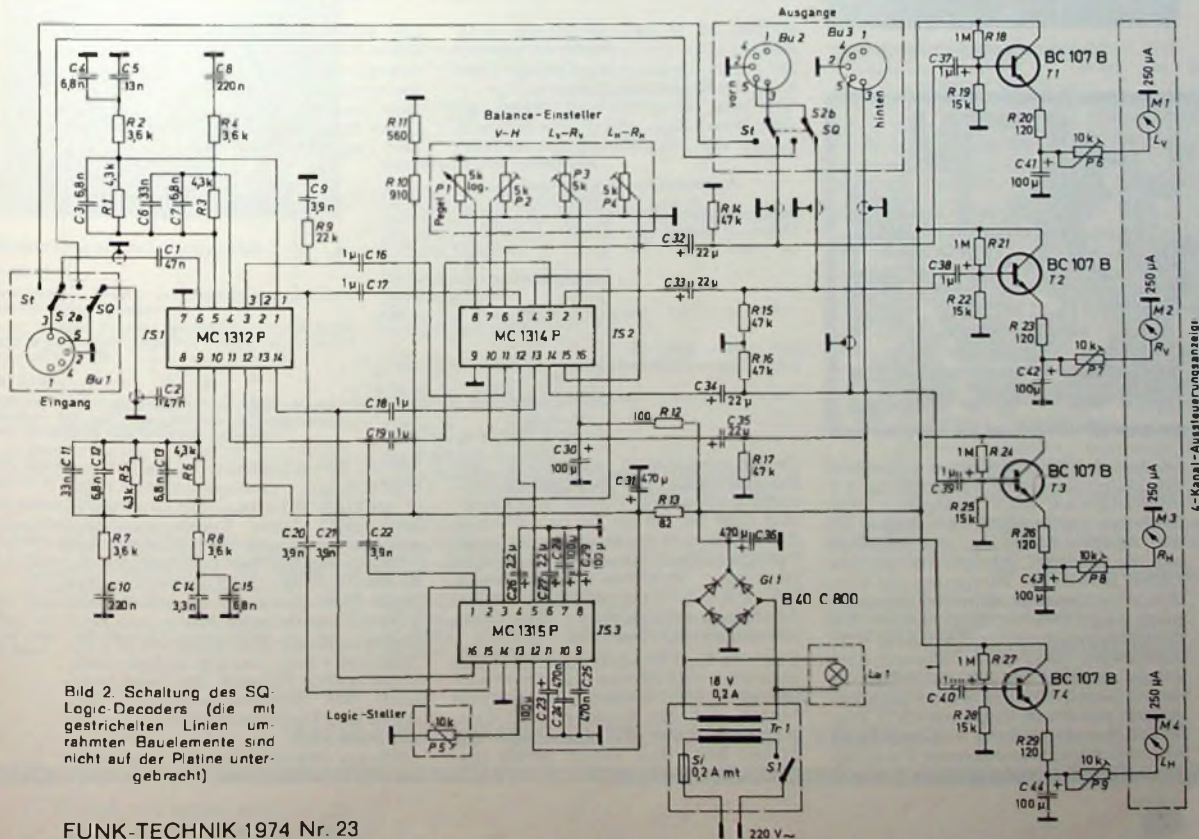


Bild 2 Schaltung des SQ-Logic-Decoders (die mit gestrichelten Linien umrahmten Bauelemente sind nicht auf der Platine untergebracht)

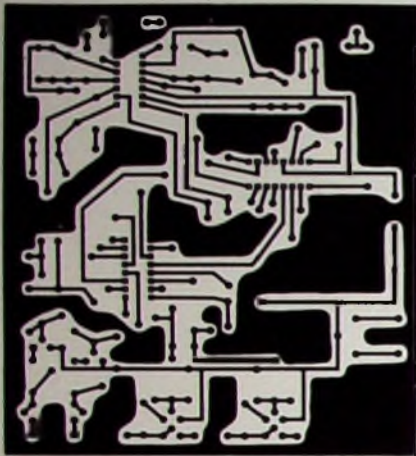
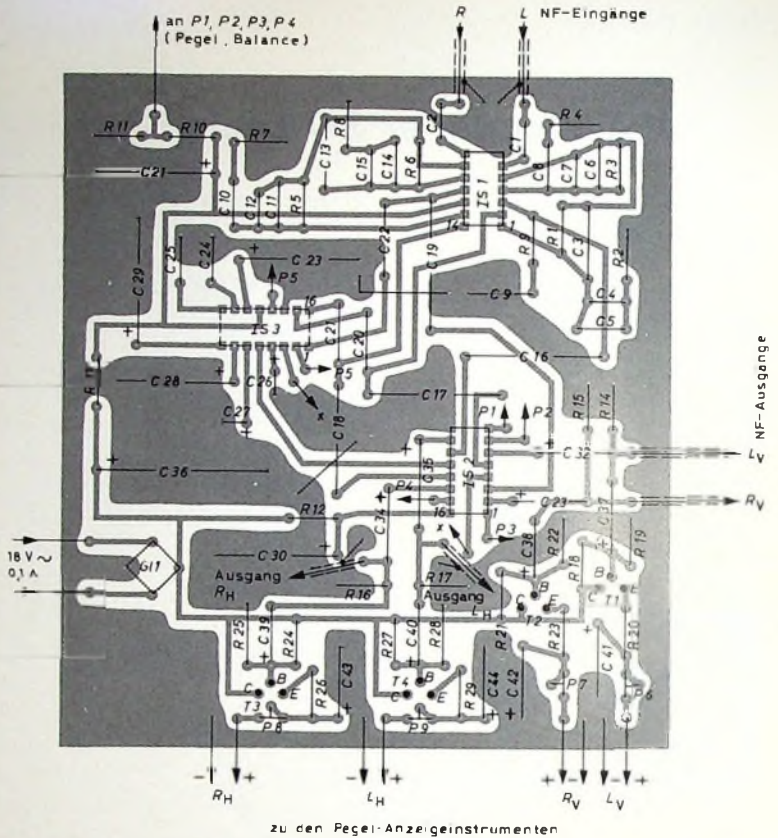
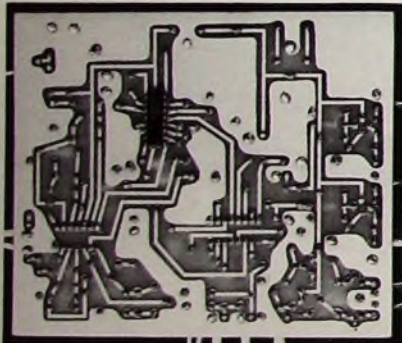


Bild 3. Printplatte des SQ-Logic-Decoders im Maßstab 1:2 (Leiterbahnseite)

Bild 4. Bestückungsplan ▶



Bild 5. Bestückte Printplatte (Bestückungsseite)

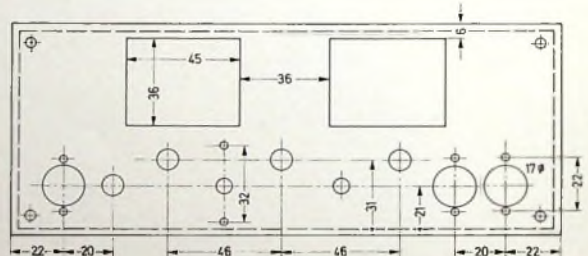


Kanäle ist je eine fünfpolige Ausgangsbuchse (Bu 2, Bu 3) vorhanden. Bei einem Ausgangspegel von 0,5 V beträgt der Gesamtklirrfaktor 0,1%. Um eine Kontrolle der Ausgangssignale zu haben, sind für die vier Ausgänge vier Aussteuerungsverstärker

Die Regelspannungen zur automatischen Verstärkungsregelung liegen an den Anschlüssen 4 (Regelspannung für die vorderen Kanäle) und 12 (Regelspannung für die hinteren Kanäle). Diese Regelspannungen werden von dem Logic-Baustein MC 1315 P (IS 3)

Bild 6. Bestückte Printplatte (Leiterbahnseite mit der IS 3)

Bild 7. Bohrplan für die Frontplatte ▶



ist bei 2 MOhm Eingangsimpedanz für Eingangssignale von maximal 2 V (Nominalwert 0,5 V) ausgelegt. Die Verstärkung beträgt 0 dB (gleich 1). An den Anschlüssen 2, 3, 11 und 14 stehen die decodierten Signale in gleicher Größe bereits zur Verfügung. Sie werden jedoch nicht unmittelbar dem Ausgang zugeführt, sondern speisen den spannungsgesteuerten 4-Kanal-Verstärker MC 1314 P (IS 2). Bei einer Ausgangsimpedanz von 2 kOhm liefern die Anschlüsse 2, 6, 10 und 14 die Ausgangssignale mit einem Pegel von 0,5 V. Eine Verstärkungsregelung von 80 dB läßt sich mit dem Potentiometer P 1 erreichen. Für die vorderen und hinteren

(Impedanzwandler) eingebaut. Die Einschwingzeit der Instrumente entspricht etwa der VU-Meter-Anzeige und liegt bei 250 ms. Ist eine kürzere Einschwingzeit erwünscht, so kann sie mit einem 47-µF-Kondensator parallel zu den 10-kOhm-Potentiometern P 6 ... P 9 auf 100 ms reduziert werden. Allerdings erfolgt dabei ein Überschwingen von etwa 1 dB.

Eine Balance-Einstellung über einen Bereich von 12 dB kann mit den Potentiometern P 2 ... P 4 zwischen vorn und hinten und den Kanälen vorn links (L_V), vorn rechts (R_V) beziehungsweise hinten links (L_H), hinten rechts (R_H) vorgenommen werden.

Er enthält sowohl die Ecken-Signal-Logic (wave-matching-logic) als auch die Mittensignal-Logic (front-back-logic). Diese Regelspannungen werden aus einem Amplituden- und Phasenvergleich der drei Signale L_V, R_V und R_H (C 20 ... C 22) gewonnen. Eine Logic-Einstellung erfolgt mit dem 10-kOhm-Potentiometer P 5.

Die Spannungsversorgung von 24 V erfolgt aus einem einfach aufgebauten, unregulierten Netzteil. Die Sekundärseite des Netztransformators Tr 1 speist gleichzeitig eine Betriebsanzeigelampe La 1, die unter Umständen auch zur Beleuchtung der Aussteuerinstrumente dienen kann. Meh-

reere Siebglieder (C 36, R 12, C 30, R 13 und C 31) sorgen für eine einwandfreie Entkopplung der einzelnen IS.

2. Aufbau

Bild 3 zeigt die Printplatte des SQ-Logic-Decoders im Maßstab 1:2² von der Leiterbahnseite, Bild 4 den Bestückungsplan, Bild 5 die bestückte Printplatte von der Bestückungsseite und Bild 6 die bestückte Printplatte von der Leiterbahnseite mit der IS 3. Alle Bauelemente werden auf einer 140 mm x 123 mm großen, einseitig kupferkaschierten Epoxid-Glasharzgewebeplatte aufgebaut. Es ist jedoch darauf zu achten, daß die IS 3 von der Leiterbahnseite her eingelötet wird.

Nach der Bestückung der Printplatte werden alle Bohrungen auf der Aluminiumfrontplatte des SQ-Logic-Decoders eingearbeitet. Die Größen der zu bohrenden Löcher und Ausschnitte sind dem Bohrplan zu entnehmen (Bild 7). Außer dem Netzschalter S1 und der Netzsicherung Si wurden alle Bedienungselemente auf der Frontplatte untergebracht. Die Bohrungen für die Schalter und Potentiometer wurden nicht mit Maßen versehen, da sie je nach Herstellerfirma der Bauteile verschieden sein müssen. Mit einem Drehknopf sind lediglich der Funktionsschalter und der Pegelsteller (rechts) versehen worden. Für alle anderen Steller (Logic, Balance) ist mit Hilfe einer eingeschraubten Buchse eine Schraubenziehereinstellung vor-

²⁾ Fotokopien der Vorlage für die Printplatte im Maßstab 1:1 können vom Verlag bezogen werden.

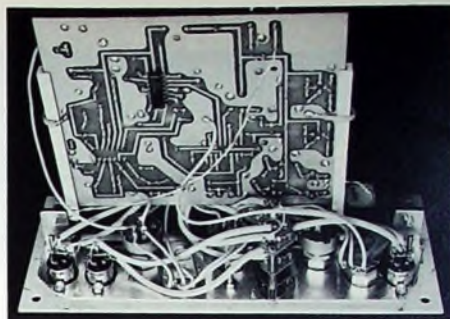


Bild 8 Mit flexiblen Leitungen verbundene Printplatte mit der Frontplatte

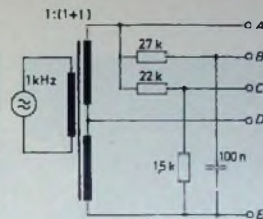


Bild 9 Adapter zur Nachbildung der beiden codierten Signale L und R

Ort der Schaltquelle	Anschlüsse am Eingang		
	3	5	2
L ₀	D	-	E
V ₁₄	D	D	E
R ₁₄	-	D	E
R ₁₁	B	C	E
M ₁₁	A	E	D
L ₁₁	C	B	E

handen, da sie nicht ständig bedient zu werden brauchen. Als Aussteuerungsinstrumente wurden preisgünstig angebotene japanische Doppel-VU-Meter (250 µA Vollausschlag) eingesetzt. Die Instrumente wurden mit zwei Winkeln an der Rückseite der Frontplatte befestigt. Das linke Instrument zeigt die Aussteuerung der beiden vorderen Kanäle an, während das rechte Instrument zur Kontrolle der beiden hinteren Kanäle dient. An Stelle der im Mustergerät rechts oben angebrachten Betriebsanzeigelampe L₁ können auch beide Instrumente durch zwei kleine Lämpchen beleuchtet werden. Der Logic-Steller P 5 wurde neben die Eingangsbuchse B₁ gesetzt. Die Balance-Einsteller wurden so angeordnet, daß zum Beispiel der für die Kanäle vorn

links und vorn rechts zuständige Einsteller P 3 unterhalb des linken Instruments sitzt. In der gleichen Weise wurde mit P 4 und P 2 verfahren, die unterhalb des rechten Instruments beziehungsweise zwischen den beiden Instrumenten befestigt wurden. Um keine Befestigungsschrauben an der Außenseite der Frontplatte sichtbar werden zu lassen, befindet sich hinter der Frontplatte eine zweite Aluminiumplatte, an der die Bauelemente angeschraubt wurden (s. Bild 8). Bis auf die in der Schaltung besonders gekennzeichneten abgeschirmten NF-Leitungen bestehen alle Leitungsverbindungen zu den Einstellern aus Schalllitze. Die gedruckte Platine wurde mittels zweier Schienen und Winkel an der Frontplatte befestigt,

Fachliteratur von hoher Qualität



Elektrische Nachrichtentechnik

- I. Band:**
Grundlagen, Theorie und Berechnung passiver Übertragungsnetzwerke
von Dozent Dr.-Ing. HEINRICH SCHRODER
650 Seiten · 392 Bilder · 7 Tabellen · Ganzleinen 47,— M
- II. Band:**
Röhren und Transistoren mit Ihren Anwendungen bei der Verstärkung, Gleichrichtung und Erzeugung von Sinusschwingungen
von Dozent Dr.-Ing. HEINRICH SCHRODER
603 Seiten · 411 Bilder · 14 Tabellen · Ganzleinen 47,— M
- III. Band:**
Grundlagen der Impulstechnik und Ihre Anwendung beim Fernsehen
von Dozent Dr.-Ing. HEINRICH SCHRODER
Dozent Dipl.-Ing. GERHARD FELDMANN
Dozent Dr.-Ing. GÜNTHER ROMMEL
764 Seiten · 549 Bilder · Ganzleinen 52,50 M
Über 110 Seiten umfangreicher als der I. Band und über 160 Seiten umfangreicher als der II. Band.

Handbuch für Hochfrequenz- und Elektro-Techniker

Band I-VIII mit über 6130 Seiten, über 5400 Bildern und Tabellen. Gesamtpreis 225,— M. Alle acht Bände auch einzeln lieferbar.
(Band I, II, IV u. VI zur Zeit vergriffen)

Handbuch der Elektronik

Bauelemente und Industrielle Schaltungstechnik
Herausgeber: Dr. REINHARD KRETMANN
Mitauforen: Ing. PAUL GERKE, Ing. FRANZ KUNZ
529 Seiten · 476 Bilder · 17 Tabellen · Ganzln. 52,— M
(zur Zeit vergriffen)

Oszillografen-Meßtechnik

von J. CZECH
684 Seiten · 636 Bilder · 17 Tabellen · Ganzln. 52,— M
(zur Zeit vergriffen)

Computer-Technik — leicht verständlich

von Dr. H. RECHBERGER
227 Seiten · 76 Bilder · 16 Tabellen · Ganzln. 35,— M

Schaltungen und Elemente der digitalen Technik

von KONRAD BARTELS und BORIS OKLOBDZIA
156 Seiten · 103 Bilder · Ganzleinen 25,50 M

Mikrowellen

von HANS HERBERT KLINGER
223 Seiten · 127 Bilder · 7 Tabellen · Ganzln. 31,50 M

Transistor-Schaltungstechnik

von HERBERT LENNARTZ und WERNER TAEGER
254 Seiten · 284 Bilder · 4 Tabellen · Ganzln. 32,50 M
(zur Zeit vergriffen)

Technik des Farbfernsehens

In Theorie und Praxis NTSC · PAL · SECAM
von Dr.-Ing. NORBERT MAYER (IRT)
330 Seiten · 206 Bilder · Zahlreiche Tabellen
Farbbildanhang · Ganzleinen 38,50 M

Praxis der Rundfunk-Stereophonie

von WERNER W. DIEFENBACH
145 Seiten · 117 Bilder · 11 Tabellen · Ganzln. 23,50 M

Prüfen · Messen · Abgleichen

Service an Farbfernsehempfängern
PAL · SECAM
von WINFRIED KNOBLOCH
176 Seiten · 64 Bilder · Ganzleinen 25,50 M

Kompodium der Photographie

von Dr. EDWIN MUTTER
I. Band: Die Grundlagen der Photographie
Zweite, verbesserte und erweiterte Auflage
358 Seiten · 157 Bilder · Ganzleinen 33,— M
II. Band: Die Negative-, Dispositiv- und Umkehrverfahren (zur Zeit vergriffen)
334 Seiten · 51 Bilder · Ganzleinen 33,— M
III. Band: Die Positivverfahren, Ihre Technik und Anwendung
304 Seiten · 40 Bilder · Ganzleinen 33,— M

Wörterbuch der Photo-, Film- und Kinotechnik

mit Randgebieten Englisch · Deutsch · Französisch
von Dipl.-Ing. WOLFGANG GRAU
663 Seiten · Ganzleinen 49,50 M

Praxis der Schmalfilmvertonung

demonstriert an Siemens-Geräten
von PETER STÖBER
52 Seiten · 12 Bilder · Broschiert 9,50 M

Zu beziehen durch Buch- und zahlreiche Fachhandlungen im In- und Ausland sowie durch den Verlag

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH · 1 BERLIN 52

Ein Sekt
der
begeistert



SCHLOSS WACHENHEIM Lekt

während der Netztransformator an der Rückseite des Gehäuses angeschraubt wurde. So brauchen nach Abnahme der Frontplatte lediglich die beiden Stromzuführungsleitungen vom Netztransformator abgelötet zu werden. Der SQ-Logic-Decoder wurde in ein Zeissler-Gehäuse vom Typ „2000-02-00“ eingebaut.

3. Inbetriebnahme und Messungen

Nach dem Einschalten des SQ-Logic-Decoders hat zunächst eine Überprüfung der einzelnen Funktionen zu erfolgen. Dazu ist es notwendig, daß mit einem zwischen Tongenerator und Decoder geschalteten Adapter die codierten Kanäle L und R nachgebildet werden. Bild 9 zeigt den Aufbau dieses Adapters. Für die Nachbildung eines hinteren Mittensignals wird ein um 180° phasenverschobenes Signal benötigt. Dies erhält man durch das Einfügen eines Übertragers mit einer Primärimpedanz von etwa 1 .. 2 kOhm bei 1000 Hz. Der Innenwiderstand des Generators sollte dabei nicht über

200 Ohm liegen. Die zur Nachbildung der hinteren Eckensignale erforderlichen Phasendrehungen von +90° werden mit RC-Gliedern erzeugt. Da durch die Phasendrehung Pegelverluste entstehen, mußte auch im realen Zweig ein ohmscher Spannungsteiler eingesetzt werden. Tab. I zeigt, welche Spannungen mit welchen Phasenbeziehungen an die beiden Eingänge L und R (Anschluß 3 und 5) zu legen sind, um die Richtung einer entsprechenden Schallquelle nachzubilden. Die erste Messung besteht darin, daß man die vier Eckensignale V_L , V_R , H_L und H_R nachbildet, an den jeweiligen Ausgang ein Röhrenvoltmeter anschließt und bei voll aufgedrehtem Pegeleinsteller P 1 am Tongenerator so lange nachregelt, bis an jedem Ausgang 0,5 V stehen. Bei dieser Spannung werden nun mit den Potentiometern P 6 .. P 9 die Instrumente M 1 .. M 4 auf Vollausschlag (0 VU) gebracht. Der Logic-Einsteller P 5 und die Balance-Einsteller P 2 .. P 4 sollten dabei zunächst in Mittelstellung gebracht werden. Nach dieser Grundeinstellung werden nun die Signale V_M und H_M auf den Eingang gegeben. Hierbei müssen die Instrumente M 1 und M 2 beziehungsweise M 4 und M 3 jeweils die gleichen Ausschläge anzeigen. Ist dies nicht der Fall, müssen die entsprechenden Balance-Einsteller P 3 und P 4 nachgestellt werden. Weichen die Ausschläge der linken und der rechten Instrumentengruppe bei den Signalen V_M und H_M voneinander ab, muß mit dem Balance-Regler P 2 (vorn - hinten) auf gleichen Ausschlag eingestellt werden. Eine gewisse Abhängigkeit besteht zwischen P 2 und dem Logic-Einsteller. Sie müssen wechselseitig nachgestellt werden. Die Einstellung des Logic-Potentiometers ist nicht unproblematisch. In einer Endstellung erhält man ein kleineres

und sehr symmetrisches Übersprechen zwischen den vorderen und hinteren Kanälen, aber ein relativ großes Übersprechen zwischen den einzelnen Eckensignalen. In der anderen Endstellung ist es umgekehrt. Man muß durch Versuche einen Kompromiß finden. Die am Mustergerät gemessenen Werte (Tab. II) sollten dabei als Anhaltspunkte dienen. Sie wurden allerdings mit dem CBS-Coder „4211“ in Stellung normal mit dem eingebauten

Tab. I. Pegel- und Phasenbeziehungen zur Nachbildung der Richtung einer Schallquelle

Ort der Schallquelle	Pegel beziehungsweise Phase am Decodereingang	
	L	R
L_M	0,5 V	-
V_M	0,35 V	0,35 V
R_M	-	0,5 V
R_M	-	-
R_M	0,35 V (+90°)	0,35 V
H_M	0,35 V	0,35 V (180°)
L_M	0,35 V	0,35 V (+90°)
L_M	-	-

Einzelteilliste

integrierte Schaltung MC 1312 P (IS 1)	(Motorola)
integrierte Schaltung MC 1314 P (IS 2)	(Motorola)
integrierte Schaltung MC 1315 P (IS 3)	(Motorola)
Kondensatoren „FKS“ 100 V (C 4, C 5, C 6, C 7, C 11, C 12, C 14, C 15)	(Wima)
Kondensatoren „Styroflex“ 63 V (C 3, C 9, C 13, C 20, C 21, C 22)	(Mial)
Kondensatoren „MKS“ 63 V (C 1, C 2, C 8, C 10, C 24, C 25)	(Wima)
Kondensatoren „Tropylol M“ 63 V (C 16, C 17, C 18, C 19)	(Wima)
Elektrolytkondensatoren 35 V (C 28, C 29, C 30, C 31, C 36)	(Siemens)
Tantal-Elektrolytkondensatoren „ERO ETQ 5“ 25 V (C 32, C 33, C 34, C 35)	(Roederstein)
Tantal-Elektrolytkondensatoren „ERO ETP“ 25 V (C 26, C 27, C 37, C 38, C 39, C 40)	(Roederstein)
Elektrolytkondensatoren „Printilyt I“ 6 V (C 41, C 42, C 43, C 44)	(Wima)
Kleindrehschalter 4 x 2 (2 Ebenen) (S 2)	(Siemens)
Gehäuse „2000-02-00“	(Zeissler)

Bezug der angegebenen Bauelemente nur über den einschlägigen Fachhandel

Infrarot-Nachtsichtgerät
Modell EH 60
Reichweite ca. 350 m
Zub. Akku, Ladegerät
Preis DM 249,50
Wir liefern: Mindestens
Ausgangsgarantie, Rüge-
schreibermikrofone, Kop-
perschalleinrichtungen.
Fordern Sie gegen
DM 3,- in Briefmarken
Katalog an

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

Ich möchte Ihre überzähligen
RÖHREN und
TRANSISTOREN
in großen
und kleinen Mengen kaufen
Bitte schreiben Sie an
Hans Kaminsky
8 München-Solln - Spindlerstr. 17

Wo fehlt eine?
Bei uns alle Schreibmaschinen.
Riesenauswahl,
stets Sonderposten. - Kein
Risiko, da Umtauschrecht -
Kleine Raten. Fordern Sie
Gratiskatalog 907 N
INÖTHEL Deutschlands großes
Büromaschinenhaus
34 GÖTTINGEN, Postfach 601

● BLAUPUNKT
Auto- und Kofferradios
Neueste Modelle mit Garantie. Ein-
bauzubehör für sämtliche Kfz-Typen
vorrätig. Sonderpreise durch Nach-
nahmeversand. Radiogroßhandlung
W. Krall, 51 Aachen, Postfach 865,
Tel. 7 45 07 - Liste kostenlos

Für Meisterbastler
zum Selbstbau:
TOSHIBA MW-Radio-
Phono Batt./Netz,
Nachn. 80,-
L. Diewock,
6 Ffm.-71, Fach 71 05 66

Tabelle II Mit einem CBS-Coder und einem Sony-Decoder beziehungsweise dem Mustergerät ermittelte Übersprechwerte (Werte in Klammern: Sony-Decoder)

Coder-eingänge	Decoderausgänge (Pegel in dB)			
	L_{VI}	R_{VI}	L_{II}	R_{II}
L_{VI}	0 (0)	-20 (-20)	-20 (-20)	-20 (-20)
V_{MI}	-2 (-2,5)	-2 (-2,5)	-15 (-20)	-20 (-20)
R_{VI}	-20 (-20)	0 (0)	-15 (-20)	-20 (-20)
R_{MI}	-15 (-12)	-4 (-3,5)	-10 (-15)	-2 (-3,5)
R_{II}	-20 (-20)	-20 (-20)	-20 (-15)	0 (0)
L_{VI}	-10 (-12)	-3 (-3,5)	-3 (-4)	-10 (-12)
H_{MI}	-20 (-20)	-20 (-20)	-3 (-1,5)	-3 (-1,5)
L_{VI}	-2,5 (-3)	-10 (-12)	-10 (-11)	-2,5 (-4)
L_{II}	-20 (-20)	-15 (-20)	0 (0)	-20 (-15)
L_{VI}	-2,5 (-3)	-10 (-12)	-2,5 (-4)	-10 (-12)

Meßgenerator und der Sinusspannung ermittelt. Als Vergleich dazu diente der hochqualitative SQ-Logic-Decoder „2020“ von Sony. Alle Pegelwerte wurden durch Ablesung an den Aussteuerungsinstrumenten aufgenommen. Mit dem einfach aufgebauten Adapter lassen sich lediglich die Werte für die Eckensignale sowie für V_{MI} und H_{MI} eindeutig nachbilden.

Schrifttum

- [1] Schmidt, U.: Die Technik der Quadrophonie FUNK-TECHNIK Bd 28 (1973) Nr. 16, S. 572-576, Nr. 17, S. 647, 650-651, Nr. 18, S. 685, 688, u. Nr. 19, S. 727-728
- [2] Theile, G.: Quadrophonie mit dem SQ-System? FUNK-TECHNIK Bd 29 (1974) Nr. 9, S. 315-317, 320, u. Nr. 10, S. 359-362
- [3] Herrmann, I. W.: SQ-Quadrophoniesystem - Selbstbau eines Matrix-Decoders Funkschau Bd 29 (1974) Nr. 4, S. 129-132, u. Nr. 5, S. 164-166

Neue Bücher und Druckschriften

Langspielplatten · MusiCassetten · Bespielte Tonhänder · 8-Track-Gemeinschafts Katalog 74/75. Herausgegeben unter Mitwirkung des Bundesverbandes der Phonographischen Wirtschaft e. V. Starnberg 1974. Verlag Josef Keller. Rund 2600 Seiten. Format A 4. Preis (einschließlich von 2 Nachträgen) 144 DM + Versandkosten und MwSt.

Zum dritten Male erschien im Keller-Verlag der Tonträger-Gemeinschaftskatalog der phonographischen Wirtschaft. Er gilt als unentbehrliches Arbeitshilfsmittel für alle Interessenten des Musikmarktes. Gegenüber früheren Ausgaben erklärt der Verlag: „Kinderkrankheiten wurden überwunden, Hindernisse aus dem Weg geräumt.“

Der Katalog gibt auf seinen rund 2600 Seiten Auskunft über U- und E-Musikaufnahmen sowie Sprach- und Geräusch-aufnahmen auf vier Arten von Tonträgern - auf Langspielplatten, MusiCassetten, bespielten Tonbändern und 8-Track, insgesamt etwa 24 000 Stück (darunter auch Quadro-Aufnahmen). Der Hauptteil des Katalogs ist das alphabetische Gesamtverzeichnis. Es informiert über Obertitel, Einzeltitel, Interpreten, Werke und Autoren. Ein Sachgruppenverzeichnis faßt Aufnahmen der folgenden Sparten zusammen: Dokumentation - Geräusche - Märchen, Abenteuer, Erzählungen - Sprachenlehre, Bildungsprogramm - technische Aufnahmen.

Dem im September erschienenen Hauptkatalog folgte im November der rund 200seitige 1. Nachtrag (mit Weihnachtsaufnahmen). Für das Frühjahr 1975 wurde der 2. Nachtrag angekündigt (mit Neuerscheinungen und redigiertem Inhalt des 1. Nachtrags ohne Weihnachtsaufnahmen).

Wer mit dem Katalog arbeitet, wälzt ein über 3 kg schweres Nachschlagewerk. *Mr*

„Winkel und Wege digital messen“

Heft 7/74 der TWK-Elektronik-Hauszeitschrift „TWK Informationen“ gibt eine Übersicht über das Lieferprogramm „Winkelcodierer und Impulsgeber“ unter dem Motto „Winkel und Wege digital messen“. Zwanzig verschiedene Modellreihen, darunter einige Neuentwicklungen, werden beschrieben. Technische Daten sind in drei Tabellen zusammengefaßt. An zwei Beispielen wird das Anwendungsgebiet der Geber demonstriert.

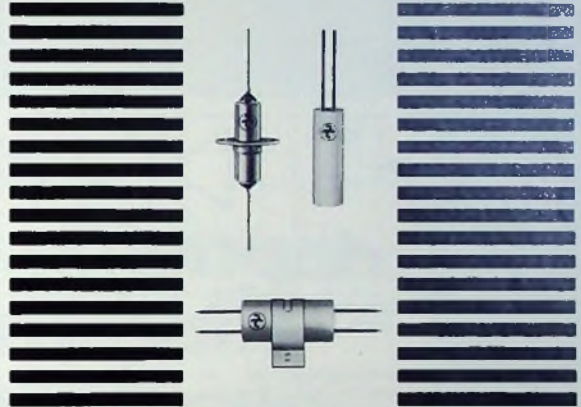


Hydra-Kondensatoren

75
Jahre
HYDRA
1899-1974

Funk-Entstörmittel

Anwendungsgebiete: Funk-Entstörung von Geräten und Maschinen an 2-Phasen-Wechselstromnetzen, Aufzügen für Personen und Lasten, Sammelsteuerungen aller Art, HF-Geräten für techn./medizinische Zwecke, Netzverriegelungen von Datenanlagen, geschirmten Kabinen und Räumen.



Unser Lieferprogramm enthält:

- Einbau-Entstörfilter (Kombinationen von Kondensatoren und Drosseln),
- Vorschalt-Entstörgeräte (Siebketten),
- Durchführungs-Kondensatoren und
- Entstör-Drosseln.

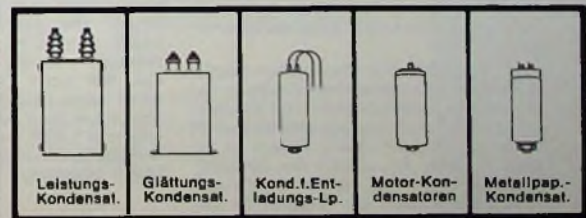
Diese Entstörmittel werden dann eingesetzt, wenn mit Entstörkondensatoren allein keine ausreichende Entstörmwirkung erzielt werden kann.

Mit dem endgültigen Wirksamwerden des Hochfrequenz-Geräte-Gesetzes ab Januar 1971 haben hochentwickelte Funk-Entstörmittel eine besondere Bedeutung. Wenn Sie spezielle Entstörprobleme zu lösen haben, sind wir bereit, Ihnen geeignete Vorschläge zu unterbreiten.

Das Lieferprogramm wird um Einbau-Entstörkondensatoren in Zweipol- und Vierpolausführung und Funkenlösch-Kondensatoren erweitert.

Kleinere Bedarfsmengen liefern die Vertragshändler Naumann Augsburg, Dr. Goetze Berlin, Berger Frankfurt + Stuttgart, Franke Hamburg, Berrang Köln.

... und ferner in unserem Fertigungsprogramm:



125

HYDRAWERK AKTIENGESELLSCHAFT

D 1000 Berlin 65
TELEFON: (030) 491 10 61

Dronthelmer Straße 28-34
TELEX: 1-81 787

Elektronische Batterie-Ladezustandskontrolle

Fast alle neueren Personenkraftwagen sind mit Drehstromlichtmaschinen ausgerüstet. Die Ladekontrolllampe überwacht dabei nur noch die Funktion der Lichtmaschine. Ein eventuelles Ladedefizit der Batterie wird nicht mehr wie früher durch ein Flackern der Lampe angezeigt. Nachstehend wird die Schaltung für einen Baustein zur elektronischen

gleichsnormal für die Brückenschaltung. Die Widerstände in der Brückenschaltung sollen eine Toleranz von maximal 2% haben. Sie legen die Umschaltswellen fest, bei denen die Operationsverstärker IS 1 und IS 2 ansprechen. An den Ausgängen der integrierten Schaltungen sind über je einen Widerstand R 14, R 13 die Leuchtdioden D 2, D 4 angeschlossen. Nur

Der Baustein ist auf einer gedruckten Schaltung mit den Abmessungen 75 mm X 55 mm aufzubauen. Als Basismaterial wird kupferkaschiertes Epoxid-Glashartgewebe verwendet. Dadurch ist eine hohe mechanische Stabilität gegeben. Die Leiterbahnen sind breit ausgeführt, was ebenfalls eine gute mechanische Stabilität gewährleistet.

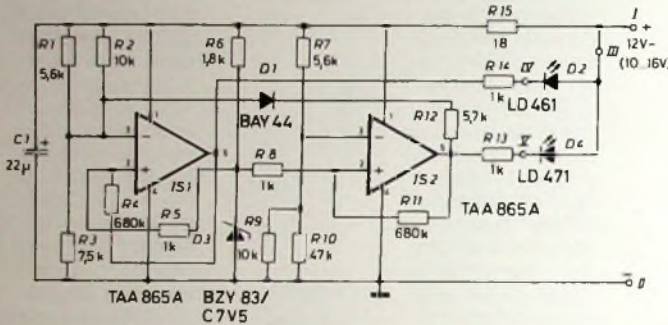


Bild 1 Schaltung der elektronischen Batterie-Ladezustandskontrolle

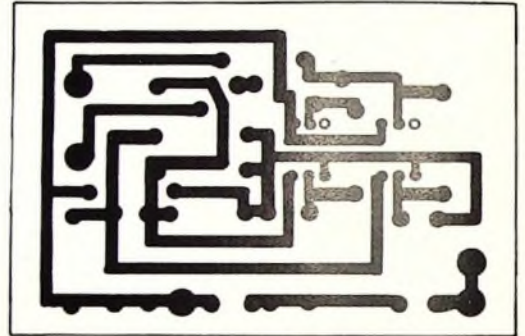


Bild 2 Printplatte für die elektronische Batterie-Ladezustandskontrolle (Maßstab 1:1)

Batterie-Ladezustandskontrolle erklärt. Zur Überwachung des Batterie-Ladezustandes genügen zwei Spannungswerte. Die Überwachung des Ladezustandes erfolgt über zwei Schaltverstärker und wird durch zwei I.ED (Lumineszenzdioden, Leuchtdioden) zur Anzeige gebracht.

Im Normalzustand leuchtet während der Fahrt die grüne LED. Bei eingeschalteter Zündung und stehendem Motor – wenn die Batterie nicht geladen wird – leuchtet die rote LED. Außerdem kann es vorkommen, daß sie bei Fahrpausen – zum Beispiel vor Ampeln – leuchtet, wenn besonders viele Verbraucher eingeschaltet sind. Sollte während der Fahrt die rote Leuchtdiode allerdings längere Zeit leuchten, dann liegt ein Fehler vor. Man sollte dann auch beim Versuch, den Motor wieder zu starten, vorsichtig sein. Es wäre möglich, daß die Batterie schon stark entladen ist. Das gilt auch, wenn bei eingeschalteter Zündung und stehendem Motor keine der beiden Leuchtdioden leuchtet.

Leuchten während der Fahrt beide LED gleichzeitig, dann wird die Batterie überladen. In diesem Fall muß rasch eine Werkstatt aufgesucht werden.

Der Baustein für die elektronische Batterie-Ladezustandskontrolle ist relativ klein und läßt sich zum Beispiel unterhalb des Armaturenbrettes leicht unterbringen. Die LED finden in einem kleinen Ausschnitt im Armaturenbrett Platz. Sie leuchten stark und sind daher auch bei Tageslicht gut sichtbar.

Schaltung

Bild 1 zeigt die Schaltung für die elektronische Batterie-Ladezustandskontrolle. Die Z-Diode D 3 ist das Ver-

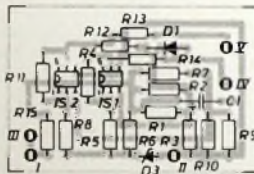


Bild 3 Bestückungsplan

Bild 4 Bestückte Printplatte

wenn die Umschaltswelle einer IS erreicht ist, leuchtet die entsprechende LED auf. Die Rückkopplungswiderstände R 5, R 11 bewirken eine steile Ansprechflanke. Wenn die Batteriespannung so weit ansteigt, daß die nächste Schaltschwelle erreicht wird, schaltet der erste Verstärker (IS 1), der für die niedrigere Schaltschwelle zuständig ist, wieder ab. Dazu ist die Rückwirkungsdiode D 1 geschaltet.

Durch den Widerstand R 12 und die Diode D 1 kann die erste Brückenschaltung so verstimmert werden, daß eine dritte Schaltschwelle entsteht. Steigt die Batteriespannung über 14,8 V, so schaltet IS 1 – der erste Verstärker – wieder die rote LED (D 2) ein. Bei einer Überladung leuchten dann beide I.ED (D 2, D 4). Die Schaltschwellen sind so eingestellt, daß D 2 (die rote LED) von 11,0 bis 12,5 V und D 4 (die grüne LED) zwischen 12,6 und 14,8 V leuchtet.

Aufbau

Bild 2 zeigt die Printplatte für die elektronische Batterie-Ladezustandskontrolle, Bild 3 den Bestückungsplan und Bild 4 die fertig bestückte Platine.

Einzelteilliste

Widerstände, 1/4 W	(CRL - Dralowid)
Elektrolytkondensator, „Printilyl“, 16 V, (C 1)	(Wima)
Integrierte Schaltungen TAA 865 A (IS 1, IS 2)	(Siemens)
Leuchtdiode LD 461 (D 2, rot)	(Siemens)
Leuchtdiode LD 471 (D 4, grün)	(Siemens)
Diode BAY 44 (D 1)	(Siemens)
Z-Diode BZY 83/CTV5 (D 3)	(Siemens)
kupferkaschiertes Epoxid-Glashartgewebe	(Rim)
Bezug der angegebenen Bauelemente nur über den einschlägigen Fachhandel	

Ist die Platine fertiggestellt, werden die zu bohrenden Löcher mit einem 1-mm-Bohrer gebohrt. Man verlötet dann zuerst die Lötösen. Für sie sind Löcher mit 1,8 mm Ø zu bohren. Bei der Bestückung der Printplatte ist – abgesehen von den Widerständen – auf eine richtige Polarität der Bauelemente zu achten. Die fertig verlötete Platine ist auf der Kupferseite mit einem Schutzlack vor einer Oxydation zu schützen. Die.

**Die Post
informiert**
zum Thema
**Gemeinschafts-
antennen**

Ab April 1975 neue Bestimmungen für Gemeinschafts- antennen-Anlagen

Bitte merken Sie sich diesen wichtigen Termin: Ab April 1975 gelten neue Bestimmungen für Gemeinschaftsantennen-Anlagen. Das bedeutet, daß die Inbetriebnahme jeder neuen Gemeinschaftsantennen-Anlage erst nach Prüfung und Abnahme durch die Post genehmigt wird. Und das sind die Gründe:

Wir möchten, daß es in Zukunft weniger Störungen in Bild und Ton gibt,...

..., daß möglichst viele Bürger unseres Landes einen besseren Fernseh- und Rundfunkempfang haben,...

..., daß der reibungslose Anschluß an die Technologie der nächsten Jahrzehnte gesichert ist, zum Beispiel der Anschluß an das Kabel-Fernsehen.

Wir möchten schließlich auch, daß die vielen häßlichen Antennenwälder weniger werden, ja, vielleicht eines Tages ganz verschwunden sind. Im Sinne einer freundlicheren Umwelt. Bitte daran denken: ab April 1975 gilt das neue Genehmigungsverfahren für Gemeinschaftsantennen-Anlagen.

Die neuen Bestimmungen wurden im Amtsblatt (Nr. 103/1974) veröffentlicht. Sie können es sich bei folgender Anschrift bestellen: Vertrieb amtlicher Blätter des Bundespostministeriums beim Postamt Köln, 5000 Köln 1, Postfach 10 90 01

Post - damit Bild und Ton besser ankommen

98329

Z 95496

E.-Thälmann-Str.56

2 oder 4 Kanäle? Bei ELAC keine Frage.



Musik-Liebhaber haben es jetzt leichter, sich zu entscheiden. ELAC bietet Ihnen die Hi-Fi-Anlage ELAC COMPACT 1004. Für Stereo- und Quadrofonie. Platzsparend und zukunftssicher, ideal in der Kombination der Bausteine.

1. Hi-Fi-Empfänger mit technischen Daten, die keinen Vergleich scheuen (Eingangsempfindlichkeit 1,5 μ V, Trennschärfe > 40 dB, Klirrfaktor < 1%, Geräuschspannungsabstand > 60 dB) und hohem Bedienungskomfort, z. B. Sensor-Elektronik für 6UKW-Stationen.

2. 4 Kanal-Hi-Fi-Verstärker, ausgelegt auf SQ-Quadrofonie, aber zukunftssicher durch Anschlußmöglichkeiten für Demodulatoren anderer Verfahren. Die Musik-/Sinusleistung beträgt für Stereophonie 2 x 24 W / 2 x 15 W, für Quadro 4 x 20 W / 4 x 12,5 W.

Die technischen Daten sprechen für sich: Klirrfaktor < 0,5%, Intermodulationsfaktor < 3%, Fremdspannungsabstand 56 dB.

Ausführliche Informationen über die ELAC COMPACT 1004 und über das weitere ELAC Hi-Fi-Programm erhalten Sie von



Der Klangregelteil mit Schieberegler und Drucktasten garantiert die ideale Wiedergabe auch bei ungünstigen Raumverhältnissen.

3. Hi-Fi-Laufwerk ELAC MIRACORD 660, ein voll-automatischer Plattenspieler, Dauerspieler und Plattenwechsler, mit Hi-Fi-Magnet-Tonabnehmer ELAC STS 355-17 (Experten nennen die neue Serie der ELAC Tonabnehmer Weltspitzenklasse).

Einige technische Angaben: Gleichlaufschwankungen 0,06%, Rumpelgeräuschspannungsabstand > 58 dB, Fremdspannungsabstand > 42 dB, empfohlene Auflagekraft 1... 2 p, Übertragungsbereich 20... 22 000 Hz, Nadelnachgiebigkeit 30·10⁻⁶ cm/dyn.

Als Ergänzung dieser Quadro/Stereo-Anlage bietet ELAC aus dem sorgfältig abgestuften Hi-Fi-Lautsprecherprogramm die Lautsprecherboxen LK 25, MASTERSOUND 20 oder MASTERSOUND 50. Ebenso kompakt, ebenso klangerfekt.

ELECTROACUSTIC GMBH
23 Kiel
Westring 425-429

In Österreich: HANS KOLBE GmbH, Mollardgasse 64, 1061 Wien 6

In der Schweiz: SONDYNA AG, Vogelisangstr. 23, 8307 Ellretikon ZH

In Holland: Electrotechniek BV, Duivendrechtsekade 91-94, Amsterdam