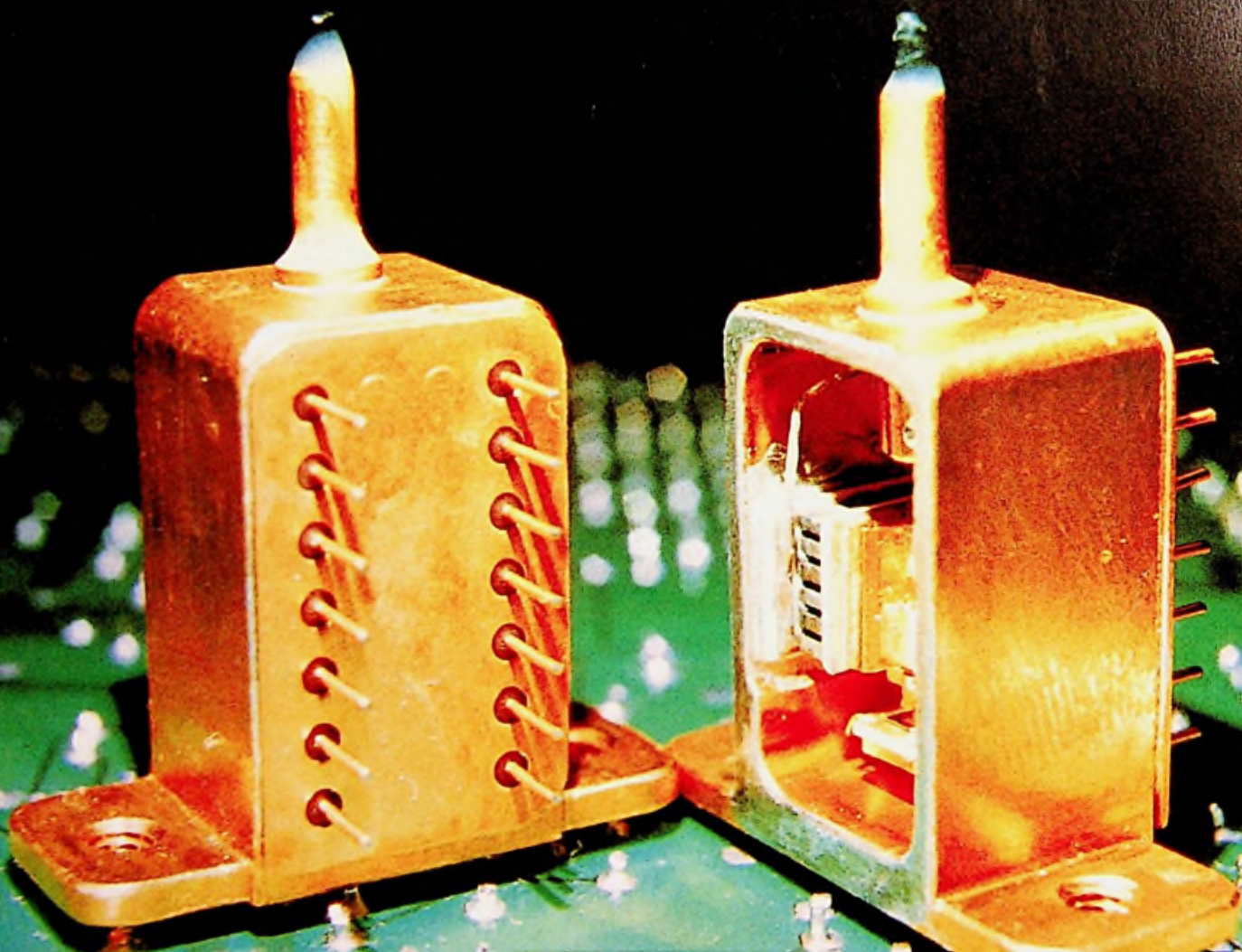


FUNK TECHNIK

Fachzeitschrift für Funk-Elektroniker und Radio-Fernseh-Techniker



5

Mai 1982 37. Jahrgang

Lasermodule und
Lichtleiterkabel

Chromdioxid auch
für Spulentonband

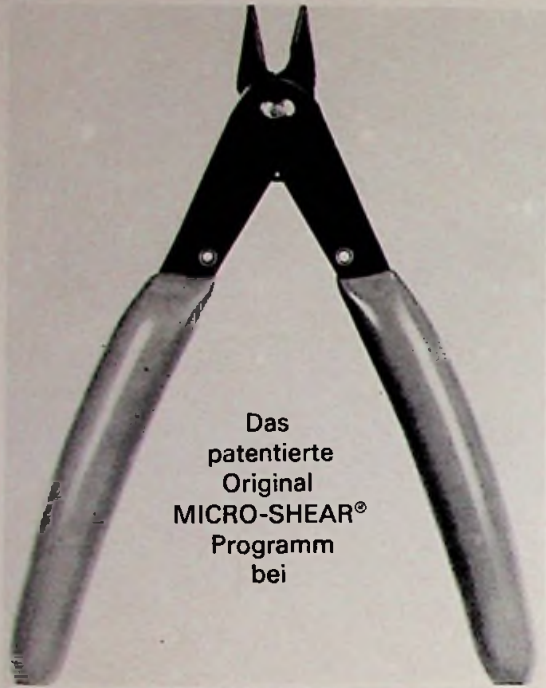
NF-Verstärker mit
VMOS-Transistoren

AM-FM-
Empfängerbaustein

Wenn die Fernseh-
bilder plastisch werden

MICRO-SHEAR®

Elektronik-Scheren, Zangen und Crimper
auch pneumatisch



Das
patentierte
Original
MICRO-SHEAR®
Programm
bei

GLT

Gesellschaft für Löttechnik mbH
Kreuzstr. 150 · 7534 Birkenfeld
Tel. (0 72 31) 4 70 76 · Tx. 0783757

**Bauteile
schneiden
und biegen**



**Abisolieren
und
Reinigen
mit
Fiberglas**



Das Programm von
The Eraser Co. Inc. bei

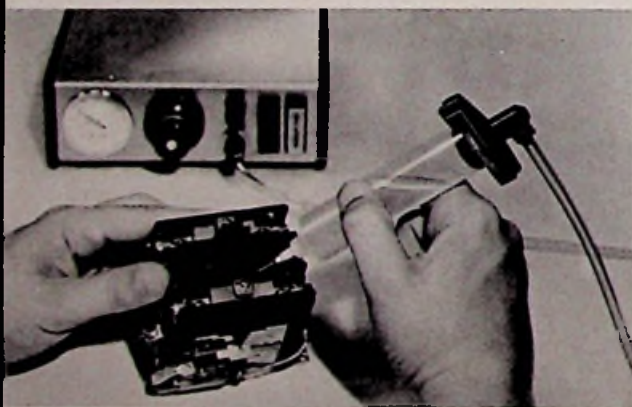
GLT

Gesellschaft für Löttechnik mbH
Kreuzstr. 150 · 7534 Birkenfeld
Tel. (0 72 31) 4 70 76 · Tx. 0783757

Dosiergeräte

Unsere Kunden sparen ...

DM 20 000,—, ein anderer DM 50 000,— per
Jahr durch Erhöhung der Produktion, durch
Sicherstellung der Qualität



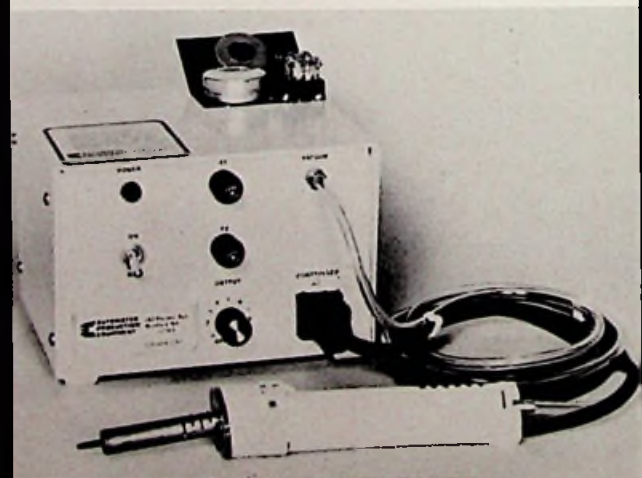
Reduzieren auch Sie Ihre Kosten,

wenn Sie folgendes verarbeiten:
Kleber, Lötpasten, Anaerobics, Cyanoacrylate,
Epoxyes, Fette, Flußmittel, Öle, Farben, Lacke, Si-
likone, Lösungsmittel, Verdünner ... oder jedes
andere flüssige Material

GLT

Gesellschaft für Löttechnik mbH
Kreuzstr. 150 · 7534 Birkenfeld
Tel. (0 72 31) 4 70 76 · Tx. 0783757

Entlöten Leiterplatten reparieren



Entlötestationen, Reparaturstationen
und Reparaturmaterial für
gedr. Schaltungen

GLT

Gesellschaft für Löttechnik mbH
Kreuzstr. 150 · 7534 Birkenfeld
Tel. (0 72 31) 4 70 76 · Tx. 0783757

In diesem Heft:

Sensoren – Sinnesorgane der Mikroelektronik (II) Seite 180

Chromdioxid auch für Spulentonband Seite 183

NF-Verstärker mit VMOS-Transistoren (II) Seite 185

Leistungsoperationsverstärker TCA 365 (II) Seite 189

Quarzresonatoren mit Kristallen im TTC-Schnitt (II) Seite 193

Induktivitäten und ihre Berechnung Seite 208

Kurzbeiträge

Transistoren schalten 500 A Seite 182

Cassetten ja – aber welche? Seite 184

Neue FTZ-Prüfnummern für die Unterhaltungselektronik Seite 188

Neuer elektronischer Helligkeitsregler Seite 192

Satellitenplan für Europa Seite 192

Kerbfilter hoher Güte Seite 201

Sicherer Schutz mit wenig Aufwand Seite 207

Rubriken

Am Rande notiert Seite 176

Messen und Ausstellungen Seite 176

Fachtagungen und Kongresse Seite 176

Kurse und Schulungen Seite 176

Technische Neuerungen Seite 177

Neue Meßgeräte Seite 178

Bauelemente Seite 179

Leserbriefe Seite 179

Hilfsmittel und Zubehör Seite 210

Kurzberichte über Unternehmen Seite 210

Hinweise auf Produkte Seite 211

Buchbesprechungen Seite 213

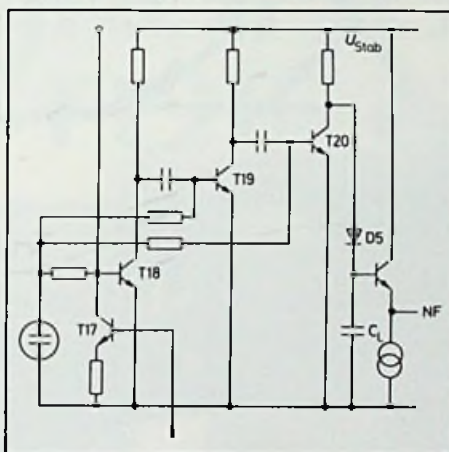
Firmendruckschriften Seite 214

Impressum Seite 214



Titelbild:

Optische Nachrichtensysteme mit Glasfasern werden spätestens in den neunziger Jahren einen festen Platz in der Kommunikationstechnik haben. Mit dem Projekt BIGFON der Deutschen Bundespost wurde jetzt der Anfang gemacht. Unser Titelbild zeigt das Ende eines Lichtleiterkabels sowie den optisch/elektronischen Wandler mit einer neu entwickelten Laserdiode (Siemens Pressebild)



AM-FM-Empfängerbaustein TDA 4100

Die Kosten elektronischer Geräte lassen sich nur durch weitgehende Integration reduzieren. Den allumfassenden Empfängerbaustein gibt es zwar noch nicht. In diesem Beitrag wird ein integrierter Baustein vorgestellt, der nur wenig peripheren Schaltungsaufwand erfordert.

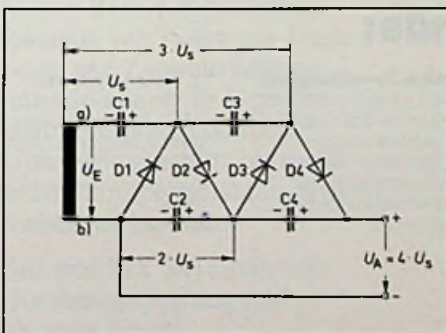
Seite 197



Wenn die Fernsehbilder plastisch werden

„3-D-Brillen ausverkauft!“, das war die Frühjahrsdekoration 1982 der deutschen Optiker. Ursache waren Versuchssendungen mit plastischen Fernsehbildern. Unser Mitarbeiter H. H. Gruhn war bei den Proben zu diesen Sendungen dabei und befaßt sich mit den technischen Hintergründen.

Seite 202



Spannungsverdoppler und -vervielfacher

Für bestimmte Spezialfunktionen benötigt man auch im Zeitalter integrierter Schaltungen immer noch Röhren. Diese verlangen aber meistens hohe Spannungen. Wirtschaftlich ist es, diese mit Hilfe von Spannungsvervielfachern aus der niederen Spannung zu erzeugen. Dieser Beitrag befaßt sich mit deren Grundschaltungen und ihrer Bemessung.

Seite 204

Renault 4 Transporter

Eine Idee hat sich durchgesetzt

Bis heute in Deutschland über 40.000 mal.



Das hat seine Gründe:

1. Sparsam wie der Renault 4

Schon bei der Anschaffung. Bescheiden im Verbrauch. Wirtschaftlich im Einsatz, bei Steuern und Versicherung. Transporter 850: 7,0 l/100 km*. Natürlich Normalbenzin.

*nach DFG Norm bei 90 km/h

2. Erprobte Zuverlässigkeit

Im Renault 4 millionenfach bewährte Technik: Robuste 25 kW (34 PS)-Motoren, Vorderradantrieb, Einzelradaufhängung, Zweikreisbremssystem mit Blockierverhinderung durch Bremskraftregler.

3. Platz für »Alles«

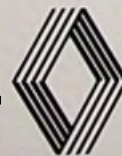
Schon der Renault 4 Transporter 850 hat Platz für 1,8 Kubikmeter und für 350 kg Nutzlast. Und im Renault 4 Transporter 1100 bringt man bequem 2,35 Kubikmeter unter. Und 395 kg Nutzlast.

4. Problemlos in der Wartung

Die bewährten Motoren sind besonders wartungsfreundlich. Langlebige Karosserie durch Tauchlackierung, Hohlraumversiegelung und Unterbodenschutz. Renault 4 Transporter stehen auch als Gebrauchte hoch im Kurs.

RENAULT-LEASING-SYSTEM
Nur für die Nutzung zahlen
Ohne Kapitalbindung, mit
zusätzlicher Steuerersparnis
Sofortfinanzierung durch die
RENAULT CREDIT BANK.

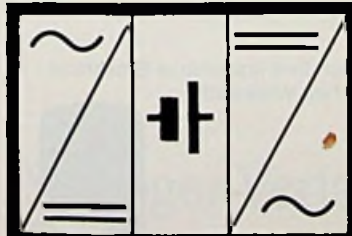
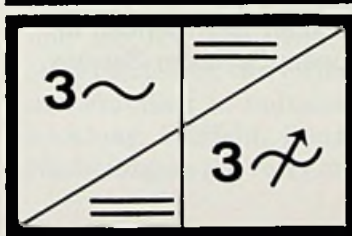
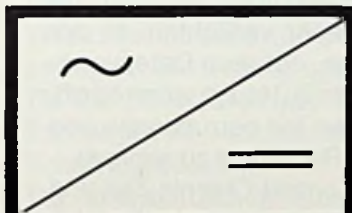
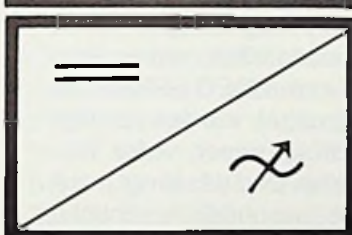
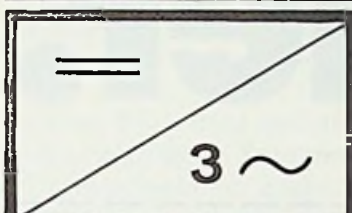
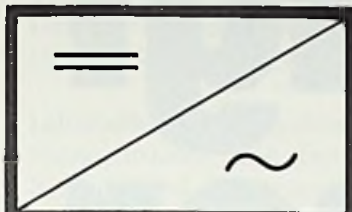
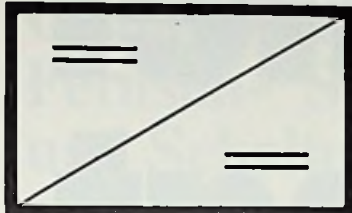
RENAULT



Wußten Sie, daß Renault in Deutschland das viertgrößte Kundendienst-Netz aller Automarken hat? Mit über 1.600 Kundendienststellen!

Renault empfiehlt elf Motorenöle.

Statische Umformer



Seit 20 Jahren
in der Praxis bewährt

Sadowski

GmbH & Co.
Leistungselektronik

7300 Esslingen 1

Tel.: 0711/34 53 98 · Tlx.: 7 256 496



grand mit vierern



MX 522
3 1/2-stellig
bis 0,5 % genau



MX 562
3 1/2-stellig
bis 0,2 % genau



MX 563
3 1/2-stellig
bis 0,1 % genau



MX 575
4 1/2-stellig
bis 0,05 % genau

Ein bestechendes Blatt für differenzierteste Multimeter-Anwendungen.

4 preisgünstige metrix-Multimeter mit neuem Bedienungskonzept: **Kombination von Tasten zur Funktionswahl und Zentralschalter** – aber ausschließlich für Bereiche und dafür entsprechend mehr. Mit Überlastungsschutz bis in die höchsten Strombereiche (auch 10 A). Mit Sicherheitsbuchsen.

MX 562 und MX 563 zusätzlich mit Durchgangsprüfung und akustischem Signal.

MX 563 zusätzlich mit Pegelmessungen bis 25 kHz im Bereich -20/+40 dB – Spitzenwertspeicherung und echte Effektivwert-Messung.

MX 575, 4 1/2-stellig, Effektivwert-Messung und Frequenzmessung bis 50 kHz.

Sie sollten mehr über den Karo-, Herz-, Pik- und Kreuz-Buben von metrix wissen – fordern Sie ausführliche Unterlagen an.

metrix

Postfach 750123 · D-7000 Stuttgart-75
Telefon 0711/47 50 46
Telex 7-23 062 mrix d

Müller & Weigert GmbH

Kleinreuther Weg 88 · D-8500 Nürnberg
Telefon 0911/3 50 20
Telex 6-22 670 muwe d

metrix

m&w

Meßgeräte **ITT**

Antennen-Fachbücher

Praktischer Aufbau und Prüfung von Antennenanlagen

von H. Zwaraber
4., durchges. und erg. Aufl. 1978, 132 S., 127 Abb., 5 Tab., kart.,
DM 14,80
ISBN 3-7785-0529-7

Die vierte, durchgesehene und ergänzte Auflage behandelt neben den neuen Entwicklungen auf dem Gebiet der Gemeinschaftsantennen vor allem auch die neuesten Geräte für Spannungs-, Pegel- und Feldstärkemessungen. Auch das Kabelfernsehen und die Breitbandkommunikation wurde kurz berücksichtigt.

Nach wie vor handelt es sich bei diesem Büchlein nicht um ein Antennenlehrbuch im üblichen Sinne, sondern es vermittelt dem Praktiker, vor allem dem Antennenbauer, das notwendige technische und handwerkliche Fachwissen, das ihm die Auswahl der richtigen Antenne, ihre Montage und Prüfung erleichtern soll.

Großgemeinschafts-Antennenanlagen

Grundlagen der Berechnung und des Entwurfs

von A. Fiebranz
1977, 86 S., 29 Abb., 10 Tab., kart., DM 12,80
ISBN 3-7785-0440-1

In diesem Buch sind die Grundlagen zur Berechnung und zum Entwurf von Großgemeinschafts-Antennenanlagen erläutert. Die praktische Anwendung ist an einigen Beispielen gezeigt. Hauptziel ist es dabei, die Anforderungen zu ermitteln, die zu erfüllen sind, um Ton- und Fernseh-Rundfunk vielen Teilnehmern über ausgedehnte Kabelnetze zuzuführen, ohne die Güte des Empfangs zu beeinträchtigen.

Antennen

Band I: Grundlagen

von Edmund Stirner
1977, 229 S., 111 Abb., kart., DM 38,-
ISBN 3-7785-0424-X

Die Antennentechnik ist heute ein eigenständiges Gebiet der Nachrichtentechnik. In diesem Buch werden die mathematischen Hilfsmittel bewußt elementar gehalten, damit sich der Leser schnell in die Grundlagen der Antennentechnik einarbeiten kann. Hingegen werden die physikalischen Betrachtungen ausführlich behandelt. Dadurch wird ein Wissensfundament geschaffen, das ein nahtloses Eindringen in die Spezialliteratur ermöglicht.

Bestellcoupon

- Zwaraber, Antennenanlagen, DM 14,80
- Fiebranz, Großgem.-Antennenanlagen, DM 12,80
- Stirner, Antennen, DM 38,-

Name _____

Straße _____

PLZ/Ort _____

Unterschrift _____

Dr. Alfred Hüthig Verlag · 6900 Heidelberg 1
Postfach 102869 · Telefon (06221) 489-255

Reiner klingt feiner.

Sie als Fachmann reinigen Magnetköpfe sowie Tonwellen an Video- und Tonbandgeräten sicher auch schon längst nach Profi-Art: mit VIDEO-SPRAY 90. Selbst hartnäckige Verschmutzungen werden von den Tonkopfflanken gelöst. Der Erfolg: reiner, voller Ton. Schmutzrückstände gibt es keine. Und das klingt noch feiner: VIDEO-SPRAY 90 ist unschädlich, absolut gebrauchssicher, brennt nicht und trocknet im Nu. Auf diese Vorteile mag keiner mehr verzichten. In der Industrie, in Rundfunkanstalten, auf dem Datenverarbeitungs-Sektor – oder auch nur zu Hause, wenn es gilt, dem Cassetten-Recorder guten Ton beizubringen und die Bild-/Tonköpfe des Video-Recorders zu reinigen.

So helfen Produkte der Kontakt-Chemie Zeit und Kosten sparen. Darauf vertrauen Fachleute in aller Welt – schon seit über zwei Jahrzehnten. Gern senden wir Ihnen ausführliche Informationen. Schicken Sie uns den Coupon.

Informations-Coupon

- Ich möchte mehr über VIDEO-SPRAY 90 wissen.
- Bitte schicken Sie mir zusätzlich Ihre kostenlose Broschüre „Saubere Kontakte“ mit nützlichen Werkstatt-Tips.

Firma _____

Name _____

Ort _____

Straße _____

Tel. _____

KONTAKT 7550 Rastatt
CHEMIE Postfach 1609
Telefon 07222 / 34296



WWW FT 5/82

K.W. Bernath

Grundlagen der Fernseh- System- und Schaltungstechnik

1982. 175 Abbildungen. Etwa 130 Seiten.
DM 58,-; approx. US\$27.00
ISBN 3-540-10931-5

Inhaltsübersicht: Psychophysische Grundlagen des monochromen und farbigen Fernsehens. – System- und Schaltungstechnik des monochromen Fernsehens. – Farbfernsehsysteme (NTSC, PAL, SECAM, CCIR-Normen). – Literaturverzeichnis. – Sachverzeichnis.

Dieses Werk stellt eine aktuelle, in erster Linie auf das einschlägige Studium an Universitäten und Fachhochschulen zugeschnittene Einführung in die Fernsehtechnik dar.

Trotz wissenschaftlicher Strenge ist das Buch mit den üblichen Vorkenntnissen leicht lesbar. Dazu trägt bei, daß der Autor (an maßgebender Stelle in der schweizerischen PTT-Generaldirektion in Bern und als Lehrbeauftragter an der ETH in Zürich tätig) seine großen fachlichen Erfahrungen didaktisch gut aufzubereiten versteht. Er verzichtet bewußt auf Detailinformationen von geringerer Bedeutung und beschränkt sich auf das für die Fernsehtechnik Wesentliche aus Optik, Psychophysik, Lichttechnik, Farbmeterik und Schaltungstechnik.

Die übersichtlichen Zusammenstellungen aller Hauptdaten der Farbfernsehsysteme NISC, PAL und SECAM entsprechend der international eingeführten CCIR-Normung macht das Buch für den Praktiker in Industrie und Handwerk (Entwicklung, Prüffeld, Reparatur usw.) zu einem Nachschlagewerk von grundsätzlicher Bedeutung.

Springer-Verlag
Berlin
Heidelberg
New York



6154/4/2h

Ihre Fachberater

**Jahrbuch 82
für das Elektro-
handwerk**

**Jahrbuch 82
für Elektro-
maschinen-
bau +
Elektronik**

Jahrbuch für das Elektrohandwerk 82

Etwa 450 Seiten, zahlreiche Abbildungen, Tabellen, Diagramme und Schaltungsbeispiele. Taschenbuchformat, flexibler Kunststoffeinband, 12,80 DM (Fortsetzungspreis 10,25 DM; siehe unten), zuzüglich Versandkosten.

Das praxisorientierte Taschenbuch ist seit vielen Jahren ein treuer Begleiter für den Elektro-Fachmann. Wer einmal damit gearbeitet hat, möchte es nicht mehr missen. Dem Elektro-Fachmann in Handwerk, Industrie und Gewerbe wird ein hilfreiches Nachschlagewerk für die tägliche Berufspraxis geboten. Wegen der zahlreichen Änderungen, die sich bei den elektrotechnischen Richtlinien in letzter Zeit ergeben haben, wurde das Jahrbuch vollständig überarbeitet. Somit ist wiederum gewährleistet, daß alle Texte dem letzten Stand der Technik, unter Berücksichtigung aller neuen Bestimmungen, entsprechen. Um eine noch klarere Gliederung zu erzielen, wurde eine neue Kapiteleinteilung vorgenommen. Völlig neu aufgenommen wurde ein Kapitel über Hausgeräte mit Schaltungen und Service-Hinweisen. Jedes Kapitel beginnt mit wichtigen Fachliteratur-Hinweisen. Damit entspricht die Ausgabe 1982 allen Erfordernissen der Praxis.

Jahrbuch für Elektromaschinenbau + Elektronik 82

Etwa 400 Seiten. Mit vielen Schaltbildern, Wickeltabellen, Diagrammen. Taschenbuchformat, flexibler Kunststoffeinband, DM 12,80 (Fortsetzungspreis DM 10,25; siehe unten), zuzüglich Versandkosten. Das „Jahrbuch für Elektromaschinenbau + Elektronik“ enthält alle wichtigen Unterlagen für Elektromaschinenbau und Elektronik, die man in Werkstatt und Betrieb laufend zur Hand haben muß. Die neue Ausgabe 1982 erfüllt wieder alle Ansprüche an einen modernen, praxisbezogenen Fachkalender.

Fortsetzungspreis

Für unsere Jahrbücher bieten wir einen Vorzugspreis an, wenn Sie zur Fortsetzung bestellen. (Dann wird Ihre Bestellung also für 1983 ff vorgemerkt.) Wir gewähren dann einen Preisnachlaß von 20% auf den jeweils gültigen normalen Verkaufspreis. Im Falle der Ausgabe 82 also statt DM 12,80/Fortsetzungspreis 10,25. Der Fortsetzungsauftrag kann jährlich bis spätestens 30.6. für das folgende Jahr gekündigt werden.

Hüthig & Pflaum Verlag

Bestellschein

- Jahrbuch für das Elektrohandwerk 1982, DM 12,80
- Jahrbuch für das Elektrohandwerk 1982, Fortsetzungspreis DM 10,25
- Jahrbuch für Elektromaschinenbau + Elektronik 1982, DM 12,80
- Jahrbuch für Elektromaschinenbau + Elektronik, 1982, Fortsetzungspreis DM 10,25

Vor- und Zuname

Straße

Plz/Ort

Datum

Unterschrift

Einsenden an:
Hüthig & Pflaum Verlag, Postfach 102869, 6900 Heidelberg 1

Am Rande notiert

Informations-Cassetten – Problemlösung Zeit

Informationen sind ganz sicher kein Angebots-, wohl aber ein Zeitproblem.

Auf der Suche nach der Mangelware Zeit bleiben nur die Phasen übrig, in denen man nicht an einen bestimmten Raum oder an eine festgelegte Zeit gebunden ist. Lesezeiten fallen dabei völlig aus.

Nur das Nebenbei-Hören steht noch zur Verfügung. Warum wollte man sich nicht während Routinearbeiten oder Autofahrten eine Einführung, Ergänzung oder Vertiefung zu einem gerade wichtigen Thema anhören? Eine einzige Stunde pro Woche ergibt pro Jahr über eine volle Woche Informationszeit. Man müßte es nur auf einer Cassette verfügbar haben.

Der Manfred Roser Verlag, Johannesstraße 33, 7 Stuttgart 1, hat deshalb eine Cassetten-Reihe „Entscheidungshilfen für Führungskräfte“ mit ca. 80 Titeln herausgebracht. Sie stehen in verschiedenen Sprachen zur Verfügung und bieten in der Tat eine interessante Alternative.

Türkei für PAL

Die türkische Regierung hat sich dafür entschieden, ab 1. Juli 1984 das Farbfernsehen nach dem PAL-System von TELEFUNKEN einzuführen. Bis dahin werden wöchentlich 60 Minuten Versuchssendungen ausgestrahlt. Inzwischen haben sich rund 60 Länder der Erde für das von Walter Bruch (TELEFUNKEN) entwickelte PAL-Farbfernsehsystem entschieden.

Für die Erfindung wurde jetzt Prof. Dr.-Ing. E.h. Walter Bruch der neugeschaffene Niedersachsen-Preis für Wissenschaft verliehen.

Kontakte: NORIANE + DITR

Das Deutsche Informationszentrum für technische Regeln (DITR) arbeitet ab sofort direkt mit der Datenbank NORIANE von der französischen Normenorganisation AFNOR zusammen. Das Leistungsangebot des DIN-Informationszentrums DITR – Informant über die 35 000 in der Bundesrepublik Deutschland und Berlin (West) geltenden Gesetze, Normen, Verordnungen und Richtlinien der Technik – wurde damit um eine besonders für den Export wichtige Komponente erweitert.

Diese Koalition ermöglicht dem im Regelgestrüpp der Technik Ratsuchenden einen schnellen und gezielten Zugriff zu Informationen auch über die 25 000 beim größten deutschen Handelspartner Frankreich geltenden technischen Vorschriften. Wer nach Frankreich exportieren will, muß diese Vorschriften kennen.

Anlaufstelle für alle Anfragen ist das DIN in 1 Berlin 30, Burggrafenstraße 4–10 Postfach 11 07 Telefon: (030) 2601–600

Werblich herausgestelltes Gerät muß im Lager sein

Ein für den Fachhandel begrußenswertes Urteil fällt dieser Tage ein Gericht. Ein Händler hatte einen Video-Recorder in der Zeitungswerbung besonders herausgestellt, ohne das Gerät am Lager zu haben. Ein Mitbewerber war auf diesen Mißstand aufmerksam geworden, hatte Testkäufe durchgeführt, und erfolgreich geklagt. Das Oberlandesgericht (OLG) Düsseldorf: „Ist ein Gerät in der Werbung besonders herausgestellt, muß ein Käufer es auch gleich mitnehmen können. Anderenfalls liegt in der Werbung eine Irreführung im Sinne des § 3 des Gesetzes gegen den unlauteren Wettbewerb vor.“ (Az.: 2 U 123/81)

Messen und Ausstellungen

Bodensee-Messe Friedrichshafen unter neuer Geschäftsführung

Zum 31. Dezember 1981 hat Otto P. W. Hüni seine aktive Mitarbeit als Geschäftsführer der Messegesellschaft Friedrichshafen beendet. Friedrichshafen ist auch den Funkamateuren als Messeplatz der jährlich stattfindenden ham-radio (nächster Termin: 9.7.–11.7.1982) ein Begriff. Als Gründungsmitglied des Unternehmens war Otto P. W. Hüni eng mit der Entwicklung des Messegeschehens verbunden. In seine über 20jährige Tätigkeit fällt der Ausbau des modernen Messegeländes. Dank seiner Verbindungen über die Grenzen Deutschlands hinaus wurde er als Präsident der IFBSO – International Federation of Boat Show Organisers berufen. Verantwortungsvoll tätig ist er ferner im Weltverband der Messen und Ausstellungen UFI – Union des Foires Internationales –. Für seinen selbstlosen Einsatz für die Belange des öffentlichen Lebens erhielt Otto P. W. Hüni die Silberne AUMA-Medaille und aus der Hand des Ministerpräsidenten von Baden-Württemberg die Verdienstmedaille des Landes verliehen.

Die Geschäfte der Messegesellschaft werden von den Geschäftsführern Hubertus Bürgl und Josef Wund wahrgenommen.

Fachtagungen und Kongresse

6. Telemetrie-Konferenz

In der Zeit vom 10. bis 14. Mai 1982 veranstaltet der Arbeitskreis Telemetrie e.V. in Garmisch-Partenkirchen seine

sechste Konferenz. Auf der Tagesordnung stehen Themen wie Meßdatenerfassung, Codierung, Decodierung, Systemanwendungen, Fernwerktechnik und Telemetrie in der biomedizinischen Technik. Ergänzt wird der Kongreß durch praktische Telemetrie-Vorführungen und -Filmshows. Begleitend ist eine Ausstellung im Foyer des Kongreßhauses Garmisch-Partenkirchen, in dem diese Konferenz stattfindet.

Kurse und Schulungen

Neue Meisterlehrgänge

Die Bundes-Fachlehranstalt für das Elektrohandwerk veranstaltet auch in diesem Jahr neue Meistervorbereitungslehrgänge für Radio- und Fernsehtechniker. Sie beginnen am 12. 7. und am 2. 11. 82 und umfassen 1 Jahr Vollzeitausbildung. Informationen von: Bundes-Fachlehranstalt für das Elektrohandwerk e.V., Donnerschweer Straße 184, 2900 Oldenburg

Seminare für Video-Anwender

Die Zahl der Anwender professioneller Video-Geräte wächst ständig. Ob in der Industrie, im Handel oder in Dienstleistungsunternehmen; die Fähigkeit des Mediums Video, Kommunikationsprobleme zu lösen und die Produktivität zu erhöhen, wird erkannt. Doch die beste Hardware kann nur dann optimal genutzt werden, wenn der Anwender sie beherrschen lernt.

Hier bietet Sony allen interessierten Video-Anwendern ein umfassendes Programm an. In mehrtägigen Seminaren vermitteln Referenten ein umfangreiches Wissen über die Möglichkeiten, die in der Video-Anwendung und -Handhabung stecken. Die Lehrme-

thoden reichen von mediengestützten Kurzreferaten und Diskussionen über Einzel- und Gruppenarbeiten bis hin zu eigenen Video-Produktionen. Daher ist die Teilnehmerzahl auf 5 bis maximal 15 Personen begrenzt.

Nähere Auskünfte erteilt: Sony Deutschland GmbH, Hugo-Eckener-Straße 20, 5000 Köln 30

Technische Neuerungen

Restlichtfernsehen mit Standardkameras

Handelsübliche 2/3"-Kameras, die vorzugsweise mit Newvicons ausgerüstet sind, lassen sich durch Vorsatz einer Bildverstärkerröhre der 2. Generation zu Restlicht-Kameras umbauen.

Das zur Aufnahme der Bildverstärkerröhre, der Koppeloptiken, des Objektivs und der Fokuseinstellung notwendige Gehäuse ist jetzt unter der Bezeichnung 55721 in das Valvo Vertriebsprogramm aufgenommen worden. Der Kameravorsatz wird durch das übliche C-Gewinde mit der Kamera verbunden und über einen äußeren Anschluß mit einer Versorgungsspannung von 3 V aus 2 Batterien oder einer kamerainternen Stromversorgung verbunden.

Da die nutzbare Fläche der Bildverstärkerröhre einen Durchmesser von 18 mm hat, der durch Maskierung auf 10,8 mm x 14,4 mm eingegrenzt ist, wird ein 1"-Objektiv mit C-Gewinde benötigt.

Der in die Bildverstärkerröhre eingebaute Spannungsregler verhindert eine Überbelichtung der Kameraröhre über mehrere Zehnerpotenzen der Beleuchtungsstärke. Eine Spitzlichtunterdrückung erfolgt durch die Vielkanalplatte in der Bildverstärkerröhre.

Sprechende Sirene ...

Bei Alarm werden Bürger in Zukunft von sprechenden Sirenen informiert. Im Gegensatz zu den herkömmlichen Sirenen läßt die von Wandel & Goltermann entwickelte elektronische Sirenenanlage Sprachdurchsagen und alle gewünschten Alarme zu. Ob bei Probealarmen des Zivilschutzes oder im Fall einer Katastrophe, die Bevölkerung kann gezielt zu richtigem Verhalten aufgefordert werden. In einem Pilotprojekt prüft das baden-württembergische Innenministerium jetzt das neue Warnsystem für den zivilen Bevölkerung- und Katastrophenschutz.



Nähere Information von Wandel & Goltermann, 7412 Eningen
Foto: Center Press

Hohe Sprachqualität durch Formanten-Synthese

Der Sprachsynthesizer MEA 8000 von Valvo benutzt das Prinzip der Formanten-Synthese. Damit wird eine hohe Sprachverständlichkeit bei gleichzeitig geringerem Speicherbedarf erreicht.

Der MEA 8000 kann über einen 8-bit-Bus von jedem beliebigen Mikroprozessor/Mikrocomputer gesteuert werden, wobei der Sprach-Code in externen ROMs abgelegt ist. Je nach Anforderung können un-

terschiedliche Bitraten gewählt werden, außerdem ist die Dauer eines Sprachframes in 4 Zeiten von 8 bis 64 ms programmierbar.

Die Schaltung enthält ein digitales Filter achter Ordnung mit einer festen und drei programmierbaren Formantfrequenzen und vier programmierbaren Bandbreiten.

Das verwendete D/A-Wandlerverfahren erlaubt eine sehr einfache Ausgangsbeschaltung.

Die N-MOS-Schaltung in einem 24-pin-DIL-Gehäuse arbeitet mit nur einer Versorgungsspannung von 5 V.

Sprachtexte können auf Audio-Cassette oder schriftlich angeliefert werden.

Antennenanlage polarisiert Signal in jedem Winkel

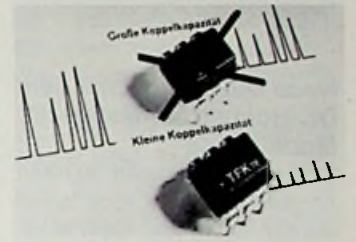
Eine in England neuentwickelte Antennenanlage kann Signale in horizontaler und vertikaler Ebene sowie in jedem dazwischenliegenden Winkel übertragen. Die sonst übliche Schwierigkeit, für Batterieempfänger und ortsfeste Geräte klare Signale zu erhalten, konnte damit überwunden werden.

Bis jetzt waren äußerst aufwendige und kostspielige Antennenanlagen erforderlich, um ein vertikal polarisiertes Signal – das den besten Empfang für Koffergehäte gibt – und ein horizontal polarisiertes Signal – das für einen klaren Empfang bei ortsfesten Geräten erforderlich ist – zu übertragen. Das ursprünglich für die neue Londoner Rundfunkstation der BBC entwickelte CSA-System überträgt in einem Winkel von 45° und bedarf nach der ordnungsgemäßen Installation praktisch keinerlei Nachstellung bei Änderungen der UKW-Übertragungsfrequenz.

Hersteller: C & S Antennas Ltd, Knight Road, Rochester, Kent ME 2 2AX, England

Optokoppler mit geringer Koppelkapazität

Bei der Übertragung von Nutzsensignalen mit Optokopplern ist es erforderlich, daß auftretende Störspitzen nicht mit übertragen werden. Die niedrigen Koppelkapazitäten, die durch einen speziellen Aufbau der Optokoppler der Serie 4N... von AEG-Telefunken erzielt werden, verhindern dies weit-



gehend. Ausführliche Unterlagen können bei AEG-Telefunken, Geschäftsbereich Elektronische Bauelemente, Postfach 11 09, 7100 Heilbronn, angefordert werden.

NS liefert CX-System

Die National Semiconductor Corporation hat angekündigt, daß sie in Zusammenarbeit mit größeren Kunden das kürzlich vorgestellte CX-Rauschunterdrückungssystem für Schallplatten einführen will. Angekündigt wurde ebenfalls eine neue Familie von Transkonduktanz Verstärkern, die NS speziell für das CX-System entwickelte. Sie sind das Herz des CX-Expander-Schaltkreises und bieten Verstärkungsregelung über 6 Dekaden bei einer Bandbreite von 2 MHz. Sie arbeiten im reinen A-Betrieb und bieten ausgezeichnete Übereinstimmung der Kanäle.

Das aufzunehmende Signal wird bei CX-Platten im Verhältnis 2:1 über einen Bereich von 58 dB komprimiert. Dies ergibt einen um 29 dB größeren Dynamikbereich, sofern die Platten mit einem CX-Decoder abgespielt werden. Der Störabstand steigt auf 85 dB.

Die Zeitkonstanten im Verstärkungsregelkreis hängen von der Signalcharakteristik ab und ergeben einen sehr „weichen“ Kompressionsvorgang.

Neue Meßgeräte

Neue Meßtechnik mit dem DC-Hochstrom-Meßgerät Modell 9568

Ströme von einigen hundert Ampere in Gleichstromkreisen werden heute fast ausschließlich über den Spannungsabfall an Meßwiderständen gemessen. Shunts für diese Stromgebilde sind aufwendige und recht große Gebilde. Wenn hochliegend gemessen werden muß und große Potentialdifferenzen zu beachten sind, wird die Verwendung von Shunts problematisch, denn Messungen an Shunts sind grundsätzlich nicht potentialfrei, da die nachgeschaltete Meßelektronik galvanisch mit dem Shunt verbunden ist. Durch das neue Hochstrom-Meßgerät von Litronic sind jetzt potentialfreie Messungen möglich, da der Strom indirekt durch das Magnetfeld gemessen wird, das jeden stromdurchflossenen Leiter umgibt. Vorteile sind Potentialtrennung zwischen Meßkreis und nachfolgender Meßelektronik sowie leistungslose Messungen. Um Linearitätsfehler zu eliminieren, wird das Magnetfeld nicht direkt, sondern nach der Kompensationsmethode gemessen, d. h. das durch den Primärstrom erzeugte Magnetfeld wird durch eine Kompensationswicklung, die im Ausgang eines Regelkreises liegt, zu Null gemacht. Der Kompensationsstrom ist das direkte Abbild des primären, zu messenden Stromes.



Bild 1: Digitales Hochstrommeßgerät (Foto: Ernst Fey)

Technische Daten:

- Zwei Meßbereiche ± 20 A / ± 200 A mit automatischer Bereichsumschaltung. Für den 20-A-Bereich beträgt die Auflösung 10 mA und für den 200-A-Bereich entsprechend 100 mA.
- Durch neue Meßtechnik völlig potentialfreier Eingang mit einer Spannungsfertigkeit von 1500 V_{eff}
- Digitalanzeige mit 2000 Meßpunkten (Bild 1) und Polaritätsanzeige mit + und -
- Analogausgang zum Anschluß von Registergeräten. Informationen durch Ernst Fey, Horemannsstraße 28, 8000 München 19

Meßgerät für die KW/UKW-Funkstation

Ein Universalmeßgerät für Funk-Amateure stellt Monacor unter der Typenbezeichnung DFT-2500 vor. Es dient zur Leistungsanzeige von 0,1 W bis 100 W, SWR- und Frequenzmessung, (ab 20 MHz bereits ab 0,15 W) Mod.-Grad und Feldstärkemessung. Hobbyfunk (CB) und Amateurfunk bis 100 W werden im Frequenzbereich 1,5 bis 150 MHz gleichermaßen erfaßt.

Mit der digitalen LED-Anzeige wird die Sendefrequenz ständig überwacht, bei Bedarf kann sie um 455 kHz erniedrigt (ZF von Einfachsupern) oder auch separat verwendet werden. Am Zählereingang kann zusätzlich ein Oszillograph zur bildlichen Darstellung des Signals angeschlossen werden. Gute Ablesegenauigkeit – besonders auch bei kleiner Leistung – ist durch ein gut gestal-

tetes Meßinstrument gewährleistet (Bild 1).



Die technischen Daten sind:
Zähler

Frequenzbereich: 1,5–150 MHz; Eingangsspannung: 4 V/1,8 MHz; 1 V/14 MHz; $\leq 0,1$ V/27–150 MHz; Stromversorgung: 12 V_±, 0,2 A.

SWR/Leistungsmesser

Frequenzbereich: 1,5–150 MHz; Leistungsbereiche: 0–1 W/10 W/100 W, $\pm 10\%$; Impedanz: 50 Ω ; SWR-Bereich: 1:1 bis 1:3; Mod. Grad: 0–100%, $\pm 10\%$; Rel. Feldstärke: 0–10; Meßwerk: 100 μ A; Abmessungen: 200 \times 100 \times 150 mm.

Digital-Konduktometer für Feld und Labor

Zwei neue Konduktometer stellt die Schott-Geräte GmbH, Hofheim vor. Das preiswerte Digital-Taschen-Konduktometer CD 857 ist ein handlicher und netzunabhängiger Leitfähigkeitsmesser. Er wird wahlweise mit zuverlässigen und robusten Leitfähigkeitsmeßzellen aus Kunststoff oder Borosilicatglas „Duran“ ausgerüstet und komplett mit allem, zur Messung notwendigen Zubehör in einem Transportkoffer angeboten (Bild 1). Mit nur drei Meßbereichen wird eine Meßspanne von 0,1 μ S bis 20 000 μ S abgedeckt.

Die den drei Meßbereichen automatisch angepaßten Meßfrequenzen schließen Meßfehler durch Polarisierung oder Kabelkapazität zuverlässig aus. Für wissenschaftliche Leitfähigkeitsmessungen eignet sich der Typ CG 851 von 0,1 μ S bis 200 000 μ S. Die Temperaturkompensation kann manuell oder automatisch mit variablen Koeffizienten erfolgen. Die Meßzellenkonstante ist stufenlos einstellbar. Ein Schreiber-Ausgang ist vorhanden. Außerdem hat das CG 851 eine eingebaute Konstantstromquelle.



Bauelemente

Farbbildröhren und Ablenkeinheit

Unter der Typenbezeichnung A 66-540 X/1270 M bietet Valvo eine Kombination der Valvo-Eurocolor-Farbbildröhren A 66-540 X und der dazu gehörenden Ablenkeinheit AT 1270 an.

Diese Kombination besteht aus selektierten und aneinander angepaßten Bauelementen. Die Spezifikation dieser Kombination orientiert sich in wesentlichen Punkten an dem Pflichtenheft der ARD für Farbkontrollempfänger Klasse I.

Die Kombination A 66-540 X/1270 M ist für hochwertige 66-cm-Farbmonitore zur farbigen Darstellung von Kamerabildern, alpha-numerischen und grafischen Zeichen gedacht.

ZF-Baustein für Schmalband-FM

Mit wenigen externen Bauelementen und dem „MC 3359“ läßt sich der gesamte ZF-Teil eines Schmalband-FM-Empfängers aufbauen. Dazu enthält der IC alle aktiven Komponenten: Oszillator, Mischstufe, sechsstufiger Begrenzer-Verstärker, Quadratur-Diskriminator sowie Rauschsperrschalter und Stummschalter. Der Diskriminator liefert die Nachstimmspannung für den Colpittsoszillator zur automatischen Scharfabstimmung (AFC) sowie eine Steuerspannung für die Bandüberwachung und den Sender-Suchlauf. Der MC 3359 ist hauptsächlich für den Einsatz in schmalbandigen FM-Bandüberwachungsempfängern zur Sprachübertragung vorgesehen. Seine Eingangsempfindlichkeit ist mit 2 μ V für -3-dB-Begrenzung sehr hoch. Das 455-kHz-Bandfilter zur ZF-Selektion wird extern zugeschaltet. Wegen der hohen Ausgangsimpedanz der Mischstufe lassen

sich auch keramische Filter einsetzen, und der Colpitts-Oszillator kann für feste Frequenzen mit einem Quarz statt einer Spule beschaltet werden. Am NF-Ausgang entsteht bei einer HF-Eingangsspannung von 3 mV ein Signal von 700 mV, das über einen Emitterfolger niederohmig gekoppelt wird. Der ZF-Baustein MC 3359 im 18poligen Kunststoffgehäuse kommt mit einer Betriebsspannung von 4-9 V aus.

Motorola GmbH,
8043 Unterföhring,
Tel.: (089) 9 24 82 31

Dichtungen für HF-Signale

Abschirmung ist immer dann wichtig, wenn Nutzsignale durch HF-Einstrahlung gestört werden können (z.B. Satelliten-Direkttempfang), oder wenn leistungsstarke HF-Signale nicht unkontrolliert eine Baugruppe (z.B. Oszillator) verlassen dürfen. Im allgemeinen genügen zum Abschirmen das Unterbringen der betroffenen Baugruppe in einem Metallgehäuse. Damit kurzweilige Signale sich nicht durch Stoßfugen oder Bohrungen zwängen können, sind HF-Dichtungen vorzusehen, von denen verschiedene Ausführungen angeboten werden. Beispielsweise Dichtungsschnüre aus gestricktem Metallgewebe mit Klebelasche, gepresste Ringe, Form- oder Stanzteile und verschiedene Profile aus silberdurchsetztem Silikon usw. Die mit einem Elastomer versehenen Dichtungen kombinieren die Leitfähigkeit von Metall mit der hermetischen Abdichtung von Gummi. Die Abschirmwirkung bleibt daher auch bei dynamischer Beanspruchung über lange Zeit erhalten. Unterlagen und Kataloge stehen unentgeltlich zur Verfügung. Helmut Kahl GmbH & Co., Postfach 490 127, 1000 Berlin 49, Tel.: (030) 7 21 60 99

TV-Modulator im DIL-Gehäuse

Der TV-Modulator „MC 1374“ von Motorola erzeugt aus dem FBAS-Signal und dem Begleitton ein vollständiges hochfrequentes Fernsehsignal. Sein Einsatzschwerpunkt wird bei den Fernseh-Zusatzgeräten, wie Video-Recordern, Telespielen oder Bildplattenspielern, gesehen. Der MC 1374 enthält alle für die Modulation notwendigen aktiven Komponenten: FM-Tonmodulator, Oszillatoren für Bild- und Tonträger sowie den HF-Modulator mit zwei Eingängen. Für die Einstellung der Trägerfrequenzen und der Modulationstiefe sind nur wenige zusätzliche Bauelemente notwendig. Mehrkanal-Betrieb ist ebenfalls leicht möglich. Wird eine besonders hohe Frequenzkonstanz verlangt, dann läßt sich der Tonträger-Oszillator über eine externe AFC-Nachstimm-schaltung stabilisieren. Für einen Frequenzhub von 16 kHz reichen am NF-Eingang 100 mV aus, und durch die direkte Modulation des Tonträgers liegt der Klirrfaktor unter 0,5%. Über die interne Arbeitspunkteinstellung kann der Tonträger-Oszillator zum Beispiel für die Abstimmung des Ausgangskreises abgeschaltet werden. Der Bezugspegel für das Videosignal wird von außen bestimmt: Damit lassen sich sowohl positive als auch negative Synchronsignale mit einem Dynamikbereich bis zu 2 V verarbeiten. In diesem Bereich wird die Ausgangslinearität mit 2% (typisch) angegeben, während die Trägerunterdrückung 40 dB beträgt. Der TV-Modulator MC 1374 im 14poligen Kunststoffgehäuse arbeitet mit einer Versorgungsspannung im Bereich von 5 bis 12 V. Motorola GmbH, 8043 Unterföhring, Tel.: (089) 9 24 82 31

Leserbrief

Und noch einmal: binär oder dual?

Die Klarstellung von Dr.-Ing. Kersten in FT 2/82 hinsichtlich der in der Literatur oft sträflich falsch verwendeten Bezeichnungen binär und dual ist dankenswert und war lange fällig. Leider enthält die Klarstellung die mindestens ebenso sträfliche – und in der Literatur übliche – Verwendung der Begriffe Dualzahl und Binärzahl.

Zahl ist ein übergeordneter Begriff einer Menge von Dingen, sozusagen ein „Ding an sich“, ähnlich der platonischen Idee (ἰδέα). Ein und dieselbe Zahl (z. B. die Zahl Zehn) läßt sich durch unterschiedliche Zeichen darstellen:

Arabisch:	10
Römisch:	X
Dual:	1010
BCD:	0001 0000
Sedezimal:	A usw.

Es ist unsinnig, von einer Dezimalzahl oder von einer römischen Zahl zu sprechen. Richtig: Eine dezimal (oder römisch usw.) *dargestellte* Zahl.

Wortklauberei? Natürlich! Nur: Wenn schon exakt definiert werden soll, dann auch gleich richtig.

In diesem Zusammenhang sei darauf hingewiesen, daß in Deutschland zwar die DIN erfinden wurde und die Schaufenster-Auszeichnung von einem Pfund Fleisch eine strafbare Ordnungswidrigkeit darstellt. Der Transistor allerdings und der Mikroprozessor wurden in einem Land erfinden, das liberal genug ist, die Stromversorgung eines Privathauses aus der Freileitung in einer Weise zu tolerieren, die einem deutschen Normen-Ingenieur den Schlaf rauben würde.

Wer Ohren hat zu hören, der höre ...

Mit freundlichen Grüßen,
Hans Fischer, Konstanz.

Prof. Dr.-Ing. C. Reuber

Mit der elektronischen Messung nichtelektrischer Größen begann um 1955 in Deutschland ein beachtlicher Aufschwung der Elektronik. Die Energiewandler nannte man damals „Geber“ oder „Fühler“. Später hießen sie „Meßwert-aufnehmer“ oder nach Norm „Meßgrößenumformer“. Im Zeitalter der Mikroelektronik änderten sie ihren Namen erneut und heißen heute „Sensoren“. Mit ihren Eigenschaften befaßt sich dieser Bericht.

Sensoren – Sinnesorgane der Mikroelektronik II

Die Ladungsträgerkonzentration ergibt den steilen Kennlinienast für den PTC, wie er in Bild 6 mit den Temperaturgängen der verschiedenen Widerstandsthermometer dargestellt ist. Auch PTCs ergeben nichtlineare Thermometer, deren Temperaturkoeffizient allerdings mit $0,1 \text{ K}^{-1}$ bis 1 K^{-1} (10% bis 100% je Grad) noch einmal um eine Größenordnung höher ist, als derjenige der NTCs.

Dehnungsmeßwiderstände

Wird ein Widerstandsdraht oder eine Widerstandsschicht mechanisch beansprucht, also gedehnt, so ändern sich primär Länge und Querschnitt, aber sekundär auch die Ladungsträgerbeweglichkeit.

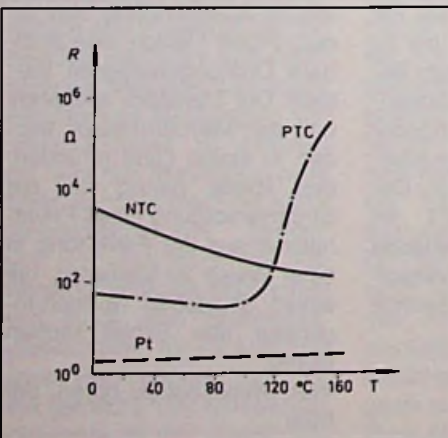


Bild 6: Temperaturgänge von Widerstandsthermometern

Der Widerstand ist in dem Falle ein Dehnungssensor, auch Dehnungsmeßstreifen (= DMS) genannt.

Schon verhältnismäßig einfache geometrische Überlegungen zu den Dehnungsvorgängen ergeben, daß die relative Widerstandsänderung der relativen Längenänderung, also der Dehnung, proportional ist. Der Proportionalitätsfaktor wird allgemein mit k bezeichnet. Bei metallischen Dehnungsmeßstreifen, wie sie seit 1939 üblich sind, liegt k im allgemeinen etwa bei 2. Einige ihrer Ausführungsformen, die überwiegend mit Widerstandswerten von einigen hundert Ohm gefertigt werden, zeigt Bild 7. Besonders gut zur Halbleiter-Elektronik passen Dehnungsmeßstreifen nach 7 d in Folien- oder in Aufdampf-technik.

Je nach der Meßaufgabe werden die mit ihrer Isolierunterlage auf das Meßobjekt aufzuklebenden Dehnungsmeßstreifen in recht unterschiedlichen Größen mit Längen von wenigen Millimetern bis über 10 cm angeboten. Zu jüngeren Entwicklungen gehören Tantal-Dünnschicht-Dehnungssensoren, die in der oben schon erwähnten Doppelschicht-Technik rationell hergestellt und auch auf minimalen Temperaturkoeffizienten abgeglichen werden können. Eine Verwendung in einer Brücke für einen Verzögerungs-Sensor, der zum automatischen Auslösen des schützenden Luftsackes bei einem Autozusammenstoß gedacht ist, zeigt das Bild 8.

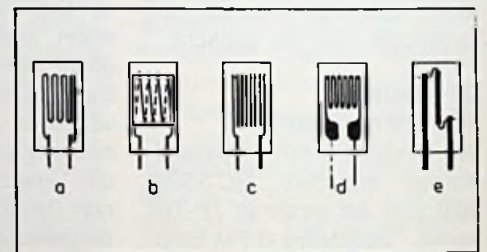


Bild 7: Ausführungsformen von Dehnungsmeßstreifen. a) Mäander b) Wendel c) Gitter mit niederohmigen Querstreben d) Folien- oder Schicht-DMS mit niederohmigen Querstreben e) Halbleiter-DMS

Während bei Dehnungs-Sensoren mit metallischen Widerstandselementen im wesentlichen die Geometrieänderungen ausgenutzt werden, kommen bei Halbleiter-DMS wesentliche Anteile aus der Abhängigkeit der Beweglichkeit von der inneren Materialspannung hinzu. Dieser „piezoresistive Effekt“ führt bei Silizium-Dehnungs-Sensoren je nach der Dotierung sowohl zu positiven wie auch zu negativen k -Faktoren und dabei zu Werten für k in der Größenordnung von 100. Allerdings muß diese höhere Empfindlichkeit auch durch einen höheren Temperaturkoeffizienten erkauft werden.

Andererseits passen Silizium-DMS natürlich zur integrierten Mikroelektronik. So lassen sich piezoresistive Bereiche auf einem Silizium-Chip durchaus mit Vorverstärker- und Auswertelektronik kombi-

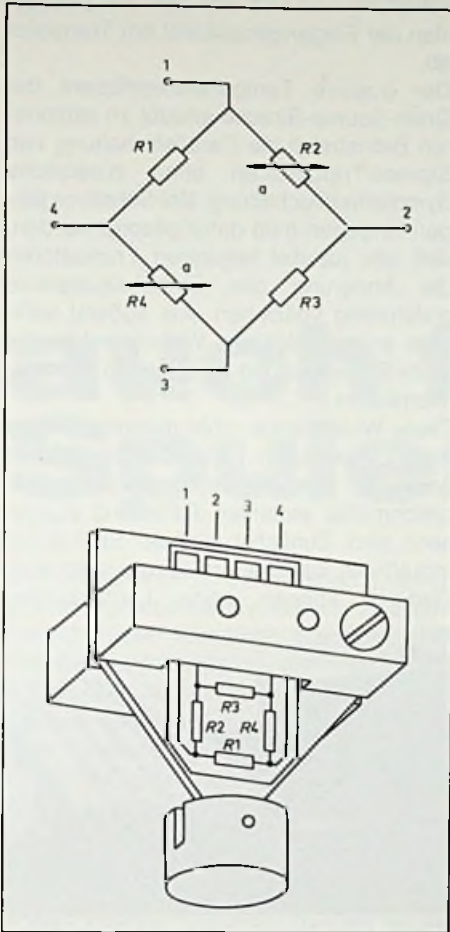


Bild 8: Prinzip eines Dünnschicht-Verzögerungs-Sensors (Nach H. Gruner, Robert Bosch GmbH)

nieren. In dieser Technologie sind z. B. heute Drucksensoren aktuell, bei denen aus einem Silizium-Chip ein Membranbereich mit den Widerständen herausgeätzt wird (Bild 9). Solche Sensoren sind dann wieder für die Kraftfahrzeug-Elektronik bei mikrocomputergesteuerten Zündanlagen ebenso interessant, wie in der medizinischen Elektronik, z. B. zur Blutdruckmessung und auch in der Klima- und Luftfahrttechnik.

Feuchte-Sensoren

Die dritte wichtige Umweltgröße – nach Temperatur und Druck – ist die relative Feuchte. Auch sie kann mit Widerstandssensoren gemessen werden, wofür seit langem eine ganze Reihe verschiedener Ausführungen bekannt sind. Besonders naheliegend ist die Verwendung feuchteaufnehmender (hygroskopischer) Salzsichten, bei denen dann die von der

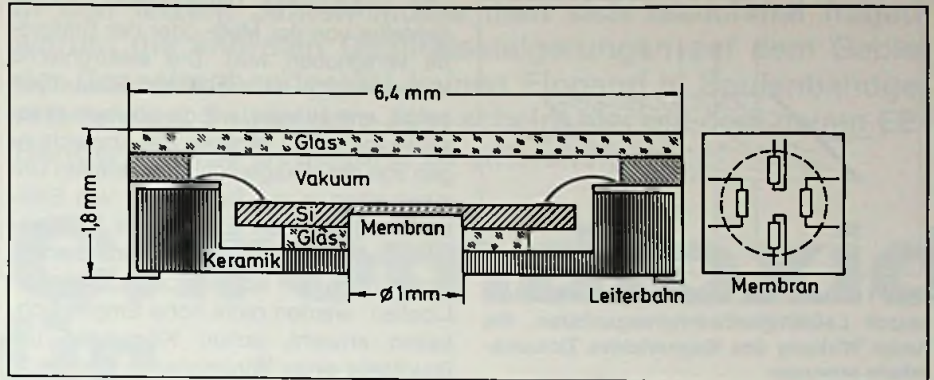


Bild 9: Drucksensor mit Silizium-Membran für die integrierten Piezowiderstände. (Honeywell IPT)

Feuchte abhängige Ionenleitfähigkeit mit einer Wechselspannungsmethode beobachtet wird.

Moderner sind organische Feuchte-Sensoren (Hygrometer-Sensoren), bei denen angelagerte Wassermoleküle durch Lokierung von Ionen in der Oberfläche eines Polymerisates (z. B. auf Styrolbasis) den Schichtwiderstand verringern. Gut gewählte Materialien führen zu recht bedeutenden Widerstandsänderungen. Sie ändern sich z. B. von 10 MΩ bei einer relativen Feuchte von 10% auf etwa 1 kΩ bei rund 100% relativer Feuchte.

Auch poröse Keramik ändert ihren Isolationswiderstand in Abhängigkeit von der Umgebungsfeuchte, also von der Wasseraufnahme. Von solchen relativ robusten Keramik-Sensoren werden Widerstands-erniedrigungen von z. B. 5 MΩ bei 20% relativer Feuchte auf 0,1 MΩ bei z. B. 80% relativer Feuchte berichtet. Allerdings haben sich diese Sensoren nicht immer als ausreichend stabil und genau erwiesen.

Fotowiderstände

Zu den ältesten Widerstands-Sensoren überhaupt gehören die Fotowiderstände, oder besser gesagt, die Fotoleiter; denn bei ihnen erzeugt Licht im empfindlichen Halbleiter-Material zusätzliche Ladungsträger, also erhöhte Leitfähigkeit. Für diesen Effekt muß die Energie der einfallenden Strahlung – der Photonen – ausreichen, um durch das Material vorgegebene Abstände der typischen Energiestruktur des Halbleiters zu überwinden. Deshalb gibt es für jeden Fotowiderstand eine langwellige Grenze der Empfindlichkeitskurve, so wie es in den zu großen Wellenlängen hin steil abfallenden Kurven von Bild 10 zu erkennen ist.

Ein typisches und besonders häufig angewandtes Material ist Cadmiumsulfid (CdS) weil dessen Empfindlichkeitskurve gut mit der des menschlichen Auges, die auch in Bild 10 eingezeichnet ist, übereinstimmt. Außer Cadmiumsulfid sind für Fotowiderstände die Element-Halbleiter Silizium und Germanium sowie eine große Auswahl an Verbindungs-Halbleitern besonders für längerwellige Strahlung im infraroten Bereich üblich. In Bild 10 wurden die Empfindlichkeitskurven von Bleisulfid (PbS) und IndiumAntimonid (InSb) eingezeichnet.

Feldplatten

Auch Magnetfelder lassen sich mit Widerstands-Sensoren beobachten oder ausmessen. Das dafür geeignete Bauelement ist die Feldplatte nach Bild 11. In ihr wird die Ablenkung der Strombahnen durch ein senkrecht zum Strom verlaufendes Magnetfeld ausgenutzt. Durch im Bild 11 schematisch mit dem Querstrichen ange deutete Inhomogenitäten der Leitfähigkeit des Materials entstehen Zickzack-Strom-

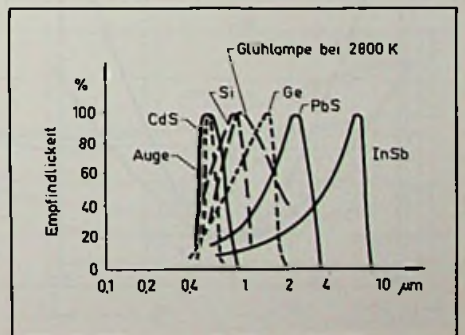


Bild 10: Spektren der Empfindlichkeit von Fotowiderständen mit der Hellempfindlichkeitskurve des Auges und der Lichtverteilung bei der Glühlampe

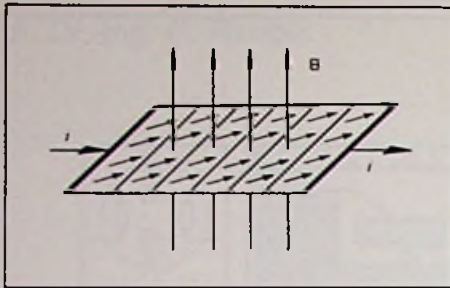


Bild 11: Der Effekt in der Feldplatte entsteht durch Leitfähigkeits-Inhomogenitäten, die unter Wirkung des Magnetfeldes Zickzackpfade erzeugen

pfade, deren seitliche Auslenkungen von der Hauptstromrichtung mit dem Magnetfeld steigen, so daß der Widerstand mit dem Feld zunimmt, wie es in **Bild 12** dargestellt ist. Die Feldplatten der Praxis bestehen aus Indium-Antimonid, das kleine Nickel-Antimonid-Nadelchen enthält. Die Kristallstruktur des Indium-Antimonids sorgt für parallele Ausrichtung der Nickel-Antimonid-Nadeln, deren Leitfähigkeit um den Faktor 100 höher liegt, als die des Indium-Antimonid. Diese Leitfähigkeits-Inhomogenität reicht für die in **Bild 12** dargestellte beträchtliche Abhängigkeit des Widerstandes vom Magnetfeld.

Stellungs-Sensoren

In einer Übersicht über Widerstands-Sensoren dürfen solche für die Stellungsmessung nicht unerwähnt bleiben. Da gibt es einerseits elektronische Wasserwaagen

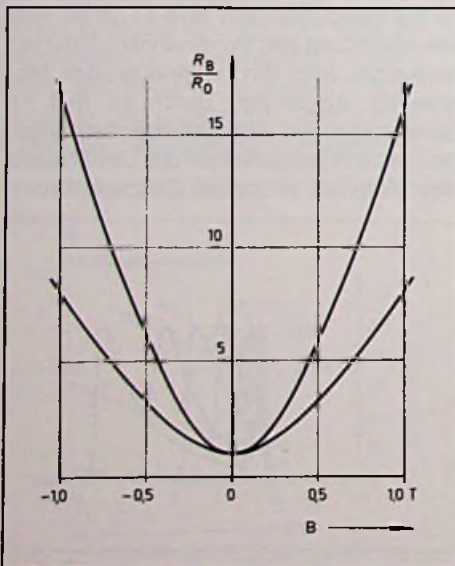


Bild 12: Kennlinien von Feldplatten unterschiedlicher Empfindlichkeit mit R_0 als Nennwiderstand ohne Magnetfeld.

und andererseits Potentiometer, deren Schleifer von der Meß- oder der Stellgröße verschoben wird. Die elektronische Wasserwaage ist mit einem Elektrolyten gefüllt, enthält aber, wie die normale Wasserwaage, eine Luftblase. Bei Abweichungen von der Waagerechten entstehen Unsymmetrien in der Bedeckung von Elektroden, die in den Elektrolyten hineinragen. Diese äußern sich als Widerstandsänderungen. Mit solchen „elektronischen Libellen“ werden recht hohe Empfindlichkeiten erreicht, schon Kippungen um Bruchteile eines Winkelgrades sind leicht nachweisbar. Sie müssen allerdings mit Rücksicht auf den Elektrolyten in einer Wechselspannungsanordnung ausgemessen werden.

Literatur

- [1] Curt Rint, Handbuch für Hochfrequenz- und Elektro-Techniker, Band 5, 1981, Beitrag Claus Reuber, Sensoren, Seite 463 bis 511, dort weitere Literaturangaben.
- [2] Vorträge der Tagung Sensor '82 Bände 1, 2 und 3, besonders die Vorträge W. Diehl, Degussa: Platin-Dünnschicht-Widerstände als genaue und stabile Temperatur-Sensoren sowie H. Gruner, Bosch: Dünnschicht-Sensoren zur Messung von Temperatur und Dehnung.

Transistoren schalten 500 Ampere

Aus dem anwendungstechnischen Labor von Siemens kommt der Vorschlag eines Halbleiterschalters von 500 A und maximal 100 V Sperrspannung. Der Hochstromschalter arbeitet mit 50 parallelen „Sipmos“-Transistoren (BUZ 23) auf einer wassergekühlten Kupferplatte (**Bild 1**). Bemerkenswert sind die Schaltzeiten von weniger als $0,5 \mu\text{s}$, sowie die geringe Ansteuerleistung von 150 mA bei 8 V und 1 kHz Schaltfrequenz. Ein Hochstromschalter dieser Art verbessert die Steuerung von Schweißströmen. In Frage kommen auch Funkenerosionsverfahren und elektrische Antriebe.

Sipmos-Transistoren sind selbstsperrende N-Kanal-MOSFET. Die Leitfähigkeit wird von der Gate-Source-Spannung bestimmt. Steuerstrom wird nur benötigt, um die aufbaubedingte Eingangskapazität auf die gewünschte Steuerspannung zu bringen. Folglich hängt die Ansteuerleistung nur vom Eigenverbrauch der Ansteuer-

schaltung und von der Zahl der Ladezyklen der Eingangskapazität am Transistor ab.

Der positive Temperaturkoeffizient der Drain-Source-Strecke erlaubt im stationären Betriebsfall die Parallelschaltung von Sipmos-Transistoren ohne zusätzliche Symmetriebeschaltung. Bei Schaltvorgängen hingegen muß dafür gesorgt werden, daß alle parallel liegenden Transistoren die Änderung des Betriebszustandes gleichzeitig vollziehen. Als äußerst wirksam erweist sich ein Widerstand in der Gate-Steuerleitung eines jeden Sipmos-Transistors.

Diese Widerstände rufen mehrere Effekte hervor, wodurch Sipmos-Transistoren während des Schaltvorganges einer gleichmäßig verteilten Belastung ausgesetzt sind. Zunächst wird der Einfluß der Induktivität der Steuerleitung unterdrückt. Dadurch können keine Laufzeitunter-

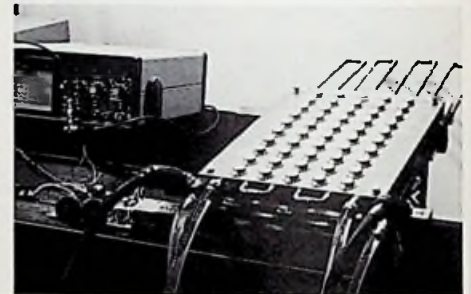


Bild 1: Hochstromschalter mit 50 SIPMOS-Transistoren (Siemens-Presebild)

schiede bei der Ansteuerung entstehen. Weiter wird das Kennlinienfeld der Sipmos-Transistoren langsam durchfahren, was allerdings die Schaltzeiten verlängert. Gleichwohl liegen diese noch weit unter 100 ns. Vor allem aber sorgt die strombegrenzende Charakteristik der Sipmos-Transistoren für eine gleichmäßige Verteilung der Belastung.

Schließlich wirkt der Widerstand in der Steuerleitung in Verbindung mit der sogenannten Millerkapazität als Millerintegrator. Die Millerkapazität ist die Sperrschichtkapazität zwischen Gate und Drain. Spannungsänderungen am Drain-Anschluß beeinflussen über diese Kapazität das Gatepotential und bewirken eine Gegenkopplung, die vom Innenwiderstand der Ansteuerung abhängig ist. Die Gegenkopplung begünstigt die gleichzeitige Spannungsänderung aller parallelen Sipmos-Transistoren während eines Schaltvorganges. Als geeignet erweisen sich Widerstandswerte zwischen 4,7 Ohm und 220 Ohm.

In den letzten Jahren mußte man sich manchmal fragen, warum die enormen Qualitätssteigerungen auf dem Gebiet der Cassettenbandgeräte keinen Eingang in Spulenbandgeräte fanden. Seit letztem Jahr scheint hier mit dem neuen EE-Bändern etwas Bewegung zu entstehen.

Chromdioxid auch für Spulentonband

Der weltweite Erfolg der Compact-Cassette vom „sprechenden Notizbuch“ des Jahres 1963 über Recorder, Radiorecorder, HiFi-Cassettendecks bis zum Taschenrecorder hat alles vorher in der Magnetton-Technik Bekannte in den Schatten gestellt. Geräte-, Schaltungs- und Bandentwickler verlegten das Hauptgewicht ihrer Anstrengungen immer mehr auf diesen Renner unter den Tonträgern. Für die Compact-Cassetten entstanden die dünneren und schrittweise in ihren magnetischen Daten verbesserten Bänder, für die Compact-Cassetten-Geräte Dolby, Highcom und weitere Rauschunterdrückungs-Systeme. Das klassische Spulen-Tonbandgerät wurde zwar von Spezialherstellern für HiFi-Enthusiasten und Bandamateure weiter gepflegt, doch die aktuellen Bandentwicklungen wurden in dieser Ni-

sche der Audiotechnik bisher kaum genutzt. Mit EE soll das anders werden.

Extra Efficiency

Seit dem vorigen Jahr bieten drei Magnetband-Hersteller Spulentonband unter dem Kürzel EE und meinen damit „Extra Efficiency“ für mehr Höhen und mehr Dynamik bei weniger Rauschen. Was an Qualität bisher eine Bandgeschwindigkeit von 19 cm/s verlangte, soll nun mit 9,5 cm/s erreicht werden. Das bedeutet doppelte Spieldauer und halbierte Kosten. Der Schritt vom bisher üblichen zum EE-Band entspricht etwa dem, was mit Dolby B auf Cassette an Dynamik gewonnen wurde. Die drei Hersteller von EE-Band sind BASF, Maxell und TDK. BASF offeriert als EE ein Chromdioxidband, während die beiden japanischen Hersteller ein Chrom-

dioxid-Substitut mit Kobaltferrit-Partikeln wählen. Durchweg werden also hier die bei der Compact-Cassette erzielten Entwicklungsfortschritte für das Spulentonband genutzt. BASF zielt nicht nur auf den anspruchsvollen Tonband-Amateur, sondern auch auf den halbprofessionellen und professionellen Bereich. Dabei geht es ihr um ein System für die Automatisierung von Rundfunksendungen, bei dem die Qualitätsansprüche der deutschen Rundfunkanstalten nur mit Chromdioxidband erfüllt werden können. Welchen Fortschritt das Viertelzollband LPR 35 Cr (EE) der BASF gegenüber dem bisher verwandten Band LPR 35 LH (also einem Eisenoxidband) bietet, zeigen die Frequenzgänge von Dynamik und Rauschen in den **Bildern 1 und 2**.

Von TDK wird für das „Super-Avilyn-

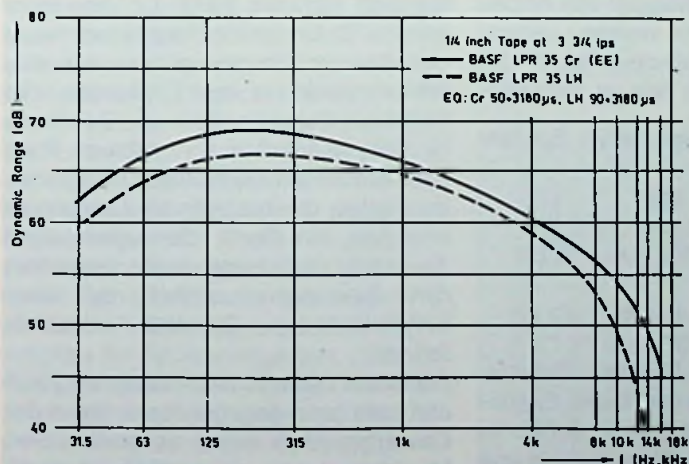


Bild 1: Dynamik als Funktion der Frequenz bei Eigenoxid- und EE-Band

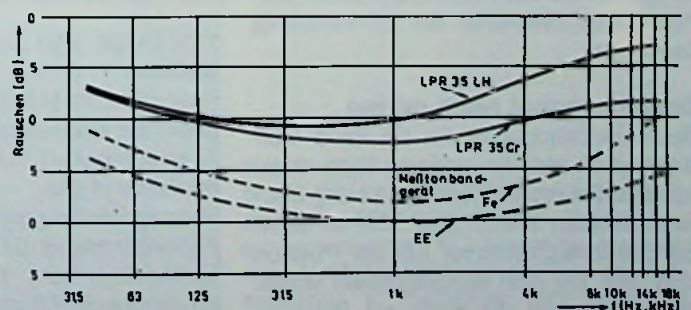


Bild 2: Rauschen als Funktion der Frequenz bei verschiedenen Bandsorten

Band" eine Koerzitivfeldstärke von 45 000 A/m (früher 560 Oe) und eine maximale remanente Magnetflußdichte von 0,16 T (früher 1600 Gauß) genannt. Dazu betont TDK, daß bei den SA-Spulentonbändern der 10-kHz-Ausgangspegel um 2,5 dB bis 3,0 dB besser ist als bei normalen Eisenoxidbändern, wobei gleichzeitig der Geräuschpegel ebenfalls um 2,5 dB bis 3,0 dB verringert sei.

Bandsorten-Umschalter erforderlich

Allerdings kann man EE-Bänder nicht ohne weiteres auf herkömmlichen Spulentonbandgeräten verwenden. Um ihre Vorteile ausnutzen zu können, müssen die Geräte mit einem Bandsorten-Umschalter versehen sein. Mit ihm wird der Vormagnetisierungspegel gegenüber normalen Eisenoxidbändern erhöht und zwar bei einer Bandgeschwindigkeit von 9,5 cm/s um etwa 2,5 dB. Bei 19 cm/s muß man etwa 4 dB bis 5 dB stärker vormagnetisieren. Mit der höheren Vormagnetisierung entsteht bei den EE-Bändern eine deutliche Höhenanhebung, so daß außer der Vormagnetisierung auch die Aufnahmeentzerrung umgeschaltet werden muß, soll ein optimaler Überbandfrequenzgang erzielt werden.

Außerdem haben sich die beteiligten Hersteller auf verkleinerte Entzerrungszeitkonstanten geeinigt, so bei der vornehmlich wichtigen Geschwindigkeit von 9,5 cm/s auf 50 µs statt bisher 90 µs. Die entsprechenden neuen Werte für 19 cm/s und für 4,7 cm/s sind 35 µs bzw. 70 µs. So wird der Gewinn an Bandqualität sinnvoll auf mehr Höhen und weniger Rauschen verteilt. Allerdings handelt es sich bei den genannten Daten vorläufig nur um Verabredungen der Hersteller, nicht aber um eine national oder gar international festgelegte Norm. Bis es dazu kommt, müßten sich noch mehr Hersteller am EE-Vorschlag beteiligen.

Geräteangebot noch gering

Spulentonbandgeräte für EE-Band wurden bisher von Akai und von Teac angekündigt. Bei Akai weisen die beiden Spulenmaschinen GX-77 und GX-747 einen Bandsortenwahlschalter mit der Position „EE“ auf. Bei dem letztgenannten Modell handelt es sich um eines mit Reverse-Funktion bei Aufnahme und Wiedergabe mit freiprogrammierbarem Umschalt-punkt. Es hat sechs Magnetköpfe sowie ein digitales Echtzeitzahlwerk.

Der Akai-Vergleich der Betriebsarten EE und Normal gibt bei 9,5 cm/s eine Verringerung des Rauschens um 4 dB bei 10 kHz und eine Dynamikverbesserung um 7 dB. Bei 19 cm/s sind die entsprechenden 10-kHz-Werte 3 dB weniger Rauschen und 6 dB mehr Dynamik. Dazu gehören dann bei 9,5 cm/s eine Erhöhung des maximalen Ausgangspegels (MOL) um 1 dB bei 1 kHz, um 3 dB bei 10 kHz und um 6 dB bei 15 kHz. Bei 19 cm/s ist der Pegel bei 10 kHz um 3 dB, bei 15 kHz um 5 dB und bei 20 kHz 4,5 dB höher. Dazu der Akai-Kommentar: „Wo früher 38 cm/s Bandgeschwindigkeit benutzt werden mußte, reichen jetzt durch das neue EE-Band 19 cm/s zum Erzielen desselben Frequenzumfanges aus.“

Doch auch unter den normalen Viertelzoll-Bändern für Spulen-Tonbandgeräte kennen die Fachleute recht unterschiedliche Qualitäten, und so mancher ist bisher skeptisch oder mindestens zurückhaltend, was den Fortschritt durch EE betrifft. Auch bleibt die Frage, wieviele der HiFi-Enthusiasten bereit sind, umzusteigen und ihre Bänder, mit deren Hilfe sie ihre Programme zusammenscheiden, langsamer laufen lassen. Jedenfalls sind von Philips und Studer-Revex auch zur hifivideo dieses Jahres keine Modelle mit Bandsorten-Wahlschalter „Normal-EE“ zu erwarten. Labor-Vergleiche zeigen, daß im Frequenzbereich der Grundtöne Aussteuerbarkeit und Klirrfaktor eher zu Gunsten gut ausgewählter und optimal eingesetzter Normal-Bänder sprechen. Der Gewinn an Höhendynamik durch EE ist bei 9,5 cm/s größer als bei höherer Geschwindigkeit; auch sollte man in diesem Zusammenhang nicht die hoch aussteuerbaren Profi-Bänder, wie sie zum Beispiel von Ampex und Scotch angeboten werden, vergessen. Mancher Bandamateure ist in der Wahl seines Materials fast so sorgfältig-

TDK-Daten von Super-Avilyn Spulentonband

Koerzitivkraft: 45 000 A/m
 Maximale Magnetflußdichte: 0,16 T
 Aussteuerbarkeit bei 400 Hz: + 12 dB
 Klirrfaktor: 1,5%
 Vormagnetisierungsrauschen: - 61 dB
 Kopierdämpfung: 50 dB
 Meßbedingungen: 19,05 cm/s Bandgeschwindigkeit, 2,0 mm Spurbreite, Entzerrung mit 3180 µs und 35 µs, Betrieb in EE-Position, maximale Aussteuerung und Vormagnetisierungsrauschen im Vergleich zum Bezugspegel von 200 nWb/m.

konservativ wie Rundfunkanstalten. Zur Zeit wird das EE-Band von einem unserer Mitarbeiter getestet. Über das Ergebnis werden wir in einer der nächsten Nummern berichten. (C. R.)

Cassetten ja – aber welche?

„Welche Cassette paßt am besten zu meinem Recorder?“ Diese Frage wird dem Fachmann jeden Tag gestellt. Die Antwort: Grundsätzlich sollte man für sein Gerät die besten Cassetten nehmen, wenn man mit dessen akustischen Leistungen wirklich zufrieden sein will.

„Ja, aber die besten Cassetten sind nicht immer die billigsten...“ Richtig – nur ist Cassette nicht gleich Cassette. Äußerlich mögen sie sich gleichen, doch das, was die eine Cassette besser macht als die andere, verbirgt sich im Innern: die Bandqualität, die korrekte Bandführung, spezielle Führungselemente wie zum Beispiel die Sicherheits-Mechanik SM, die für einwandfreie Bandwicklung sorgt usw. Die Gefahr von „Bandsalat“, von Tonaussetzern, von Jaulen bei der Wiedergabe o. ä. ist bei einer Marken-Cassette ganz erheblich geringer als bei Billig-Cassetten, wie sie oft von obskuren Herstellern aus dem Ausland, zum Beispiel aus Hongkong, zu uns hereinkommen. Qualität und Zuverlässigkeit kosten nun einmal etwas mehr.

Zur Zeit findet man auf dem Markt vier Bandsorten: Eisenoxid (Fe), Chromdioxid (Cr), Ferrochrom (FeCr, ein Mehrschichtband) und Reineisen (Metall). Cr bietet klanglich mehr als Fe, FeCr kann mehr bringen als Cr, darüber liegt jedoch heute der Bandtyp Chromdioxid super, eine Weiterentwicklung des Cr-Bandes. Die Reineisen-Cassetten sind eine Bandsorte für sich. Abgesehen vom höheren Preis erfordern sie ein neues Gerät mit speziellen Köpfen, um ihre optimale Leistung zu erreichen, ein Gerät, das schon einen Tausender mehr kosten sollte, wenn man den Leistungsunterschied zu einer Chromdioxid-super-Cassette heraushören will.

Bei einem fairen Preis/Leistungsvergleich darf man beim gegenwärtigen Stand der Cassettentechnik einem anspruchsvollen Musikfreund ruhig einen auf Cr umschaltbaren Recorder und eine Cassette des Typs Chromdioxid super empfehlen.

NF-Verstärker mit VMOS-Transistoren (II)

Die Schaltung hat eine Spannungsverstärkung von 30 und einen Frequenzbereich zwischen 35 Hz bis 125 kHz bei -6 dB. Oberhalb von 25 kHz treten jedoch Verzerrungen auf. Die sonstigen Eigenschaften der Schaltung gehen aus den Bildern 5 a...e hervor.

3. D-Verstärker

3.1. Grundlagen

Das Grundprinzip einer D-Ausgangsstufe zeigt Bild 6. Die beiden Schalter schließen abwechselnd mit einer hohen Frequenz f_s , wobei das NF-Nutzsignal (f_m) im Tastverhältnis von f_s und damit im Mittelwert der Ausgangsspannung enthalten ist. Das Filter hält den hochfrequenten Anteil der Ausgangsspannung (f_s) vom Lastwiderstand fern, so daß dieser nur das NF-Nutzsignal (f_m) erhält. Das die Schalter steuernde Signal hat nur zwei Zustände und wird normalerweise mit einem Komparator erzeugt. Dieser wird wiederum mit einem Signalgemisch gesteuert, das aus einem hochfrequenten Dreieckssignal (f_s) und dem überlagerten tonfrequenten Nutzsignal besteht. Die sich ändernden Augenblickswerte dieses Signalgemisches erzeugen beim Vergleich mit einer festen Bezugsspannung das veränderliche Tastverhältnis des pulsformigen Steuersignals für die Ausgangsstufe. Dieselbe Pulsweitenmodulation kann auch mit anderen Verfahren erzielt werden. Die folgenden Merkmale sind unabhängig davon für alle D-Verstärker charakteristisch. Unter der Annahme, die Schaltelemente bestehen aus idealen Schaltern, die in

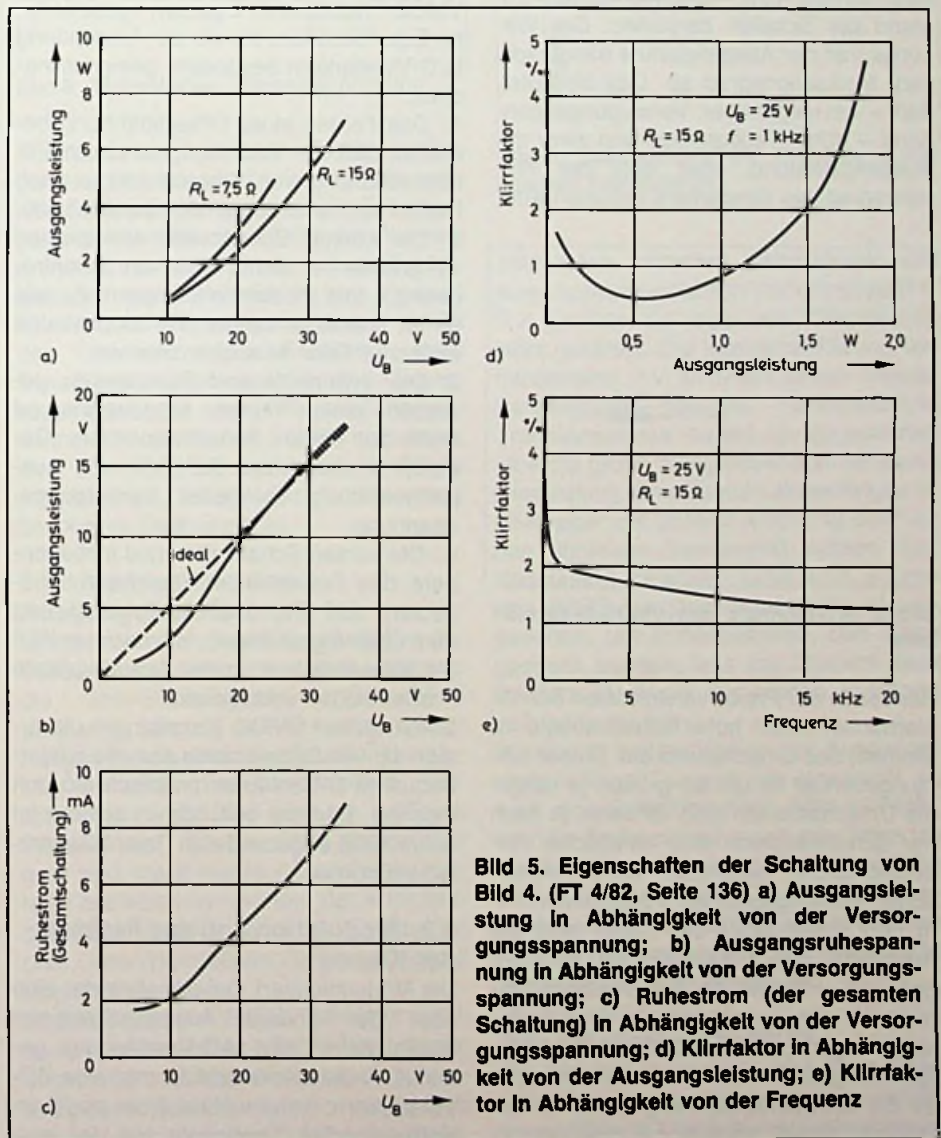


Bild 5. Eigenschaften der Schaltung von Bild 4. (FT 4/82, Seite 136) a) Ausgangsleistung in Abhängigkeit von der Versorgungsspannung; b) Ausgangsruhespannung in Abhängigkeit von der Versorgungsspannung; c) Ruhestrom (der gesamten Schaltung) in Abhängigkeit von der Versorgungsspannung; d) Klirrfaktor in Abhängigkeit von der Ausgangsleistung; e) Klirrfaktor in Abhängigkeit von der Frequenz

Reihe zu einem endlichen Widerstand R_{ON} liegen (Bild 6) und diese Annahme gilt für VMOS-Transistoren und die Induktivität sei verlustfrei, so beträgt der Wirkungsgrad der Ausgangsstufe

$$\eta = \frac{R_L}{R_L + R_{ON}}$$

und nähert sich 100%, wenn R_{ON} gegen Null geht. Der Wirkungsgrad ist also unabhängig von der Amplitude des Niederfrequenzsignals.

Wie bereits erwähnt, arbeiten D-Verstärker mit Pulsbreitenmodulation. Der Modulationsgrad ist

$$M = \frac{t_{ON} - t_{OFF}}{t_{ON} + t_{OFF}}$$

wobei t_{ON} und t_{OFF} die Zeiten für den eingeschalteten bzw. ausgeschalteten Zustand der Schalter darstellen. Der Wirkungsgrad der Ausgangsstufe hängt nicht vom Modulationsgrad ab. Das bedeutet, daß – bei gegebener Versorgungsspannung – durch Teilaussteuerung zwar die Ausgangsleistung, aber nicht der Wirkungsgrad des Verstärkers reduziert wird.

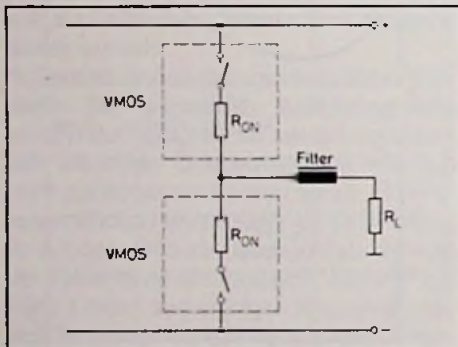


Bild 6. Grundprinzip des VMOS-D-Verstärkers

Bei den in der Praxis verwendeten Schaltelementen treten hohe Schaltverluste im Moment des Umschaltens auf. Dieser Leistungsverlust ist um so größer, je länger die Umschaltzeiten sind. Er kann, je nach der Schaltfrequenz, eine erhebliche Verschlechterung gegenüber dem theoretischen Wirkungsgrad zur Folge haben.

In den Schaltungen der Praxis wird die Amplitude des Dreiecksignals konstant gehalten, während die Versorgungsspannung für die Ausgangsstufe Welligkeitsspannungen enthalten und mit der Netzspannung schwanken kann. Andererseits ist die Leerlaufverstärkung eines D-Verstärkers direkt proportional zur Versor-

gungsspannung der Ausgangsstufe. Damit werden aber Brummspannungen oder Störungen der Versorgungsspannung direkt an den Lastwiderstand weitergegeben, wenn nicht durch Gegenkopplung eine Kompensation erfolgt.

Die Amplitude des Schaltsignals ist sehr groß. Sogar nach dem Filtern kann sie immer noch eine Störstrahlung bewirken.

Thermische Instabilität stellt sich ein, falls der Widerstand der Schaltelemente einen positiven Temperaturkoeffizienten hat. Die Schaltelemente müssen daher mit ausreichend dimensionierten Kühlkörpern versehen werden, so daß die erreichbaren Endtemperaturen innerhalb sicherer Grenzen liegen.

3.2. VMOS-Transistoren für D-Verstärker

VMOS-Transistoren besitzen verschiedene Eigenschaften, die sie zur Anwendung in D-Verstärkern besonders geeignet machen:

1. Das Fehlen einer Offsetspannung bedeutet, daß der Wirkungsgrad durch Parallelschaltung von Transistoren je nach Bedarf asymptotisch erhöht werden kann.
2. Die kurzen Schaltzeiten ermöglichen ein großes Verhältnis zwischen Schaltfrequenz f_s und Modulationsfrequenz f_m , wie es im Interesse kleiner Klirrfaktoren und einfacher Filter wünschenswert ist.

3. Die symmetrischen Schaltzeiten gestatten einen hohen Modulationsgrad auch bei hohen Schaltfrequenzen. Dadurch erreicht man die maximale Ausgangsleistung bei jeder Versorgungsspannung.

4. Die kurzen Schaltzeiten und insbesondere das Fehlen einer Speicherzeit bedeuten, daß Ein- und Ausschalten eng dem Gate-Signal folgen. Hierdurch entfällt die Notwendigkeit, in der Ausgangsstufe Freilaufdioden vorzusehen.

Damit stellen VMOS-Transistoren die ersten aktiven Bauelemente dar, die niederfrequente D-Verstärker praktisch möglich machen. Bedford benutzte in seinem im Jahre 1930 angemeldeten Patent Gasentladungsröhren.

3.3. Modulation und das Problem der Klasse

Die Modulationsart, bei der stets der eine oder der andere Ausgangstransistor Strom führt, wird AD-Verstärkung genannt. Andererseits spricht man von BD-Verstärkern, wenn während der positiven Halbwelle des Tonsignals nur der eine

Schalter und der andere Schalter während der negativen Halbwelle periodisch mit der Frequenz f_s ein- und ausgeschaltet werden.

Eine Kompromißklasse ABD ist ebenfalls denkbar. Während der Totzeit, d. h. wenn kein Schalter Strom führt, wird der Strom in der Induktivität, die das Eingangsselement des Filters darstellt, über eine Freilaufdiode an die Stromversorgung zurückgeführt. Der Einsatz solcher Dioden ist jedoch in zweifacher Hinsicht problematisch. Erstens tritt eine Verzerrungsart auf, die der Übergangsverzerrung, die für B-Ausgangsstufen typisch ist, ähnelt. Zweitens gibt es kaum Dioden, die sich für diesen Zweck eignen. Die einzigen, die schneller schalten als VMOS-Transistoren, sind Schottky-Dioden, die den Nachteil begrenzter Durchbruchspannungen haben und deren Kapazitäten so hoch sind, daß sie das Verhalten der VMOS-Transistoren beeinflussen können. Die nächstschleunigen Dioden sind Epitaxie-Dioden, die nur eingesetzt werden können, wenn die Schaltflanken der VMOS-Transistoren absichtlich verlangsamt werden. Dies ist jedoch unsinnig, da es den Wirkungsgrad herabsetzt. Der weiteren Erörterung werden daher Schaltungen der Klasse AD zugrundegelegt.

3.4. Klirrgrad

Die Impulsbreitenmodulation erzeugt ein breites Spektrum von Kreuzmodulationsprodukten, darunter $f_s \pm f_m$, $f_s \pm 2f_m$ usw. Die Ausdrücke höherer Ordnung haben kleinere Amplituden, und die Relativamplituden sämtlicher Kreuzmodulationsprodukte ändern sich mit dem Modulationsgrad. Für die Praxis sind die einzig wesentlichen Produkte diejenigen, die zwischen f_m und f_s liegen, da einige von ihnen in den niederfrequenten Bereich fallen und hörbar werden, falls ihre Amplitude groß genug ist. Kreuzmodulationsprodukte sind nicht harmonisch zu f_m und daher subjektiv noch störender, als äquivalente harmonische Verzerrungen. Aus diesem Grunde wird bei HiFi-Anwendungen ein Mindestverhältnis zwischen f_s und der oberen Grenze des NF-Bandes von 5 und vorzugsweise 10 empfohlen. Mit VMOS-Transistoren sind derartige Schaltfrequenzen realisierbar. Der optimale Wert der Schaltfrequenz liegt wahrscheinlich um 500 kHz.

Die Verzerrungen des D-Verstärkers entstehen nicht nur durch Kreuzmodulation, sondern auch durch Nichtlinearität des

Modulationsvorgangs, d. h. durch die Nichtlinearität des Dreieckssignals. Theoretisch ließe sich für die Impulsbreitenmodulation statt des Dreiecks ein Sägezahnsignal verwenden. Die dabei entstehenden Kreuzmodulationsprodukte haben dann aber höhere Amplituden. Nichtlinearitäten der Flanken des Dreieckssignals verursachen zwar harmonische Verzerrungen. Unsymmetrie führt jedoch zu erhöhter Kreuzmodulation.

3.5. Filter

Das Filter am Ausgang eines D-Verstärkers muß zumindest aus einer Induktivität bestehen (Bild 6). Man darf sich hier nicht auf die Induktivität des Lautsprechers selbst verlassen oder darauf, daß dieser das Filter mit einer definierten Impedanz belastet. In den Schaltungen des Bildes 7 wird das Filter mit dem Widerstand R_M abgeschlossen, der über den Kondensator C_M angekoppelt wird. Der Wert von C_M muß entsprechend der Impedanz des Lautsprechers im Gebiet der Grenzfrequenz des Filters ausgewählt werden, doch ist sein tatsächlicher Wert unkritisch. Der Wert des Widerstandes R_M kann ebenfalls von der Nennimpedanz des Lautsprechers abweichen.

Um die Amplitude der Schaltfrequenz an den Ausgangsklemmen des Systems auf einem vernünftigen Wert zu halten, kann entweder ein Filter mit flacher Flanke und niedriger Übergangsfrequenz oder aber ein Filter mit steiler Flanke und höherer Übergangsfrequenz eingesetzt werden. Beide Möglichkeiten haben etwas für sich. Die Vorteile der zweiten Möglichkeit sind kleinere Bauelementenwerte und eine kleinere Gruppenlaufzeit. Wählt man eine hohe Übergangsfrequenz, z. B. das geometrische Mittel zwischen f_s und der höch-

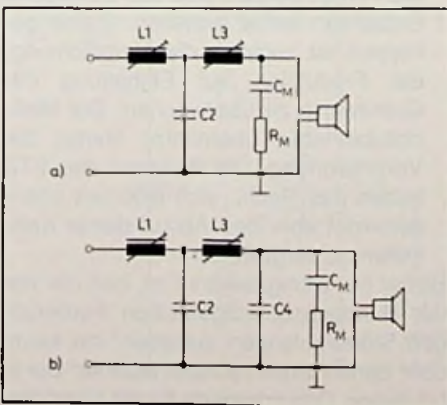


Bild 7. Filterschaltungen für D-Verstärker

sten Tonfrequenz, so liegt das Niederfrequenzband völlig innerhalb des linearen Bereichs und zwar auch dann, wenn es sich um ein Filter mit sehr steiler Flanke handelt.

3.6. Gegenkopplung

Normalerweise werden D-Verstärker gemäß Bild 8 gegengekoppelt. Als Gegenkopplungssignal benutzt man das Signal am Filtereingang, d. h. ein Schaltsignal, das vom Integrator zusammen mit dem

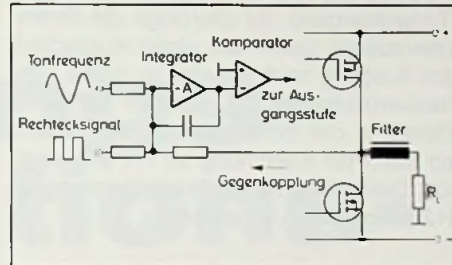


Bild 8. D-Verstärker, Gesamtanordnung

Tonfrequenz- und dem Rechteck-Eingangssignal integriert wird. Würde man das Gegenkopplungssignal am Filterausgang abnehmen, so würde die Phasendrehung des Filters bei hohen Tonfrequenzen die Stabilisierung des ganzen Verstärkers erschweren. Jedoch erhält der Entwickler mehr Freiheiten beim Schaltungsentwurf, wenn er das Gegenkopplungssignal vom Filterausgang abnimmt. Mit den hohen Schaltfrequenzen, die bei VMOS-Transistoren praktisch möglich sind, kommt der Aussteuerung besondere Bedeutung zu.

3.7. Ansteuerung der Ausgangstransistoren

Um die schnellen Schalteigenschaften der VMOS-Transistoren zu nutzen, müssen die Gate-Steuersignale entsprechend steilflankig sein, da der Wirkungsgrad der Ausgangsstufe sonst durch Leitungsverluste während des Umschaltens verschlechtert wird. Dies wirft ein größeres Problem auf, da die Gate-Kapazitäten groß sind, meist mehrere Transistoren parallel betrieben werden und der erforderliche Spannungshub groß ist. Ferritperlen oder Gate-Widerstände dürfen keinesfalls eingesetzt werden.

Im Bild 9 wird ein VMOS-Transistor durch zwei komplementäre VMOS-Transistoren angesteuert. Es können aber auch schnelle bipolare Schalttransistoren wie in Bild 10 Verwendung finden. Infolge der einge-

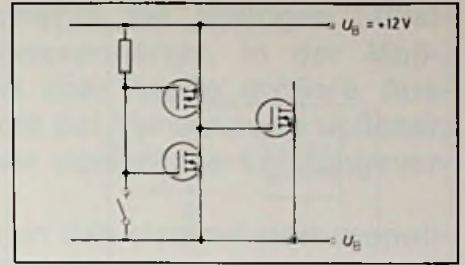


Bild 9. Ansteuerung der Endstufe durch VMOS-Transistoren

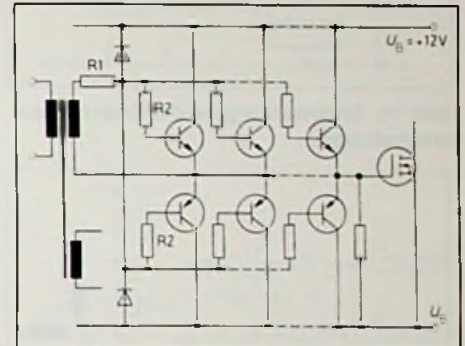


Bild 10. Ansteuerung der Endstufe durch bipolare Transistoren

zeichneten schnellen Klemmdioden und eines korrekt gewählten Verhältnisses R_1/R_2 werden die bipolaren Transistoren nicht gesättigt. Die Basisansteuerung von mindestens 2 V wird von einem Impuls-Transformator geliefert. Handelsübliche Transformator haben im allgemeinen eine zu große Streuinduktivität für diese Anwendung. So wird man einen Ringkernübertrager mit bifilarer Wicklung oder einen ähnlichen Kompromiß wählen. Der Widerstand zwischen Gate und Source der VMOS-Ausgangstransistoren ist vorgesehen, um sicherzustellen, daß diese gesperrt werden, falls das System dazu tendiert, in einem der beiden Zustände „hängenzubleiben“.

Werden in beiden Hälften der Ausgangsstufe N-Kanal-Transistoren verwendet, so wird eine Schaltung nach Bild 11 nötig, um die Treiberschaltungen die Gates zu speisen. Der Widerstand R_1 ist sorgfältig zu dimensionieren. Der Speicherkondensator ist für die niedrigste hier in Frage kommende Tonfrequenz und nicht für die Schaltfrequenz zu wählen.

3.8. Überlastungsschutz

Da der Ausgangsstrom hier über einen HF-Stromwandler gemessen werden kann, läßt sich Überlast des D-Verstärkers

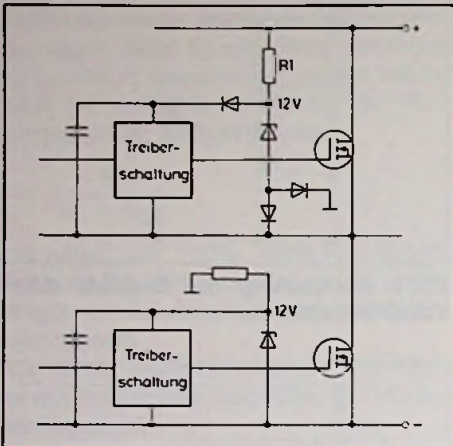


Bild 11. Stromversorgung der Gate-Ansteuerungen

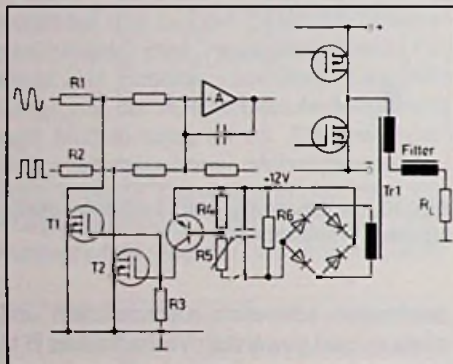


Bild 12. Überlastungsschutz

sehr schnell ermitteln. Das **Bild 12** zeigt eine Brückenschaltung, die einen Lastwiderstand R_6 speist. Die an diesem anstehende Spannung steuert einen bipolaren Transistor über einen einstellbaren Spannungsteiler R_4, R_5 . Der bipolare Transistor wird hier deshalb verwendet, weil er eine schärfere Ein-/Aus-Schwelle als ein VMOS-Transistor hat. Die Schaltung kann aber auch anders konzipiert werden, so

daß die VMOS-Transistoren unmittelbar gesteuert werden.

Aus dem **Bild 12** ist ferner ersichtlich, daß sowohl das Rechtecksignal als auch das tonfrequente Signal durch die Überlastschutz-Anordnung vermindert werden, wenn die Ausgangsamplitude einen bestimmten Wert überschreitet. Das hat den Vorteil, daß für den Fall, daß $R_1 > R_2$ ist, das Überlastschutz-System zuerst die Dämpfung des tonfrequenten Eingangs bewirkt und dann die Dämpfung des Rechtecksignals. Dies ergibt eine bessere Tonwiedergabe. Ist allerdings die Stromüberlastung weder auf einen Kurzschluß am Ausgang noch auf eine zu große Tonfrequenzansteuerung, sondern auf einen Defekt in der Schaltung zurückzuführen, so bleibt die Klemmung an R_1 wirkungslos. Dafür wird die Rechteckspannung an R_2 automatisch abgeklemmt.

3.9. Anwendung als HiFi-Verstärker

Wie bereits früher festgestellt, ist bei HiFi-Verstärkern im D-Betrieb ein großes Verhältnis zwischen f_s zu f_m wichtig. Auch bei diesen Verstärkern treten, wie bei allen gegengekoppelten Verstärkern, bei sprunghafter Änderung des Eingangssignals Intermodulationsverzerrungen auf. Um sie zu vermeiden, muß die Bandbreite am Eingang begrenzt werden. Damit werden gleichzeitig Kreuzmodulationsprodukte durch Eingangssignale oberhalb des Nutzsinalbereiches (f_m) unterdrückt. Zusammenfassend kann man festhalten, daß der D-Betrieb die Möglichkeiten für Hochleistungsverstärker mit hohem Wirkungsgrad bietet. Die ihm eigenen Probleme erfordern allerdings noch ziemliche Entwicklungsarbeit, die sich aber im Hinblick auf pulscodemodierte NF-Signale und digital steuerbare Lautsprecher der Zukunft unbedingt lohnen wird. □

in Kabelverteilanlagen gebräuchlich sind, erhalten zusätzlich den Kennbuchstaben „K“.

„E“ Sind diese Empfangsbereiche nicht vollständig vorhanden oder sind in den Geräten die Tuner austauschbar, so wird diese Einschränkung zusätzlich durch „E“ kenntlich gemacht.

„Ü“ Für einige Ton-Rundfunkempfänger der unteren Preisklassen gelten für eine Übergangszeit besondere Bestimmungen. Diese Geräte werden zusätzlich mit „Ü“ gekennzeichnet. Sie bieten dem Kunden den bisher anerkannten Gebrauchswert.

In der Bedienungsanleitung der Geräte wird eine Erläuterung der Deutschen Bundespost abgedruckt.

Für Hersteller, Importeure und Vertriebsfirmen gibt es für den Erwerb der FTZ-Prüfnummer zwei Verfahren:

- Nach Verfahren I können die Firmen ein technisches Gutachten bei der VDE-Prüfstelle beantragen und erhalten vom FTZ dann die FTZ-Prüfnummer. Um sie aufrecht zu erhalten, sind Nachprüfungen während des Imports bzw. Fertigungskontrollen während der Serienproduktion erforderlich. Durch Stichproben werden die Produktionen überprüft.
- Das Verfahren II können die Firmen anwenden, die über die erforderlichen Meßplätze, Meßgeräte sowie über fachlich geschultes Personal für das Messen von Geräten der hier angesprochenen Art auf Einhalten der technischen Vorschriften verfügen, die in Eigenverantwortung die damit verbundenen Meß- und Kontrollaufgaben übernehmen und bei eventueller Nichteinhaltung der technischen Vorschriften aufgrund von Fertigungskontrollen das „in den Verkehr bringen“ solcher Geräte verhindern können.

Die Firmen können also das technische Gutachten selbst erstellen. Damit gekoppelt ist zugleich die Verpflichtung, die Produktion auf Einhaltung der Grenzwerte zu überwachen. Der Meßplatzbetreiber übernimmt hierfür die Verantwortung. Die Beamten des FTZ haben das Recht, sich jederzeit unangemeldet über den Ablauf dieser Kontrollen zu vergewissern.

Bisher nur wenig bekannt ist, daß die von der Bundespost aufgestellten Forderungen Störstrahlungen zulassen, die kaum über denen eines nichtbetriebenen Gerätes liegen. Das erfordert für die Hersteller Meßgeräteinvestitionen in Millionenhöhe.

Neue FTZ-Prüfnummern für die Unterhaltungselektronik

In diesem Jahr sind neue Verfügungen des Bundesministers für Post- und Fernmeldewesen in Kraft getreten (Amtsblätter der DBD 68/79 bzw. 69/81). Hierin werden die technischen Anforderungen, insbesondere die der Störfestigkeit für Ton- und Fernseh-Rundfunkempfänger, geregelt.

Alle Geräte müssen mit einer FTZ-Prüfnummer gekennzeichnet sein, die sich durch verschiedene Kennbuchstaben unterscheiden. Leicht vereinfacht dargestellt, kommt den Kennbuchstaben folgende Bedeutung zu:

„S“ Ton- und Fernseh-Rundfunkempfänger, die die Anforderungen der Störfestigkeit erfüllen, erhalten den Zusatz „S“ zur FTZ-Prüfnummer.

„K“ Fernseh-Empfänger, die mit Empfangsbereichen ausgestattet sind, die

Bernhard Schwager

Eines der wichtigsten Bauelemente der analogen Schaltungstechnik ist der Operationsverstärker. In der Meß-, Steuer- und Regeltechnik sind aber häufig größere Ausgangsleistungen erforderlich, die bei Verwendung üblicher, integrierter Operationsverstärker zusätzliche Leistungsverstärker erfordern.

Ein Großteil dieser Anwendungen läßt sich mit dem monolithisch integrierten Leistungs-Operationsverstärker TCA 365 abdecken. Mit ihm werdendie Schaltungen nicht nur kompakter und wirtschaftlicher, sondern auch zuverlässiger.

Leistungs-Operationsverstärker TCA 365 II

Eigenschaften – Technische Daten – Anwendungen

Anwendungen des TCA 365

Symmetrische Spannungsversorgung für Operationsverstärker

Häufig ist es erforderlich, aus einer vorhandenen Betriebsspannung eine positive und eine negative Spannung gleicher Größe für den Betrieb von Operationsverstär-

kern zu erhalten. Dies ist immer dann der Fall, wenn gegenüber einem gemeinsamen Bezugspunkt (Masse) positiv und negativ angesteuert werden soll.

Das Bild 7 zeigt die einfach aufgebaute Schaltung mit einem TCA 365. Durch die Teilwiderstände am nichtinvertierenden Eingang wird die Symmetrie der Ausgangsspannungen bestimmt. Der Span-

nungsbereich dieser Schaltung ist ± 4 bis ± 18 V.

Digital einstellbare Stromversorgung

Eine programmierbare Stromversorgungsschaltung ist in Bild 8 dargestellt. Der Ausgang eines Digital-Analog-Wandlers (DAC) wird direkt mit dem Eingang

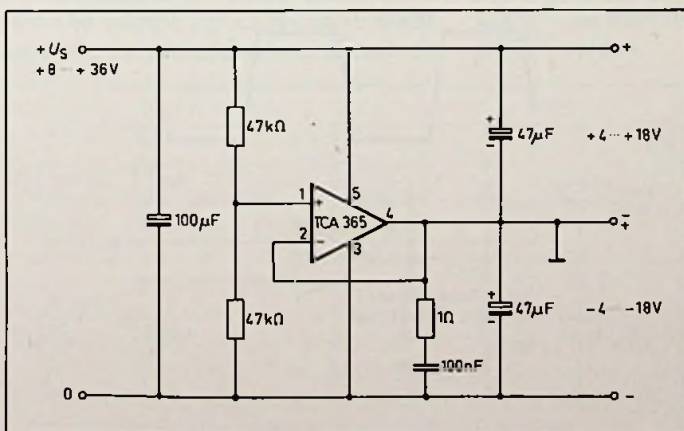


Bild 7: Symmetrische Spannungsversorgung

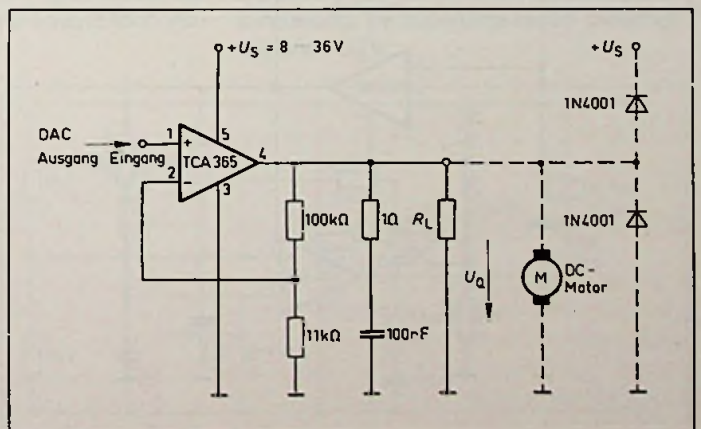


Bild 8: Digitale Drehzahlsteuerung eines Gleichstrommotors

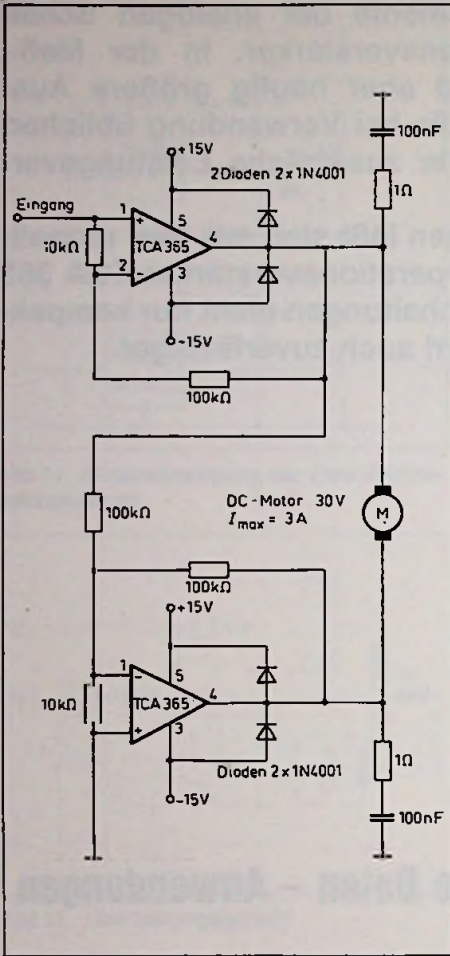


Bild 9: Servoverstärker in Brückenschaltung

des Leistungs-OP verbunden. Der Leistungs-OP ist als nichtinvertierender Verstärker geschaltet und hat eine Verstärkung $V_U = 10$. Mit dieser Anordnung ist es möglich, innerhalb weniger Millisekunden zahlreiche Parameter eines Bausteines (hier durch R_L dargestellt) zu testen.

Digitale Drehzahlsteuerung eines Gleichstrommotors

Die Schaltung in Bild 8 kann auch zur digitalen Drehzahlsteuerung verwendet werden. Die Last R_L ist dann ein Gleichstrom-

motor, dessen Drehzahl von der Ausgangsspannung U_O bestimmt wird. U_O ist die Spannung am Ausgang des DAC, verstärkt um den Faktor 10.

Servoverstärker in Brückenschaltung für Gleichstrommotoren mit Drehrichtungsumkehr

Steht eine positive und negative Versorgungsspannung (z. B. ± 15 V) zur Verfügung, so erreicht man durch eine Brückenschaltung (Bild 9) die vierfache Motor-

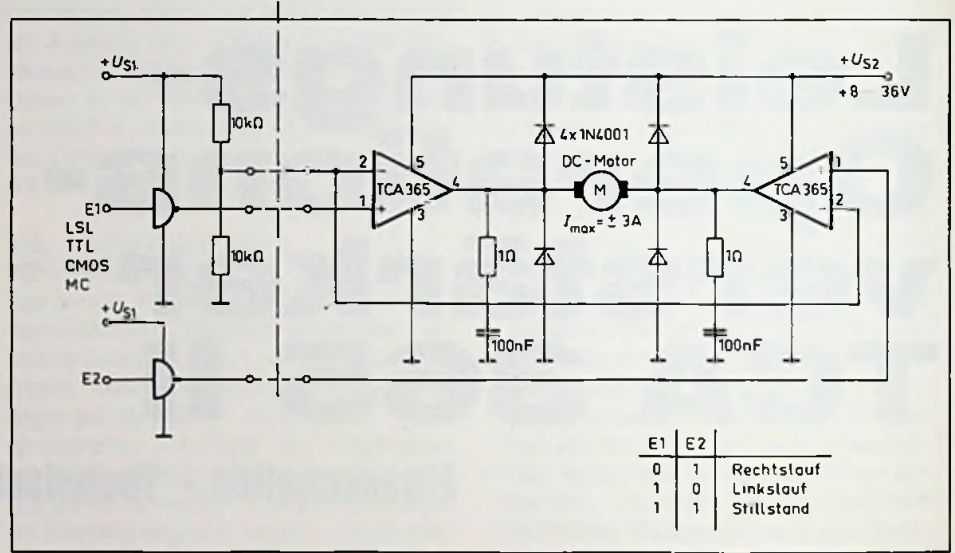


Bild 10: TTL-, CMOS-, MC-kompatible Dreipunkt-Motorsteuerung für Rechts- und Linkslauf ($U_{S2} \cong U_{S1}$)

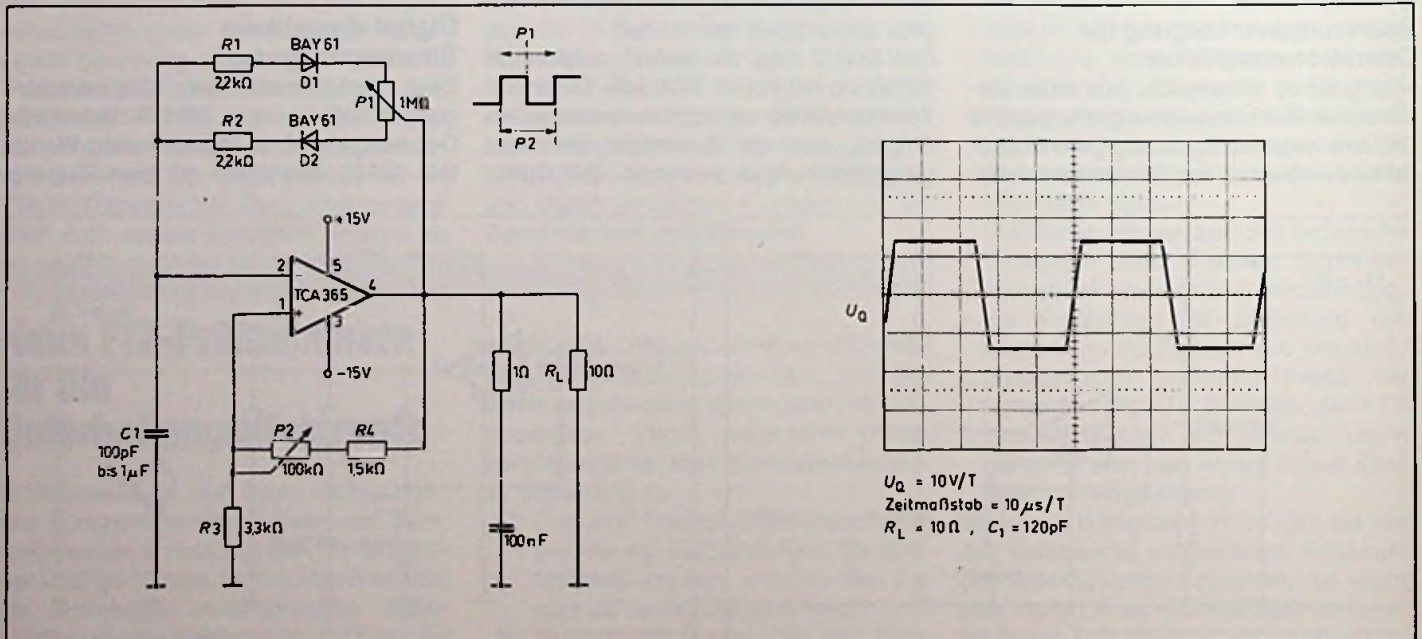


Bild 11: Leistungs-Impulsgenerator mit frequenzunabhängig variablen Tastverhältnissen und zugehöriges Ausgangssignal

leistung. Der Steuerspannungsbereich beträgt ± 14 V. Durch die einfache Verstärkung beider Operationsverstärker lassen sich somit 30-V-Gleichstrommotoren (DC-Motoren) betreiben. Eine positive Steuerspannung bedeutet Rechtslauf, eine negative Steuerspannung Linkslauf des Motors.

Dreipunkt-Motorsteuerung (Rechtslauf, Linkslauf und Stillstand)

Die Applikation in Bild 10 enthält eine Dreipunktsteuerung für Servomotoren. Der Eingang der Schaltung ist LSL-, TTL-, CMOS- sowie MC-kompatibel. Die Wahrheitstabelle zeigt die Motorfunktionen in Abhängigkeit von der Eingangsinformation. Aus ihr geht hervor, daß der Motor nur dann läuft, wenn die beiden Verstärkerausgangsspannungen unterschiedlich sind.

Wahrheitstabelle:

E1	E2	Motorfunktion
0	0	Stillstand
0	1	Linkslauf
1	0	Rechtslauf
1	1	Stillstand

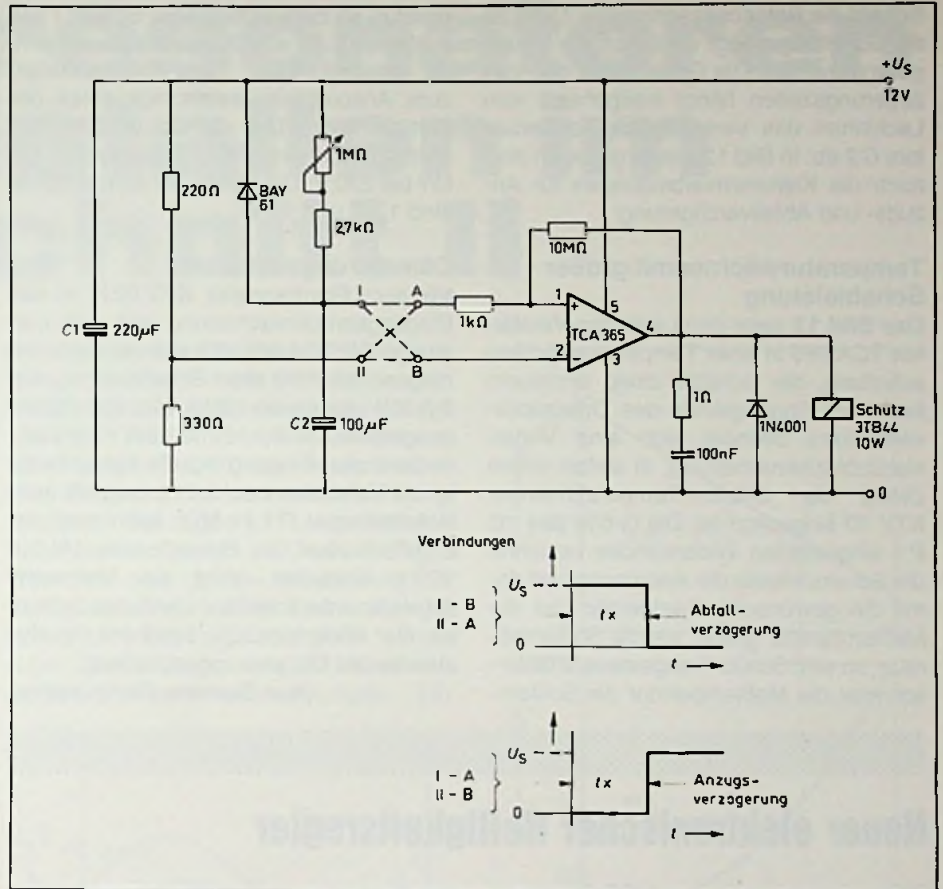


Bild 12: Verzögerungsschaltung für 0,2 bis 100 s mit TCA 365

Leistungs-Impulsgenerator mit frequenzunabhängig variablem Tastverhältnis

Mit dem in Bild 11 dargestellten Leistungs-Impulsgenerator läßt sich das Impuls-Phasen-Verhältnis unabhängig von der Frequenz einstellen. Dies kann mit dem Potentiometer P1 geschehen. Durch Verändern von P1 wird für das Laden und das Entladen des Kondensators C1 eine unterschiedliche RC-Zeitkonstante wirksam. Die Summe aus Lade- und Entladezeit bleibt stets konstant, so daß auch die

Frequenz unabhängig von dem mit P1 eingestellten Puls-Pausen-Verhältnis konstant bleibt.

Die Frequenzeinstellung erfolgt durch Änderung der Hysterese des Triggers (Differenz zwischen oberer und unterer Schaltschwelle) mit P2. Die Grundfrequenz ergibt sich durch die Wahl des Kondensators C1. Sie kann mit P2 etwa 20fach vergrößert werden.

Verzögerungsschaltung 0,2 bis 100 s für niederohmige Relais, Schütze großer Leistung und dergleichen

Da der TCA 365 über einen Darlington-Eingang verfügt, eignet er sich besonders gut für Verzögerungsschaltungen. Die Schaltung nach Bild 12 ermöglicht je nach Einstellung Verzögerungszeiten zwischen 0,2 und 100 s.

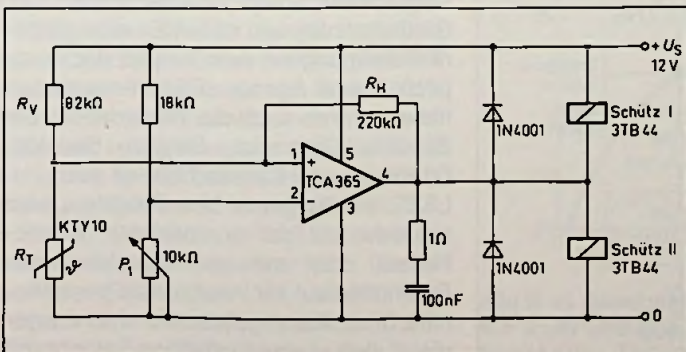


Bild 13: Temperaturwächterschaltung

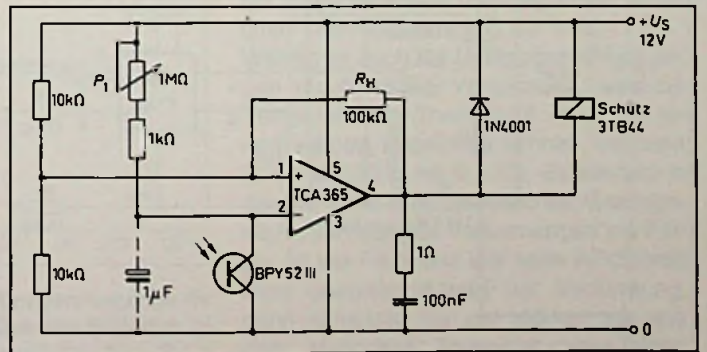


Bild 14: Dämmerungsschalter für 10 bis 10⁴ lx

Sobald die Betriebsspannung (+ 12 V) an die Schaltung gelegt wird, läuft die Verzögerungszeit ab. Die Genauigkeit der Verzögerungszeiten hängt weitgehend vom Leckstrom des verwendeten Kondensators C 2 ab. In Bild 12 wiedergegeben sind auch die Klemmenverbindungen für Anzugs- und Abfallverzögerung.

Temperaturwächter mit großer Schaltleistung

Das Bild 13 zeigt den Leistungs-Verstärker TCA 365 in einer Temperaturwächterschaltung, die Schütze direkt ansteuern kann. Im Eingangskreis des Operationsverstärkers befindet sich eine Widerstandsbrückenschaltung, in deren einem Zweig der Silizium-Temperatursensor KTY 10 eingesetzt ist. Die Größe des mit P 1 eingestellten Widerstandes bestimmt die Schaltschwelle der Anordnung und damit die gewünschte Temperatur. Ist die Meßtemperatur größer als die Solltemperatur, so wird Schütz II angesteuert. Unterschreitet die Meßtemperatur die Solltemperatur, so zieht Schütz I an. Schütz I und II können z. B. eine Klimaanlage steuern, da gegenläufiges Temperaturverhalten zum Ansprechen jeweils nur eines der Schütze führt. Das Schütz 3 TB 44 von Siemens hat eine Schaltleistung von 8,5 kW bei 220 V. Die Daten der Erregerspule sind 12 V und 10 W.

Dämmerungsschalter

Mit dem Fototransistor BPY 62 III in der Eingangsbrückenschaltung und dem Leistungs-OP TCA 365 läßt sich ein Dämmerungsschalter mit einer Schaltleistung von 8,5 kW realisieren (Bild 14). Der Spannungsteiler mit $2 \times 12 \text{ k}\Omega$ am nichtinvertierenden Eingang legt die Kippschwelle des Verstärkers auf $1/2 U_s$ fest. Mit dem Potentiometer P 1 (1 M Ω) kann man die Empfindlichkeit im Bereich von 10 bis 10^4 Ix einstellen. Wird die Ansprechschwelle unterschritten, zieht das Schütz an. Der Widerstand R_H bestimmt die Hysterese des Dämmerungsschalters.

(Aus Siemens-Components)

- Kleine Verlustleistung.
- Sehr hohe Störsicherheit.
- Die Berührzeit des Sensors dient als Kriterium zum Unterscheiden der Befehle „Schalten“ und „Dimmen“. Kurz antippen: EIN auf maximale Helligkeit bzw. AUS
Länger berühren: Durchlaufen des Regelbereiches (Dunkel-Hell in etwa 3,5 s) solange der Sensor berührt wird, Umkehr der Regelrichtung bei widerholtem Dimmen.
- Die Helligkeitsänderung in Abhängigkeit von der Berührzeit ist physiologisch annähernd linear.
- Automatisches Abdimmen (Schlummer-schalter) ist möglich. Dabei kann z. B. eine Lampe über den Eingang von Pin 2 stufenweise bis zum vollständigen Abschalten abgedimmt werden.

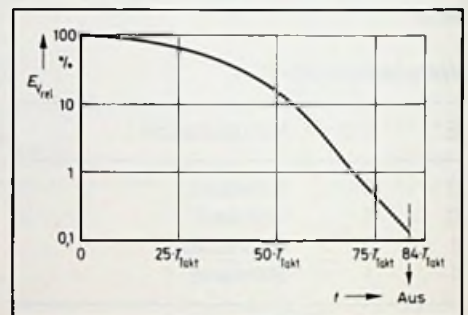


Bild 2: Relative Beleuchtungsstärke in Abhängigkeit von den Taktschritten am Pin 2

Neuer elektronischer Helligkeitsregler

Mit der neuen integrierten MOS-Schaltung S 576 C von Siemens können vollelektronische Lichtschalter und -dimmer aufgebaut werden, die über eine Berührfläche (Sensor) bedient werden. Solche Dimmer können mechanische Schalter ersetzen. Der Anschluß von mehreren gleichberechtigten Nebenstellen ist problemlos möglich. Die Schaltung S 576 C ergänzt

das Programm der bereits bekannten Helligkeitsregler S 566 A und S 566 B, die ebenfalls bei Siemens-Bauteile-Service erhältlich sind.

Besondere Merkmale des S 576 C

- Direkte Triac-Ansteuerung durch die integrierte Schaltung (Ausgangsstrom $\cong 25 \text{ mA}$).

Satellitenplan für Europa

Europa gab weiter grünes Licht für die Entwicklung eines neuen Satelliten, der über kleine Dach-Parabolreflektoren die kommerzielle Kommunikation auch wie den direkten Empfang von Fernsehprogrammen ermöglicht. Der Start erfolgt voraussichtlich 1986.

Das Signal zur Fortsetzung der Entwicklungsarbeiten erfolgte, nachdem sich Großbritannien und Italien für eine größere Beteiligung an dem Projekt der European Space Agency (ESA) entschieden haben, woran auch die Niederlande, die Schweiz, Österreich, Belgien, Spanien, Dänemark und Kanada beteiligt sind. LSAT, so der Name des Satelliten, wird entweder mit der europäischen Ariane-Rakete oder mit der amerikanischen Raumfähre auf 19° West in eine geostationäre Umlaufbahn gebracht und so ausgerüstet, daß er eine fünfjährige Betriebszeit bis zum Jahr 1990 hat. (John Webb)

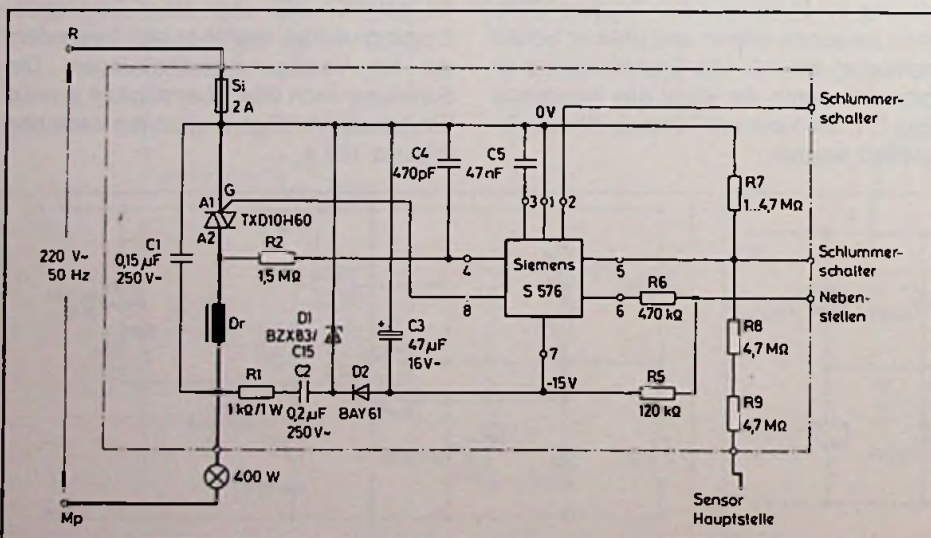


Bild 1: Schaltung der Dimmer-Hauptstelle mit der IC S 576

Quarzresonatoren mit Kristallen im TTC-Schnitt II

Wenn ϕ zunimmt, erhöht sich auch die gemeinsame Umkehrtemperatur. Das Bild 9a zeigt einige Kurven für $\phi = 21,90^\circ$. Die Wendepunkte liegen bei $T = 90^\circ\text{C}$, einer geeigneten Thermostattemperatur. Die Kurve, die bei dieser Temperatur außerdem nahezu horizontal verläuft, ist die für unseren TTC-Schnitt ($\Theta = 33,93^\circ$). Dieser hat deshalb dieselben Vorzüge bei 90°C wie der AT-Schnitt bei Zimmertemperatur. Das Bild 9b zeigt, wie empfindlich die Temperaturabhängigkeit der Frequenz gegenüber Änderungen von ϕ ist.

Der TTC-Schnitt ist ferner unempfindlich gegen mechanische Verformung („strain compensated“). Im ϕ - Θ -Diagramm in Bild 10a gibt die Gerade A die Werte von ϕ und Θ wieder, bei denen $T_1^{(1)}$ und $T_1^{(2)}$ bei derselben Temperatur Null sind. Diese Temperatur ist in Bild 10b als Funktion von ϕ aufgetragen. Die Gerade B in Bild 10a gibt die Werte wieder, bei denen die Frequenz gegen mechanische Verformungen in der Scheibenfläche unempfindlich sein müßte. Diese Gerade ist nicht so zuverlässig wie A, weil die entsprechenden Materialparameter weniger gut bekannt sind. Sie gibt aber recht gut wieder, was aus Experimenten und Berechnungen bekannt ist. Die Werte für den Schnittwinkel des TTC-Schnittes liegen im Schnittpunkt von A und B.

Die Vorteile des TTC-Schnittes

Die besprochenen Eigenschaften des TTC-Schnittes sind für temperaturstabilisierte Quarzoszillatoren sehr wertvoll. Will man einen Thermostaten z. B. für 90°C verwenden, so kann man einen AT-Kristall mit einem etwas abweichenden Wert für Θ benutzen, so daß das Minimum des Temperaturganges bei 90°C liegt ($\Theta \approx 35,60^\circ$, s. Bild 8). Die Kurve verläuft dann wenigstens bei dieser Temperatur flach. Die besondere Eigenschaft des AT-Schnittes nämlich der Wendepunkt bei 27°C , ist dann nutzlos. Beim einmal gedrehten Schnitt bietet er aber die beste Lösung.

Diese Methode wird daher auch sehr viel verwendet. Kann man sich aber auch zweimal gedrehte Schnitte leisten, dann weist der TTC-Schnitt eine viel flachere Kurve bei 90°C auf. Dieser flache Verlauf kann ausgenutzt werden, um Heizleistung zu sparen. Bei tragbaren Funkgeräten mit Batteriebetrieb ist das z. B. sehr wichtig. Wenn nur eine geringe Heizleistung zur Verfügung steht, muß der Thermostat gut isoliert sein. Die Folge sind große thermische Zeitkonstanten mit entsprechend großen Temperaturschwankungen. Ein

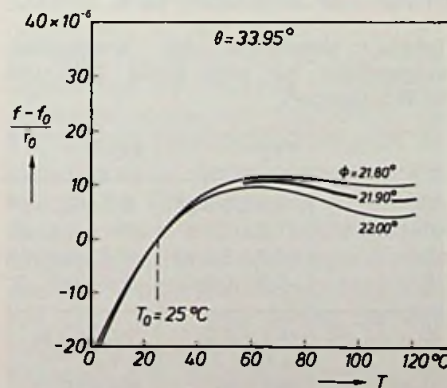
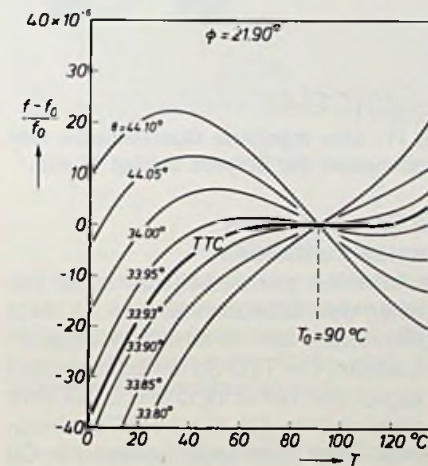


Bild 9: a) Berechnete Temperaturgänge für $\phi = 21,90^\circ$ und eine Reihe von Θ -Werten. b) Berechnete Temperaturgänge für $\Theta = 33,93^\circ$ bei drei Werten von ϕ .

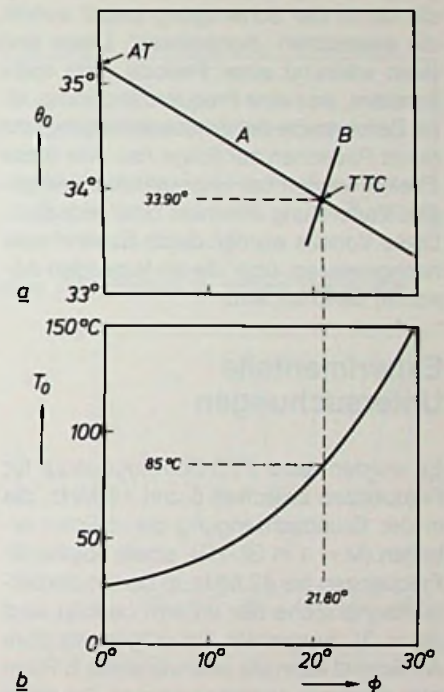


Bild 10: Der Orientierungswinkel Θ_0 (oben, Gerade A) und die Temperatur T_0 (unten) als Funktion von ϕ .

Thermostat kann also sparsam arbeiten, wenn große Schwankungen erlaubt sind. Sind z. B. Änderungen von 20°C (TTC) anstelle von 4°C (AT) zulässig, dann sinkt die aufgenommene Leistung eines einfachen Thermostats von 5 auf 1 W.

Wichtig ist auch die Unempfindlichkeit gegen mechanische Verformung, weil die Temperatur im Thermostat innerhalb eines kleinen Bereiches schnell wechselt (z. B. alle 30 s mit $0,2^\circ\text{C}$). Es besteht in diesem Falle kein thermisches Gleichgewicht, und dies hat Verformungen zur Folge. Ist die Frequenz wie beim AT-Schnitt nicht unabhängig von der Verformung, dann schwankt sie viel stärker, als aus dem „statischen“ Temperaturgang folgen würde.

Die Empfindlichkeit gegen Verformung hat noch eine Anzahl weiterer nachteiliger Folgen. In der Praxis ist ein Gerät oft Schwingungen ausgesetzt, und das beeinflusst dann auch die Frequenz. Eine Frequenzänderung im Laufe der Zeit („Alterung“) kann mit die Folge einer Relaxation von Spannungen in der Halterung sein, die bei der Montage entstanden sind. Zum Schluß seien noch die „nichtlinearen Effekte“ erwähnt. Bei hoher Schwingungsleistung beeinflusst die Verformung, die durch die Schwingung selbst auftritt, die elastischen „Konstanten“. Diese sind dann während einer Periode nicht mehr konstant, was eine Frequenzänderung, eine Deformation der Sinusschwingung und damit Rauschen zur Folge hat. Alle diese Effekte werden bei Unempfindlichkeit gegen Verformung eliminiert oder reduziert. Diese Vorteile wurden durch Experimente nachgewiesen, über die im folgenden Abschnitt berichtet wird.

Experimentelle Untersuchungen

Es wurden dazu TTC-Schwingquarze für Frequenzen zwischen 5 und 16 MHz, die in der Grundschwingung der c-Form arbeiten ($M = 1$ in Gl. (1)), sowie solche für Frequenzen bis 42 MHz, in denen die dritte Harmonische der c-Form benutzt wird ($M = 3$), hergestellt. Im Gegensatz zum AT-Schnitt kann die unerwünschte b-Form hier durchaus angeregt werden. Da diese sich in der Frequenz nur um 10% von der c-Schwingung unterscheidet, wird die Schaltung mit einem einfachen Filter versehen, um b-Schwingungen zu verhindern.

Die folgenden Betrachtungen beschränken sich auf die 10-MHz-Schwingquarze. Verglichen werden diese mit AT-Schwingquarzen bezüglich der „Gütemaße“ Q und C_0/C_1 , der Unempfindlichkeit der Frequenz gegen Verformung, Wärmeimpulse und Alterung und ebenfalls gegen eine Gleichspannung an den Elektroden. Abgesehen von der Orientierung beim Sägen sind die beiden Schwingquarzen auf dieselbe Art und Weise hergestellt worden. Die Ergebnisse sind auch für Schwingquarze anderer Frequenzen repräsentativ.

Die Herstellung der Schwingquarze

Der Kristall, aus dem die Plättchen gesägt werden, wird in der Sägeapparatur sehr

genau ausgerichtet eingespannt. Die Orientierung hat eine Genauigkeit von etwa $0,01^\circ$ für Θ und Φ .

Nach dem Sägen werden die Plättchen auf ungefähr die richtige Dicke geläppt, anschließend aufeinandergelegt und rundgeschliffen, wieder getrennt und geätzt. Das Ätzen erfolgt solange, bis die Frequenz gerade etwas zu hoch ist. Nach Anbringung der Elektroden, wird jede Scheibe in ihrer Halterung montiert (Bild 11). Auf die Mitte der Elektroden wird noch etwas Material aufgedampft, bis die gewünschte Frequenz erreicht ist. Der fertige Schwingquarz wird schließlich mit einem Glas- oder Metallgehäuse umgeben.

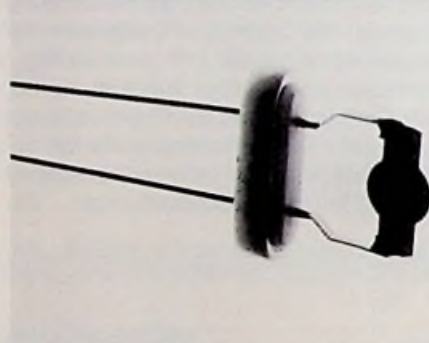


Bild 11: Eine montierte Quarzscheibe. Der Durchmesser der Schelbe beträgt 12 mm.

Die Parameter des Ersatzschaltbildes

Die Tabelle 1 gibt die Mittelwerte der Parameter des Ersatzschaltbildes für eine große Anzahl von 10-MHz-Schwingquarzen wieder. Die TTC-Schwingquarze sind bezüglich der Werte für Q und C_0/C_1 mindestens ebenso gut, wie die AT-Schwingquarze, wenn nicht sogar besser. Für C_0/C_1 war dies zu erwarten, da k_c für TTC-

Tabelle 1: Mittelwerte der Ersatzschaltungsgrößen für eine große Zahl von 10 MHz-Quarzen

	TTC	AT
C_0	$5,0 \pm 0,3$ pF	$5,7 \pm 0,02$ pF
C_1	$7,3 \pm 0,4$ fF	$30,1 \pm 1,4$ fF
L_1	$34,7 \pm 0,3$ mH	$8,4 \pm 0,2$ mH
R_1	$5,3 \pm 0,5$ Ω	$2,6 \pm 0,6$ Ω
$Q = \omega L_1 / R_1$	$(4,1 \pm 0,3) \times 10^5$	$(2,03 \pm 0,5) \times 10^5$
C_0 / C_1	680 ± 60	190 ± 10
k_c	4,99%	8,80%
$\pi^2 / 8 k_c^2$	495	159

Schwingquarze kleiner ist als für AT-Schwingquarze.

Obwohl die Q -Werte im Vergleich zu den erreichbaren ziemlich niedrig sind, ist ein Unterschied um den Faktor 2 doch signifikant, weil beide Schwingquarze auf die gleiche Art und Weise hergestellt wurden.

Temperaturgang; Temperaturkoeffizient erster Ordnung

Das Temperaturverhalten der Scheiben erfüllt die Erwartungen. Die fettgedruckten Kurven in Bild 9 wurden experimentell mit Scheiben bestimmt, bei denen die Masse des Elektrodenmaterials vernachlässigbar war. Nach Bild 9 a und b ist $T_f^{(1)}$ viel empfindlicher gegen Änderungen von Θ als von Φ . Nach Bild 8 und 9 a ist die Empfindlichkeit gegen Änderungen von Θ beim TTC-Kristall kleiner als beim AT-Kristall. Mit der geschätzten Genauigkeit von $\pm 0,01^\circ$ kann man $T_f^{(1)}$ -Schwankungen von $\pm 3 \times 10^{-8} / ^\circ\text{C}$ für TTC-Kristalle und $\pm 5 \times 10^{-8} / ^\circ\text{C}$ für AT-Kristalle erwarten. Experimentell wurde bei einer großen Zahl von Kristallen ungefähr $\pm 1 \times 10^{-7} / ^\circ\text{C}$ für TTC-Kristalle und $\pm 2 \times 10^{-7} / ^\circ\text{C}$ für AT-Kristalle gefunden.

Wärmeimpulse

Eine abrupte Temperaturänderung des Schwingquarzes wird oft von einer kurzzeitigen Frequenzänderung als Folge einer kurzzeitigen Verformung begleitet. Wenn ein AT-Kristall einen Temperaturzyklus durchläuft, verschlechtert dieser Effekt die Frequenzstabilität tiefgreifend, auch wenn der Zyklus um die Raumtemperatur herum erfolgt. Im Experiment dauerte die Frequenzänderung ungefähr 30 s an. Dies ist ungefähr die Zeit, in der eine Temperaturänderung des Gehäuses den Kristall erreicht. Die „Abklingzeit“ beträgt ungefähr 90 s.

Die Ergebnisse des Wärmeimpulsexperimentes sind in Tabelle 2 zusammengefaßt. Darin ist $\Delta f/f_m$ die maximale relative Frequenzänderung, die sich bei einer

Tabelle 2: Die Auswirkung eines Wärmeimpulses auf die Frequenz

ΔT	$(\Delta f/f)_m$	
	TTC	AT
$0,2^\circ\text{C}$	10×10^{-9}	200×10^{-9}
2°C	40×10^{-9}	500×10^{-9}

plötzlichen Temperaturänderung ΔT ergibt. Die Auswirkung auf die Frequenz ist für TTC-Kristalle 10- bis 20mal so klein wie für AT-Kristalle. Für temperaturstabilisierte Oszillatoren ist dies der wichtigste Vorteil des TTC-Schnittes. In Bild 12 kommt dieser Vorteil unmittelbar zum Ausdruck.

Verformung

Verformung kann nicht nur als Folge von Temperaturänderungen der Scheibe auftreten, sondern auch direkter. Experimentell wurde die Theorie bestätigt, daß die Frequenz eines TTC-Kristalls unempfindlich gegen Deformationen innerhalb der Scheibenfläche ist. Bei einer am Rand eingespannten Scheibe (Bild 7), tritt aber wahrscheinlich entweder als Folge von Beschleunigungen (vibrierende Apparatur) oder als Folge des Einspannens selbst eine symmetrische Durchbiegung auf. Um das zu klären, wurden Frequenzmessungen bei symmetrischer Durchbiegung von Scheiben in verschiedenen Orientierungen durchgeführt (Bild 13 a)⁵⁾. Das Bild 14 zeigt einige der dabei erzielten Ergebnisse. Die maximale Frequenzänderung ist demnach bei AT-Kristallen mindestens fünfmal so groß wie bei TTC-Kristallen. Außerdem gibt es bei AT-Kristallen keine Orientierung, bei der der Effekt Null ist, während bei TTC-Kristallen der Effekt um Null schwankt. Alle AT-Kristalle zeigen mit einer Periode von 90° in der Orientierung ein mehr oder weniger gleiches Verhalten. Dagegen weist das Verhalten von TTC-Kristallen keine Regelmäßigkeit auf. Der Effekt ist hier wahrscheinlich von sekundärer Art, z. B. abhängig von kleinen Änderungen in den Positionen der Elektroden.

Beim Biegetest nach Bild 13 wurde die Scheibe einer 200- bis 300fachen Erdbeschleunigung ausgesetzt. Ihre Masse beträgt mit den Elektroden etwa 20 mg. Eine Beschleunigung von 1 g ergibt so eine relative Frequenzänderung von höchstens $1 \cdot 10^{-9}$. Da bei vibrierender Apparatur die Beschleunigung selten mehr als einige g beträgt, ist die Frequenzänderung noch vernachlässigbar, wenn Genauigkeiten von z. B. 10^{-8} gefordert sind.

Alterung

Es wurde bereits erwähnt, daß die Unempfindlichkeit gegen Verformung auch die Alterungseffekte reduzieren könnte. Tatsächlich sind die TTC-Schnitte auch in dieser Hinsicht besser als die AT-Schnitte.

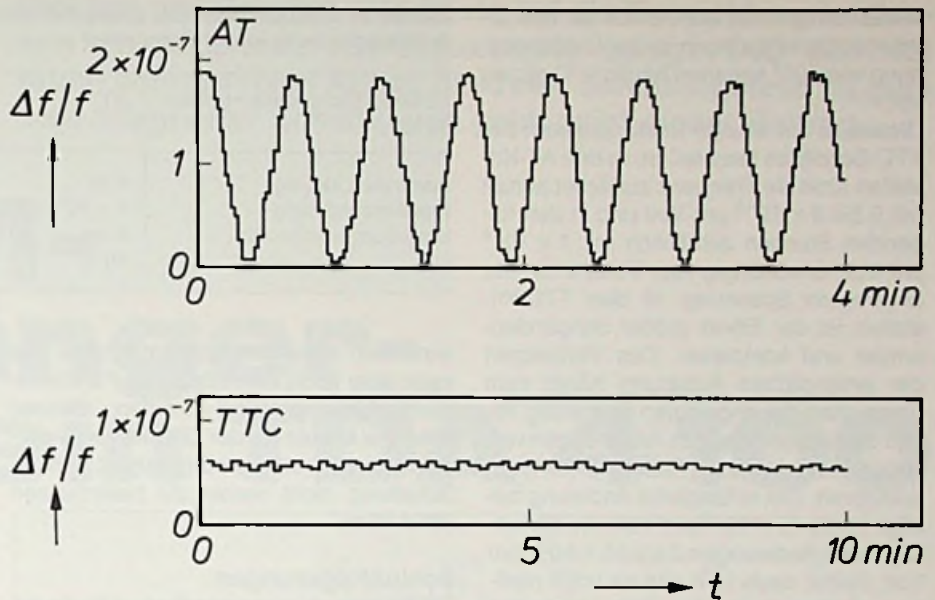


Bild 12: Die Frequenzstabilität eines AT- und eines TTC-Kristalls im selben Thermostat.

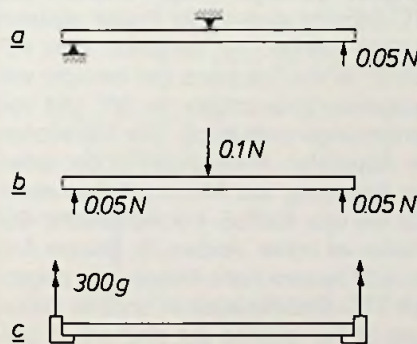


Bild 13: a) Biegeversuch, schematisch. b) Die bei dem Versuch auftretenden Kräfte. c) Für eine Scheibenmasse von ungefähr 20 mg entsprechen die Kräfte etwa der 300fachen Erdbeschleunigung g.

Es wurde eine große Anzahl von Schwingquarzen einem Standard-Alterungstest unterworfen, bei dem sie drei Monate lang auf einer Temperatur von 85 °C gehalten wurden und die Frequenz kontinuierlich gemessen wurde. Die Frequenzen der TTC-Kristalle nahmen dabei langsam, mit abnehmender Änderungsgeschwindigkeit, zu. Die Frequenzen der AT-Kristalle dagegen fielen anfangs schnell, später langsamer ab, bis sie nach sechs Wochen ebenfalls wieder anzusteigen begannen. Am Ende des Tests betrug die Alterungsgeschwindigkeit von TTC- und AT-Kristallen, d. h. die mittlere relative Frequenzänderung pro Tag $(1 \pm 0,3) \cdot 10^{-9}$ bzw. $(6 \pm 4) \cdot 10^{-9}$. Das entspricht einer jährlichen Alterung von $0,4 \cdot 10^{-6}$ bzw. $2 \cdot 10^{-6}$.

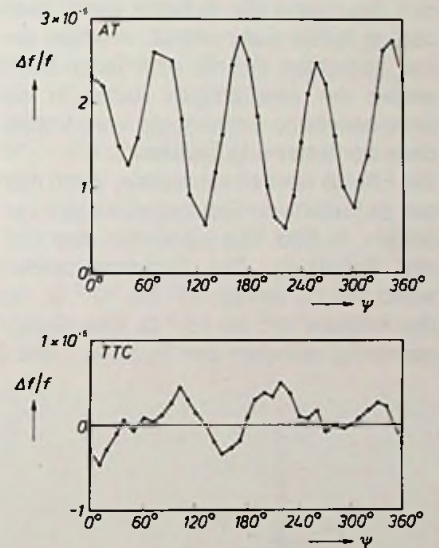


Bild 14: Frequenzänderung bei symmetrischer Durchbiegung für einen AT- und einen TTC-Schwingquarz für 10 MHz.

Die Wirkung einer Gleichspannung

Wenn man eine Gleichspannung an einen Schwingquarz legt, ändert sich die Frequenz abrupt infolge des Einflusses, den das angelegte Feld auf die elastischen Konstanten hat. Danach bleibt eine allmähliche Änderung der Frequenz infolge der Wanderung kleiner Ionen durch das Kristallgitter bestehen (Festkörperelektrolyse). Diese Ionen erzeugen eine Raumladung, die die Frequenz beeinflusst. Es zeigte sich, daß in den verwendeten Kri-

stallen Lithium das wandernde Ion war. Lithiumverunreinigungen in der Größenordnung von 10^{-6} kommen häufig in Quarzen vor.

Dieses ist der einzige Effekt, bei dem der TTC-Schnitt im Nachteil ist. In den AT-Kristallen sinkt die Frequenz zunächst abrupt mit 5 bis 8×10^{-9} pro Volt und in den folgenden Stunden allmählich mit 1×10^{-9} pro Volt, unabhängig vom Vorzeichen der angelegten Spannung. In den TTC-Kristallen ist der Effekt größer, langandauernder und komplexer. Das Vorzeichen der anfänglichen Änderung hängt vom Vorzeichen der angelegten Spannung ab, und die darauffolgenden Änderungen verlaufen nicht in einer Richtung, sondern fluktuieren. Die anfängliche Änderung beträgt 10 bis 15×10^{-9} pro Volt, die darauffolgenden Änderungen 2 bis 10×10^{-9} pro Volt. Selbst nach 16 h gibt es noch meßbare Änderungen. Die Schwierigkeiten können zum Teil dadurch erklärt werden, daß die Ebene der Scheibe keine zweizählige Achse mehr enthält. In einem einmal gedrehten Schnitt muß jeder Effekt wegen der zweizähligen Achse in der Scheibenebene unabhängig vom Vorzeichen der Spannung bleiben.

Die Effekte werden vermieden, wenn man das Auftreten von Gleichspannungen verhindert. In Bild 15 a sieht man eine übliche Schaltung. Der Gleichstromwiderstand von C_L beträgt 10^9 bis $10^{10} \Omega$, der des Kristalls 10^{12} bis $10^{13} \Omega$. Eine Gleichspannung zwischen den Punkten 1 und 2

Tabelle 3: Frequenzstabilität, Energieverbrauch und Stabilitätsbereich von AT- und TTC-Schwingungen in einem Thermostat

mittlere Thermostattemperatur 85°C	AT	TTC		
maximale Leistung	8 W	8 W	1 W	1,5 W
Frequenzänderung	1×10^{-7}	1×10^{-8}	1×10^{-7}	1×10^{-7}
Umgebungstemperatur	0 bis 60°C	0 bis 60°C	0 bis 60°C	- 40 bis + 60°C

wirkt also in voller Höhe am Kristall. Sie kann aber leicht mit Hilfe eines Parallelwiderstandes eliminiert werden, dessen Wert viel kleiner als der Gleichstromwiderstand von C_L , aber groß genug ist, um die Schaltung nicht weiter zu beeinflussen (Bild 15 b).

Schlußfolgerungen

Die Untersuchungen ergaben, daß die erwarteten günstigen Eigenschaften des TTC-Schnitts auch in der Praxis realisiert werden können. Im Vergleich zum AT-Schnitt ist die Frequenz viel weniger von Temperaturänderungen um 90° und von Verformungen abhängig. Die Vibrationen der Apparatur, Änderungen in der externen Schaltung und Alterung haben ebenfalls weniger Einfluß. Der elektrische Gütefaktor ist höher. Andere, in diesem Artikel nicht besprochene Messungen zeigen, daß TTC-Kristalle auch in anderer Beziehung sicher ebenso gut sind wie in gleicher Weise hergestellte AT-Kristalle. Ins-

besondere ist das relative Rauschen, das bei anderen Frequenzen als der Oszillatorfrequenz auftritt, meistens geringer und sicher nicht größer. Die Einführung von TTC-Kristallen braucht die Oszillatoren kaum zu verteuern, da die Kristalle nicht viel schwieriger herzustellen und die nötigen Änderungen im Schaltkreis zum Verhindern der b-Schwingung und dem Auftreten einer Gleichspannung über dem Kristall einfach und preiswert sind.

Zum Schluß seien noch zwei einfache Experimente, mit denen man die Verbesserungsmöglichkeiten demonstrieren kann, erwähnt. Im ersten wurde in beiden Schaltungen C_L um den Faktor 12 verkleinert (von 60 pF auf 5 pF) – eine Änderung, die in der Praxis nie vorkommen wird. Die Frequenz des AT-Oszillators ändert sich dadurch um 9×10^{-4} , die des TTC-Oszillators um viel weniger, nämlich um 3×10^{-4} .

Beim zweiten Experiment hat man den AT-Kristall eines temperaturstabilisierten Oszillators durch einen TTC-Kristall ersetzt. Im ursprünglichen Zustand verbrauchte der Thermostat maximal 8 W, wobei die Frequenz bei einer Umgebungstemperatur von 0 bis 60°C auf 1×10^{-7} stabilisiert wurde (Tabelle 3, erste Spalte). Durch den Austausch des Kristalls und, wo notwendig, eine Anpassung des Thermostats konnte entweder die Stabilität um einen Faktor 10 verbessert oder die erforderliche Heizleistung um einen Faktor 8 reduziert werden. Alternativ ließ sich auch die Heizleistung nur geringfügig reduzieren und dafür der Temperaturbereich bis auf - 40°C ausdehnen.

Diese Experimente zeigen die Nutzungsmöglichkeiten des neuen Schnitts: bessere Frequenzstabilität, Verwendung unter sehr unterschiedlichen Verhältnissen und Einsparung von Heizleistung. TTC-Kristalle werden gegenwärtig schon z. B. in Frequenzzählern, Satellitennavigationssystemen, Fernsehsendern und HF-Einseitenband-Rundfunksystemen verwendet.

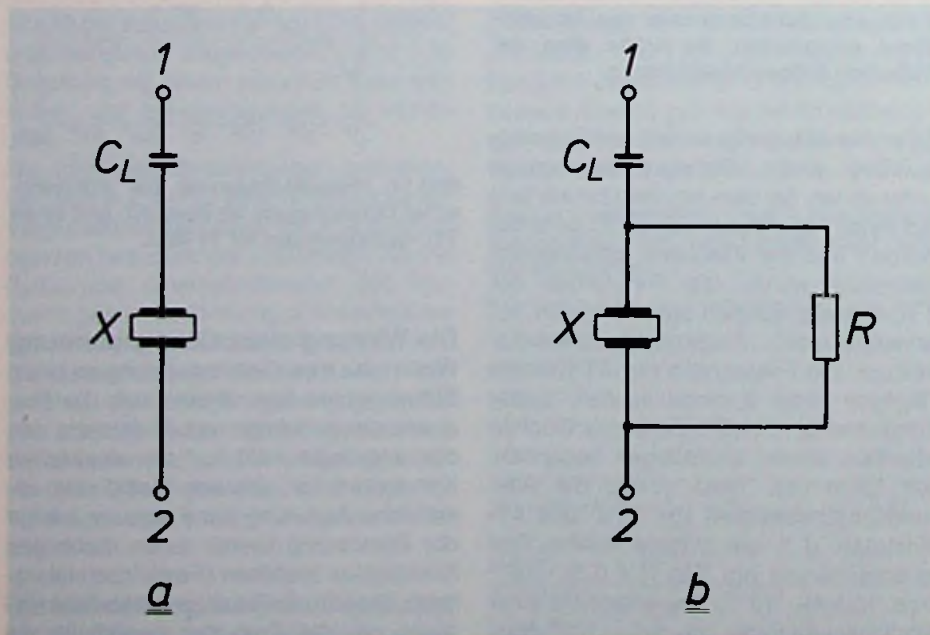


Bild 15: Der Resonanzteil einer Oszillatorschaltung.

Andreas Dietze
Hans Kriedt

Viel Zeit und Sorgfalt wird heute auf die Entwicklung kostenarm produzierbarer Gerätekonzepte gelegt. Daß das nur durch schrittweisen Abbau diskreter Schaltungsteile zu gunsten integrierter Schaltungen geht, zeigt dieser Beitrag.

AM-FM-Empfängerbaustein TDA 4100

Der Baustein

In bisherigen AM/FM-Empfangsanlagen, wie sie die meisten Rundfunkheimempfänger und Koffergeräte darstellen, wurden der AM-Teil und der FM-Teil entweder mit diskreten oder mit separaten AM- bzw. FM-spezifischen Schaltungskomponenten und IC's bestückt. Da Bestückungs- und Bauteilkosten einen entscheidenden Preisfaktor darstellen, wurde mit der monolithisch integrierten Schaltung TDA 4100 ein Baustein konzipiert, der einen kompletten AM-Empfangsteil und einen FM-ZF-Teil enthält. Geringe Peripheriebeschaltung und kleine untere Versorgungsspannung ermöglichen einen Einsatz sowohl in Heim-, wie auch in batteriebetriebenen Koffergeräten. Der Baustein enthält im AM-Teil eine geregelte Vorstufe, einen symmetrischen multiplikativen Mischer, einen Zweipunktoszillator bis 30 MHz, einen geregelten ZF-Verstärker mit Demodulator und einen daran anschließenden aktiven Tiefpaß. Der FM-Teil besteht aus einem symmetrischen sechsstufigen Begrenzerverstärker mit nachfolgendem Koinkidenzdemodulator. Zusätzlich bietet der Schaltkreis je einen gemeinsamen Anschluß für die Feldstärkeanzeige sowie für die stabilisierte Spannung bei AM- und FM-Betrieb und bei FM-Betrieb einen AFC-Ausgang mit Gegentaktstromquellen.

Schaltungskonzept

Ziel der Entwicklung des AM-FM-Kombi-bausteins war es, bei einer Versorgungsspannung ab 4 V und geringer Stromaufnahme eine integrierte Schaltung zu schaffen, die eine hohe Eingangsempfindlichkeit bei guter Stabilität aufweist und mit geringer Peripheriebeschaltung auskommt. Die weiteren charakteristischen

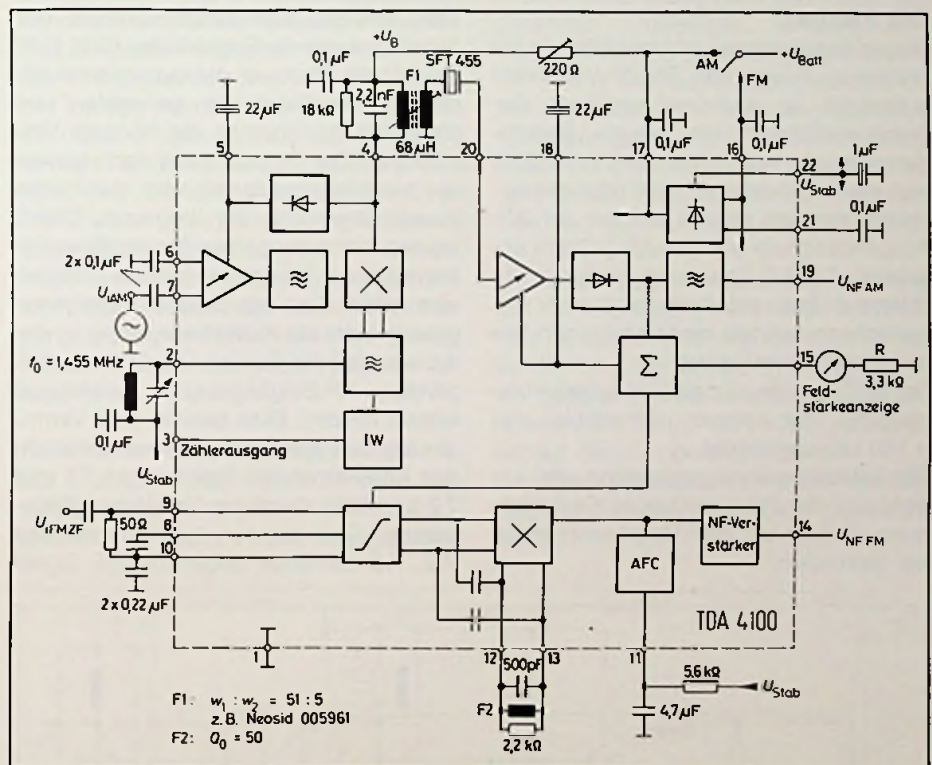


Bild 1: Blockschaltbild des integrierten AM/FM-Schaltkreises TDA 4100

Größen für Rundfunkschaltkreise, wie Klirrfaktor, Signal-Störabstand, Oszillatordrift usw. sollten mindestens denen vergleichbarer Einzel-IS entsprechen. Aus diesem Grund wurden keine „kombinierten Signalwege“ d. h. Schaltungsteile, die sowohl AM- wie auch FM-Signale verarbeiten, verwendet. Vielmehr wurde hierbei auf optimale Auslegung der einzelnen Stufen hinsichtlich ihrer Funktion in einem weiten Betriebsspannungsbereich und bei der angezielten kleinen Stromaufnahme geachtet.

Der AM-Teil

Wie aus dem Bild 1 ersichtlich ist, handelt es sich beim HF-Teil um eine in vorhergehenden integrierten AM-Bausteinen mehrfach bewährte Lösung: Über eine regelbare HF-Vorstufe, mit einem nachgeschalteten 30-MHz-Tiefpaß zum Reduzieren unerwünschter UKW-Einstrahlung, gelangt das Eingangssignal zum symmetrischen multiplikativen Mischer. Dort wird es mit dem, in einem geregelten Zweipunktoszillator erzeugten Signal, zur Zwischenfrequenz umgesetzt. Diese gelangt über eine

externe Selektion auf den Eingang des geregelten ZF-Verstärkers. Nochmals verstärkt wird das ZF-Signal im anschließenden Demodulator gleichgerichtet. Die dort entstandene Niederfrequenz wird über einen dreistufigen aktiven Tiefpaß mit einer Grenzfrequenz von etwa 5 kHz dem NF-Ausgang zugeführt.

Die Regelspannungen für die Vorstufe und den ZF-Teil werden separat aufbereitet und wirken getrennt über zwei externe Zeitkonstanten auf die jeweiligen Regelstufen. Der Regeleinsatz für die Vorstufe ist extern beeinflussbar. Aus den Regelgrößen für Vorstufe und ZF-Teil wird die Feldstärkeanzeigespannung für den AM-Betrieb abgeleitet.

Der FM-Teil

Dieser Schaltungsteil ist ebenfalls wie die bisherigen integrierten FM-ZF-Verstärker aufgebaut. An einen sechsstufigen Begrenzerverstärker mit einem Begrenzungseinsatz von etwa $30 \mu\text{V}$ schließt sich ein symmetrischer Koinzidenzdemodulator an. Aus diesem werden die NF-Ausgangssignale und der AFC-Strom abgeleitet. Die NF-Spannung wird von ZF-Resten befreit und steht nach einer Impedanzwandlerstufe niederohmig am NF-Ausgang zur Verfügung.

Der AFC-Ausgang ist als Gegentaktstromausgang mit einem Stromhub von $\pm 150 \mu\text{A}$ ausgebildet.

Die Feldstärkeanzeigespannung wird sowohl aus der Phasenschieber-Kreisspannung als auch aus dem Begrenzerverstärker gewonnen.

Schaltungseinzelheiten

Der AM-Tunerteil

Die Großsignal- und Rauscheigenschaften werden primär von der HF-Eingangsstufe bestimmt. Für den TDA 4100 wurde eine Großsignalfestigkeit von $U_{\text{eff}} = 100 \text{ mV}$ am HF-Eingang gefordert. Erreicht wurde dann aber ein Wert von ca. 150 mV . Um den Regelumfang der Vorstufe von mindestens 30 dB bei geringen Verzerrungen und guten Intermodulationswerten zu erzielen, wurden sowohl eine Emitttergegenkopplungs- als auch eine Kollektorregelung verwendet (Bild 2). Die Emittterregelung wird dadurch erreicht, daß der verkoppelnde Widerstand zwischen den Emitttern des Eingangsdifferenzverstärkers (T1, T2) verändert wird. Dies erreicht man durch Variation des Stromes durch die Regeldioden (D1, D2). Bei hohem Strom ist der dynamische Widerstand der Dioden am geringsten, und damit hat die Vorstufe die höchste Verstärkung. Der Regelumfang nach kleineren Verstärkungswerten wird durch den Parallelwiderstand R1 begrenzt. Damit werden Verzerrungen an der nichtlinearen Kennlinie der Dioden bei kleinen Strömen vermieden. Kurz vor Ende der Emittterregelung setzt die Kollektorregelung in der Art ein, daß die Dioden D3, D4 mit steigendem HF-Eingangssignal zunehmend leitend werden. Dies bewirkt eine Verringerung des Querwiderstandes zwischen den Kollektoren der Transistoren T1 und T2 und führt damit zur Verstärkungsminde- rung. Das an den Lastwiderständen R2, R3 stehende gegenphasige Signal

wird nun dem symmetrischen Gegentaktmischer zugeführt. Dieser Typ wurde gewählt, da er gegenüber einfachen Mixschern entscheidende Vorteile aufweist: Sein großer Vorzug liegt in der hohen Unterdrückung der Eingangs- und Oszillatorfrequenz sowie aller geradzahigen Harmonischen davon. Ein weiterer Vorteil ist die hohe Rückwärtsdämpfung der ZF-Ausgangsspannung auf den Mischereingang. Dies macht sich vor allem bei stark belegten Bändern dadurch bemerkbar, daß sich die Anzahl der möglichen Pfeifstellen um den Faktor 4 verringert. Der Mischerausgang wird wie üblich mit einem auf die ZF abgeglichenen LC-Kreis beschaltet, an dem sich die ZF-Spannung aufbaut. Diese Spannung wird mit dem Emittterfolger T3 entkoppelt dem Regelspannungsverstärker zugeführt. Dieser wandelt die Größe der am Kreis stehende ZF-Amplitude in zwei nacheinander einsetzende Ströme zur Steuerung der Regeldioden D1/D2 sowie D3/D4 um. Damit keine Regelung auf die NF auftritt, beträgt die Regelzeitkonstante, die durch den Kondensator C1 bestimmt wird, ein Vielfaches der tiefsten vorkommenden NF-Periodendauer. Pegelsprünge in der Eingangsspannung, wie sie z.B. beim Einschalten oder Durchstimmen des Gerätes auftreten, werden durch eine Schnellabschaltung ausgegletet.

Um im Mischer die Eingangsfrequenz nach der Beziehung $f_{\text{ZF}} = f_{\text{Osz}} - f_{\text{E}}$ zur ZF umzusetzen, benötigt der sym. Mischer ein gegenphasiges Oszillatorsignal. Dieses wird, über die Transistoren T10, T11

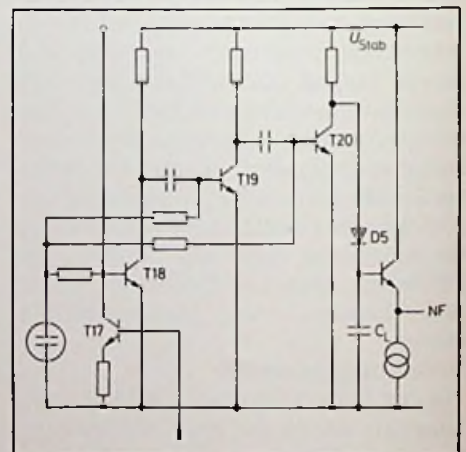
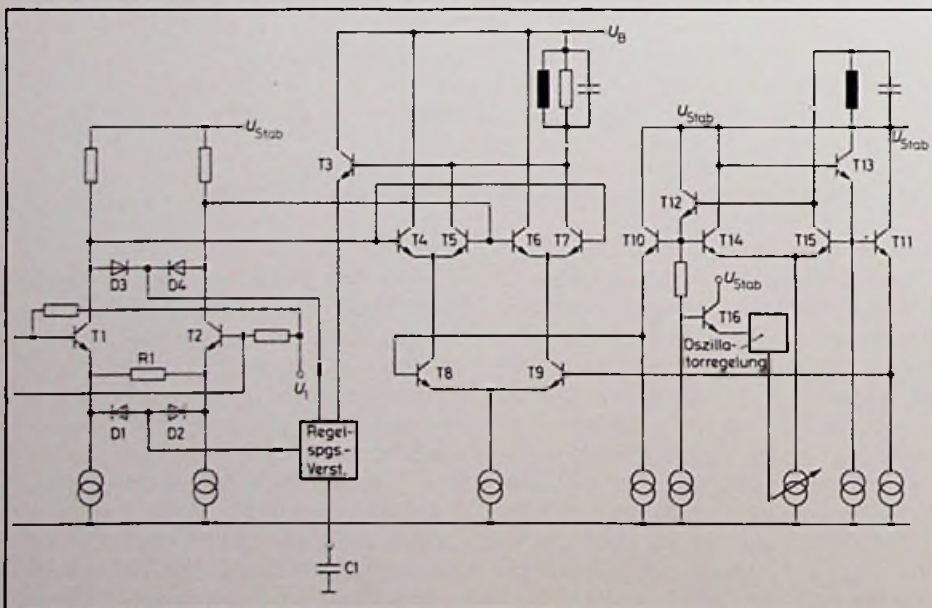


Bild 3: Prinzipschaltung des AM-ZF-Verstärkers mit Demodulator

Bild 2: (links) Innenschaltung des AM-Tunerteils mit Regelspannungserzeugung und Oszillatorregelung

entkoppelt, dem geregelten Zweipunktoszillator, bestehend aus den Transistoren T12–T15, entnommen. Dieser Oszillatortyp wurde gewählt, weil er neben der stabilisierten Spannung, die sowieso aus dem IC herausgeführt werden muß, nur einen weiteren Anschluß benötigt, der mit einem IC-Kreis zur Abstimmung beschaltet wird.

Der Oszillator selbst besteht aus den Transistoren T12, T13, T14, T15, die als mitgekoppelter Differenzverstärker geschaltet sind. Das frequenzbestimmende Element ist der externe LC-Kreis, der den Lastwiderstand darstellt. Die Oszillatorspannung, die sich am externen LC-Kreis ausbildet, wird über den Transistor T16 der Regelschaltung OR (= Oszillatorregelung) zugeführt. Diese variiert den Oszillatorstrom bei Resonanzwiderstandsänderungen des Kreises, wie sie beim Umschalten der AM-Bereiche auftreten, und hält damit die Schwingamplitude konstant. Bei Anwendungen, in denen eine Frequenzvariation mit Kapazitätsdioden erzielt wird, erweist sich die gewählte Ausgangsspannung von $U_{SS} = 300 \text{ mV}$ günstig, da Modulationserscheinungen durch Gleichrichteffekte an den Dioden auch bei einer Abstimmspannung von 0 V vermieden werden. Weiter steht die Oszillatorspannung entkoppelt und gegenphasig zum Oszillatorpin am Zählerausgang zur Verfügung. Sollen größere kapazitive Lasten bei höheren Frequenzen getrieben werden, ist der Grundstrom von $150 \mu\text{A}$ durch externe Zuschaltung eines Widerstandes gegen Masse zu erhöhen.

Der AM-ZF/NF-Teil

Der ZF-Verstärker (Bild 3) des TDA 4100 besteht aus drei kapazitiv-gekoppelten unsymmetrischen Stufen. Die Eingangsstufe T17 wirkt als Regelstufe mit einem Regelumfang von 40 dB. Die Maximalverstärkung des ZF-Teils beträgt etwa 50 dB. Das gewünschte Bandpaßverhalten ($f_0 \approx 450 \text{ kHz}$, $B \approx 100 \text{ kHz}$) wird einerseits durch die kapazitive Kopplung, andererseits durch die Lastwiderstände mit den daran wirkenden kapazitiven Lasten erreicht.

An den ZF-Verstärker schließt sich ein Spitzengleichrichter mit integriertem Ladekondensator C_L zur Demodulation an. Die sich hier aufbauende Gleichspannung ist ein Maß für die Eingangsspannung. Somit kann an diesem Punkt das Kriterium für die Regelspannung der ZF als auch für die Instrumentenspannung abge-

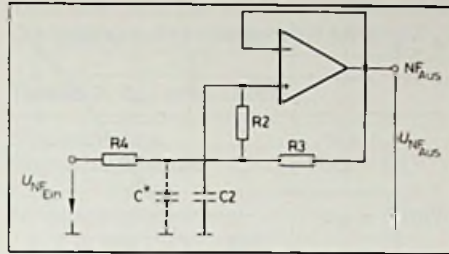


Bild 4: Blockschaltung des integrierten NF-Tiefpasses

tastet werden. Über eine Entkopplungsstufe wird die an diesem Kondensator entstandene Niederfrequenz den aktiven Tiefpassen (Bild 4) zugeführt. In diesen wird die NF von Störgrößen im Frequenzbereich über 50 kHz und damit auch von den am Demodulatorausgang vorhandenen ZF-Resten weitgehend befreit. Die Wirkungsweise des aktiven Tiefpasses beruht auf der Transformation des ebenfalls integrierten Kondensators C2 um den Faktor $R2/R3$ an die Stelle C^* . Sie wirkt dort mit dem Widerstand R4 als RC-Tiefpaß. Diese Anordnung ist, um die erforderliche Absenkung zu bekommen, 3fach vorhanden. Das Frequenz-Verhalten dieser Stufen zeigt Bild 5. Am Ausgang des letzten Tiefpasses steht entkoppelt die Niederfrequenzspannung zur Verfügung.

Kenndaten und Meßergebnisse

Die wichtigsten Kenndaten bei einer typischen Versorgungsspannung von 4,5 V sind in der Tabelle 1 zusammengefaßt.

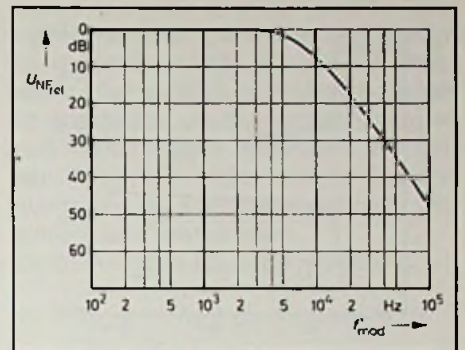


Bild 5: Frequenzgang des integrierten NF-Tiefpasses

Ergänzend zu diesen Werten zeigt das Bild 6 die Meßergebnisse des TDA 4100 in der Prüfschaltung nach Bild 1 über den gesamten zulässigen Eingangsspannungsbereich bei einer Eingangsfrequenz von 1 MHz. Die Kurvenzüge geben im einzelnen die NF-Ausgangsspannung (durchgezogen), das $(S + M)/N$ -Verhältnis (Differenz zwischen durchgezogener und gestrichelter Linie), die Instrumentenspannung (punktiert) und den Klirrfaktor (strichpunktirt) wieder.

Das Bild 7 zeigt die Spannungsabhängigkeit des Oszillators bei 1 MHz. Diese beruht auf einer Änderung der internen Kapazität zwischen Oszillatorpin und Masse, die parallel zum externen Schwingkreis-kondensator liegt. Im Funktionsbereich beträgt diese Änderung $\approx 1,5 \text{ fF/V}$.

Die Abhängigkeit des Klirrfaktors vom Modulationsgrad bei $U_E \approx 1 \text{ mV}$ gibt Bild 8 wieder.

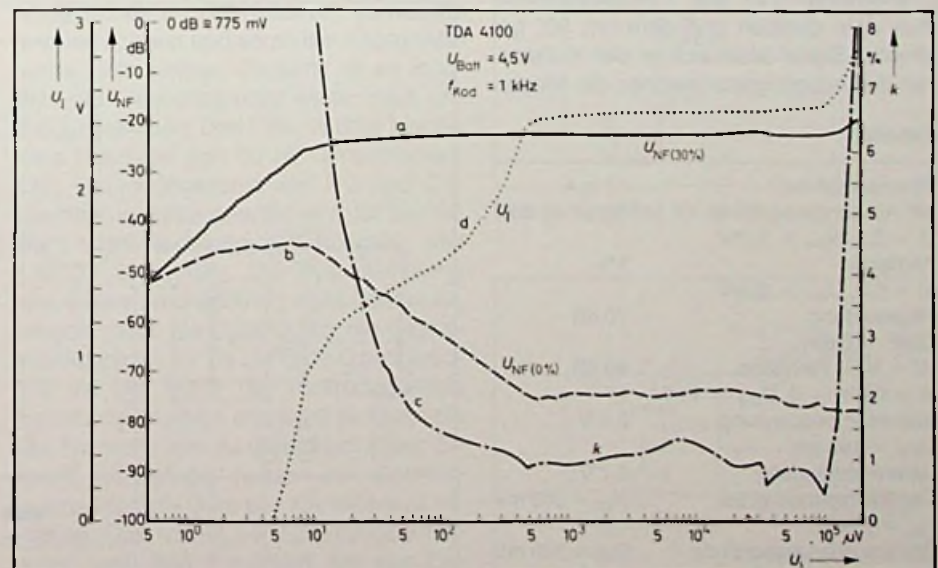


Bild 6: Ausgangskennlinien des AM-Teils = $f(U_{HF})$. a) NF-Ausgangsspannung $m = 30\%$, b) NF-Ausgangsspannung $m = 0\%$, c) Klirrfaktorverlauf, d) Instrumentenspannung

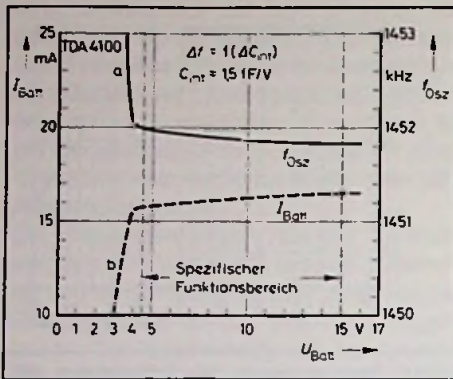


Bild 7: a) Oszillatorstabilität als Funktion der Betriebsspannung; b) Stromaufnahme als Funktion der Betriebsspannung

Der FM-ZF-Teil

Die Prinzipschaltung des FM-ZF-Teils zeigt das Bild 9. Das ZF-Signal wird in einen Begrenzerverstärker eingespeist. Dieser Schaltungsteil ist 6stufig ausgeführt. Da für einen Begrenzungseinsatz bei $U_{eff} = 30 \mu V$ die Gesamtverstärkung 80 dB betragen sollte, kann somit die Stufenverstärkung mit etwa 13 dB festgesetzt werden. Die ZF-Ausgangsspannung muß so groß sein, daß sie den Koinzidenzdemodulator (Bild 10), bestehend aus den Transistoren T21 bis T26, genügend durchsteuern kann. Weiter wird die Begrenzungsausgangsspannung über zwei Koppelkondensatoren C3, C4 einem externen 90°-Phasenschieberkreis zugeführt. Diese um $\pi/2$ phasenverschobene Spannung wird ebenfalls in den symmetrischen Demodulator an den Basen der Transistoren T21 bis T24 eingespeist. Aus dem direkten und dem um 90° gedrehten Signal bildet sich an den Kollektoren der Ausgangstransistoren die Nieder-

Tabelle 1.

Stromaufnahme	12 mA
NF-Ausgangsspannung	$U_{eff} = 60 \text{ mV}$
$m = 0,3, U_{EHF} = 3 \text{ mV}$	
Klirrfaktor	1%
$m = 0,3, U_{EHF} = 3 \text{ mV}$	
Regelumfang	70 dB
($\Delta NF = 6 \text{ dB}$)	
(S + N)/N Verhältnis	40 dB
$m = 0,8/m = 0, U_{EHF} = 1 \text{ mV}$	
Instrumentenspannung	2,5 V
$U_{EHF} = 150 \text{ mV}$	
Referenzspannung	2,7 V
Oszillatorspannung bei $f_{Osz} = 1 \text{ MHz}$	$U_{SS} = 300 \text{ mV}$
Zählerausgangsspannung	$U_{SS} = 300 \text{ mV}$
ZF-Unterdrückung	30 dB
Regeleinsatz	$U_{eff} = 20 \mu V$

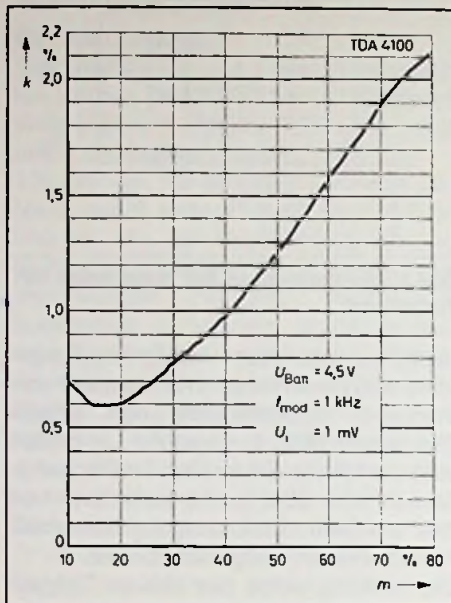


Bild 8: Klirrfaktor in Abhängigkeit vom Modulationsgrad

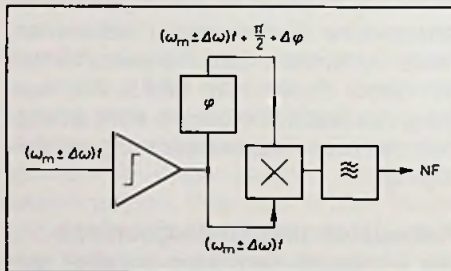


Bild 9: Prinzipschaltung des FM-Koinzidenz-Demodulators

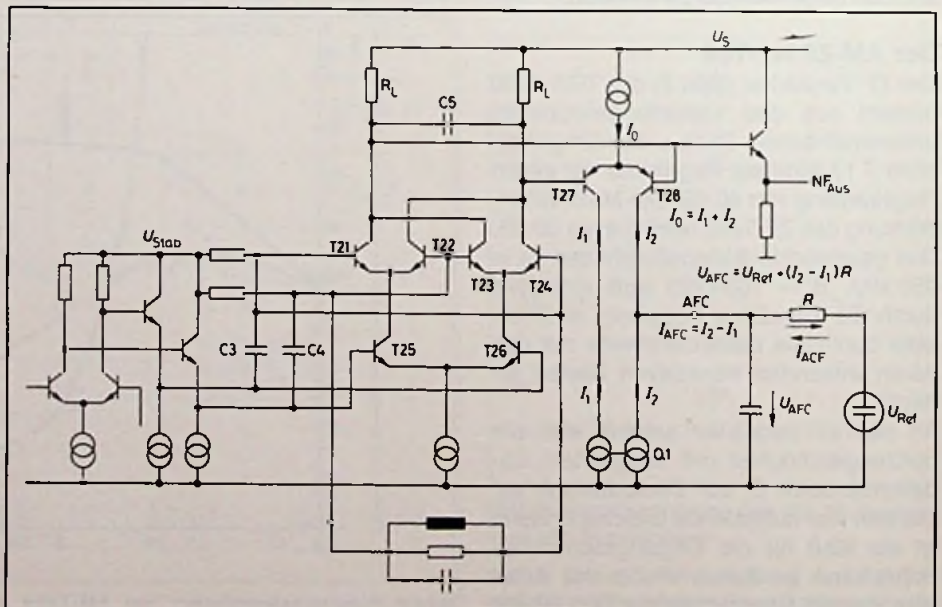


Bild 10: Ausgeführte Schaltung des FM-Demodulators mit nachgeschaltetem AFC-Ausgang

frequenzspannung. Sie wird in einem integrierten Tiefpass, bestehend aus dem Lastwiderstand R_L und dem Siebkondensator C5, von ZF-Resten befreit und steht entkoppelt am NF-FM-Ausgang zur Verfügung. Dieser Ausgang wird normalerweise mit dem Deemphasisglied beschaltet.

Der Gegentaktstromausgang für AFC

Die an den Lastwiderständen R_L der symmetrischen Koinzidenzdemodulator-Ausgänge anstehende Gleichspannungsdifferenz ist bei Sollabstimmung gleich Null. In diesem Falle ist die Phasenlage am Diskriminatorkreis gegenüber dem direkten Signal exakt 90° verschoben. Bei Abweichung von der Resonanzfrequenz f_0 ergibt sich eine Differenzspannung, die, je nachdem, ob die Frequenz höher oder niedriger als f_0 ist, positive oder negative Werte annimmt (Bild 11). Der Höckerabstand $f_2 - f_1$ ist von der Güte des Diskriminators abhängig. Die Differenzspannung steuert nun einen Gegentaktstromspiegel. In den Differenzverstärker, bestehend aus den Transistoren T27 und T28, wird der Strom I_0 eingepreßt. Er teilt sich, je nach Ansteuerung in die Ströme I_1 und I_2 auf. Der Strom I_1 wird in der Stromumkehrstufe Q1 gespiegelt. Somit hat der Strom im AFC-Ausgang die Größe $I_{AFC} = I_2 - I_1$ (Bild 12). Je nachdem, ob I_2 größer ist als I_1 oder umgekehrt, fließt Strom aus dem Ausgang heraus, oder in ihn hinein. Wird nun dieser Ausgang extern über einen Widerstand R an ein festes Potential U_{Rel} gelegt, steht

am AFC-Pin die Spannung $U_{Ref} + (I_2 - I_1)R$ zur Verfügung. Diese wird zum Nachsteuern des Oszillators verwendet. Die wichtigsten Kenndaten des FM-ZF-

Teils ebenfalls bei 4,5 V zeigt **Tabelle 2**. Die Meßfrequenz beträgt 10,7 MHz. □

Tabelle 2: $f_{Me0} = 10,7$ MHz

Stromaufnahme	10 mA
Begrenzungseinsatz ($U_{NF} = -3$ dB)	$U_{off} = 30$ V
NF-Ausgangsspannung $f = \pm 12$ kHz $U_{ZF} = 1$ mV	$U_{off} = 60$ mV
Klirrfaktor $f = \pm 12$ kHz $U_{ZF} = 1$ mV	0,3%
Referenzspannung	2,4 V
AFC-Stromhub	± 150 A

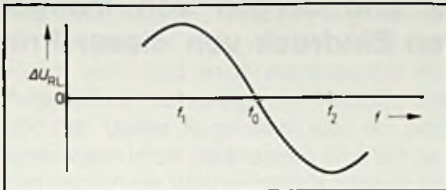


Bild 11: (links) FM-Diskriminator-Kennlinie

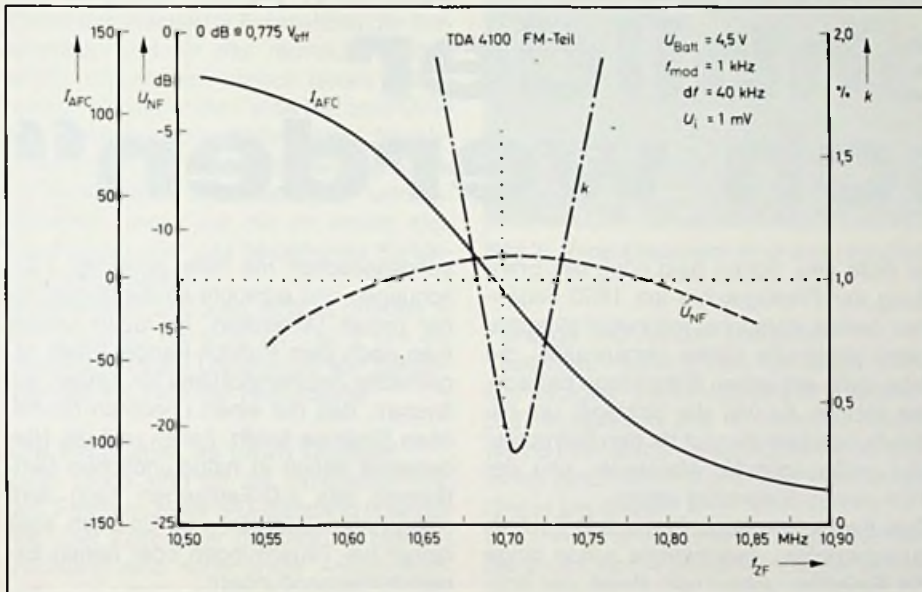


Bild 12: NF-Ausgangsspannung, Klirrfaktor und AFC-Strom als Funktion der Verstimmung

Kerbfilter hoher Güte

Kerbfilter mit Doppel-T-Filter weisen bei einer bestimmten Frequenz, der identischen Grenz-Frequenz des Hoch- und Tiefpasses, theoretisch eine unendliche hohe Dämpfung auf. Diesem Idealwert kann man durch Verwendung eines zusätzlichen Operationsverstärkers etwas näher kommen. Die Güte und damit die Flankensteilheit der Einkerbung eines rein passiven RC-Doppel-T-Gliedes, das aus einem parallelgeschalteten Hochpass und Tiefpass besteht, kann durch einen als Spannungsfolger arbeitenden Operationsverstärker beträchtlich vergrößert werden. Der Gütefaktor Q 1 läßt sich dadurch von üblicherweise 0,3 auf über 50 steigern. Gleichzeitig wirkt der Spannungsfolger als Treiberstufe mit niedrigem Ausgangswiderstand. Die große Eingangs-Impedanz bietet jedoch den Vorteil, daß hochohmige

Widerstände im RC-Netzwerk verwendet werden können und somit die Kapazitätswerte klein bleiben. Dadurch ist es möglich, die Frequenzgrenze weiter nach unten zu schieben. Das Filter in **Bild 1** ist für eine Frequenz von 60 Hz dimensioniert. Der Verbindungspunkt von R_3 und C_3 , der üblicherweise geerdet wird, ist hier mit dem sehr niederohmigen Ausgang des LM 102 verbunden. Die Sperrdämpfung des Filters wird dadurch nicht beeinflusst, jedoch steigt die Güte durch die Signalarückkopplung an. Da die Güte Q proportional mit der Höhe der rückgekoppelten Spannung ansteigt, empfiehlt es sich, falls die Frequenz des zu unterdrückenden Signals geringfügig neben der Sperrfrequenz liegt, die Güte des Kerbfilters zu variieren. Das ist mit der Schaltungsanordnung nach **Bild 2** möglich, die eine Einstellung der Güte auf Werte zwischen 0,3 und 30 erlaubt. Dabei wird ein Teil des

Ausgangssignals über den zweiten Operationsverstärker LM 102 in den Verbindungspunkt zwischen R_3 und C_3 eingespeist. Der zusätzliche Spannungsfolger ist erforderlich, um das Netzwerk über einen niederohmigen Widerstand zu speisen. Andernfalls ändert sich die Sperrfrequenz und die Sperrdämpfung beim Einstellen des Potentiometers. Einige Angaben zur Dimensionierung:

$$R_1 = R_2 = 2 \cdot R_3; \quad C_1 = C_2 = \frac{C_3}{2}$$

$$f_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_1 \cdot C_1}$$

Da die Sperrdämpfung vom richtigen Verhältnis der Bauteile zueinander abhängt, sollten Widerstände und Kondensatoren mit Genauigkeiten von 1% oder besser verwendet werden, damit Sperrdämpfungen von etwa 60 dB erreicht werden. Wird der Wert von C_3 um bis zu 10% erhöht, steigt die Güte an, die Sperrdämpfung verringert sich jedoch.

Eine weitere Vergrößerung um bis zu 30% bewirkt, daß die Schaltung als Resonanzverstärker arbeitet, wobei Spannungsverstärkungen bis zu 400 erreicht werden. Wird der Wert von C_3 um mehr als 30% gesteigert, beginnt das Filter als Oszillator zu wirken und liefert am Ausgang eine abgekoppelte Sinusschwingung.

(Aus Feltron „Elektronik-Applikationen“)

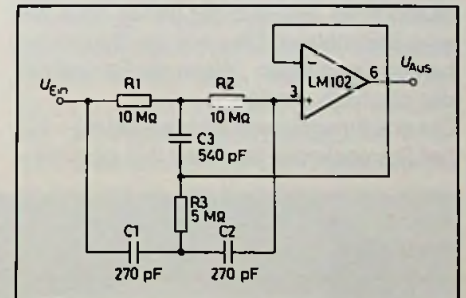


Bild 1: Kerbfilter für 60 Hz

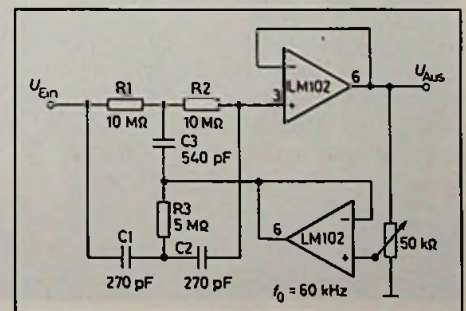


Bild 2: Kerbfilter mit variabler Güte

Hans Hubert Gruhn

Im Februar und März 1982 sendeten die deutschen Fernsehanstalten eine erste zweiteilige dreidimensionale Fernseh-sendung des Norddeutschen Rundfunks von Hans-Joachim Herbst, moderiert von Winfried Göpfert und unter munterer Mitwirkung von Ingrid Steeger und Jürgen von Manger (Bild 1). Dieser Bericht will einen Eindruck von dieser Prämiere vermitteln.

„Wenn die Fernsehbilder plastisch werden“

Die Premiere für die Presse begann mit einem Knall. Auf über 20 Fernsehempfängern überspannte ein Gitter – ähnlich einem vereinfachten Testbild – den Bildschirm. Irgendwo hörte man einen fluchenden Manger, er suchte offenbar das „Ding“. Dann ein Pusten, als werde man einen Luftballon aufblasen. Die Linien weiten sich, langsam wölben sie sich wie ein Ballon aus dem Bildschirm heraus, unmittelbar auf den Betrachter zu. Mit einem lauten Knall zerplatzt der ganze Spuk wie eine Seifenblase. Dies war der Beginn der beiden Sendungen „Wenn die Fernsehbilder plastisch werden“.

Die dreidimensionale Bilddarstellung – früher Stereoskopie, jetzt kurz 3-D genannt –

ist nicht neu. Schon bald nach der Erfindung der Photographie um 1850 begannen bereits Versuche, mit zwei Fotoapparaten plastische Bilder herzustellen, die man dann mit einem Stereoskop betrachten konnte. Es war der Schlager um die Jahrhundertwende und für den Betrachter das große optische Abenteuer, ehe der Film seines Siegeszug antrat.

Das Fernsehen auch in die 3-D-Technik einzubeziehen, beschäftigte schon lange die Gemüter. John Logic Baird, der britische „Vater des Fernsehens“, befaßte sich schon 1944 mit der dritten Dimension und erhielt dafür ein amerikanisches Patent für ein stereoskopisches Fernsehsystem. In Mexico operierte die dortige Fern-

sehgesellschaft mit Hilfe optischer Täuschungen und erzeugte so die Illusion einer dritten Dimension. In Japan sendet man nach dem Pulfrich-Pendel-Effekt regelmäßig Zeichentrickfilme für Kinder, ein System, das nur einen unechten räumlichen Eindruck liefert. Italien und die Niederlande sahen in naturkundlichen Sendungen das 3-D-Fernsehen nach dem Anaglyphenverfahren vor. Es blieb aber bisher bei Täuschungen oder reinen Experimentiersendungen.

Das Anaglyphenverfahren wurde von dem Deutschen Rollmann nach vielen technischen Versuchen 1850 entdeckt. Ihm liegt eine Bildtrennung in die Komplementärfarben Rot und Grün zugrunde. Diese Tren-



Bild 1: Probe zu den ersten 3-D-Fernsehaufnahmen mit Ingrid Steeger (Foto: NDR/Brinkmann)

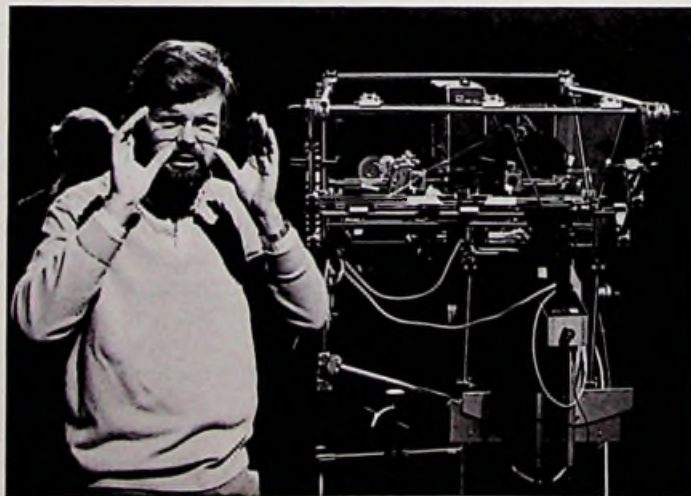


Bild 2: Fernseh-Doppelkamera für die 3-D-Fernsehsendung (Foto: NDR/v. Estor)

nung nutzt man, um der Natur des menschlichen Auges, das ja räumlich sieht, gerecht zu werden. Mit dem Auge nimmt der Mensch die Welt von verschiedenen Blickpunkten wahr. Wenn man den Arm ausstreckt und über den abgewinkelten Daumen in den vor ihm liegenden Raum sieht und dann abwechselnd ein Auge öffnet, so springt der Daumen hin und her. Jedes Auge sieht also ein perspektivisch leicht verändertes Bild. Wir sehen folglich die Welt eigentlich doppelt. Im Gehirn aber werden beide Bildinformationen zu einem Raumbild verschmolzen. Damit das plastische Fernsehbild die Voraussetzungen für das räumliche Sehen erfüllt, ordnet man optisch jedem „Blickwinkel“ entweder die Farbe Rot oder Grün zu. Diese farbliche Bildtrennung Anaglyphentechnik war die Voraussetzung für eine Verwendung in einkanaligen Fernsehsystemen, denn nur mit ihr lassen sich Raumbilder über das bestehende Sendernetz ausstrahlen.

In der ersten Sendung ging es um das 3-D-Fernsehen an sich, im Teil 2 um die dreidimensionale Darstellung von Gegenständen mit Hilfe der Holographie

Die Brille gibt es beim Optiker

Zwei Dinge sind für die Produktion und den Empfang einer 3-D-Sendung unerlässlich. Der Zuschauer benötigt für die Betrachtung eine sogenannte Anaglyphenbrille, eine Brille mit einem roten und einem grünen Glas. Sie wurde aus Anlaß dieser Sendung in Millionen Exemplaren bei Optikern zu einem Preis von 0,70 DM bereitgehalten.

Wichtigstes Hilfsmittel für die Produktion der Fernsehsendung ist eine 3-D-Fernsehkamera, die in dem Philips Forschungslaboratorium in Eindhoven entwickelt wurde. Sie besteht aus zwei Kameras, die auf einem Stativ montiert sind (Bild 2). Die eine nimmt das Bild direkt auf und die andere, die mit der ersten einen Winkel bildet, besorgt dies über einen halbdurchlässigen Spiegel.

Mit dieser Aufstellung kann man eine maximale Tiefenwirkung erreichen. Die beiden Signale der Kameras werden anschließend über ein Codiergerät zu einem kombinierten Signal zusammengeführt. Dieser liefert auf einem üblichen Fernsehempfänger das Bild der linken Kamera in rot und das der rechten Kamera in grün. Die dreidimensionalen Fernsehbilder sind mit der rot-grünen Anaglyphenbrille allerdings nur schwarzweiß zu sehen.

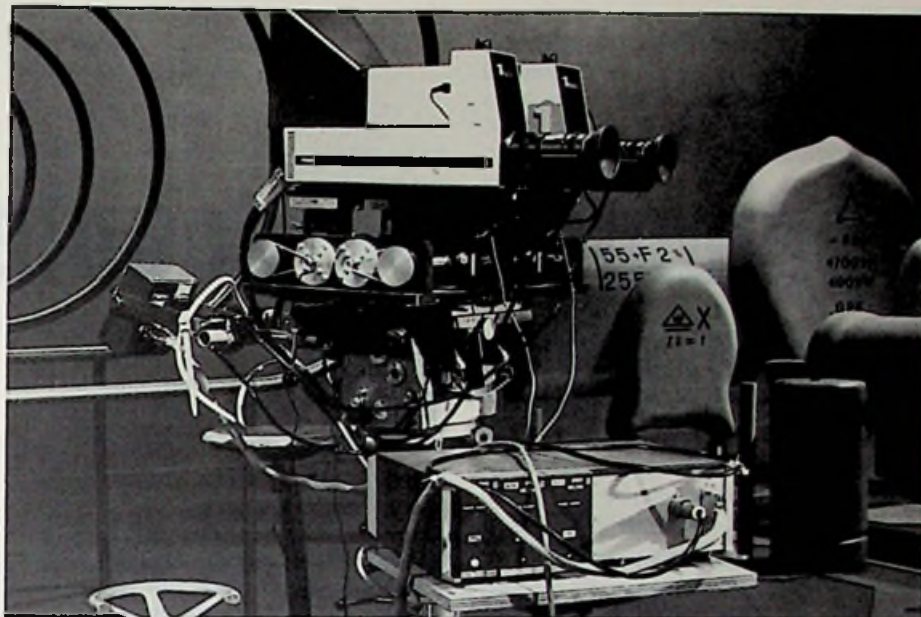


Bild 3: Versuchsmuster einer aus zwei Einzelkameras bestehenden 3-D-Kamera (Phillips-Pressfoto)

Farbige 3-D-Bilder möglich

Theoretisch besteht zwar die Möglichkeit, ein farbiges dreidimensionales Fernsehbild herzustellen und zu senden. Hierfür würde man jedoch zwei Sendekanäle und einen besonders dafür konzipierten Empfänger benötigen.

Die Trennung des linken und des rechten Bildes auf dem Fernsehempfänger erfolgt in diesem Fall durch Polarisation. Der Zuschauer würde dann eine spezielle helle Sonnenbrille mit Polarisationsfiltern benötigen. Diese Art der stereoskopischen Farbbildübertragung ist aber noch nicht möglich, weil die dafür erforderlichen speziellen Fernsehempfänger noch nicht zur Verfügung stehen. Im Philips Forschungslaboratorium experimentiert man zur Zeit mit zwei Wiedergabesystemen. Das eine ist eine Kombination von zwei Empfängern, die rechtwinklig zueinander aufgestellt werden, mit einem halbdurchlässigen Spiegel in einem Winkel von 45° dazwischen.

Die andere Möglichkeit besteht aus einem Fernsehprojektionsempfänger mit zweimal drei Projektionsröhren (für Rot, Grün und Blau). Dieses System kombiniert den Vorzug des Großbildes mit dem dreidimensionalen Empfang und kommt der Wirklichkeit am nächsten. Allerdings werden für all diese Verfahren mehrere Übertragungskanäle und damit verbunden auch mehr Frequenzbänder bzw. größere Bandbreiten benötigt.

Wird 3-D-Fernsehen alltäglich?

In diesem Zusammenhang erhebt sich natürlich die Frage, ob es einmal Fernsehsendungen in 3-D-Technik geben wird? Ihr Vorteil liegt unzweifelhaft in den technischen und künstlerischen Möglichkeiten, so wie sie zum Beispiel die Dramaturgie braucht. Das alles wäre nur mit einem riesigen technischen Aufwand für den Betrachter, die Produktion und die Übertragung verbunden. Fachleute, die mit dieser Materie vertraut sind, meinen, daß noch 20 bis 30 Jahre ins Land gehen werden, ehe 3-D-Farbfernsehen alltägliche Wirklichkeit werden könnte. Die Glasfasertechnik und mit ihr das Kabelfernsehen könnten die Entwicklung dieser neuen Technik sicher erleichtern, aber kaum beschleunigen, da sie ja selbst erst ausgebaut werden müssen. Der Betrachter wird außerdem nie ohne Hilfsmittel bzw. einem größeren technischen Aufwand das 3-D-Fernsehen empfangen können. Unabhängig von diesen Einschränkungen wird in den Forschungslaboratorien an diesem hochinteressanten Projekt weiter geforscht. Auch wenn das 3-D-Fernsehen auf sich warten läßt, aus der Entwicklungsarbeit wird manche Erkenntnis sicher auch in die Weiterentwicklung des heutigen zweidimensionalen Fernsehbildes einfließen.

Stromversorgung

Spannungsverdoppler und -vervielfacher

In elektronischen Geräten geht der Trend grundsätzlich nach niedrigeren Versorgungsspannungen. Ungeachtet dessen gibt es aber immer noch zahlreiche Bauelemente, bei denen man um hohe Betriebsspannungen nicht herum kommt. Zu diesen gehören unter anderem Oszillografenröhren, Strahlungsdetektoren, Fernsehbild- und aufnahmeröhren aber auch elektrostatische Staubfilter, die aufgrund des Emmissionsschutzgesetzes in der Industrie vorgeschrieben sind.

Hochspannungen lassen sich ebenso mit geeigneten Transformatoren gewinnen, wie andere Spannungen auch. Dazu sind diese nur mit entsprechenden Übersetzungsverhältnissen und damit mit hohen Sekundärwindungszahlen auszurüsten. Diese Überlegungen gelten jedoch nur theoretisch.

Schwachstelle – Hochspannungstransformator

In der Praxis wirft die Herstellung von Hochspannungstransformatoren erhebliche Probleme auf, die nur mit kostenaufwendigen technologischen Maßnahmen gelöst werden können. Zum einen erfordern Hochspannungswicklungen sehr viele Wicklungen dünnen Drahtes. Diese sind nur sehr zeitraubend und schwierig zu wickeln und damit teuer.

Zum anderen wirken zwischen den Wicklungslagen so hohe Spannungsdifferenzen, daß die elektrostatischen Kräfte die Drähte während des Betriebes mechanisch bewegen. Sie müssen deshalb mit Lack fixiert werden. Hinzu kommt noch die Ionisierung der zwischen den Windungen befindlichen Sauerstoffatome, welche oftmals Sprühercheinungen und Koronaentladungen zur Folge hat. Aus diesem Grund müssen Transformatoren mit Ausgangsspannungen über 500 V grundsätzlich im Vakuum getränkt werden. Eine absolute Garantie für lange betriebs sichere Zeiten ist damit aber trotzdem nicht gegeben, wie die Störanfälligkeit der Hochspannungstransformatoren (Zeilentransformatoren) in Fernsehgeräten beweist.

Dort, wo es auf hohe Betriebssicherheit ankommt, wird man die Transformator-Ausgangsspannung möglichst gering halten, und die tatsächlich benötigten Spannungswerte mit Gleichrichtern und Kondensatoren herstellen. Derartige Gleichrichterschaltungen bezeichnet man als Spannungsvervielfacher.

Spannungsverdoppler

Eine sehr übersichtliche Verdopplerschaltung, die vor allem die der Speisung von Oszillografenröhren Vorteile bietet, ist diejenige nach Delon¹⁾.

Man kann sie als zwei getrennte Einweg-Gleichrichterschaltungen betrachten, von denen die eine (D 1 und C 1) die positive Halbwelle und die andere (D 2 und C 2) die negative Halbwelle der Wechselspannung ausnutzt (Bild 1).

Die Kondensatoren werden auf deren Spitzenwert aufgeladen; ihre Spannungen U_{C1} und U_{C2} sind in Reihe geschaltet und werden damit addiert. Unter Belastung sinken sie allerdings etwas ab. Die Ausgangsspannung ist die Summe der beiden Kondensatorspannungen und kann wie

¹⁾ Auch Delon/Greinacher-Schaltung genannt

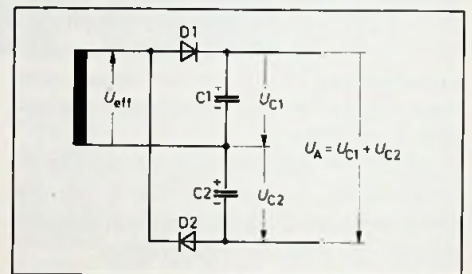


Bild 1. Spannungsverdoppler nach Delon/Greinacher

folgt berechnet werden:

$$U_A = 2 \cdot 1,18 \cdot U_{eff}$$

Die Kapazität der Kondensatoren hängt vom Laststrom und der Überbrückungszeit ab und kann mit der Formel

$$C = \frac{I_L \cdot \tau}{U_C}$$

berechnet werden. Die Kapazität erhält man in F, wenn man I_L in A und U_C in V einsetzt. Die Zeitkonstante τ ist bei dieser Schaltung 100 ms. Wird nicht die doppelte, sondern die dreifache Ausgangsspannung gewünscht, so kann die Verdreifacherschaltung nach Witka (Bild 2) verwendet werden. Die beiden Dioden sind hier leitend, wenn an der Transformatorwicklung die negative Halbwelle der Wechselspannung wirkt. In diesem Falle ist Anschluß a negativ gegenüber Anschluß b. Die Kondensatoren werden dann auf den Spitzenwert der negativen Halbwelle aufgeladen und ihre Spannungen erhalten die angegebene Polarität. In diesem kurzen Moment wirkt am Ausgang zunächst die Summe der beiden Kondensatorspannungen. Zu ihr addiert sich in der darauffolgenden positiven Halbwelle

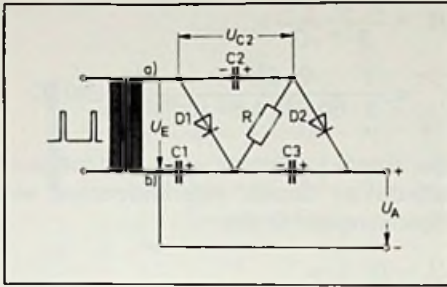


Bild 2. Spannungsverdreifacher nach Witka

der Wechselspannung noch deren Spitzenwert hinzu. In dieser Halbwelle sind die beiden Gleichrichter gesperrt, so daß sich der Ladezustand der Kondensatoren nicht mehr ändern kann. Als Ausgangsspannung erhält man im unbelasteten Zustand den dreifachen Spitzenwert der Wechselspannung. Unter Berücksichtigung des lastbedingten Spannungsrückganges kann der tatsächliche Wert folgendermaßen berechnet werden:

$$U_A = 3 \cdot 1,18 \cdot U_{eff}$$

Beide Schaltungen nutzen beide Halbwel­len der Wechselspannung aus und werden deshalb als Zweipulsschaltungen bezeichnet. Sie haben den Vorteil, daß die Ausgangsspannung nur wenig lastabhängig ist. Von Nachteil ist dagegen, daß keine der beiden Ausgangsklemmen auf festem Potential liegt. Sie sind deshalb nur dort geeignet, wo man an die Restwelligkeit keine großen Forderungen stellen muß.

Häufig werden aber Gleichspannungen benötigt, deren Welligkeitsanteile durch Glättungsmaßnahmen möglichst klein gehalten werden müssen. Derartige Maßnahmen sind nur dann wirksam, wenn ein Pol der Ausgangsspannung auf festem Potential (z. B. Nullpotential) liegt. In solchen Fällen verwendet man die Spannungsverdoppler- und vervielfacher nach Villard (Bild 3). Es handelt sich dabei um sogenannte Einpulsschaltungen, die nur eine der beiden Wechselspannungshalwellen ausnutzen.

Wirkt am Transformatoranschluß a die negative Halbwelle der Wechselspannung, so ist die Diode D1 leitend und der Kondensator C1 wird auf den Spitzenwert der Spannung aufgeladen. In der nächsten Halbwelle ist die Diode D1 gesperrt und dafür D2 leitend. Über sie wird nun der Kondensator auf einen Spannungswert aufgeladen, der der Spannung aus dieser Ladespannung U_{C1} und dem Spitzenwert

der dann vorhandenen positiven Halbwelle entspricht. Es handelt sich dabei um den doppelten Spitzenwert.

$$U_a = 2 \cdot 1,18 \cdot U_{eff}$$

sofern die Eingangswchselspannung eine Sinusspannung ist. Bei symmetrischen Rechteckspannungen ist der Effektivwert gleich dem Spitzenwert. Hier kann der Faktor 1,18 entfallen. Bei unsymmetrischen Rechteckspannungen hängt der tatsächliche Wert der Ausgangsspannung schließlich noch vom Verhältnis zwischen der Zeitdauer der positiven Halbwelle und der Zeitdauer der negativen Halbwelle ab. Je größer das Verhältnis ist, umso ungünstiger wird der Einsatz dieses Spannungsverdopplers, weil dann die Ausgangsspannung ausschließlich durch den Spitzenwert der kürzesten Halbwelle be-

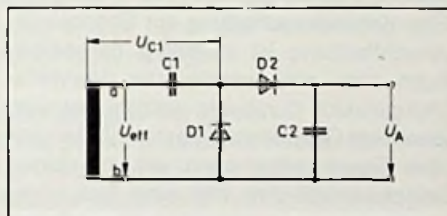


Bild 3. Spannungsverdoppler nach Villard (Kaskadenschaltung)

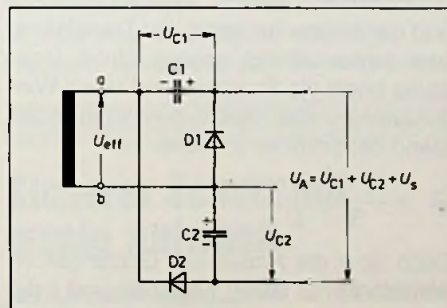


Bild 4. Spannungsverdoppler für unsymmetrische Wechselspannungen

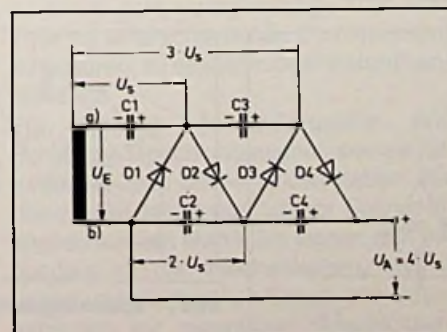


Bild 5. Spannungsvervierfacher nach Villard

stimmt wird. Spannungen mit derartigen Puls-/Pausen-Verhältnissen werden zum Beispiel bei Eintaktspannungswandlern erzeugt. Für deren Verdopplung steht eine Schaltung zur Verfügung, die etwas mehr Aufwand erfordert (Bild 4).

In der positiven Halbwelle der Wechselspannung wird der Kondensator C1 über Diode D1 auf den Spitzenwert der Eingangsspannung aufgeladen. In der darauffolgenden negativen Halbwelle wirkt diese Spannung U_{C1} als Sperrspannung für die Diode, zu der sich dann noch der hier unbedeutende – Spitzenwert dieser Halbwelle hinzu addiert. Auf die Summe beider Spannungen wird nun der Kondensator C2 über den Widerstand R aufgeladen. In der folgenden positiven Halbwelle addiert sich die Spannung des Kondensators C2 zu deren Spitzenwert hinzu. Die Reihenschaltung der beiden Kondensatoren C1/C2 wird nun über die Diode D2 auf diese Summenspannung aufgeladen. Sie ist gleich dem doppelten Spitzenwert der Eingangsspannung.

Spannungsvervielfacher

Mit wenig zusätzlichem Aufwand läßt sich diese Schaltung auch zu einem Spannungsvervielfacher erweitern. Eine derartige Anordnung, die man oft auch als Kaskadenschaltung bezeichnet, ist in Bild 5 dargestellt. In der negativen Halbwelle der angelegten Wechselspannung wird der Kondensator C1 über die Diode D1 mit der angegebenen Polarität auf deren Spitzenwert aufgeladen. In der darauffolgenden positiven Halbwelle (a hat gegenüber b positives Potential) wird die Diode D1 gesperrt. Die an ihr wirkende Sperrspannung ist, sofern man mit symmetrischen Spannungen speist, gleich der Summe aus deren Spitzenwert und der Ladespannung des Kondensators C1. Auf diese Summenspannung wird über die nunmehr leitende Diode D2 der Kondensator C2 aufgeladen. In der darauf folgenden negativen Halbwelle wird der Kondensator C3 über die Diode D3 auf die Sperrspannung der Diode D2 aufgeladen.

Diese ist hier ebenfalls $2 \cdot U_s$. An der Reihenschaltung der beiden Kondensatoren C1 und C3 liegt damit die dreifache Spitzenspannung, zu der sich in der folgenden positiven Halbwelle noch deren Spitzenwert hinzu addiert. Auf diese Summe wird dann über die Diode D4 die Reihenschaltung der beiden Kondensatoren C2 und C4 aufgeladen. Es ist dies der vierfache Wert der Spitzenspannung. Fügt man wei-

tere Gleichrichter und Kondensatoren nach diesem Muster hinzu, so läßt sich der Vervielfachungsfaktor beliebig erhöhen. Er ist gleich der Anzahl der verwendeten Dioden.

Die Reihenschaltung der Kondensatoren C1, C3... Cn-1 heißt **Schubsäule**, die Reihenschaltung der Kondensatoren C2, C4... Cn wird als **Glättungssäule** bezeichnet.

Dimensionierungshinweise

Die Dimensionierung der Bauelemente hängt von der Ladespannung und dem Laststrom ab, wobei man aber vorweg nehmen muß, daß die Belastbarkeit nur klein ist.

Um den Innenwiderstand und die Welligkeit klein zu halten, sollten die mittleren Ladeströme innerhalb eines Nachladezyklus etwa acht- bis zehnmal größer als der Laststrom sein. Der Mittelwert des Stromes ist aber bei Sinusform:

$$I_{\text{Mittel}} = 0,637 \cdot I_s$$

Da mit Ausnahme des Kondensators C1 alle anderen Kondensatoren mit $U_c = 2 \cdot U_s$ geladen werden, kann deren Kapazitätswert mit folgender Gleichung berechnet werden:

$$C = \frac{6,37 \cdot I_L \cdot t_{\text{zyk}}}{U_c}$$

Die Zykluszeit erhält man, indem man die Periodendauer einer Netzhälfte mit dem Vervielfachungsfaktor multipliziert.

Beispiel:

Ein Spannungsvervielfacher soll bei einer Gleichspannung von $U_A = 2000 \text{ V}$ einen Strom von $I_L = 1 \text{ mA}$ liefern. Welchen Kapazitätswert müssen die Kondensatoren erhalten?

Lösung:

Die Zykluszeit ist:

$$t_{\text{zykl}} = 4 \cdot t_p = 4 \cdot 20 \text{ ms} = 80 \text{ ms}$$

Die Spitzenspannung ist

$$U_s = \frac{U_A}{4} = \frac{2000 \text{ V}}{4} = 500 \text{ V}$$

An jedem der Kondensatoren C2 bis C4 liegt die Spannung

$$U_c = 2 \cdot U_s = 2 \cdot 500 \text{ V} = 1000 \text{ V}$$

Die Kondensatoren erhalten dann folgende Kapazitätswerte:

$$C = \frac{6,37 \cdot I_L \cdot t_{\text{zyk}}}{U_c} = \frac{6,37 \cdot 10^{-3} \text{ A} \cdot 80 \cdot 10^{-3} \text{ s}}{1000 \text{ V}} = 0,5 \text{ uF}$$

Eine Ausnahme bildet der erste Kondensator C1 der Schubsäule, an dem nur die Spannung U_s wirkt. Um durch ihn genügend viel Ladung hindurchzuschieben, muß sein Kapazitätswert doppelt so groß sein.

Eine Kaskadenschaltung zur Spannungsverachtfachung ist in **Bild 6** dargestellt. Auch hier wird wieder der Vervielfachungsfaktor durch die Anzahl der verwendeten Gleichrichter bestimmt. Bei gleicher Eingangsspannung wie im obigen Beispiel erhält man hier eine Ausgangsspannung von $U_A = 4000 \text{ V}$. Dieser Spannungswert steht aber nur im Leerlauf zur Verfügung, sofern die Kapazitäten der Gleichrichter, deren Innenwiderstände und der Innenwiderstand des Transformators vernachlässigt werden. Unter Belastung bricht die Spannung auf einen Wert zusammen, der durch den Innenwiderstand bestimmt wird. Dieser ist

$$R_i = \frac{2 \cdot n^3 + n}{3 \cdot f \cdot C}$$

Darin ist n die Anzahl der Glättungskondensatoren, C deren Kapazität und f die Netzfrequenz. Im Beispiel nach **Bild 5** würde man folgenden Innenwiderstand erhalten:

$$R_i = \frac{2 \cdot n^3 + n}{3 \cdot f \cdot C} = \frac{2 \cdot 2^3 + 2}{3 \cdot 50 \text{ Hz} \cdot 0,5 \cdot 10^{-6} \text{ F}} = 240 \text{ k}\Omega$$

Bei einem Laststrom von $I_L = 1 \text{ mA}$ entstände an diesem Innenwiderstand ein Spannungsabfall von:

$$U_v = R_i \cdot I_L = 240 \cdot 10^3 \Omega \cdot 1 \cdot 10^{-3} \text{ A} = 240 \text{ V}$$

Das bedeutet aber, daß am Ausgang nur noch eine Spannung von

$$U_a = U_{A0} - U_v = 2000 \text{ V} - 240 \text{ V} = 1760 \text{ V}$$

gemessen werden kann.

Bei dem Spannungsverachtfacher nach **Bild 6** erhalte man unter gleichen Voraussetzungen einen Innenwiderstand von $1,7 \text{ M}\Omega$ und einen Spannungsabfall unter Belastung von 1760 V . Damit würde aber der erhöhte Materialaufwand nahezu sinnlos. Selbst eine weitere Erhöhung der Stufenzahlen würde keine größere, sondern im Gegenteil eine kleinere Ausgangsspannung zur Folge haben. Die optimale Stufenzahl für einen bestimmten Anwendungsfall kann man mit folgender Gleichung berechnen:

$$St_{\text{opt}} = 2 \cdot \sqrt{\frac{f \cdot C \cdot U_s}{I_L} - \frac{1}{6}}$$

Sie wäre in vorstehendem Beispiel $St_{\text{opt}} = 7$. Eine Stufe besteht dabei immer aus einem Gleichrichter und einem Kondensator.

Eingangsseitig belasten diese Spannungsvervielfacher den Transformator mit einem Eingangswiderstand, der außer vom Vervielfachungsfaktor auch noch vom Laststrom abhängt. Man kann ihn mit folgender Gleichung berechnen:

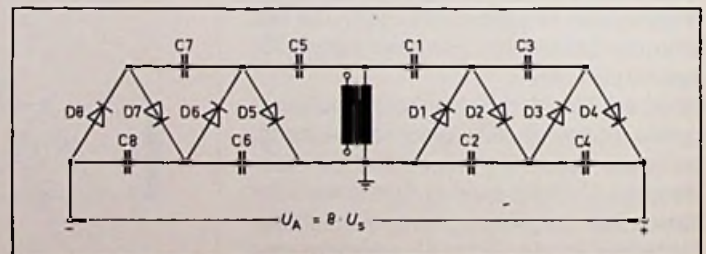
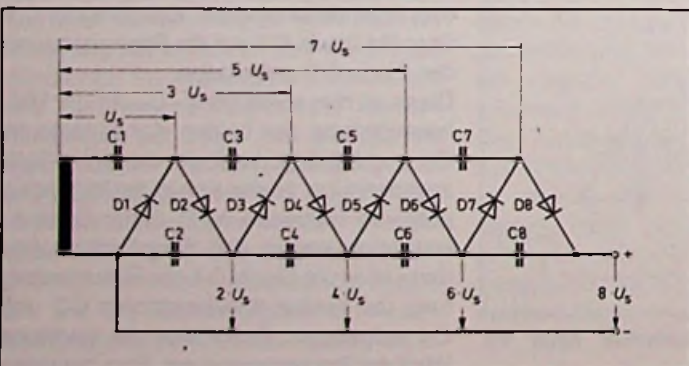


Bild 7. Spannungsachtfacher hoher Belastbarkeit nach Villard

Bild 6. (Inlks) Spannungsverachtfacher nach Villard

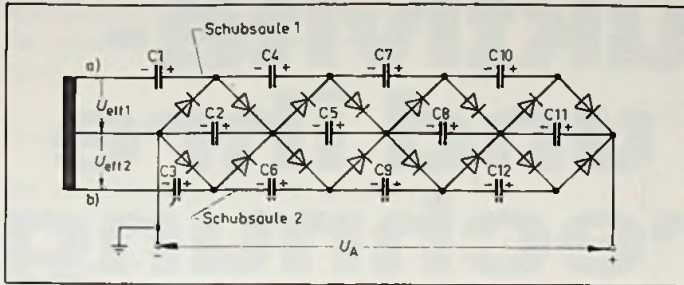


Bild 8. Zweipulsvervielfacher mit zwei getrennten Schubsäulen

$$R_E = \frac{R_L}{8 \cdot n^2}$$

Darin ist n wieder die Anzahl in Reihe geschalteter Glättungskondensatoren. Bei unserem Spannungsvervielfacher im obigen Beispiel hätten wir einen Lastwiderstand von

$$R_L = \frac{U_A}{I_L} = \frac{1760 \text{ V}}{10^{-3} \text{ A}} = 1,76 \text{ M}\Omega$$

Am Eingang würde folgender Widerstand wirksam:

$$R_E = \frac{R_L}{8 \cdot n^2} = \frac{1,76 \cdot 10^6 \Omega}{8 \cdot 2^2} = 55 \text{ k}\Omega$$

Sonderschaltungen

Wie unsere Betrachtungen zeigen, ist es in der Praxis nicht sehr sinnvoll, die Anzahl der Kaskadenstufen beliebig zu erhöhen, um hohe Ausgangsspannungen zu erzielen. Günstiger ist es in solchen Fällen, zwei Kaskaden mit entgegengesetzt gepolten Ausgangsspannungen in Reihe zu schalten, so wie es in Bild 7 dargestellt ist. Hier addieren sich die beiden Ausgangsspannungen, so daß man mit zwei Vervielfachern eine achtfache Ausgangsspannung erhält. Ein Spannungsvervielfacher, der sich durch eine sehr geringe Welligkeitsspannung auszeichnet, ist der Zweipulsvervielfacher nach Bild 8. Hier sind zwei getrennte Schubsäulen vorhanden, von denen die eine (C1, C4, C7, C10) in der negativen Halbwelle und die andere (C3, C6, C9, C12) in der positiven Halbwelle der Wechselspannung nachgeladen wird. Die Glättungskondensatoren C2, C5, C8 und C11 bilden auch hier eine Reihenschaltung und liegen in den Diagonalzweigen der entsprechenden Gleichrichter-Brückenschaltungen. Die Belastung darf etwa viermal größer als bei entsprechenden Einpulsvervielfachern sein. Die relativ geringe überlagerte Welligkeitsspannung hat eine Frequenz, die doppelt so groß wie bei der entspre-

chenden Einpulserschaltung ist. Ein besonderer Vorteil dieser Schaltung besteht darin, daß die beiden Schubsäulen an ihren entsprechenden Verbindungspunkten gleiche Potentiale aufweisen. Damit können Spulen zwischengeschaltet werden, die den Einfluß der schädlichen Sperrschichtkapazitäten, deren Einfluß umso stärker wird, je höher die Eingangsspannung und je höher der Vervielfachungsfaktor ist, ausschalten.

Diodensplit-Verfahren

Dem Einfluß schädlicher Kapazitäten muß vor allem bei solchen Spannungsvervielfachern besondere Aufmerksamkeit gewidmet werden, die der Hochspannungserzeugung für Farbblödröhren in Fernsehempfängern dienen. Hier werden Ausgangsspannungen von etwa 25 kV und Strahlströme von 1,5 mA benötigt. Die Frequenz entspricht der Zeilenfrequenz

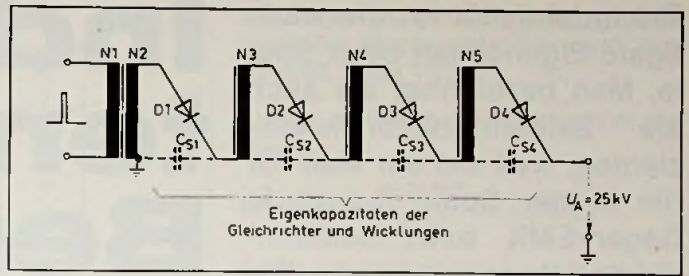


Bild 9. Spannungsvervielfacher nach dem Diodensplit-Verfahren (nach Valvo)

von 15 625 Hz. Bei derartig extremen Verhältnissen haben nicht nur die Sperrschichtkapazitäten der Gleichrichter, sondern auch die Eigenkapazitäten der Transformatorwicklungen einen erheblichen Einfluß auf die Ausgangsspannung. In der Praxis teilt man diese deshalb in eine Anzahl von Teilwicklungen auf, die zu den Gleichrichtern in Reihe geschaltet werden. Dadurch erhält man aber auch eine Reihenschaltung der schädlichen Kapazitäten, die zusammen die Glättungssäule des Vervielfachers bilden (Bild 9). Eine zusätzliche Schubsäule ist bei dieser Schaltung nicht erforderlich. Diese Art der Hochspannungserzeugung wird als Diodensplitting (Splitting [engl.] = Aufspalten) bezeichnet und könnte auf der Suche nach preiswerter Umweltentlastung in Zukunft auch bei elektrostatischen Emissionsschutzfiltern an Bedeutung gewinnen.

Sicherer Schutz mit wenig Aufwand

Schrumpfschläuche sind Abfallprodukte der Weltraumforschung. Sie werden vor allem in der Elektrotechnik und Elektronik vielfältig verwendet. Sie sind ideal, wenn es darum geht, unregelmäßige Teile oder Teile mit unterschiedlichen Durchmessern zu isolieren, zu schützen oder zusammenzuhalten.

Für manche Anwendungsfälle sind Schläuche jedoch ungeeignet, weil sie naturgemäß zwei offene Enden haben. Für diese Fälle bringt nun Limitor Schrumpfkappen auf den Markt. Sie eignen sich besonders für den mechanischen, thermischen und elektrischen Schutz von Bauelementen mit einseitigen Anschlüssen. Soll ein Element hermetisch abgedichtet werden, so kann man Ausführungen mit

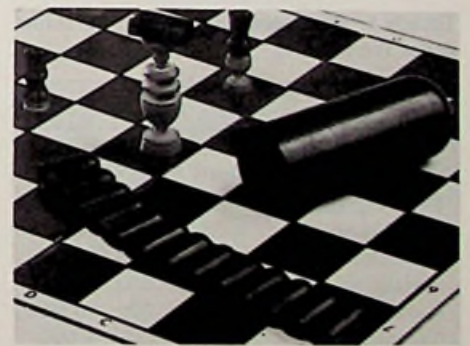


Bild 1. Schrumpfkappen verschiedener Größe

einer klebenden Innenwand bzw. einem Schmelzkleber verwenden. Die Kappen werden aus Polyolefin hergestellt, sind teilweise selbstverlöschend und mit jeder Wärmequelle schrumpfbar. Anfragen an Limitor GmbH, Durlacher Str. 27, 7530 Pforzheim.

Induktivitäten und ihre Berechnung

Die Induktivität ist die wichtigste Eigenschaft einer Spule. Man bezeichnet sie auch als Selbstinduktionskoeffizienten, weil sie ein Maß für die in der Spule induzierte Gegen-EMK bzw. Selbstinduktionsspannung ist. Wir wollen uns hier deshalb mit den Grundlagen ihrer Berechnung befassen.

Wir wissen, daß diese Selbstinduktionsspannung der angelegten Spannung entgegenwirkt und damit den Stromfluß verhindert oder verringert. Man kann sie wie folgt berechnen:

$$U = - \frac{\Delta I \cdot \mu_0 \cdot \mu_r \cdot A}{l \Delta t} \cdot N^2$$

Darin ist ΔI die Stromänderung, Δt die Zeit, in der die Stromänderung erfolgt, μ_0 die magnetische Feldkonstante – auch Permeabilitätskonstante genannt

$$\left(\mu_0 = 1,257 \cdot 10^{-6} \frac{\text{Vs}}{\text{Am}} \right).$$

μ_r die Permeabilitätszahl des Spulenkernes, A der Kernquerschnitt, l die Feldlinienlänge und N die Windungszahl. Die Permeabilitätszahl μ_r hängt vom Werkstoff ab (Tabelle 1) und ist bei Luftspulen $\mu_r = 1$ (Bild 1). Alle Größen werden mit ihren Grundeinheiten (A, s, m) eingesetzt.

Tabelle 1: Permeabilitätszahlen verschiedener Werkstoffe

Werkstoff	μ_r
Techn. Reineisen	300... 1000
Dynamoblech III	200... 500
Dynamoblech IV	500... 700
Übertragerblech	700... 900
Permalloy B oder D	1800... 4000
Permalloy C	15000... 40000
Recovac	15000... 40000
Mumetal	5000... 40000
Supermalloy	120000
Ultraperm	150000
Mangan-Zink-Ferrite	1500... 2500
Nickel-Zink-Ferrite	15... 200

Es handelt sich dabei um sogenannte Anfangspermeabilitäten bei kleinen Feldstärken. Wie aus dem Bild 2 ersichtlich ist, nehmen sie mit zunehmender Feldlinienlichte ab.

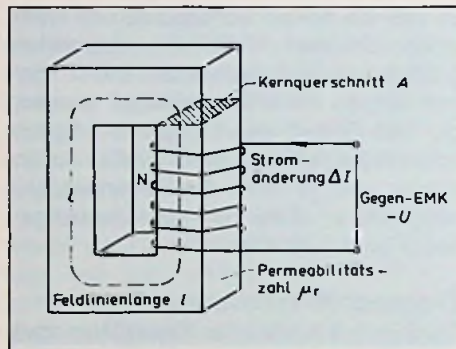


Bild 1: Spulendaten und ihr Einfluß auf die Induktivität

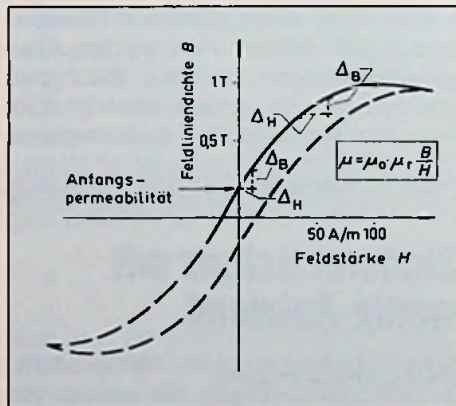


Bild 2: Magnetisierungskurve eines Spulenkernes

Die gleiche Spannung wird auch induziert, wenn der Strom abgeschaltet wird. Nur hat dann die induzierte Spannung die gleiche Polarität wie die, die gerade abgeschaltet wurde. Sie versucht, den Stromfluß weiter aufrechtzuerhalten und wird mit positivem Vorzeichen dargestellt.

Mit Ausnahme der Stromänderung je Zeit sind alle Größen in obiger Gleichung bauteilspezifisch. Sie können zusammengefaßt werden und bilden den Selbstinduktionskoeffizienten oder die Induktivität L :

$$L = \frac{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot A}{l} \cdot N^2$$

Ihre Maßeinheit ist $\frac{\text{V} \cdot \text{s}}{\text{A}}$

oder Henry (abgekürzt: H)

Beispiel:

Eine Luftspule hat einen Durchmesser von $d = 1,5 \text{ cm}$, eine Länge von 3 cm und besteht aus 250 Windungen. Welche Induktivität hat sie?

Vorherst muß der Spulendurchmesser in den Spulenquerschnitt umgerechnet werden:

$$A = \frac{d^2 \cdot \pi}{4} = \frac{(1,5 \cdot 10^{-2} \text{ m})^2 \cdot 3,14}{4} = 1,76 \cdot 10^{-4} \text{ m}^2$$

Lösung:

$$L = \frac{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot A}{l} \cdot N^2$$

$$= \frac{1,257 \cdot 10^{-6} \cdot \frac{\text{Vs}}{\text{Am}} \cdot 1,76 \cdot 10^{-4} \text{ m}^2}{2 \cdot 3 \cdot 10^{-2} \text{ m}} \cdot 250^2 = 2,3 \cdot 10^{-4} \cdot \frac{\text{V} \cdot \text{s}}{\text{A}} = 230 \mu\text{H}$$

Wird in die Spule ein Kern aus Dynamoblech IV mit $\mu_r = 600$ eingeschoben, so erhöht sich ihre Induktivität um den Faktor 600 , nämlich auf $0,138 \text{ H}$.

Weniger einfach ist die Berechnung der Induktivität, wenn der Kern aus mehreren Werkstoffen zusammengesetzt ist. Das ist der Fall, wenn in einem ferromagnetischen Kern ein Luftspalt eingefügt werden muß. In diesem Falle dividiert man beide Seiten obiger Gleichung durch N^2 und erhält den magnetischen Leitwert, auch Induktivitätskonstante A_L genannt:

$$A_L = \frac{L}{N^2} = \frac{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot A}{l}$$

Er kann für den Eisenkern und den Luft-

spalt getrennt berechnet werden (Bild 3). Der gesamte magnetische Leitwert ist dann

$$A_{L_{ges}} = \frac{A_{LL} \cdot A_{LFe}}{A_{LL} + A_{LFe}}$$

Die tatsächliche Induktivität solch einer Spule ist dann:

$$L = A_{L_{ges}} \cdot N^2$$

Für handelsübliche Spulenkern wird die Induktivitätskonstante $A_{L_{ges}}$ in den Herstellungsunterlagen angegeben. Für die wichtigsten Normkerne aus Dynamoblech IV ist sie:

Kern	M 42	M 55	M 65	M 74	
A_L ohne Luftspalt	$1,4 \cdot 10^{-6}$	$2,1 \cdot 10^{-6}$	$2,8 \cdot 10^{-6}$	$3,5 \cdot 10^{-6}$	H
A_L mit Luftspalt	$0,42 \cdot 10^{-6}$	$0,7 \cdot 10^{-6}$	$1,0 \cdot 10^{-6}$	$1,35 \cdot 10^{-6}$	H'

Aufgabe:

- Eine Spule mit $n = 2500$ wird mit einem UI-Kern aus Dynamoblech IV ($\mu_r = 700$) ausgerüstet. Seine Eisenweglänge ist $l = 15$ cm und sein Eisenquerschnitt $A = 2$ cm². Welche Induktivität ist von der Spule zu erwarten?
- Wie groß ist die Selbstinduktionsspannung in der Spule, wenn ein hindurchfließender Strom abgeschaltet wird und innerhalb von $500 \mu_s$ von $0,5$ A auf Null absinkt?
- Auf welchen der drei folgenden Werte ändert sich die Induktivität, wenn man in den Kern einen Luftspalt von 1 mm einfügt?

A: auf 10 H? B: auf $0,71$ H?
C: auf $8,22$ H?

Lösung der Aufgaben zu „Induktivitäten und ihre Berechnung“

- Die Induktivität der Spule hat folgenden Wert:

$$L = \frac{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot A}{l} \cdot N^2$$

$$= \frac{1,257 \cdot 10^{-6} \cdot \frac{Vs}{Am} \cdot 700 \cdot 2 \cdot 10^{-4} \text{ m}^2}{15 \cdot 10^{-2} \text{ m}} \cdot 2500^2 = 7,33 \text{ H}$$

- Beim Abschalten des Stromes wird folgende Selbstinduktionsspannung erzeugt:

$$U = \frac{\Delta I}{\Delta t} \cdot L = - \frac{0,5 \text{ A}}{500 \cdot 10^{-6} \text{ s}} \cdot 7,33 \text{ H}$$

$$= 7330 \text{ V}$$

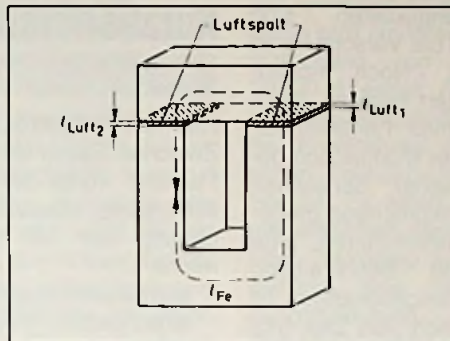


Bild 3: Luftspalt im Spulenkern

- Die magnetische Leitfähigkeit des Eisenkerns ist:

$$A_{LFe} = \frac{L}{N^2} = \frac{7,33 \text{ H}}{2500^2} = 1,17 \cdot 10^{-6} \text{ H}$$

Die magnetische Leitfähigkeit des Luftspaltes ist:

$$A_{LL} = \frac{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot A}{l} = \frac{1,257 \cdot 10^{-6} \frac{Vs}{Am} \cdot 1 \cdot 2 \cdot 10^{-4} \text{ m}^2}{2 \cdot 1 \cdot 10^{-3} \text{ m}}$$

$$= 0,126 \cdot 10^{-6} \text{ H}$$

Die gesamte magnetische Leitfähigkeit ist dann:

$$A_{L_{ges}} = \frac{A_{LL} \cdot A_{LFe}}{A_{LL} + A_{LFe}}$$

$$= \frac{0,126 \cdot 10^{-6} \text{ H} \cdot 1,17 \cdot 10^{-6} \text{ H}}{0,126 \cdot 10^{-6} \text{ H} + 1,17 \cdot 10^{-6} \text{ H}}$$

$$= 0,114 \cdot 10^{-6} \text{ H}$$

Wie man daraus erkennt, kann die gesamte magnetische Leitfähigkeit eines Kernes nie größer als der Teil mit der geringsten Leitfähigkeit sein. Folglich kann die Induktivität durch den Luftspalt auch nur kleiner werden. Sie sinkt auf den Wert:

$$L' = A_{L_{ges}} \cdot N^2 = 0,114 \cdot 10^{-6} \text{ H} \cdot 2500^2 = 0,71 \text{ H}$$

Die Antwort B wäre richtig gewesen.

Lösungen zu „Berechnungsgrundlagen für Wechselstromkreise“ aus FT 4/82 Seite 157

- Der Lötcolben besitzt folgenden Widerstand:

$$R = \frac{U^2}{P} = \frac{(220 \text{ V})^2}{35 \text{ W}} = 1383 \Omega$$

- Bei reduzierter Leistung liegt am Lötcolben folgende Spannung

$$U_R = \sqrt{P \cdot R} = \sqrt{20 \text{ W} \cdot 1383 \Omega} = 166 \text{ V}$$

- Aus diesen beiden Werten kann man den Strom durch den Lötcolben berechnen:

$$I_R = \frac{U_R}{R} = \frac{166 \text{ V}}{1383 \Omega} = 0,12 \text{ A}$$

- Der Gesamtstrom und die Gesamtspannung ergeben zusammen den Scheinwiderstand:

$$Z = \frac{U_{ges}}{I} = \frac{220 \text{ V}}{0,12 \text{ A}} = 1829 \Omega$$

- Der Blindwiderstand ist:

$$X = \sqrt{Z^2 - R^2} = \sqrt{(1829 \Omega)^2 - (1383 \Omega)^2} = 1198 \Omega$$

- Der Kondensator muß folgende Kapazität aufweisen:

$$C = \frac{1}{\omega \cdot X_C} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 50 \text{ Hz} \cdot 1198 \Omega} = 2,66 \mu\text{F} \text{ (gewählt: } 2,7 \mu\text{F)}$$

- Die Phasenverschiebung ist:

$$\cos \varphi = \frac{R}{Z} = \frac{1383 \Omega}{1829 \Omega} = 0,756 \rightarrow \varphi = 40,87^\circ$$

- Die aufgenommene Leistung ist eine Scheinleistung S . Zwischen ihr und der Wirkleistung P besteht die Beziehung:

$$\cos \varphi = \frac{P}{S}$$

Die Scheinleistung hat dann folgenden Wert:

$$S = \frac{P}{\cos \varphi} = \frac{20 \text{ W}}{0,756} = 26,45 \text{ VA}$$

Der kapazitive Blindanteil ist

$$Q = \sqrt{S^2 - P^2} = \sqrt{(26,45 \text{ VA})^2 - (20 \text{ W})^2} = 17,3 \text{ VA}$$

Hilfsmittel und Zubehör

Neue Gasversorgung für Schweiß- und Lötgeräte

Die neuen patentierten mehrzelligen Wasserelektrolyse-Geräte SPIRFLAME erzeugen je Watt aufgenommener elektrischer Leistung 3 mal mehr Wasserstoff-Sauerstoff, verglichen mit bis anhin bekannten einzelligen Wasserspaltern. Die bei Einzellern üblichen 150 und mehr Ampere Elektrolysegleichstrom sind bei SPIRFLAME auf 15 A reduziert, dafür aber in 20–50 und mehr in Serie geschalteten Zellen. Das 200 L/h Modell benötigt bei voller Gasleistung 600 W, das 500 L/h Modell 1600 W aus dem 220-Volt-Netz (Bild 1). Es ist dauerbetriebsfest. Die anwendungstechnisch recht vorteilhaften Wasserstoffflammen erschließen nun den allgemeinen von Flaschengas dominierten Markt (Bild 2). Die



Bild 1: SPIRFLAME 500 packt eine Gasdauerleistung von 500 L/h in ein kompaktes Gehäuse von nur 540 x 300 x 360 mm (B x H x T).



Bild 2: Ein 10 mm Stahlbolzen wird in Sekunden mit einer 500 L/h Flamme auf Rotglut aufgeheizt. Der innere, reduzierende Flammenkonus ist erkennbar.

Gasgestehungskosten sind günstig und die Versorgung ist unabhängig. Noch höhere Gasleistungen erfolgen durch gastechnisches Parallelschalten der 500er Module und deren elektrischer Serieschaltung auf entsprechend größere Netztransformatoren. Eine umfangreiche Beschreibung mit Anwendungsbeispielen ist gratis erhältlich von Dipl.-Ing. Ernest Spirig, CH-8640 Rapperswil, Schweiz. Tel. (055) 27 44 03, Telex 875400.

350-Watt-Quecksilber-Bogenlampe für Mikrolithografie

Der neue Lampentyp 350-7429 von Illumination Industries wurde speziell zum Einsatz in hochwertigen Masken-Ausrichtern und DSW-Projektionsmaschinen entwickelt.

Die hohen Kosten dieser Maschinen und der Wert ihres Durchgangsmaterials schufen einen Bedarf für hochzuverlässige Lampen, die die Ausfallzeit auf ein Minimum bringen. Die Lampe bietet engste Abmessungstoleranzen und durch einen besonders klaren Quarzkolben eine gleichmäßige Ausleuchtung.

Nähere Auskünfte durch: FEY ELEKTRONIK BAUELEMENTE GmbH, Horemansstraße 28, 8000 München 19.



Kurzberichte über Unternehmen

Hewlett-Packard-Bauelemente jetzt bei Sasco

Zwischen Sasco und Hewlett-Packard wurde ein Distributionsvertrag unterzeichnet. Er umfaßt die HP-Produktbereiche:

- Mikrowellenbauelemente einschließlich Power-MOS-FETs
 - Optoelektronik
- Hewlett-Packard ist führender Hersteller von GaAsFET für Mikrowellenanwendung (Bild 1). Dazu kommt ein umfassendes Programm an PIN-Dioden und HF-Schottky-Dioden. Dies wird durch bipolare HF-Transistoren für rauscharme Empfängerstufen oder Os-

zillatoren von VHF und UHF bis zu Mikrowellen ergänzt. Relativ jung ist das HP-Programm an Leistungs-MOS-FETs, das sich auf Hochspannungstypen ($BV_{DSS} = 400\text{ V}$ bis 450 V) konzentriert.

Ab sofort werden diese Bauteile lagermäßig bei Sasco geführt. Ausführliche technische Unterlagen, Datenblätter und Applikationsschriften können angefordert werden, bei: Sasco Vertrieb von elektronischen Bauelementen GmbH, Hermann-Oberth-Strasse 16, 8011 Putzbrunn, Tel. 089/46 11-1



Schlumberger aktiv in Funkmeßtechnik

Die Schlumberger Meßgeräte GmbH (SMG), eine deutsche Tochter des internationalen Schlumberger Konzerns, entwickelt und fertigt in München Meßgeräte der Hochfrequenztechnik. Anwender dieser Geräte sind Hersteller von Funkgeräten, Betreiber von Funknetzen und die nationalen Postbehörden.

Zum Jahresbeginn stellt SMG einen neuen Meßsender vor, der das von der Firma bereits vor 25 Jahren am Markt eingeführte Prinzip der Frequenzsynthese für Meßsender anwendet. Der entscheidende

Nachteil von Synthesizern gegenüber konventionellen Meßsendern, die feinmechanische Bauteile enthalten, war bisher die Signalreinheit.

Durch Einsatz moderner Technologien konnte dieser Nachteil beseitigt werden. Daher kann dieser Meßsender bei erhöhtem Leistungsangebot zu niedrigeren Preisen angeboten werden.

Die Basissynthese reicht bis 1 Gigahertz; höhere Frequenzen werden durch Vervielfachung erzeugt. Damit lassen sich alle Kommunikationsgeräte messen.

Hinweise auf neue Produkte

VDU-Bauteile für ökonomische Monitorkonzepte

Für die im Dezember 1982 angekündigten hochauflösenden 9" und 12" Monitorröhren mit 90° Ablenkwinkel und 20 mm Halsdurchmesser gibt es bei Valvo jetzt die Ablenkeinheit AT 1076 und den Zeilentransformator AT 2140/16, mit denen sich preiswerte Monitorkonzepte darstellen lassen. Auf Abgleichmaßnahmen zur Bildkorrektur kann verzichtet werden. Für besonders ökonomischen Betrieb verwendet man die Ablenkeinheit AT 1040/17 und Zeilentransformator AT 2048/19. Wegen der hohen Ablenkempfindlichkeit wird hier nur eine geringe Ablenkleistung benötigt.

Breitband- und Tieftonlautsprecher für Ein- und Zweiweg-Boxen

Für preiswerte Ein- und Zweiweg-Boxen kündigt Valvo eine neue Serie Breitband- und Tieftonlautsprecher an, die im weiteren Verlauf des Jahres 1982 fortgesetzt wird.

Die technischen Daten sind auf die geringeren Anforderungen abgestimmt. Der Breitbandlautsprecher AD 70850X4 hat eine Nawimembran und ist trotz seiner 14 mm Ø Schwingspule mit 15 Watt Musik belastbar. Die Betriebsbelastung beträgt 2,6 Watt! Der Typ AD 70800M4 hat eine Doppelkonus-Membran und ist mit größerem Magnet und einer 18 mm Ø Schwingspule mit 25 Watt Musik belastbar. Statt des achteckigen Korbes kann auch ein runder geliefert werden. Der Tieftonlautsprecher AD 70801W6 ist mit 40 Watt Musik belastbar und ergibt zusammen mit dem Hochtoner AD 22737T4 eine attraktive 2-Weg Kombination.

Besserer Klang mit Doppel-Cassettendeck

Die meisten Cassettenrecorder besitzen einen Löschkopf und einen Aufnahme-Wiedergabekopf. Der übliche, 1,5 µm breite Tonkopfspalt begrenzt dabei den Aufnahme-Frequenzgang auf etwa 40 bis 14 000 Hz, der Umfang bei der Wiedergabe reicht etwa von 30 bis 17 000 Hz. Höherentwickelte Geräte mit Dreikopfsystem bieten durch eine ihrer Verwendung entsprechende Optimierung der Tonköpfe bereits eine gewisse Verbesserung. Der japanische Hersteller Sharp bestückte daraufhin sein neues Tapeck SHARP OPTONICA RT-7070 H/HB mit zwei Cassettenlaufwerken: Laufwerk 1 dient ausschließlich der Wiedergabe, Laufwerk 2 enthält eine dem Verwendungszweck entsprechende Anordnung von Aufnahme- und Löschkopf und dient vorwiegend nur der Aufzeichnung (Bild 1).



Um die frequenzbestimmenden Eigenschaften eines Wiedergabekopfes zu verbessern, muß der Kopfspalt entweder länger oder schmaler konstruiert werden. Sharp entschloß sich, einen Wiedergabekopf mit einer Spaltbreite von 0,8 µm zu verwenden, knapp an der Grenze des der-

zeit technisch Möglichen. Dadurch wird ein Wiedergabefrequenzgang von 20 Hz bis 20 000 Hz erzielt. Als Tonkopfmateriale Sendust-Sendust, eine Entwicklung der japanischen Tohoku-Universität in Sendai. Es liefert, verglichen mit einfachen Sendustköpfen oder Tonköpfen aus anderem Material, eine höhere Ausgangsspannung. Auch der Aufnahmekopf ist ein Sendust-Sendust-Kopf. Er erlaubt eine höhere Aussteuerung als konventionelle Tonköpfe. Der Aufnahmekopf ist bei vermindertem Frequenzumfang auch als Wiedergabekopf verwendbar, z. B., um aufgenommene Passagen zur Kontrolle abzuhören.

Im Bereich der hohen Frequenzen kommt es bekanntlich zu einer qualitätsmindernden Selbstmagnetisierung der Bänder. Dieser Nachteil kann durch Vergrößern der Spaltbreite des Aufnahmekopfes allerdings teilweise wieder aus-

der Transistoren am Eingang für einen verbesserten Tiefen-frequenzgang. Durch Verwendung eines FETs und der Einsparung des Koppelkondensators zwischen Wiedergabekopf und Verstärker findet auch hier keine Beschneidung der Frequenz statt.

FISHER System 4000 – HiFi Economy Class

Das System 4000 umfaßt eine komplette HiFi-Anlage, die zu erstaunlich günstigem Preis viele technisch interessante Details und zusätzlich hohen Bedienungskomfort in sich vereint.

Es besteht aus mehreren Einzelkomponenten, die man beliebig variieren kann:

- Tuner FM 100 mit drei Wellenbereichen (UKW, MW, LW) und LED-Kette für die Anzeige der Feldstärke des Senders in fünf Stufen.
- Verstärker CA 100 mit 2 x 40 W Musik, Loudness-Schaltung und zwei LED-Ketten getrennt für rechten und linken Kanal.
- Cassettendeck CR 115 mit Dolby Rauschverminderung und Kurzhub-Tasten. Geeignet für Normal-, CrO₂- und Reineisen-Cassetten.
- Plattenspieler MT 100 /



geglichen werden. Folgerichtig erhielt der Sendust-Sendust-Aufnahmekopf im Laufwerk 2 eine Spaltbreite von 3 µm. Dadurch wird ein Frequenzgang von 20 bis 20 000 Hz bei einem Aufnahmepegel von -26 dB erreicht.

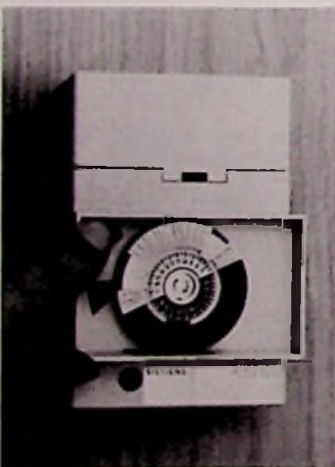
Bei der Wiedergabe sorgt eine neuartige, direkte Kopplung

MT 101 mit Magnet-System und dem bewährten Riemenantrieb. Der MT 101 ist zusätzlich mit einem Innenstroboskop und einer Geschwindigkeitsfeinregulierung ausgestattet.

Untergebracht ist das gesamte System im Rack RA 40, wobei Geräte, Schallplatten, Cassetten und sonstiges Zubehör von einer geschliffenen Kristallglasstür vor Staub und Schmutz geschützt werden. Unverbindliche Preisempfehlung. DM 1398,- ± DM 200,-

Kleinschaltuhr mit 15 min Schaltabstand

Die Siemens-Kleinschaltuhr 7LS3, die vor allem für den Einbau in Verteiler des N-Systems entwickelt wurde, hat einen völlig neuartigen Programmträger mit 96 unverlierbaren Schaltschiebern; sie machen den für viele Anwendungsmöglichkeiten vorteilhaften Schaltabstand von nur 15 min möglich. Die Tagesscheibe wird von einem selbstlaufenden Synchronmotor angetrieben, der für 220 V, 50 Hz ausgelegt ist und mit 0,4 W bzw. 1,1 VA eine geringe Leistungsaufnahme hat. Für den



Anschluß von zwei Verbrauchern, die wechselseitig und zeitsynchron geschaltet werden können, ist ein Umschaltkontakt vorhanden, für den die hohe ohmsche Schaltlast von bis zu 16 A zulässig ist.

Signalabhängiges Rumpelfilter

Wenn sich Vibrationen des Plattenspielermotors und des Laufwerks auf das Abtastsystem übertragen, entstehen tieffrequente Störgeräusche. Zwar helfen Rumpelfilter in Verstärkern weiter, wenn sie das NF-Signal unter 150 Hz unterdrücken, doch wird dann der Musik das „Baßfundament“ entzogen und Phasenverzerrungen sollen bis in den Mitteltonbereich hinein auftreten. Für den Hi-Fi-Fan bedeutet das, den Teufel mit dem Belzebub auszutreiben. Bessere Ergebnisse verspricht das signalabhängige Rumpelfilter „lowdyna“, das mit einem RIAA-Entzerrer für Magnet-Tonabnehmer ausgestattet ist und FETs als aktive Elemente enthält. Dieses Gerät filtert Rumpelsignale aus ($f_g = 250$ Hz), invertiert sie und fügt sie dem Originalsignal zu, so daß sich Rumpelsignale gegenseitig auslöschen. Bei 20 Hz beträgt die Unterdrückung 24 dB bei 50 Hz noch 14 dB. Eine Steuerschaltung sorgt dafür, daß das Rumpeln nur dann unterdrückt wird, wenn es nicht durch laute Musiksignale verdeckt wird. Dazu läßt sich



am Gerät individuell eine Rumpelschwelle einstellen. Liegt das Signal darunter, wird das Filter voll wirksam. In einem Übergangsbereich nimmt die Wirkung mit dem Signalpegel ab, und wenn das Signal laut genug ist das Rumpeln zu verdecken, ist das Filter wirkungslos. (Gwea GmbH & Co., Mönchengladbach)

Elektronik verhindert Brände

Hört man von Implosion bei Fernsehgeräten, so denkt man unwillkürlich an gefährliche, herumfliegende Glassplitter. Dies ist verständlich, besonders wenn man weiß, daß beispielsweise auf einem 59-cm-Bildschirm etwa 20 t lasten, d.h. das Gewicht eines Lastkraftwagens. An die oft noch wesentlich größere Gefahr, nämlich Selbstentzündung und Brand wird meist gar nicht gedacht.



Ein neuentwickelter und in mehreren Ländern zum Patent angemeldeter Zusatz kann dieses Risiko ganz erheblich senken. Die von der Firma Limitor in Pforzheim angebotene Baugruppe reagiert auf Lichtblitze, wie sie an schlechten Lötstellen oder bei Funkenüberschlägen in Hochspannungsteil entstehen können und schaltet sofort den Strom ab. Zusätzlich wird auch ständig die Innentemperatur des Gerätes überwacht und bei einem zu hohen Wert der Strom ebenfalls unterbrochen. In beiden Fällen bleibt die Stromversorgung des Fernsehgerätes vom Netz getrennt, bis es erneut wieder eingeschaltet wird. Ein lautstarker Summer meldet diesen Zustand.

Die 50 mm × 95 mm große und weniger als 40 mm hohe Baugruppe kann jeder Fachmann leicht nachträglich in ein Fernsehgerät einbauen. Sie wird mit ihren vorbereiteten Klebestellen einfach an der Innenseite des Gehäuses befestigt. Die Versorgungsleitung wird hinter dem Schalter aufgetrennt und die Baugruppe nach Plan in die Leitung geschaltet. Alles Montagema-

terial wird mitgeliefert von: Limitor GmbH, Durlacher Str. 27 7530 Pforzheim

Schlaue Morsetaste

Von einem Mikroprozessor gesteuert, erzeugt die Morsetaste „SA-5010“ der Heath GmbH in Dreieich-Sprendlingen, fast alle der immer wiederkehrenden Standardtexte automatisch. Zehn Textspeicher variabler Kapazität nehmen bis zu 240 Zeichen oder Steuerbefehle auf. Mit den Befehlen können Geschwindigkeit, Punkt-Strich-Verhältnis, Pausendauer und Wiederholrate der vom Speicher abgesetzten Texte für jeden Speicher individuell verändert werden. Auch sequenzielles Senden in beliebiger Reihenfolge ist möglich. Die Tastenpaddel haben kapazitive Sensoren und reagieren schon auf Berühren. Übliche mechanische Geber können zusätzlich angeschlossen werden. Für Übungszwecke erzeugt das Gerät 100 verschiedene Zufalls-Zeichenfolgen unterschiedlicher Dauer und wählbarer Art der Morsezeichen. Das automatische Senden eines Standardtextes kann jederzeit unterbrochen werden, z. B. für den Rapport oder die QSO-Nummer. Über einen „Sidetone“-Ausgang kann mitgehört und der Sender-Vox aktiviert werden. Heath bietet die Taste als Bausatz an.



Besprechungen neuer Bücher

Handbuch für Hochfrequenz- und Elektro-Techniker

Hrsg. Curt Rint. Format 16,5 cm + 11,5 cm, Kunststoffeinband. Dr. Alfred Hüthig-Verlag, Heidelberg, Band 1 bis 5 und Registerband in Kassette, Komplett-Preis 290,- DM.

Band 1: 13. durchgesehene Auflage, XXI, 724 Seiten, 464 Abbildungen und Tabellen, 1981, Preis 64,50 DM, ISBN 3-7785-0698-6.

Band 2: 13. durchgesehene Auflage, XXI, 747 Seiten, 465 Abbildungen und Tabellen, 1981, Preis 64,50 DM, ISBN 3-7785-0699-4.

Band 3: 12. ergänzte und völlig neu bearbeitete Auflage, XVIII, 731 Seiten, 547 Abb. und Tabellen, Preis 64,50 DM, ISBN 3-8101-0044-7.

Band 4: 10. ergänzte und völlig neu bearbeitete Auflage, XIX, 739 Seiten, 509 Abb. und Tabellen, 1980, Preis 64,50 DM, ISBN 3-7785-0620-X.

Band 5: 812 Seiten, 610 Abbildungen und Tabellen, 1981, Preis 64,50 DM, ISBN 3-7785-0682-X.

Registerband: 103 Seiten, 1982, Preis 22,- DM, ISBN 3-7785-0713-3.

Die Anzahl neuerscheinender Fachbücher steigt von Jahr zu Jahr. Die hohe Innovationsgeschwindigkeit auf dem Gebiete der Elektrotechnik/Elektronik zwingt praktisch zur Produktion neuer Buchtitel. Sie sind allerdings nicht selten „Eintagsfliegen“.

Daneben gibt es Bücher von bleibendem Wert, denen Auflage auf Auflage beschieden ist und die nach Jahrzehnten nichts von ihrer ursprünglichen Aktualität eingebüßt haben. Sie gehören bei Generationen von Fachleuten und Studenten

zum Standardrüstzeug und fehlen in keiner Fachbibliothek. Einer der klassischen Vertreter dieser Art ist das Handbuch. Geschaffen wurde es im Jahre 1949 von Curt Rint, dem Gründer der Funk-Technik, und entpuppte sich sofort nach Erscheinen als eines der wichtigsten Nachschlagewerke für Studierende, Ingenieure, Physiker und alle anderen auf dem Gebiete der Nachrichtentechnik oder Elektronik Tätigen. Hier hatte man alles, was man in der täglichen Praxis wissen mußte, in kompakter Form und verständlich beschrieben beieinander. Selbst nach über dreißigjähriger Berufspraxis greift der Rezensent gerne nach diesen treuen und verlässlichen Begleitern seiner Studienjahre. „Blaues Wunder“ wurde das Werk von seinen Lesern liebevoll genannt, weil es 'auf der Suche nach Antworten auf fachliche Fragen nie enttäuschte.

Natürlich hat sich die Technik ständig gewandelt und innerhalb der 13 erreichten Auflagen laufend ihren Niederschlag gefunden. Mitte der siebziger Jahre zeichnete sich allerdings mit dem Beginn der Mikroelektronik die Notwendigkeit ab, das Werk einer grundsätzlichen Überarbeitung zu unterziehen und ihm wieder eine zukunftsichere Basis zu geben. Es liegt nun komplett in neuer Form vor.

Völlig neu konzipiert wurde dabei der Band 5, der sich mit den modernsten Bauelementen der Elektronik befaßt. Er ergänzt damit den Band 3 und berücksichtigt den letzten Stand der Technik. Neu hinzugekommen ist ferner ein Registerband mit 8000 Stichworten, der das Gesamtwerk zu einem Begriffslexikon erweitert und seinen praktischen Wert ungemein erhöht.

Es ist einigermaßen aussichtslos, im Rahmen einer Buchbesprechung alles zu nennen,

was sich in solcher einer Fundgrube verbirgt. Deshalb kann die folgende Inhaltsübersicht nur fragmentarisch sein.

Band 1 + 2 enthalten neben Tafeln und Tabellen mathematische Grundlagen (Arithmetik und Algebra, Kreis- und Hyperbelfunktionen, Tschebyscheffsche Funktionen, Planimetrie und Stereometrie, Differential- und Integralrechnung, Reihen, Vektorrechnung und Feldlehre, Frequenz- und Zeitfunktion). Anschließend werden die Grundlagen der Elektrotechnik und der Elektronik behandelt. Einen Schwerpunkt dieses Bandes bilden die Werkstoffe der Elektrotechnik und passive Bauelemente mit einem mathematischen und tabellarischen Teil. Sein Hauptteil enthält die Grundlagen der Nachrichtentechnik (Vierpoltheorie, Mehrortheorie, Äquivalente Schaltungen, Systemtheorie, Digitale Filter, Modulation, Übertragungstechnik, Elektromagnetische Schirmung). Weitere Beiträge befassen sich mit der Halbleiterphysik (Halbleitermaterialien für elektronische Bauelemente, Physikalische Grundlagen für Halbleiterbauelemente, Hohlleiter, Passive Filter, Schichtschaltungen und Netzwerke).

Band 3 behandelt nach einem einleitenden Abschnitt über Symbole und Schaltzeichen die aktiven Halbleiterbauelemente. Weitere Beiträge sind den integrierten Schaltungen (bipolar und MOS), dem Mikroprozessor und den optoelektronischen Bauelementen gewidmet. Das Buch schließt mit einem ausführlichen Kapitel über die Fernstechnik (Grundlagen und Verfahren der Bildaufnahme, Bildwiedergabe und Bildspeicherung in Schwarzweiß und Farbe).

Band 4 enthält neben Formelzeichen für Elektronenröhren und den gebräuchlichsten Formeln der Technischen Akustik die Knotenanalyse zeitkontinu-

ierlicher Schaltungen sowie Theorie und Eigenschaften von Fern- und Ortsleitungen. Breiten Raum nehmen Vakuumbaulemente ein, ihre Grundlagen und die Wirkungsweise von Elektronenröhren, Laufzeitröhren und Elektronenstrahlröhren für Oszilloskope. Auch Randgebiete wie fotoelektronische Bauelemente fehlen nicht. Den Hauptteil bilden die Gebiete Akustik und Schallaufzeichnung. Sende- und Empfangsantennen für KW-, UKW-, Fernsehen und Rundfunk sind weitere Kapitel dieses Bandes. Den Abschluß bildet eine umfassende Darstellung der Radartechnik.

Band 5 beginnt mit der Synthese von Zweipol- und Dämpfungsfunktionen sowie mit der Zuverlässigkeit elektronischer Bauteile und Schaltungen. Der zweite Abschnitt über die Leistungselektronik befaßt sich mit den Schaltungskomponenten, dem Betriebsverhalten des Leistungstransistors, den Schaltungsmaßnahmen bei Thyristoren, mit der Kommutierung und den verschiedenen Stromrichterarten. Der etwa 400 Seiten starke dritte Hauptabschnitt (aktive und passive Bauelemente) ergänzt den in Band 3 enthaltenen Beitrag über den Mikroprozessor. Es werden die neuesten Entwicklungen bei Mikroprozessoren, bei MOS-Leistungstransistoren, Mikrowellendioden, aktiven RC-Filtern, Oberflächenwellen-Filtern (OFW-Filtern) und Streifenleitern beschrieben. Besonders wertvoll ist ein Abschnitt über Sensoren und eine umfangreiche Sammlung von Operationsverstärker-Schaltungen. Der Hauptabschnitt über Laseroptik und -elektronik bietet eine gute Einführung in die Grundlagen dieser neuartigen Lichtquelle. Neben Problemen der Laserstrahlung werden die verschiedenen Laserarten erklärt. Die beiden letzten Kapitel über das Seitensichtgerät,

die Bewegtzilerkennung und Festzeichenlöschung bei Radaranlagen sind Nachträge zum Band 4.

Der Dauererfolg dieses Werkes mag sich nicht zuletzt daraus erklären, daß es Curt Rint immer wieder verstanden hat, hervorragende Spezialisten der jeweiligen Sachgebiete um sich zu scharen und sie dazu anzuregen, ihr Fachwissen in einer Weise darzustellen, daß es auch dem normalgebildeten Leser verständlich wird. Für diese bewunderungswürdige Leistung, die sich jedem sofort offenbart, der das Werk in die Hand nimmt, gebührt dem Herausgeber der Dank etlicher Generationen deutscher Ingenieure und Techniker. —rke

Bezug in der DDR

Die Leipziger Kommissions- und Großbuchhandlung (LKG) bittet alle in der DDR lebenden Bezieher des Handbuchs, sich bei ihrer örtlichen Buchhandlung für die Lieferung des Registerbandes vormerken zu lassen.

Hobby-Musikelektronik von Eugen Gehrler, 1981, 176 S. mit 142 Abb., kartoniert, DM

24,80, ISBN 3-7905-0338-X, Pflaum Verlag KG, München
Die Musikelektronik beschäftigt sich mit der Erzeugung, Formung, Filterung, Überlagerung, Modulation, Verhaltung und Verzerrung von Tonsignalen, mit der Erzeugung und zeitlichen Veränderung von Klangspektren, mit Schwebungseffekten, mit der Phasenmodulation, der Hüllkurvenformung und noch vieles mehr. Es gibt unzählige Möglichkeiten, Klangstrukturen und Geräusche zu erzeugen, die mit klassischen Musikinstrumenten unnachahmbar sind. Auch ungelernete Musiker können am Bau von Synthesizern und elektronischen Organen großen Gefallen finden. Dasselbe gilt für das Experimentieren am Schaltpult dieser Instrumente.

Dieses Buch soll die akustischen Phänomene, die das Klangbild bestimmen, erklären und auch anzeigen, wie man sie mit elektronischen Mitteln in den Griff bekommt. Es soll ferner die Grundlagen liefern, mit der der Leser in die Lage versetzt wird, ein Synthesizersystem nach eigenen Vorstellungen aufzubauen.

Beim Durcharbeiten dieses Buches gewinnt der Hobby-Elektroniker einen fundierten Überblick über das Gebiet der Musikelektronik.

Digital 1 Applikationsbuch, TTL – MOS – ECL, Herausgeber: Fairchild Camera and Instrument Deutschland GmbH, Daimlerstraße 15, 8046 Garching, ca. 100 S., zahlreiche Abbildungen

Bei dieser Broschüre handelt es sich um eine Sammlung von Anwendungsbeispielen für die von diesem Hersteller gefertigten Halbleiterbauelementen.

Ein Abschnitt befaßt sich mit der richtigen Auswahl der Systemfamilie, weitere mit den Eigenschaften von CMOS und Low-Power-Schottky-TTL-Bausteinen. Makrologic ist der Handelsname einer Bausteinserie, der ein weiterer Abschnitt gewidmet ist. Schalungsbeispiele und Anwendungshinweise findet man in diesen Abschnitten nur wenige, dafür in den folgenden Abschnitten, die sich mit einem programmierbaren Bitratengenerator, mit programmierbaren UHF-Zählern nach dem Pulse-

Swallowing-Verfahren (Impulsschluck-Verfahren), einem Demonstrator zur Verwendung der Macrologic-Bausteine als Bit-Slices (beispielsweise zur Herstellung sehr schneller Prozessorschaltungen mit frei wählbarem Befehlssatz) und einem programmierbaren Nur-Lese-Speicher (PROM) befassen. Ein abschließender Abschnitt behandelt die dabei auftretenden Qualitätsprobleme.

Firmen-Druckschriften

Meßeinrichtungen

Im neuen Katalog MP 54 „Meßeinrichtungen“, Ausgabe 1982, wird das Gesamtprogramm der von Siemens auf dem Markt angebotenen Geräte und Einrichtungen für Kabelfehlerortung und Hochspannungsprüfung, Elektrizitätszähler und Relaisprüfung vorgestellt. Die Meßeinrichtungen wurden durch eine Reihe von Neuheiten ergänzt.

Katalog kostenlos durch Siemens Service, Postfach 156, 8510 Fürth.

FUNK-TECHNIK

Fachzeitschrift für Funk-Elektroniker und Radio-Fernseh-Techniker

Gegründet von Curt Rint
Offizielles Mitteilungsblatt der Bundesfachgruppe Radio- und Fernsehtechnik
Erscheinungsweise: Monatlich

Verlag und Herausgeber

Dr. Alfred Hüthig Verlag GmbH
Im Weiher 10, Postf. 102869
6900 Heidelberg 1
Telefon (06221) 489-1
Telex 04-61 727 hueh d

Geschäftsführer:
Heinrich Gefers (Marketing)
Heinz Melcher (Zeitschriften)

Verlagskonten:
PSchK Karlsruhe 48545-753
Deutsche Bank Heidelberg
0265 041, BLZ 672 700 03

Redaktion

Redaktionsanschrift:
FT-Redaktion
Landsberger Straße 439
8000 München 60
Telefon (0 89) 83 80 36
Telex 05-21 54 98 hueh d

Außenredaktion:
Dipl. Ing. Lothar Starke
Lindensteige 61
7992 Teltang
Telefon: (07542) 88 79

Chefredakteur:
Dipl. Ing. Lothar Starke
Ressort-Redakteur:
Curt Rint

Ständiger freier Mitarbeiter:
Reinhard Frank, Embühren (Hi-Fi)
Wissenschaftlicher Berater:
Prof. Dr.-Ing. Claus Reuber, Berlin

Redaktionssekretariat:
Jutta Illner, Louise Zafouk

Für unverlangt eingesandte Manuskripte wird keine Gewähr übernommen. Nachdruck ist nur mit Genehmigung der Redaktion gestattet.

Vertrieb

Dr. Alfred Hüthig Verlag GmbH
Im Weiher 10, Postf. 102869
6900 Heidelberg 1
Telefon (06221) 489-280
Telex 04-61 727 hueh d

Vertriebsleiter:
Peter Bornscheuer

Bezugspreis:
Jahresabonnement: Inland DM 94,- einschließlich MWSI, zuzüglich Versandkosten; Ausland: DM 94,- zuzüglich Versandkosten.
Einzelheft: DM 8,25 einschließlich MWSI, zuzüglich Versandkosten.

Die Abonnementgelder werden jährlich im voraus in Rechnung gestellt, wobei bei Teilnahme am Lastschriftabbuchungsverfahren über die Postscheckkämter und Bankinstitute eine vierteljährliche Abbuchung möglich ist.

Bestellung:
Beim Verlag oder beim Buchhandel. Das Abonnement läuft auf Widerruf, sofern die Lieferung nicht ausdrücklich für einen bestimmten Zeitraum bestellt war.

Kündigungen sind jeweils 2 Monate vor Ende des Bezugsjahres möglich und dem Verlag schriftlich mitzuteilen.

Bei Nichterscheinen aus technischen Gründen oder höherer Gewalt besteht kein Anspruch auf Ersatz vorausbezahlter Bezugsgebühren.

Anzeigen

Dr. Alfred Hüthig Verlag GmbH
Im Weiher 10, Postf. 102869
6900 Heidelberg 1
Telefon (06221) 489-203
Telex 04-61 727 hueh d

Anzeigenleiter:
Walter A. Holzapfel

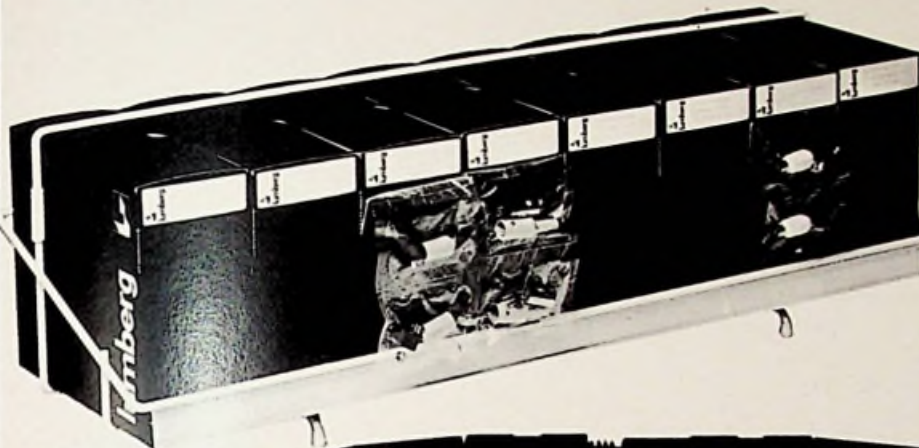
Gültige
Anzeigenpreisliste
Nr. 14 vom 1. 1. 1982

Druck
Schwetzingen Verlagsdruckerei
GmbH

lumberg – Qualität die verbindet


Dieser umsatzfördernde Verkaufsstander mit 8 Kartons bietet eine optimale Warenpräsentation bei geringstem Platzbedarf.

Alle Steckverbinder sind im Endlosprinzip verpackt, d. h. sie lassen sich – eingeschweißt in einem Folienstreifen – einzeln herausziehen und abtrennen. Die Ständer können jederzeit nachbestückt werden.



Der Lumberg-Verkaufsstander bietet universelle Aufstellmöglichkeiten.

1. Theken- und Regalaufstellung
2. SB-Lochwand-Aufhängung
3. normale Wandaufhängung

 **lumberg**

Karl Lumberg GmbH & Co
Gesellschaft für Elektro-Feinmechanik
Postfach 13 60 · Telefon (0 23 55) 83-1
D-5885 Schalksmühle



Das sind mehr als 300 Originaltypen!

Dafür gibts einen Katalog.



KÖNIG hat die fast unübersehbare Typenvielfalt von mehr als 300 Originaltypen auf ganze 74 reduziert! In der Funktion identisch mit den Originaltypen. Jetzt können Sie kosten- und verwaltungsentlastende Lagerhaltung, Umtausch- und Reparaturaktionen vergessen.

In allen KÖNIG Fernbedienungsgebern stecken 5 Jahre Großserien-Erfahrung, eine einmalige Garantie-Leistung von 2 Jahren und sie sind trotzdem erstaunlich preiswert!

Die Revolution für Ihren Service.

Fordern Sie gleich den neuen Typenvergleichskatalog (kostenlos!) direkt von KÖNIG od. über den Fachgroßhandel an.

Lieferung über Ihren Fachgroßhändler und im Ausland über Claus Grothausen OHG, Saalachstr. 40, A-5020 Salzburg

Van Alphen-Bilthoven B.V., Hobbemataan 11, NL-3723 Bilthoven

AMEX-Elektronik AG,
Fellerstr. 11, CH-3027 Bern

KÖNIG
ELECTRONIC

KÖNIG ELECTRONIC,
Steinstr. 1-5, 6101 Reichelsheim

Elkoflex

Isolierschlauchfabrik

gewebefaltige, gewebelose, Glas-
seldensilicon- und Silicon-Kautschuk-

Isolierschläuche

für die Elektro-,
Radio- und Motorenindustrie

Werk: 1 Berlin 21, Huttenstr. 41-44
Tel.: 030 / 3 92 30 04 – FS: 0181 885

Zweigwerk: 8192 Geretsried 1
Rotkehlichenweg 2
Tel.: 0 81 71 / 6 00 41 – FS: 0526 330

FT

-Ausgabe Nr. 5
vom Juni 1982
erscheint am
7. 6. 82

Wenn Sie

FT

auch als
Werbeträger
nutzen wollen,
bitten wir
bis zum
14. 5. 82 um Ihre
Disposition.

für Kfz. Maschinen. Werbung

PVG-Klebeschilder
FIRMEN-NAH- u. Magnet-Schilder

BICHLMEIER 82 Ro-Kastenau
Erlenweg 17 Tel. 080 31/31315

G. Boggel

Antennentechnik

Empfangsanlagen für Ton- und Fernseh-Rundfunk

1978, VIII, 123 S., 92 Abb., 19 Tab., kart., DM 26,—
ISBN 3-87145-419-2
(Philips Taschenbücher)

Störungsfreier Empfang von Ton- und Fernseh-Rundfunksendungen ist nur dann möglich, wenn die Empfangsgeräte mit einer leistungsfähigen Antenne betrieben werden. Die Antenne kann als Einzel- oder Gemeinschafts-Antennenanlage aufgebaut sein. Bei schlechten örtlichen Empfangsbedingungen, aber auch aus wirtschaftlichen, städtebaulichen oder architektonischen Gründen sind häufig Groß-Gemeinschafts-Antennenanlagen für Siedlungen, Stadtteile oder ganze Ortschaften zweckmäßig.

Dieses Taschenbuch macht den bereits mit Theorie und Praxis vertrauten Antennenfachmann, aber auch den mit Ausschreibungen und Angebotsausarbeitungen beschäftigten Mitarbeiter von Ingenieur- und Beratungsbüros bzw. Bauträgerfirmen mit dem neuesten Stand der Empfangsantennentechnik bekannt.

J. Vastenhoud

Kurzwellen- Empfangspraxis

Weltweiter Empfang als Hobby

2., neubearb. und aktualisierte Aufl., 1979,
X, 128 S., 70 Abb., kart., DM 24,—
ISBN 3-87145-409-5
(Philips Taschenbücher)

Aus dem Inhalt:

Wellenlängen und Frequenzen · Kurzwellen gestern und morgen · Kurzwellenausbreitung und Ionosphäre · Störungen des Kurzwellenempfangs · Antennen und Speiseleitungen · Empfänger · Selbstbau von Zusatzgeräten · Praxis des Kurzwellenempfangs



Z L 15933

Kto. 6732-45-2529

Mickan, G.
1255 Volberedorf
1255 Goethestr. 11

90227