

3 März 1979
34. Jahrgang
ISSN 0016-2825

FUNK TECHNIK

Fachzeitschrift für die gesamte Unterhaltungselektronik



Vive la différence.



Vergleichen Sie den Klang des Koss HV/1A mit dem eines anderen Stereokopfhörers, dann werden Sie den Unterschied hören.

Alle 10 hörbaren Oktaven werden vom HV/1A naturgetreu reproduziert, jeder Ton wird so wiedergegeben, wie er live aufgenommen wurde. Der Frequenzbereich von 15-30.000 Hz. unterscheidet ihn von vielen anderen Stereokopfhörern.

Mit der Entwicklung des neuen Decilite-Elementes, der über-

dimensionalen Membrane, sowie eines neuartigen Keramik-Magneten, gelang den Koss-Ingenieuren ein Durchbruch auf dem Gebiet des individuellen und persönlichen Hörens.

Die akustisch durchlässigen Schaumstoffkissen sitzen nicht nur angenehm am Ohr, sondern ermöglichen ausserdem auch noch, daß Sie wichtige Nebengeräusche wie z. B. Telefon, Klingel etc. wahrnehmen können.

Ihre Ohren sollen entscheiden. Nehmen Sie Ihre Lieblingsmusik in Form einer Schallplatte oder einer Kassette mit zu Ihrem Hi-Fi Händler, lassen Sie sich den High Velocity Stereokopfhörer HV/1A vorführen, oder fordern Sie bei uns Informationsmaterial an. Wir senden es Ihnen kostenlos und umgehend.

Wir sind sicher, daß auch Sie sich überzeugen lassen werden: hearing is believing.

 **KOSS**® stereophones
hearing is believing™

KOSS G.M.B.H. Hedderheimer Landstrasse 155, 6000 Frankfurt am Main
International Headquarters U.S.A./facilities Canada France Germany Ireland Japan

Werkstatt und Service

Warenkunde

Normung von Tonbändern für Compact-Cassetten: Auf der Suche nach einer internationalen Ordnung	T 103
Klangrichtige Musikwiedergabe: Die heiligen Hi-Fi-Kühe	T 104

Eigenbedarf der Fachwerkstatt

Neue Meßgeräte	T 105
----------------------	-------

Berufliche Bildung

Buchbesprechungen	T 108
Grundwissen für Praktiker: Bauelemente der Elektronik, Teil 29 (Schluß): Lawinenlaufzeitdioden, Gunn-Dioden, Trigger- und Vierschicht-Dioden	T 110
Einführung in die Digitaltechnik, 2. Folge	T 125
Terminkalender für Kurse und Lehrgänge	T 132

Funktionsbeschreibung

Farbfernsehempfänger: Die Arbeitsweise einer Horizontalablenkstufe	T 128
---	-------

Forschung und Entwicklung

Systeme und Konzepte

Funkübertragung digitaler Signale: Die „gezähmte FM“ spart Bandbreite	T 133
Bekanntgemachte Patentanmeldungen	T 135

Bauelemente und Werkstoffe

Steckverbinder: Anforderungen an NF-Steckverbinder für die Bereiche Funktechnik, Nachrichten- technik und Elektronik	T 139
Integrierte Schaltungen: Batterieschonende neue TTL-Bausteine	T 145
Neue Bauelemente	T 145

Ausbau des Fachwissens

Hörakustik: Physikalische Einflüsse auf das Orten von Schallquellen	T 148
Buchbesprechungen	T 150

Technikgeschichte

Rundfunk-Jubiläum: 30 Jahre Ultrakurzwellen-Rundfunk	T 152
---	-------

Personallen

Persönliches und Privates	T 154
---------------------------------	-------

Titelbild

„Compact-Disc“-System (CD) heißt das von Philips entwickelte erste öffentlich vorgeführte System aus einer Schallplatte mit digital aufgezeichneten Ton-Informationen sowie einem äußerst kleinen Abspielgerät, in dem ein Laserstrahl die Platte von unten abtastet. Über weitere Einzelheiten berichtet „Die Letzte Seite“ W 58 in diesem Heft. (Bild: Philips)



PHILIPS

Bewährt und begehrt Philips Fachbücher

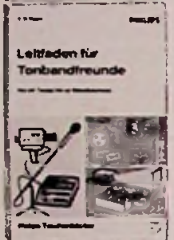
in Ausbildung, Beruf und Hobby

Eine kleine Auswahl aus unserem vielseitigen Programm



Philips Lehrbriefe
Elektrotechnik und Elektronik
Band 1, Einführung und Grundlagen
8., völlig Neubearb. u. erw. Aufl.
391 Seiten, 814 Abb., 919 Stichwörter,
Leinen 29,- DM

Band 2, Technik und Anwendung
6., völlig Neubearb. u. erw. Aufl.
495 Seiten, 843 Abb., 1178 Stichwörter,
Leinen 29,- DM



C. G. Nijsen
Moderne Tonbandgeräte-Technik
Aufbau und Wirkungsweise von Spulentonbandgeräten und Cassettenrecordern
139 Seiten, 111 Abb., kart. 24,- DM

C. G. Nijsen
Leitfaden für Tonbandfreunde
Von der Tonjagd bis zur Bildaufzeichnung
99 Seiten, 49 Abb., kart. 22,- DM



J. Vastenhoude
Kurzwellen-Empfangspraxis
Weltweiter Empfang als Hobby
2., neubearbeitete und aktualisierte Auflage
ca. 150 Seiten, 70 Abb., in Vorbereitung

U. F. Herrmann
Handbuch der Elektroakustik
Technik und praktische Anwendung
253 Seiten, 260 Abb., kart. 34,- DM



Ing. (grad.) G. Boggel
Antennentechnik
Empfangsanlagen für Ton- und Fernseh-Rundfunk
131 Seiten, 92 Abb., kart. 26,- DM

H. Carter
Kleine Oszilloskoplehre
Grundlagen, Aufbau und Anwendungen
7., überarbeitete und verbesserte Auflage
154 Seiten, 100 Abb., kart. 21,50 DM

A.C.J. Beerens/A.W.N. Kerkhofs
101 Versuche mit dem Oszilloskop
6., verb. u. erw. Aufl., jetzt mit 115 Versuchen
153 Seiten, 127 Abb., kart. 21,50 DM



Außerdem Standardwerke wie:

G. Fontaine
Dioden und Transistoren (3 Bände)

Ing. (grad.) H. E. Kaden
Das neue Transistorlehrbuch

Ing. F. Dokter/Dipl.-Ing. J. Steinhauer
**Digitale Elektronik in der Meßtechnik
und Datenverarbeitung (2 Bände)**

Ausführliche Inhaltsangaben und Besprechungen aller
Philips Fachbücher finden Sie im neuen Gesamtverzeichnis, dem
Katalog Philips Fachbücher 1978/79,
den Sie per Postkarte anfordern können.
Philips Fachbücher sind im Buchhandel erhältlich.

Philips GmbH
Fachbuch-Verlag
Postfach 10 14 20 · 2000 Hamburg 1



mitglied der
informations-
gesellschaft
elektro-ige

Hüthig

Dr.-Ing. A. Fiebranz

Großgemeinschafts- Antennenanlagen

Grundlagen der Berechnung und
des Entwurfs

1977. 86 Seiten. Mit 29 Abbildungen.
Broschiert DM 12,80

Großgemeinschafts-Antennenanlagen gewinnen besonders in Städten, großen Wohnsiedlungen, aber auch in Orten, die eine ungünstige Versorgung mit Rundfunk- und Fernsehprogrammen aufweisen, eine immer größere Bedeutung. Der Autor ist seit vielen Jahren eng mit der Entwicklung dieser Anlagen verbunden und erläutert alle für die Errichtung notwendigen Berechnungen und Grundlagen. Die praktische Anwendung wird an einigen Beispielen ausführlich erklärt. Hauptziel des Büchleins ist es, den Erbauern derartiger Anlagen Unterlagen an Hand zu geben, die notwendig sind, damit die Teilnehmer einen einwandfreien Ton- und Fernsehempfang erhalten. Der Autor gibt aber auch Anleitungen über Vereinfachungen, die in weniger ausgedehnten Verteilungsnetzen Kostenersparnisse ohne Empfangverschlechterungen ermöglichen. Entsprechende Berechnungen ergeben Aufschluß über Anlagengrößen, die durch die Eigenschaften der Bauteile, insbesondere der Kabel und der Verstärker, bestimmt sind.

Ein Verzeichnis der seit 1977 gültigen Vorschriften und Richtlinien sowie eine Zusammenstellung der wichtigsten Veröffentlichungen über Großgemeinschafts-Antennenanlagen ergänzen das für alle Rundfunk- und Fernstechniker, Antennenbauer und Architektenbüros wichtige Fachbuch.

Inhaltsübersicht

Prinzip und Wirkungsweise von Großgemeinschafts-Antennenanlagen – Berechnung des Pegelplans – Berechnungsbeispiele – Ausgleich von Frequenz- und temperaturabhängigen Pegeländerungen – Einpegeln von Regelgeräten – Anpassungsprobleme – Fernspeisung – Fachwörterverzeichnis.

Bestellcoupon

Fiebranz, Großgemeinschafts-
Antennenanlagen DM 12,80

Name

Straße

Ort

Unterschrift

Dr. Alfred Hüthig Verlag · 6900 Heidelberg 1
Postfach 10 28 69 · Telefon (06221) 489-255

Normung von Tonbändern für Compact-Cassetten

Auf der Suche nach einer internationalen Ordnung

Die unterschiedlichen Eigenschaften der vielen Arten von Cassetten-Tonbändern haben es zu einer Art Geheimwissenschaft werden lassen, einen Cassetten-Recorder optimal auf ein bestimmtes Tonband einzustellen. Wie das Durcheinander auf diesem Gebiet aussieht und wie weit die Bemühungen um eine internationale Standardisierung gediehen sind, schildert die BASF, Ludwigshafen, in den nachstehenden Ausführungen.

Zur Zeit arbeitet man beim IEC (Internationale Electrotechnische Kommission) an einer Neuordnung der immer verwirrender werdenden Situation auf dem Gebiet der Compact-Cassetten. Dieser Normungsorganisation gehören vor allem Länder an, die maßgeblich auf diesem Gebiet industriell produktiv sind, wie Japan, die Niederlande und die Bundesrepublik Deutschland. Im Vordergrund steht bei diesen Bestrebungen für eine Identifikation von Cassetten und Geräten folgende konkret mögliche Lösung:

- Fe₂O₃ Eisenoxid-Cassetten: IEC type I
- CrO₂ oder CrO₂-Substitute: IEC type II
- FeCr Ferrochrom-Cassetten: IEC type III
- Metall-Pigment-Cassetten: IEC type IV

Dabei kann eine Identifikation nur dann vereinfachend und wirksam sein, wenn sie auf einem international vereinbarten System von Referenz-Bändern je Cassettenkategorie beruht, also eine Grundlage für die Geräteeinstellung und auch für die Bandkompatibilität schafft. Sie wird erst dann sinnvoll, wenn alle Geräte mit dem gleichen Referenzband je Kategorie

hinsichtlich Vormagnetisierung, Empfindlichkeit, Pegel und Aufnahmefrequenzgang justiert worden sind.

Verwirrende Vielfalt

Leider sind im Cassetten-System im Laufe der Jahre innerhalb jeder Bandkategorie (Fe₂O₃/CrO₂/FeCr) recht große Varianten und Abweichungen entstanden, so daß es heute auch für Fachleute nahezu unmöglich ist, eine optimale Cassette für einen bestimmten Gerätetyp zu finden und zu empfehlen. Eines ist jedoch schon jetzt ganz sicher: wegen der unterschiedlichen Geräteeinstellungen wird es technisch unmöglich bleiben, eine Cassette zu schaffen, die auf allen Geräten ohne Ausnahme optimal ist.

Die unterschiedlichen Bändeigenschaften innerhalb jeder Kategorie haben außerhalb Europas (Festland) vor allem im DIN-Bereich dazu geführt, daß die Geräteeinstellung hinsichtlich Vormagnetisierung und Aufnahmefrequenzgang so etwas wie ein »Chefkoch-Rezept« geworden ist. So werden zwar im DIN-Bereich alle Geräte mit dem DIN-Referenzband (TP 18, Charge T 308 S, FSLH der BASF) eingestellt, aber hier gibt es bereits »Geschmacks«-Korrekturen. Im Fernen Osten wird dagegen höchst unterschiedlich eingemessen.

Die fernöstlichen Cassettengeräte-Hersteller orientieren sich nach dem alten DIN-Referenzband (QP 12, Charge C 521, LH der BASF), jedoch unter Berücksichtigung der recht unterschiedlichen Bänder der japanischen Markenhersteller. Das führt zu sehr verschiedenen Lösungen, zumal auch in Ostasien der »Geschmacksfaktor« noch dazukommt.

Um dem zu begegnen, hat z. B. BASF als vorläufige und hoffentlich vorübergehende Lösung gleich zwei par-

allele Bandtypen auf den Markt gebracht: FS LH für Geräte aus dem DIN-Bereich und FS LH I für Geräte aus dem Fernen Osten. Dabei entspricht FS LH im Mittelwert dem derzeit gültigen Referenzband Charge T 308 S mit niedriger Koerzitivkraft (etwa 23 bis 24 kA/m), FS LH I verhält sich daneben optimal auf den fernöstlichen Geräten (etwa 29 kA/m Koerzitivkraft). Dabei kann es dennoch vorkommen, daß einzelne Gerätetypen davon besser mit FS LH arbeiten als mit FS LH I und umgekehrt.

Ziele für die Normung

Das alles unterstreicht die Notwendigkeit, das ganze Zusammenspiel von Cassetten und Cassettengeräten neu zu organisieren, damit der Verbraucher in Zukunft wieder problemlos Cassetten, zumindestens von den Markenherstellern, kaufen kann. Entscheidend dafür ist die Normung von internationalen Referenzbändern für eine einheitliche Geräteeinstellung. Dazu einige Überlegungen der IEC:

IEC type I Fe₂O₃

Für die international einheitliche Gerätejustage wird ein »Reference Tape Type I« benötigt. Dieses soll eine Koerzitivkraft von knapp 28 kA/m aufweisen mit folgenden Abweichungen gegenüber dem Bandtyp BASF FS LH I (centre line production): eine Höhengempfindlichkeit, die zwischen der von modernen Hochleistungsbändern und von den bekannten LH-Bändern liegt und mit einer etwa 0,5 bis 0,75 dB niedrigeren Vormagnetisierung.

Im Hinblick auf die vielverkauften, preisgünstigen Marken-LN- und LH-Cassetten ist es nicht möglich, ein Hochleistungsband, z. B. FS LH I, unverändert für die einheitliche Geräteeinstellung zu benutzen. LN- und LH-

Cassetten (die in Japan über 80 Prozent des Gesamtvorkommens ausmachen) würden dann ungünstigere Ergebnisse bringen (vor allem Höhenverluste).

IEC type II CrO₂

Derzeit werden alle europäischen und viele japanische Geräte mit dem DIN-

Bezugsband-Leerteil TP 18, Charge C 401 R, eingemessen, ein Teil der japanischen Geräte dagegen mit Chromdioxid-Substituten.

In dieser Kategorie sind die Unterschiede zwischen verschiedenen Cassetten nicht so gravierend wie bei den Eisenoxidbändern. Etwas problematisch ist es, daß der Verbrauch von

echtem Chromdioxidband stark unterschiedlich ist. Während in Europa generell in dieser Kategorie Chromdioxid vorherrscht, wird in Japan nur sehr wenig Chromdioxid gekauft; dort sind Chromdioxid-Substitute weitaus mehr gefragt. Erschwerend ist es dabei, daß fast alle fernöstlichen Gerätehersteller diese Kategorie mit »Chrom«, »CrO₂« oder »Cr« bezeichnen, auch wenn sie ihre Geräte mit einem Chromdioxid-Substitut eingemessen haben. In allen weiteren Ländern findet man ein Mischverhältnis vor.

Das Konzept, das sich die beteiligten IEC-Mitglieder hier vorstellen, ist eine Ablösung des bisherigen DIN-Referenzbandes TP 18, Charge 401 R, durch ein »Reference Tape Type II« mit einer in etwa gleichen Vormagnetisierung, jedoch mit einer um etwa 1 dB erhöhten Tiefen- und Höhenempfindlichkeit. Damit soll die Austauschbarkeit von Chrom- oder Chromsubstitutbändern auch im Hinblick auf das kritische Dolby-Verfahren verbessert werden.

IEC type III FeCr

Hier werden keine Probleme erwartet. Alle gegenwärtig auf dem Markt befindlichen FeCr-Bänder (zumindest aus japanischer und deutscher Herstellung) sind weitgehend kompatibel. Das »Reference Tape Type III« dürfte das bereits festgelegte DIN-Referenzband dieser Kategorie sein.

IEC type IV

Metall-Pigment

Bei diesem noch neuen Bandtyp soll möglichst von vornherein vermieden werden, daß es zu ähnlichen Problemen kommt wie bei Eisenoxid- bzw. Chromdioxid-Bändern. Die internationale Abstimmung über ein Normenprogramm läuft bereits; Muster und Meßergebnisse werden ausgetauscht mit dem Ziel, die Metall-Pigment-Bänder hinsichtlich Vormagnetisierung sowie Tiefen- und Höhenempfindlichkeit festzulegen. Auch das auf der Grundlage eines Referenzbandes.

Referenzbänder von jedem Bandhersteller?

Die Referenzbänder sollen nicht mehr (wie bisher bei DIN) das Privileg eines einzigen Herstellers sein; es sollen Bedingungen geschaffen werden, die es jedem Bandhersteller ermöglichen, Referenzbänder zu fertigen. Dabei ist allerdings eine unabhängige Prüfung

Klangrichtige Musikwiedergabe

Die heiligen Hi-Fi-Kühe

Ob die Qualität einer Hi-Fi-Anlage meßbar ist oder nicht, gilt unter Fachleuten immer noch als strittig. Eine Lanze für die natürliche High Fidelity bricht in diesem Kommentar Arnold Bopp, Inhaber der „Arnold Bopp AG, Institut für klangrichtige Musikwiedergabe“ in Zürich.

Experten sagen, Hören sei subjektiv, also müsse man objektiv messen. Je nach Alter liege die menschliche Hörgrenze bei rund 15000 Hz. Dies könne bewiesen werden mit einem künstlich erzeugten Sinus-Dauerton. Industrie und Handel sind dankbar für die menschliche Hörgrenze. Mehr zu liefern wäre ein schlechtes Geschäft: man hört's ja doch nicht. Neue Modelle erschöpfen sich in Gags: überflüssige Knöpfe, einige Watt mehr im Prospekt, modernste Klangverderberregler, verschlimmbesserte Lautsprechermodelle mit Superventilatordiffusveredlerbremse, 500-Watt-Verstärker... nur keine musikalischen Verbesserungen.

Der Fachhandel führt sämtliche 999 berühmten Marken, insbesondere die „weiterverbesserten“ der Weltspitzenklasse mit Höchst-Rabatt. Über 277459 Quervergleichsmöglichkeiten werden angepriesen, ohrenfüllend, betäubend, verwirrend, nur... leise hört man nichts mehr. Hinkende Vergleiche ergeben blühende Fehlurteile: Der „Sound“ sei Geschmacksache. Experten und Fachleute (so ist es auf allen Gebieten) widersprechen einander, doch

gemeinsam hüten sie ihre heiligen Kühe, ihre Messungen, Kurven, Normen.

Musikliebhaber stellen glücklicherweise fest, daß die Natur keinen Sinuston kennt und folglich keine damit meßbare menschliche Hörgrenze. Physiker widersprechen zwar – sie haben ihre Fourieranalyse zu verteidigen –, doch ein ehrlicher Physiker weiß und gibt zu, daß das psychoakustische Phänomen besteht und noch keineswegs erforscht ist: Gehirn, Körper, Seele und Erfahrung unterstützen den Hörvorgang. Geräusche, Stimmen, Musik bestehen aus sehr komplexen Grund- und Obertönen, aus Misch- und Differenztonen, aus Ein- und Ausschwingvorgängen mit wechselnder Dynamik – jeder Laut in einer anderen Kombination. Wahrlich ein Gegensatz zum Sinuston.

Ob eine Geige, ein Flügel, ein Banjo klangrichtig tönen, ist objektiv feststellbar. Einzelne Instrumente, aber auch ein Orchester, tönen im Original immer klangrichtig und werden von jedermann als klangrichtig empfunden, unabhängig von der Raumakustik, ob sie in der Tonhalle, der Queens-Hall, im Wohnraum oder im Freien gespielt werden. Für klangrichtig aufgenommene und klangrichtig wiedergegebene Musik gilt genau dasselbe. Nur verdorbene, verklemmte Wiedergabe tönt in jedem Raum anders, weil die Fehler stark vergrößert erscheinen.

Die Natur ist großzügig, darum benötigen wir beim Pianissimo im Original und beim leisesten Windgesäusel im Freien keinerlei Regler und keinen physiologischen Hörausgleich. Die Natur ist perfekt, und wenn wir uns ein wenig mehr Mühe geben, (fast) perfekte Geräte zu bauen, kommen wir der Natur, dem unveränderten Klang, verwechselbar nahe.

notwendig um sicherzustellen, daß diese Bänder in jeder Kategorie innerhalb sehr enger Toleranzen hinsichtlich Koerzitivkraft und somit hinsichtlich Vormagnetisierung sowie Tiefen- und Höhenempfindlichkeit (auch bei verändertem Vormagnetisierungsstrom) gleich sind.

Verständlicherweise ist vor allem den Geräteherstellern an einer solchen Vereinheitlichung des Systems mit Referenzbändern gelegen, denn schließlich sollen möglichst viele Markenbänder mit ihren Geräten kompatibel sein. Die Bereitschaft, dementsprechend die (neuen) Geräte anzupassen, ist deshalb sehr groß. Auch die Anpassung von vorhandenen Geräten an die neuen Bedingungen in der Servicewerkstatt bereitet keine Schwierigkeit, weil Steller für alle entscheidenden Parameter in nahezu allen Geräten vorhanden sind.

Erfreulicherweise zeigen sich die meisten Magnetbandhersteller (zumindestens in Japan und Europa) zu Korrekturen in der Fertigung von gängigen Hochleistungsbandtypen bereit, um die Bänder an die einheitliche Geräteeinstellung anzupassen.

Die Kompatibilität wird im wesentlichen nur von sekundären Eigenschaften (Koerzitivkraft und Empfindlichkeit bei gegebener Vormagnetisierung bestimmt. Primäre Eigenschaften, wie Tiefen- und Höhendynamik, Rauschen, Modulationsrauschen und Verzerrungsniveau bleiben für individuelle Verbesserungen und somit für Wettbewerb und Werbung zur Verfügung.

Neue Meßgeräte

Digital-Multimeter mit Temperatur-Meßbereich

Die Philips GmbH, Kassel, hat ein Digital-Multimeter mit der Typenbezeichnung PM 2517 E/X in das Vertriebsprogramm aufgenommen. Es handelt sich um ein handliches Meßgerät mit Wahlmöglichkeit zwischen einer professionellen LED-Anzeige (E-Version) oder einer LCD-Anzeige (X-Version).

Interessante Einzelheiten des neuen PM 2517 sind volle vier Stellen Anzeigumfang, schnelle Meßbereichsautomatik bei Spannung und Widerstand sowie automatische NullpunktKompensation, Po-



Multimeter PM 2517 E/X (Philips)

laritäts- und Dimensionsanzeige. Weiterhin hat dieses Multimeter einen großen Temperaturmeßbereich mit direkter Anzeige, Effektivwertmessung und praxisgerechte 10-A-Strommeßbereiche. Mit der neuen Data-Hold-Meßspitze PM 9263 wird das Messen noch komfortabler.

Erwähnenswert ist auch der hohe Überlastschutz, wie Boosterspannungsfestigkeit in allen Spannungsmeßbereichen. Die Gleichspannungs-Fehlertoleranz des PM 2517 beträgt 0,2 % vom Meßwert $\pm 0,05$ % vom Endwert. Das Multimeter wird gemäß den internationalen Standards (IEC/VDE/CSA) gefertigt und getestet.

Logik-Tester

Unter der Modellbezeichnung DP-50 bietet die Dynatrade Handels-GmbH, Düsseldorf, einen Logik-Tester für die Fehlersuche in digitalen Schaltungen mit TTL-, DTL-, RTL-, CMOS-, und HiNIL-Logik-Kreisen an. Wegen seines hohen Eingangswiderstandes von 2 M Ω beeinflusst das Gerät die Schaltung nicht. Es zeigt statische logische Zustände an, speichert einmalige Logik-Impulse bis herab zu einer Dauer von 20 ns und zeigt periodische Logiksignale mit einer Frequenz von bis zu 50 MHz mittels LEDs an. Das Gerät ist umschaltbar von TTL- auf CMOS-Logik. Bei TTL-Logik wird ab

Logik-Tester DP-50 (Dynatrade Handels-GmbH)



2,4 V H-Pegel und bei 0,8 V oder weniger L-Pegel angezeigt; die entsprechenden Werte für CMOS liegen bei 70 % und 30 % der Betriebsspannung. Überlastschutz besteht gegen Spannungen von bis zu ± 50 V Gleichspannung an der Tastspitze sowie gegen Verpolung der Speiseleitungen bei maximal 50 V Gleichspannung. Die Abmessungen betragen 19 mm \times 31 mm \times 162 mm bei einem Gewicht von 98 g. Das Gerät kostet 148 DM zuzüglich Mehrwertsteuer.

Rundfunk-Pegelmeßgerät

Planung und Prüfung von Gemeinschafts-Antennenanlagen und vor allem der Abnahmebericht für die Postgenehmigung erfordern für Hörfunk Pegelmessungen. Dafür hat Hirschmann jetzt das Rundfunk-Pegelmeßgerät RPM 290 herausgebracht. Mit seinen Abmessungen von 300 mm Breite, 270 mm Tiefe und 90 mm Höhe paßt es zum Fernseh-Pegelmeßgerät, so daß beide übereinandergestellt einen Pegelmeßplatz ergeben. Sind beide Geräte vorhanden, so ist



Rundfunk-Pegelmeßgerät RPM 290 (Hirschmann)

eine Gemeinschafts-Antennenanlage innerhalb kurzer Zeit abgenommen, da zwei Techniker gleichzeitig messen können und einer nur das 4,5 kg (ohne Akku) schwere Rundfunk-Pegelmeßgerät zu tragen hat. Alle Anzeige- und Abstimmelemente des RPM 290 sind auf der Frontplatte untergebracht, so der LMU-Bereichs-Schalter und der Drehknopf für die manuelle Abstimmung. Die Sender lassen sich von Hand sehr genau einstellen, da die Frequenz »quarzgenau« von Leuchtziffern angezeigt wird. Daneben können 9 Sender im AM- oder FM-Bereich fest eingestellt und über Drucktasten abgerufen werden.

Den Pegel zeigt in allen Bereichen ein Meßgerät mit Linearskala an. Der Anzei-

Die neue Sony-Publikumsanzeige.

Mit diesem Sony hat die Stunde 111 Minuten

Radiohörer, die ihre Mobilität lieben, ärgern sich häufig darüber, daß die Batterien ihrer Koffergeräte an den unpassendsten Stellen den Dienst quittieren.

Wir von Sony halten solchen Ärger für unzeitgemäß. Deshalb haben wir mit dem Sony ICF-P 2 L ein 4-Wellen-Kofferradio entwickelt, das einerseits alle wichtigen Sender kräftig und sauber empfängt, das universell einzusetzen ist und das Sie sogar mit Musik einschlafen läßt und dann energiebewußt von allein abschaltet.

Das andererseits per LED-Anzeige nicht nur die genaue Sendereinstellung, sondern auch den Zustand der Batterie verrät

Und das außerdem mit einer kleinen geheimnisvollen Taste namens „Power Saver“ die Lebensdauer der Batterie um bis zu 85% verlängert.

Hören Sie sich den ICF-P 2 L bei Ihrem Fachhändler an. Wir sind überzeugt, daß soviel Ausdauer auch Sie überzeugen wird.

SONY

Sony GmbH, Hugo-Eckener-Str. 20, 5000 Köln 30



Neu: Sony Kofferradio ICF-P 2L. Das zeitgemäße Angebot für einen mobilen Markt.

Im Umgang mit der Energie zeigt sich neuerdings ein Zug zur Sparsamkeit.

Daß sich dieser Trend auch auf Energiequellen wie Batterien ausdehnt, kommt uns von Sony nicht ungelegen.

Haben wir doch mit dem neuen ICF-P 2 L ein 4-Wellen-Kofferradio anzubieten, das alles hat, was Radiohören schön und angenehm macht. Und was darüber hinaus mit seiner „Power Saver“-Taste die Lebensdauer der Batterien um bis zu 85% verlängert und damit einen aktuellen Beitrag zum Energie-Sparen leistet.

Das wird mit Sicherheit Zinsen tragen.

SONY

Sony GmbH, Hugo-Eckener-Str. 20, 5000 Köln 30

gebereich liegt zwischen 50 dB μ V und 65 dB μ V. Erweiterbar ist dieser Bereich durch sechs Drucktasten, die entweder mit +10, +20, -10 oder -20 bezeichnet sind. Die positiven Zahlenwerte sind zum angezeigten Pegelwert zu addieren und die negativen zu subtrahieren. Der gesamte Meßbereich umfaßt dann die Pegelwerte von 20 dB μ V bis 135 dB μ V. Die Abweichung des angezeigten Wertes vom tatsächlichen Wert beträgt höchstens ± 2 dB bei UKW und ± 3 dB bei Mittel- und Langwelle (Umgebungstemperatur 20°C). Das Gerät ist von Mono- auf Stereo-Empfang umschaltbar; Stereo-Sendungen werden durch eine Kontrolllampe angezeigt. Zur Tonkontrolle können zwei Lautsprecher eingeschaltet oder es kann ein Kopfhörer angeschlossen werden. Das Gerät kann am Netz, mit einem einsetzbaren 12-V-Akku oder mit einer 12-V-Autobatterie betrieben werden; ein Ladegerät ist eingebaut. Eine Schutztasche kann zusätzlich geliefert werden. Das RPM 290 kostet mit Netz- und Antennenanschlußkabel bei Einzelstück-Abnahme etwa 1900 DM zuzüglich Mehrwertsteuer.

Frequenznormal-kontrollierter Frequenzzähler

Ein empfindlicher 8stelliger Frequenzzähler und ein Normalfrequenzempfänger für den Normalfrequenzsender DCF 77 der Deutschen Bundespost, Standort Mainflingen bei Frankfurt, ist im Atomiccounter 500 der Ing. W. Schwille-Elektronik, München, enthalten. Der



Atomiccounter 500 MHz (Ing. W. Schwille-Elektronik)

Empfänger kontrolliert die Zeitbasis des Frequenzzählers. Da die gesendete Trägerfrequenz eine Abweichung von höchstens 1×10^{-13} hat, wird unter Berücksichtigung von auftretenden Phasenfehlern eine Fehlertoleranz von 1×10^{-9} bei einer Torzeit von 10 Sekunden erreicht. Zum Empfang dient eine Ferritantenne, die, da wetterfest, auch außen an der Wand oder am Mast montiert werden kann. Bei Senderausfall kontrolliert ein interner Quarzofen die Torzeiten. Von Vorteil ist, daß das Gerät keine Anlaufzeit benötigt. Zwei Meßbereiche für Frequenzen von 0 bis 50 MHz und 50 MHz bis 500 MHz stehen zur Verfügung. Das Gerät kann am Netz oder mobil mit Batterie betrieben werden. Der Einsatzbereich des Zählers erstreckt sich auf etwa 800 km im Radius um Frankfurt. Er muß bei der Deutschen Bundespost angemeldet werden. Das Gerät kostet 1960 DM.

Buchbesprechungen

Jahrbuch für Elektromaschinenbau und Elektronik '79. 434 Seiten, zahlreiche Schaltbilder, Wickeltabellen und Diagramme, Kunststoffeinband, DM 10,80 (Abo-Preis DM 8,60) Hüthig & Pflaum Verlag München/Heidelberg

In der 79-Ausgabe wurde vor allem das Gebiet Elektromaschinenbau überarbeitet und entsprechend erweitert. Völlig neu gefaßt und den heutigen Gegebenheiten angepaßt wurde der Abschnitt Transformatoren. Der Kleinmotor, dessen Reparatur sich zwar nicht lohnt, ist ein außerordentlich wichtiges Element des Elektromaschinenbaus, so daß in dieser Ausgabe in einem besonderen Abschnitt wieder auf das Wesentliche dieser Motorenform eingegangen wird. In einer Übersichtstabelle wird die ungeheure Vielfalt der Ausführungsformen dargestellt. Neu bearbeitet wurden u.a. auch die Abschnitte Wicklungstechnik, Elektrische Wellen und der Abschnitt Tabellen. Die Ausgabe '79 erfüllt alle Ansprüche, die man an einen modernen praxisbezogenen Fachkalender, der den Benutzer ein Jahr begleitet, stellen muß.

Elektrotechnische Grundlagen für den Praktiker. Von Enno Folkerts. 124 Seiten, 77 Bilder, kartoniert. Preis 16,80 DM. Richard Pflaum Verlag, München.

Das vorliegende handliche Buch ist dazu gedacht, daß es der Elektropraktiker ständig bei sich haben sollte. Es behandelt die wichtigsten Grundlagen der Elek-

rotechnik in kurzgefaßter, leichtfaßlicher Form. Ausgesuchte Rechenbeispiele verdeutlichen den Stoff zusätzlich. Der Themenkreis des Buches reicht vom Ohmschen Gesetz sowie von der Reihen- und Parallelschaltung über die Bestimmung des Leitungsquerschnitts bis zu den Schutzmaßnahmen nach VDE 0100; auch die Funktion und die Anwendung der am häufigsten verwendeten Meßwerke werden erläutert. Daneben behandelt das Buch auch das Gebiet der Elektronik; so werden die Funktionen der wichtigsten elektronischen Bauelemente erklärt. Berechnungsgrundlagen für Ein- und Zweiweg-Gleichrichtung sind enthalten, Glühlampen- und Leuchtstofflampen-Dimmerschaltung und elektronische Drehzahlsteuerung des Universalmotors werden ausführlich behandelt. Das Buch erweist sich nicht nur für den Elektroinstallateur als vorteilhaft, denn auch der Radio- und Fernsehtechner findet darin alle wichtigen Grundlagen der Starkstromtechnik, die in seinem Arbeitsbereich einmal vorkommen können.

Elektroflugmodelle. Praktikum für Freunde des Modellflugbaus. Von Erich Rabe. 128 Seiten, 110 Bilder, kartoniert. Preis 21 DM. Richard Pflaum Verlag, München.

Flugmodelle mit Elektroantrieb sind ein neues Gebiet des Modellflugs, bei dem noch zahlreiche neue Lösungen zu finden sind. Jeder Modellflieger hat hier die Möglichkeit, sich gewissermaßen forschend zu betätigen und die von den Herstellern angebotenen fertigen Modelle zu verbessern. Der Autor hat einen reichen Erfahrungsschatz in der Modell-Praxis und gibt in diesem Buch leicht verständliche, unmittelbar anwendbare Anregungen und Anleitungen. Er zeigt, wie sich die Systeme weiter ausbauen lassen und wo Verbesserungen zu erwarten sind. Das Buch gibt eine fundierte Übersicht über die für den Elektroflug verwendeten Elektromotoren, die Stromquellen und die Flugmodelle. Es wird aufgezeigt, nach welchen Kriterien man die Baugruppen für das leistungsfähige Elektroflugmodell zusammenstellt. Dabei werden die neuesten Erkenntnisse vermittelt und auch die Zukunftsaussichten aufgezeigt. Das Schwergewicht liegt jedoch bei der Anwendung in der Praxis.

Der Hobby-Elektroniker lernt messen. Mit richtigen Meßmethoden dem Fehler auf die Schliche kommen. RPB-Band 4. Von Dieter Nährmann. 109 Seiten, 81 Bilder, kartoniert. Preis 7,80 DM. Franzis-Verlag, München.

Der Hobby-Elektroniker bastelt und baut gern. Doch was tun, wenn einmal etwas nicht funktioniert? Um dem Fehler auf die Spur zu kommen, muß er zumindest die elementaren Grundlagen der elektronischen Meßtechnik beherrschen. Die richtigen Methoden dazu zeigt ihm diese leichtverständliche und mit vielen Abbildungen versehene, systematische Einführung. Beginnend mit den meßtechnischen Größen, Einheiten und Begriffen, erlernt der Leser die Spannungs-, Strom- und Widerstandsmessung. Der Schaltungsaufbau und Umgang mit einem einfachen Multimeter werden ebenso erklärt, wie Funktion und Meßmöglichkeiten eines kleinen Oszilloskops. In den weiteren Kapiteln werden der Sinus-Rechteckgenerator, Regeltransformator und das stabilisierende Netzteil behandelt. Der Leser wird in die Gerätetypen der Meßtechnik eingeführt, es wird ihm gesagt, wie sie zu bedienen sind und wo die Grenzen der Geräte liegen. Nach der Lektüre wird der Hobby-Elektroniker erfreut feststellen, daß er seine Meßergebnisse richtig auswertet und dem Fehler auf die Schliche kommt. Als praktischer Ratgeber hilft der Band mit seinen vielen Tips und Hinweisen auch bei der Anschaffung eines eigenen Gerätes.

Großgemeinschafts-Antennenanlagen. Grundlagen der Berechnung und des Entwurfs. Von August Fiebranz. 86 Seiten, 29 Bilder, broschiert. Preis 12,80 DM. Dr. Alfred Hüthig Verlag, Heidelberg.

Großgemeinschafts-Antennenanlagen gewinnen besonders in Städten, großen Wohnsiedlungen, aber auch in Orten, die eine ungünstige Versorgung mit Rundfunk- und Fernsehprogrammen aufweisen, eine immer größere Bedeutung. Der Autor ist seit vielen Jahren eng mit der Entwicklung dieser Anlagen verbunden und erläutert alle für die Errichtung notwendigen Berechnungen und Grundlagen. Die praktische Anwendung wird an einigen Beispielen ausführlich erklärt. Hauptziel des Büchleins ist es, den Erbauern derartiger Anlagen Unterlagen an Hand zu geben, die notwendig sind, damit die Teilnehmer einen einwandfreien Ton- und Fernsehempfang erhalten. Der Autor gibt aber auch Anleitungen über Vereinfachungen, die in weniger ausgedehnten Verteilungsnetzen Kostensparnisse ohne Empfangverschlechterungen ermöglichen. Entsprechende Berechnungen ergeben Aufschluß über Anlagengrößen, die durch die Eigenschaften der Bauteile, insbesondere der Kabel und der Verstärker, bestimmt sind. Ein

Verzeichnis der Vorschriften und Richtlinien sowie eine Zusammenstellung der wichtigsten Veröffentlichungen über Großgemeinschafts-Antennenanlagen ergänzen das für alle Rundfunk- und Fernsehtechniker, Antennenbauer und Architektenbüros wichtige Fachbuch.

Feldtheorie. Band 2: Elektromagnetische Felder. Von Gerhard Wunsch. 180 Seiten, 129 Bilder, Ganzleinen. Preis 32 DM. Lizenzausgabe des VEB Verlag Technik. Dr. Alfred Hüthig Verlag, Heidelberg.

Im zweiten Band der „Feldtheorie“ werden die verschiedenen Formen elektromagnetischer Felder und deren Berechnung behandelt. Das ziemlich komplexe Stoffgebiet hat der Autor mit großem didaktischem Geschick leichtverständlich dargestellt. Die Durchrechnung der Beispiele ist so ausführlich, daß das Buch auch sehr gut als Ergänzung neben Vorlesungen benutzt werden kann. Besonders ausführlich hat der Autor die elektrostatischen Felder behandelt, um den Leser in die Denkweise der Feldtheorie einzuführen. Während Band 1 die mathematischen Grundlagen der Feldtheorie behandelte, enthält Band 2 die Abschnitte Elektrostatik – Wirbelfelder – Stationäre Felder – Nichtstationäre Felder.

Kurzwellen-Amateurfunktechnik. Ein Lehrbuch für den Newcomer – ein Handbuch für den OM. Von Hans-Joachim Pietsch DJ 6 HP. 434 Seiten, 380 Bilder, 9 Tabellen. Preis 58 DM. Franzis-Verlag, München.

Von Zeit zu Zeit muß das für ein bestimmtes Fachgebiet grundlegende Buch völlig neu geschrieben werden. In der Amateurfunktechnik ist der Zeitpunkt jetzt erreicht; diesen Eindruck ruft jedenfalls das vorliegende Buch des Autors hervor, der den lizenzierten Funkamateuren bestens bekannt ist. Das Buch berücksichtigt, daß der technische Fortschritt der letzten Jahre ganz andere Anforderungen an die Darstellung der Gerätetechnik stellt als früher. Auch die gänzlich neuartigen Sonderbetriebsarten (SSTV, RTTY, FAX) verlangen eine neuartige Interpretation der KW-Amateurfunktechnik. Die neue „Kurzwellen-Amateurfunktechnik“ besteht aus fünf Hauptabschnitten: Grundlagen der Nachrichtentechnik, KW-Amateurfunkstation, Sonderbetriebsarten, Störungen und störende Beeinflussungen. Literatur- und Quellenangaben nehmen alleine schon knapp sieben Seiten ein. Die Funktionsstufen werden genau und mit einprägsamen Sätzen be-

schrieben. Das pädagogische Geschick des erfahrenen Berufsschullehrers, der auch graduerter Ingenieur der Nachrichtentechnik ist, kommt dem Buch voll zugute: Randprobleme, sonst etwas stiefmütterlich behandelt, werden hier eingehend betrachtet. Für die Beurteilung der Qualität von KW-Geräten sind neue Maßstäbe gesetzt worden. Durch den Hinweis auf veraltete Konstruktionen, Bauteile und Geräte wird der Leser davor bewahrt, sich von Frontplattendesign blenden zu lassen. Das Buch verdient nicht zuletzt wegen seiner sauberen drucktechnischen Aufmachung Lob. Seine Anschaffung lohnt sich für Amateurfunker aller Sparten, denn sein Inhalt wird sicherlich auf Jahre aktuell bleiben.

Fernsehempfangstechnik. Von Peter Zastrow. 305 Seiten, 321 Bilder, Alkorphanband. Preis 32 DM. Frankfurter Fachverlag.

Dieses Buch behandelt die Schwarz-Weiß- und Farbfernsehtechnik als Gesamtheit und nicht in getrennten Kapiteln. Da die Fernsehtechnik in der Unterhaltungselektronik stets mit der drahtlosen Übertragungstechnik arbeitet, wird der drahtlosen Nachrichtenübertragung, die hier auf das Fernsehen bezogen ist, ein breiter Raum gewidmet. Der Autor hat es verstanden, physikalische Erklärungen und – für Leser mit mathematischen Vorkenntnissen – die Mathematik nebeneinander zu stellen, ohne Lücken zu lassen. Der Empfängertechnik ist der Hauptteil des Buches gewidmet. Dabei ist jedem Abschnitt die Problematik der besprochenen Stufe vorangestellt. Anhand von Prinzipschaltungen werden Lösungsmöglichkeiten erörtert; die anschließenden Industrieschaltungen geben dann Auskunft über die tatsächliche Schaltungsauslegung. Obwohl es eine Vielzahl Schaltungsvarianten gibt, verzichtet der Autor darauf, diese alle anzugeben, um den Leser nicht zu verwirren. Durch die ausführliche Erörterung der Schaltungsgrundprinzipien wird es dem Leser bestimmt leicht fallen, sich in andere Industrieschaltungen einzuarbeiten. Es werden sowohl Schaltungen mit diskreten Bauelementen wie auch solche mit IC-Schaltungen behandelt. Am Ende eines jeden Kapitels findet der Leser eine knappe Zusammenfassung und einen Lerntest. Somit eignet sich das Buch neben der Unterrichtsbegleitung auch besonders gut zum Selbststudium. Das Werk ist so angelegt, daß Auszubildende, aber auch Elektroniker und Techniker aus anderen Elektroberufen sich gut in die Fernsehtechnik einarbeiten können.

Grundwissen für den Praktiker

Bauelemente der Elektronik

Teil 29 (Schluß): Lawinenlaufzeit-(Impatt-)Dioden, Gunn-Dioden, Trigger-Dioden und Vierschicht-Dioden

Elektronische Bauelemente zeigen bei genauerer Betrachtung eine Fülle von Eigenschaften, über deren Auswirkungen im einzelnen viel zu wenig berichtet wird. Der Praktiker muß sie jedoch beim Aufbau einer Schaltung berücksichtigen, wenn unerwünschte Effekte vermeiden will. In dieser Grundlagen-Serie behandelt Professor Otmar Kilgenstein von der Fachhochschule Nürnberg Feinheiten bei elektronischen Bauelementen, auf die es in der Praxis ankommt. Die Serie ist für junge Techniker gedacht, aber sie bietet manches, was selbst alten Werkstatt-Hasen nicht immer geläufig ist.

Lawinenlaufzeit-Dioden oder Impatt-Dioden

Lawinenlaufzeitdioden oder Impatt-Dioden (Impact Avalanche Transit Time) beruhen, wie schon der Name sagt, auf zwei Effekten: Der Lawinenmultiplikation der Ladungsträger durch Stoßionisation und der Laufzeit driftender Ladungsträger in der Raumladungszone eines PN-Überganges, der in Sperrichtung gepolt ist. Durch diese beiden Effekte wird eine Phasenverschiebung von über 90° zwischen Strom und Spannung an der Diode erzeugt, wodurch sich ein negativer Realteil der HF-Impedanz ergibt. Dieser negative Widerstand kann zur Entdämpfung eines Resonanzkreises verwendet werden, so daß sich mit der Impatt-Diode Oszillatoren im GHz-Gebiet realisieren lassen. Zum Aufbau einer Impatt-Diode können verschiedene Strukturen vorgesehen werden. Bei der am einfachsten konzipierten Impatt-Diode, der Read-Diode, folgt auf einen schmalen P⁺N-Übergang (Lawinenzone) mit hoher

Anfangsfeldstärke eine I-Zone (Driftzone) mit konstanter Feldstärke. Die in der Lawinenzone durch Gitterzusammenstöße erzeugten Ladungsträger driften durch die I-Zone zum positiven Anschluß der Diode. Durch diese Driftzone wird eine Phasenverschiebung zwischen dem äußeren Strom und der Spannung hergestellt, so daß sich ein negativer Widerstand ausbilden kann. In Bild 1 sind Aufbau, Dotierungsprofil und Feldstärkeverlauf einer Lawinenlaufzeitdiode dargestellt.

Es können aber auch andere Strukturen verwirklicht werden, z. B. eine P⁺IN⁺-Impatt-Diode. Da in diesem Fall der P⁺N-Übergang fehlt, sind Lawinen- und Driftzone nicht mehr getrennt; beide Vorgänge finden gemeinsam

Bild 1. Aufbau, Dotierungsprofil und Feldstärkeverlauf einer Lawinenlaufzeitdiode (Impatt-Diode)

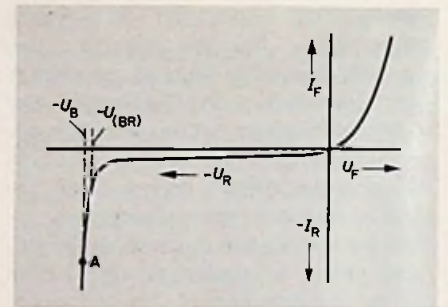
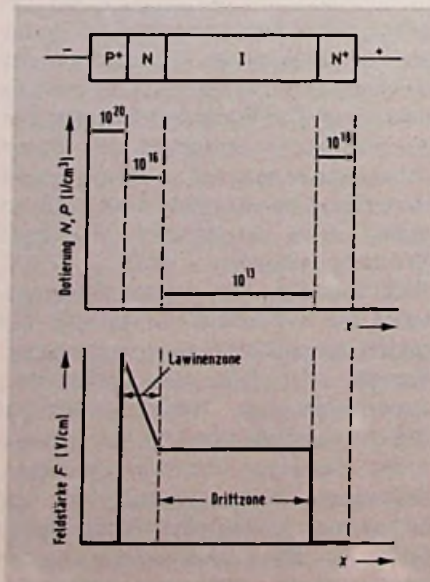


Bild 2. Kennlinie einer Lawinenlaufzeit-Diode

in der I-Zone statt. Während bei der Read-Impatt-Diode nur die eine Ladungsträgersorte (Elektronen) am Driftvorgang teilgenommen hatte, wird bei der P⁺PNN⁺-Diode, der Doppeldrift-Impatt-Diode, auch für die andere Ladungsträgersorte (Löcher) eine Driftzone bereitgestellt. Solche Doppeldrift-Impatt-Dioden haben einen besseren Wirkungsgrad als einfache Impatt-Dioden. Es kann aber auch der in Sperrichtung gepolte P⁺N-Übergang durch einen Metall-N-Übergang (Schottky-Kontakt) ersetzt werden, wodurch sich eine Schottky-Impatt-Diode ergibt. Hiervon wird vor allem bei GaAs-Material für die Diode Gebrauch gemacht.

Der Kennlinienverlauf einer Impatt-Diode ist ähnlich dem einer Z-Diode, da ja auch hier ausschließlich im Durchbruchgebiet (Avalanche-Gebiet) gearbeitet wird. Bild 2 zeigt eine solche Kennlinie.

Der Arbeitspunkt A liegt bei Sperrspannungen in der Größe von 70...150 V und bei Strömen zwischen 30 mA und 150 mA. Infolge der hohen Feldstärke (größer als 10⁴ V/cm) tritt eine Sättigung der Driftgeschwindigkeit auf den Wert von rd. 10⁷ cm/s so-

**Auf Seite T 118 + T 119
steht ein tolles Ding,
Herr Gast.**

**Schade um die vielen
teuren Farbfernseher,
die auf diesen
Fortschritt verzich-
ten müssen.**

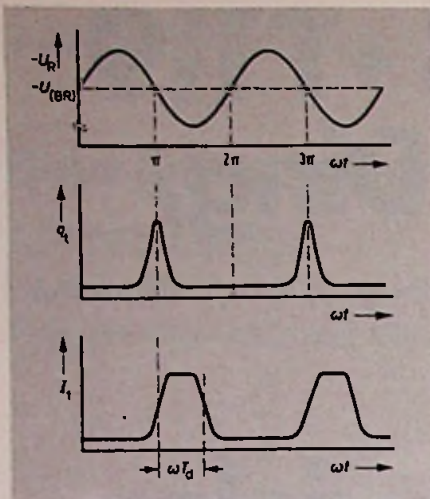
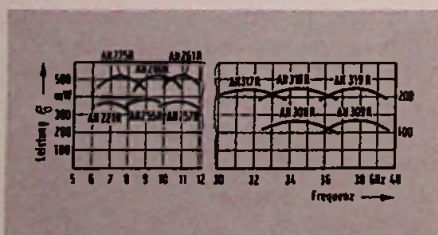


Bild 3. Zusammenhang zwischen der Wechselfspannung, den Ladungsträgerpaketen und dem äußeren Strom einer Lawinenlaufzeitdiode

wohl für Elektronen wie für Löcher und nahezu unabhängig vom Material der Impatt-Diode auf.

In Bild 3 ist der Zusammenhang zwischen Strom und Spannung in einer Impatt-Diode gezeigt. Durch eine der Gleichspannung $-U_R$ überlagerte Wechselfspannung werden Ladungsträgerpakete erzeugt, die der Wechselfspannung um $\pi/2$ nacheilen. Durch die Wirkung der Laufstrecke entstehen dann im äußeren Kreis fast rechteckförmige Stromimpulse, die den Ladungsträgerpaketen um den halben Laufzeitwinkel $T_d/2$ nacheilen. Es ergibt sich also bei fallender Spannung ein steigender Strom, d. h. ein negativer Widerstand. Da die Impatt-Diode in einem Schwingkreis eingebaut wird, ergibt sich die notwendige Wechselfspannung von selbst durch die Selbsterregung über den überlagerten

Bild 4. Leistungskurven in Abhängigkeit von der Frequenz für verschiedene Typen von Laufzeitdioden (Thomson-CSF)



Rauschstrom. Der günstigste Fall für die Selbsterregung liegt bei

$$\theta = \omega \cdot T_d = 0,74 \pi \quad (1)$$

vor [1,34].

Die Driftzeit T_d hängt mit der nahezu konstanten Driftgeschwindigkeit v und der Driftlänge d zusammen.

$$T_d = \frac{d}{v} \quad (2)$$

$$v = 10^5 \text{ m/s}$$

Aus Gl. 1 und 2 kann die für eine bestimmte Impatt-Diode gegebene optimale Frequenz berechnet werden.

$$f = \frac{0,74 \pi v}{2 \pi d} = 0,37 \cdot \frac{v}{d} \quad (3)$$

Beispiel: Wie groß ist die optimale Frequenz bei einer Driftstrecke von 4 μm ?

$$f = 0,37 \cdot \frac{10^5 \text{ m}}{4 \cdot 10^{-6} \text{ s} \cdot \text{m}} = 9,25 \text{ GHz}$$

Aus Bild 3 und aus Gl. 3 geht hervor, daß die Impatt-Diode nur bei einer optimalen Frequenz, die durch die Größe des Driftraumes gegeben ist, betrieben werden kann. Während es bei Gleichrichterioden eine obere Frequenzgrenze und bei einer PIN-Diode eine untere Frequenzgrenze gibt, kann eine Impatt-Diode nur bei einer vorgegebenen optimalen Frequenz oder in einem schmalen Frequenzbereich betrieben werden. Den einzelnen Typen sind bestimmte Frequenzen mit einer Variationsbreite von etwa $\pm 5\%$ zugeordnet, wie auch aus Bild 4 hervorgeht [50].

Je größer der Strom im Arbeitspunkt A (Bild 2) ist, um so größer wird auch die erzielbare HF-Leistung, während der Wirkungsgrad von einem bestimmten Strom an nicht mehr zunimmt. In Bild 5 sind der Wirkungsgrad und die erzielbare Ausgangsleistung für einige der Typen von Bild 4 aufgezeichnet.

Der maximal mögliche Wirkungsgrad liegt bei 5...7%, ist also sehr gering. Für eine zu erzielende HF-Leistung von z. B. 0,5 W bedeutet dies eine zugeführte Gleichstromleistung von rd. 10 W, was bei der Kleinheit der Impatt-Diode Schwierigkeiten bei der Abfuhr der Verlustwärme bedeutet. Für Doppeldrift-Impatt-Dioden werden etwa die doppelten Wirkungsgrade erreicht, was aber auch noch nicht viel ist. Es besteht also die Notwendigkeit,

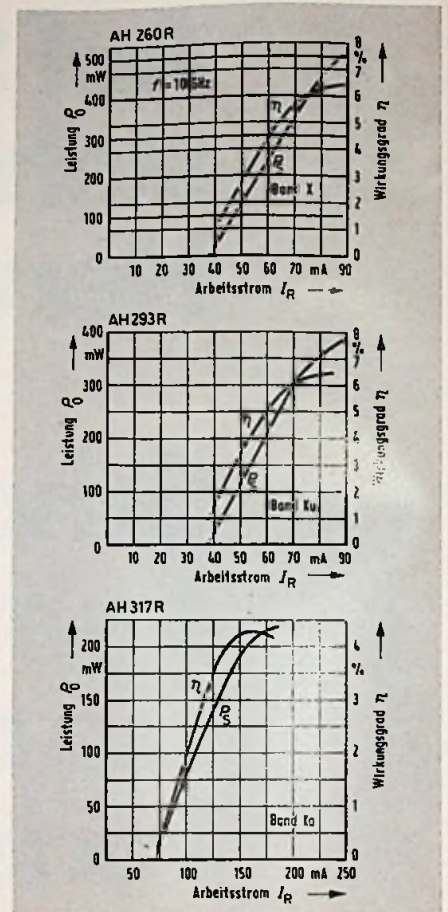


Bild 5. Ausgangsleistung und Wirkungsgrad in Abhängigkeit vom Arbeitsstrom für verschiedene Typen von Lawinenlaufzeitdioden (Thomson-CSF)

bei größerer Leistung den Wirkungsgrad zu verbessern. Beim einfachen Laufzeitbetrieb besteht hierzu keine Möglichkeit, jedoch beim ARP-Modus (Avalanche Resonance Pumped) oder beim Trapatt-Modus (Trapped Plasma Avalanche Triggered Transit) [34, 49]. Beim ARP-Modus wird die Tatsache ausgenutzt, daß bestimmte Impatt-Dioden auch bei Frequenzen unterhalb der Lawinenfrequenz einen negativen Wirkwiderstand haben, was bei den Read-Dioden erst oberhalb der Lawinenfrequenz der Fall ist. Die Diode wird dabei an einen Doppelresonanzkreis angeschlossen, dessen obere Resonanzfrequenz auf die Lawinenresonanz abgestimmt wird. Bei dieser Frequenz wird nicht ausgekoppelt, sondern nur bei der halben Lawinenfrequenz. Durch die Möglichkeit der Ausbildung von Oberwellen wird

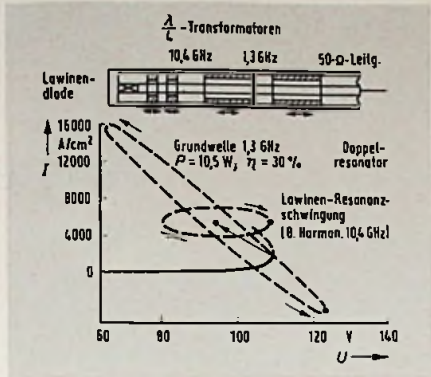


Bild 6. Doppelresonator und Lawinendiode für eine Lawinelaufzeitdiode (W. Heywang-Siemens)

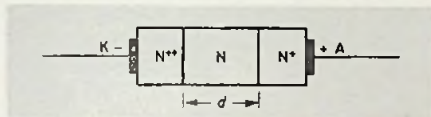


Bild 7. Aufbau einer Gunn-Diode (Schematische Darstellung)

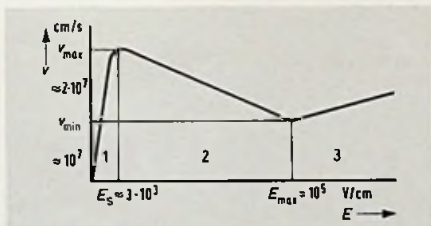


Bild 8. Zusammenhang zwischen der Feldstärke im Kristall und der Geschwindigkeit der Elektronen

ein wesentlich besserer Wirkungsgrad (bis zu 45%) erzielt, was wegen der Schwierigkeiten der Verlustleistungsabfuhr auch eine viel höhere HF-Leistung bedeutet.

Beim Trapatt-Modus wird die Diode an einen Multiresonanzkreis angeschlossen, der sowohl auf die Grundschwingung wie auch auf eine oder mehrere höhere Harmonische abgestimmt werden kann. In Bild 6 ist schematisch ein solcher Doppelresonator und die Aussteuerung für die Grundwelle mit der 8. Harmonischen gezeigt.

Die optimale Frequenz im Trapatt-Modus ergibt sich näherungsweise zu [34]:

$$f_T \approx 0,07 \cdot \frac{v}{d} \quad (4)$$

Der Faktor in Gl. 4 ist wesentlich

kleiner als der in Gl. 3 für die optimale Frequenz beim einfachen Laufzeitbetrieb. Es können also viel niedrigere Frequenzen im Trapatt-Betrieb erzeugt werden; dafür ist aber der Wirkungsgrad etwa um eine Größenordnung besser (60...70%).

Beispiel: Wie groß ist die Frequenz f_T im Trapatt-Modus für die Impatt-Diode mit einer Driftstrecke von 4 µm?

$$f_T = 0,07 \cdot \frac{10^5}{4 \cdot 10^{-6}} \frac{m}{m \cdot s} = 1,75 \text{ GHz}$$

Angewendet werden Lawinelaufzeitdioden in Oszillatoren, Radargeräten sowie phasengesteuerten Antennen. Die maximal erzeugbare Frequenz liegt bei 50...100 GHz; bei sehr hohen Frequenzen ist die Leistung jedoch nur gering. Ein wesentlicher Nachteil ist das infolge des Lawinenprozesses hohe Mikrowellenrauschen. Am ungünstigsten verhalten sich hierbei die Si-Dioden, während Ge- oder GaAs-Dioden besser abschneiden. Ge-Dioden haben jedoch den Nachteil der geringen maximalen Kristalltemperatur, und GaAs-Dioden sind noch schwerer herzustellen als Si-Dioden.

Gunn-Dioden

Die Stromdichte in einem Halbleiter ist sowohl der Elektronenkonzentration wie auch der Driftgeschwindigkeit

Bild 9. Statische Strom-Spannungskennlinien von Gunn-Dioden verschiedener Hersteller (a Alpha Industries, Woburn/USA; b Thomson-CSF)

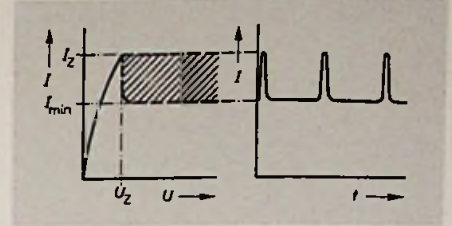
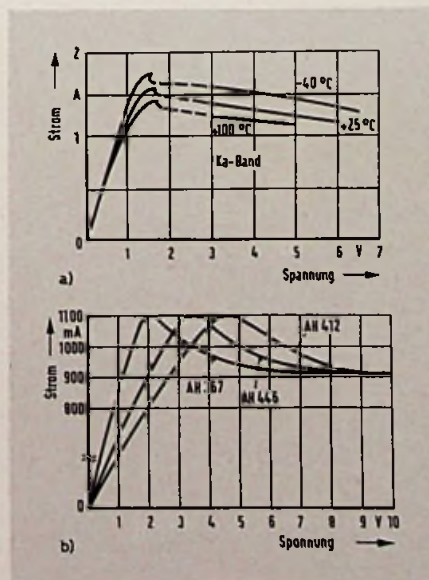


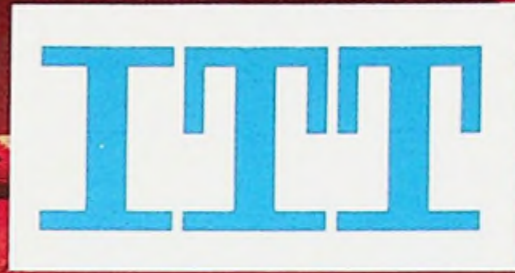
Bild 10. Darstellung des Gunn-Effektes (Domänenentstehung) (W. Heywang aus Internat. Elektron. Rundschau Nr. 9/1969)

keit proportional. Zur Erzeugung eines negativen differentiellen Widerstandes, der für einen Schwingbetrieb unerlässlich ist, muß die Stromdichte mit zunehmendem elektrischem Feld abnehmen. Bei gegebenem Querschnitt bedeutet dies fallenden Strom bei steigender Spannung, also einen negativen differentiellen Widerstand. Die Abnahme der Stromdichte bei steigender Feldstärke durch Abnahme der Driftgeschwindigkeit kommt z. B. bei GaAs bei Feldstärken über 3 kV/cm vor. Der gleiche Effekt kommt auch noch bei anderen III/V-Verbindungen, wie InP, oder auch bei II/IV-Verbindungen (CdTe und ZnSe) vor. Die gegenwärtig lieferbaren Typen bestehen durchwegs aus GaAs.

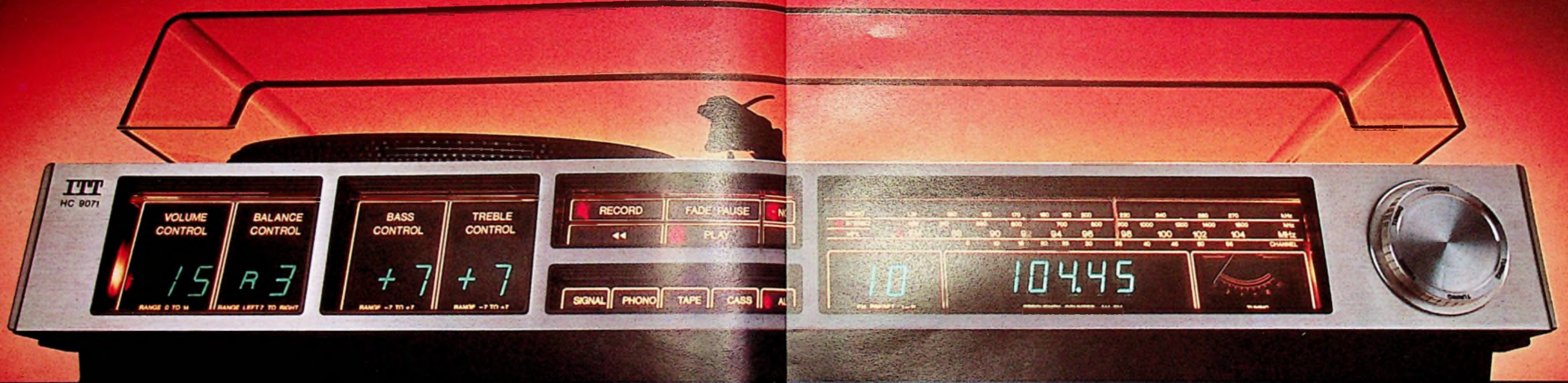
Gunn-Dioden sind eigentlich keine Dioden im bisher betrachteten Sinn mehr, da kein PN-Übergang vorhanden ist. Das ganze Bauelement besteht nur aus einer Folge verschieden stark dotierter Zonen (N-Dotierung, also Elektronen als Majoritätsträger). In Bild 7 ist eine Gunn-Diode schematisch gezeichnet.

Die Schichtenfolge beginnt an der Kathode mit einer sehr hoch dotierten N-Schicht (N^{++} ; Elektronendichte $n^{++} \approx 10^{19}/\text{cm}^3$). Anschließend folgt eine schwach dotierte N-Zone (N; $n_0 \approx 10^{15}/\text{cm}^3$), und den Abschluß zur Anode bildet eine mittelhoch dotierte N-Schicht (N^+ ; $n^+ \approx 10^{18}/\text{cm}^3$). Der eigentliche Gunn-Effekt findet in der schwach dotierten N-Zone statt.

Der Zusammenhang zwischen der Feldstärke im Kristall und der Geschwindigkeit der Elektronen ist in Bild 8 schematisch dargestellt. Ab einer Schwellenfeldstärke E_s von rd. $3 \cdot 10^3$ V/cm fällt die Geschwindigkeit von $v_{\text{max}} = 2 \cdot 10^7$ cm/s bis zu $v_{\text{min}} = 1 \cdot 10^7$ cm/s bei $E_{\text{max}} = 10^5$ V/cm



**Technik der Welt
in deutscher Qualität**



150 Watt HiFi vollelectronisch
Klang und Bedienung perfekt



Wir möchten, daß Ihre Kunden sitzen bleiben

Schon auf den ersten Blick sehen Sie, diese HiFi-Anlage ist ganz anders: da dominieren keine Tasten, Knöpfe und Regler mehr. Stattdessen fallen große digitale Leuchtanzeigen auf. HC 9071 ist die erste Audio-Anlage eines ganz neuen vollelectronischen Konzeptes. Dahinter steckt eine im Grunde ganz simple Überlegung: HiFi-Stereo kann man nur von dem Platz aus optimal einstellen, von dem aus man hören will. Deshalb haben wir Schluß gemacht mit dem ewigen Hin- und Her zwischen Sessel und Gerät.

Herzstück dieser neuartigen HiFi-Anlage ist der „HiFi-Processor“: eine aus dem Gerät herausnehmbare Infrarot-Steuereinheit. Mit dieser drahtlosen Fernbedienung kann man nicht weniger als 38 Funktionen fernsteuern. Und weil die wichtigsten Einstellungen gleichzeitig auch optisch kontrollierbar sein sollten, haben wir in die Vordergrund der Anlage die großen digitalen Leuchtanzeigen eingebaut, die auch auf einige Meter Entfernung noch gut erkennbar sind. So bequem war Stereogenuß noch nie.

Was Sie Ihren Kunden jetzt alles mit der Fernbedienung

demonstrieren können, ist einfach frappierend: Sie schalten die Anlage ein und aus. Sie rufen 11 gespeicherte UKW Festsender und einen AM-Sender (MW/LW) ab.

Sie steuern Klangfarbe (Bässe/Höhen), Lautstärke, Balance und die DLPF-Rauschunterdrückung.

Sie schalten das Gerät mit der Mute-Taste auf „stumm“ (was wichtig sein kann, wenn z. B. das Telefon klingelt).

Sie bedienen alle Laufwerk-Funktionen des Tape-Decks, einschließlich der Ein- und Ausblend-Vorrichtung und der Aufnahme.

Sie starten den Plattenspieler und können ihn natürlich auch wieder abschalten. Sie können jederzeit den hydraulischen Tonarmlift heben und senken.

Nur durch diese vollelectronische Fernsteuerung bietet Ihnen HC 9071 Möglichkeiten, die man heute noch schlicht als einzigartig bezeichnen kann.

Alle elektronische HiFi-Komponenten in einem

was versteht sich eigentlich von selbst, daß wir mit einem solchen Bedienungskomfort nicht irgendein HiFi-Gerät ausgestattet haben, sondern eine

HiFi-Anlage, die auch in Technik und Leistung zukunftsweisend ist.

HC 9071 verkörpert die optimale Integration ausgereifter elektronischer Komponenten: Verstärker, Tuner, Tape-Deck und Plattenspieler.

Der Verstärker hat eine Ausgangsleistung von insgesamt 150 Watt (2 x 75 Watt Musik/2 x 48 Watt Sinus).

Der 3-Bereichs-Tuner verfügt über eine digitale Frequenzanzeige sowie 11 UKW-Festsenderspeicher.

Das DOLBY Cassetten-Tape-Deck ist mit einem 3-Motoren-Laufwerk und electronischer Steuerung ausgestattet.

Der Automatic-Plattenspieler besitzt ein Direct-Drive-Laufwerk mit $\pm 0,045\%$ Gleichlaufschwankungen.

Alles in allem präsentiert sich HC 9071 als eine HiFi-Anlage, zu der man nichts Besseres sagen kann als Klang und Bedienung perfekt. Wir wünschen Ihnen gute Verkaufserfolge.

**ITT Schaub-Lorenz,
7530 Pforzheim**

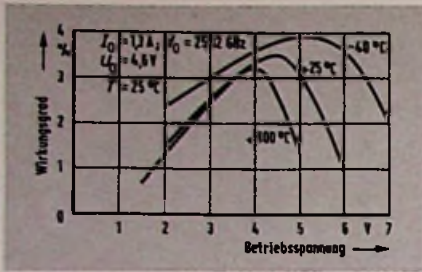


Bild 11. Wirkungsgrad in Abhängigkeit von der Größe der Betriebsspannung mit verschiedenen Temperaturen als Parameter (Alpha Industries)

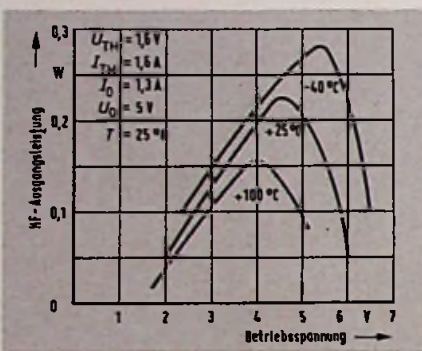


Bild 12. HF-Ausgangsleistung in Abhängigkeit von der Größe der Betriebsspannung mit verschiedenen Temperaturen als Parameter (Alpha Industries)

ab. Da die Stromdichte (und damit auch der ganze Strom im Kristall) der Driftgeschwindigkeit und die Feldstärke der anliegenden Spannung proportional sind, kann an Stelle der Geschwindigkeits-Feldstärkedarstellung auch die ähnliche Strom-Spannungskennlinie treten. In Bild 9 sind zwei Strom-Spannungskennlinien verschiedener Hersteller gezeigt. Wie hier gut zu erkennen ist, beginnt ab der Schwellenspannung U_s (auch V_s oder V_{th} - threshold voltage - genannt) der negative differentielle Widerstand (fallende Kennlinie). Der Arbeitspunkt der Gleichvorspannung soll nach den Kenndaten 2...3 mal so groß wie die Schwellenspannung sein.

$$U_B = (2 \dots 3) \cdot U_s \quad (5)$$

Die einfachste Betriebsart ist der Domänen-Laufzeitbetrieb: Schon geringe Raumladungstörungen an der Katodenseite genügen, um Ladungskonzentrationen hervorzurufen, sogenannte Dipoldomänen. Diese laufen

etwa mit v_{min} zur Anode und brechen dort wieder zusammen. Bild 10 zeigt, wie eine solche Domänenkippschwingung entsteht. Das Wandern einer Dipoldomäne durch den Kristall ist ein zyklischer Vorgang. Verschwindet die Domäne in der Anode, so stellt sich sofort wieder die überkritische Feldverteilung ein. Besonders wichtig für die Anwendung ist, daß während eines Zyklus nur eine einzige Dipoldomäne existieren kann. Die Schwingungsdauer ist durch die Laufzeit τ der Domänen gegeben [1, 34].

$$\tau = \frac{d}{v_{min}}$$

oder

$$f = 1/\tau = \frac{v_{min}}{d} \quad (6)$$

$$v_{min} = 10^7 \text{ cm/s.}$$

Diese Betriebsart wird auch Domänenlaufzeit-Modus genannt.

Beispiel: Auf welche Frequenz ist der Resonator bei einer Lauflänge von $d = 10 \mu\text{m}$ abzustimmen?

$$f = \frac{10^7 \text{ cm/s}}{10^{-3} \text{ cm}} = 10 \text{ GHz.}$$

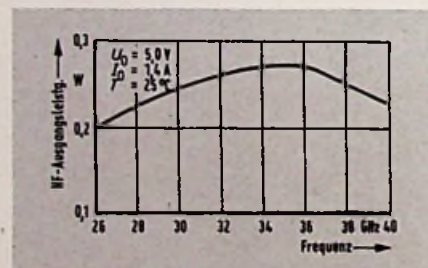


Bild 13. HF-Ausgangsleistung in Abhängigkeit von der Resonanzfrequenz für eine bestimmte Gunn-Diode im Ka-Band (Alpha Industries)

Bild 14. HF-Ausgangsleistung in Abhängigkeit von der Arbeitsfrequenz für verschiedene Typen von Gunn-Dioden (Thomson-CSF)

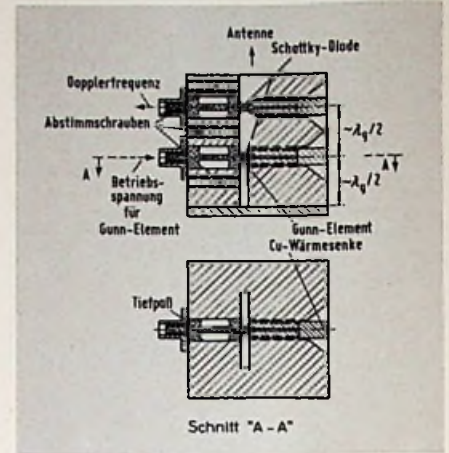
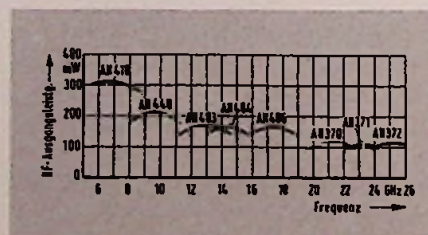


Bild 15. Schnittbild eines Radargerätes mit einer Gunn-Diode als Schwingungserzeuger (Telefunken)

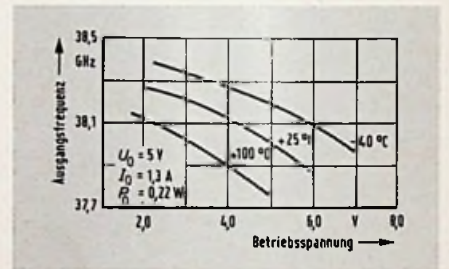


Bild 16. Abhängigkeit der Ausgangsfrequenz eines Gunnoszillators von der Höhe der Betriebsspannung mit verschiedenen Temperaturen als Parameter (Alpha Industries)

Wie in [51] gezeigt wurde, ergibt sich für einen optimalen Wirkungsgrad für das Produkt $n_0 \cdot d$ der Faktor $10^{12}/\text{cm}^2$.

$$n_0 \cdot d \geq 10^{12} \cdot \frac{1}{\text{cm}^2} \quad (7)$$

n_0 Anzahl der Elektronen je Kubikzentimeter in der N-Zone
 d Lauflänge

Beispiel: Wie groß wird die Lauflänge d , wenn $n_0 = 10^{15}/\text{cm}^3$ ist?

$$d = \frac{10^{12} \text{ cm}^3}{10^{15} \text{ cm}^3} = 10^{-3} \text{ cm} = 10 \mu\text{m.}$$

Schwierig wird es, wenn mit Gunn-Dioden wesentlich kleinere Frequenzen als rd. 10 GHz erzeugt werden sollen. Nach Gl. 6 bedeutet eine niedrigere Frequenz, daß d größer gemacht werden muß. Ein größerer Wert von d hat aber wieder nach Gl. 7 einen

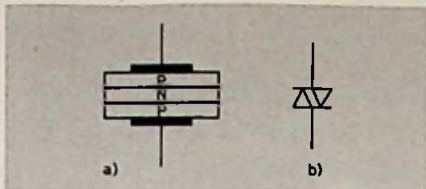


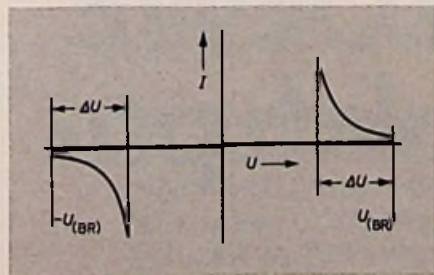
Bild 17. Schematischer Schichtenaufbau a und Schaltzeichen b des Diacs (ITT)

kleineren Wert von n_0 zur Folge, wenn wegen des Wirkungsgrades das Produkt $n_0 \cdot d$ die Größe 10^{12} behalten soll. Das heißt, daß dann die Dotierung n_0 kleiner als $10^{15}/\text{cm}^3$ werden muß. Bei etwa $4 \cdot 10^{23}$ Atomen/ cm^3 bedeutet eine Dotierung von $10^{15}/\text{cm}^3$, daß auf $4 \cdot 10^8$ Atome oder Moleküle des Grundstoffes GaAs ein Dotierungsatom kommt. Damit aber der Dotierungsstoff die Leitfähigkeit bestimmt, muß die Reinheit des undotierten Ausgangsmaterials GaAs noch sehr viel größer sein, d. h. es dürfen nur sehr viel weniger andere Fremdatome vorhanden sein. Je geringer nun die Dotierung n_0 gewählt wird, um so reiner muß das verwendete GaAs-Material sein. Aus diesem Grund werden durchwegs nur Gunn-Dioden für Frequenzen ab etwa 10 MHz (mehr als 7 MHz) geliefert.

Der Wirkungsgrad für eine Erzeugung von HF-Leistung aus einer Gleichstromquelle liegt im Domänenlaufzeitmodus bei einigen Prozent, wie auch aus Bild 11 hervorgeht. Unter dem Wirkungsgrad der Leistungsumwandlung versteht man den Quotienten aus der abgeführten HF-Leistung zur zugeführten Gleichstromleistung.

$$\eta = \frac{P_{\text{HF}}}{P_-}$$

Bild 18. Strom-Spannungskennlinie des Diacs (ITT)



Nach der Definition der Verlustleistung

$$P_v = P_- - P_{\text{HF}}$$

kann man bei den geringen Wirkungsgraden hier die abgeführte HF-Leistung vernachlässigen. Für den Wirkungsgrad η kann man also näherungsweise schreiben:

$$\eta \approx \frac{P_{\text{HF}}}{P_v} \quad (8)$$

Beispiel: Wie groß wird die Verlustleistung, wenn (nach Bild 11) bei einem Wirkungsgrad von $\eta = 3,5\%$ eine HF-Leistung von 0,22 W abgegeben werden soll?

$$P_v \approx \frac{0,22 \text{ W}}{3,5 \cdot 10^{-2}} = 6,3 \text{ W.}$$

Dieser Wert entspricht auch etwa den in Bild 11 eingetragenen Gleichstromgrößen von $1,3 \text{ A} \cdot 4,6 \text{ V} = 6 \text{ W}$.

Sowohl der Wirkungsgrad η wie auch die Ausgangsleistung P_{HF} hängen stark von der Größe der gewählten Vorspannung ab, wie auch aus Bild 12 hervorgeht. Da die Arbeitsfrequenz nach Gl. 6 von der Länge d der Gunn-Diode abhängt, ist also eine bestimmte Diode wegen des Domänenlaufzeitmodus nur in einem engen Frequenzbereich brauchbar. Diese Abhängigkeit ist in den Bildern 13 und 14 dargestellt.

Wie schon aus Bild 11 und 12 hervorgeht, sinken sowohl der Wirkungsgrad wie auch die Ausgangsleistung bei höherer Temperatur stark ab. Damit die Diode möglichst wenig erwärmt wird, muß also auf die Kühlung besonderer Wert gelegt werden, was bei der Anwendung solcher hoher Frequenzen nicht einfach zu verwirklichen ist. In Bild 15 ist das Schnittbild eines Gunn-Oszillators (Radargerät) gezeigt. Solche Radargeräte dienen zum Messen der Geschwindigkeit eines bewegten Objektes (Verkehrsradar) mittels des Dopplereffektes. Die entstehende Doppler-Differenzfrequenz, die durch Mischung zwischen einem kleinen Teil der ausgesandten Leistung und der zurückkommenden Leistung an der Schottky-Diode zustande kommt, ist dabei direkt der Geschwindigkeit des sich bewegenden Objektes proportional.

Mit einem Radargerät bei fester Frequenz nach Bild 15 können nur bewegte Objekte erfaßt, aber es kann nicht die Entfernung festgestellt werden. Wird jedoch die Frequenz des Sen-

ders frequenzmoduliert, so kann ein solches FM-CW-Radargerät zur Entfernungsmessung verwendet werden. Eine Frequenzmodulation läßt sich aber bei Gunn-Dioden leicht durchführen, weil die Frequenz in geringen, aber ausreichenden Grenzen auch von der Arbeitsspannung U_B abhängt, wie aus Bild 16 zu erkennen ist.

Wird die Frequenz im Domänenlaufzeit-Modus so groß, daß die einzelnen Domänenimpulse nicht mehr zu trennen sind, dann ist kein Domänenbetrieb mehr möglich. Dies ist dann der Fall, wenn die Periodendauer die Breite der Domänenimpulse erreicht. Bei einer Breite von etwa $1,5 \cdot 10^{-11} \text{ s}$ [51] beträgt dann die maximal mögliche Frequenz etwa 60 GHz.

Der geringe Wirkungsgrad von wenigen Prozent und die Abhängigkeit

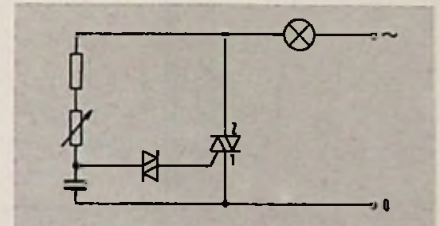


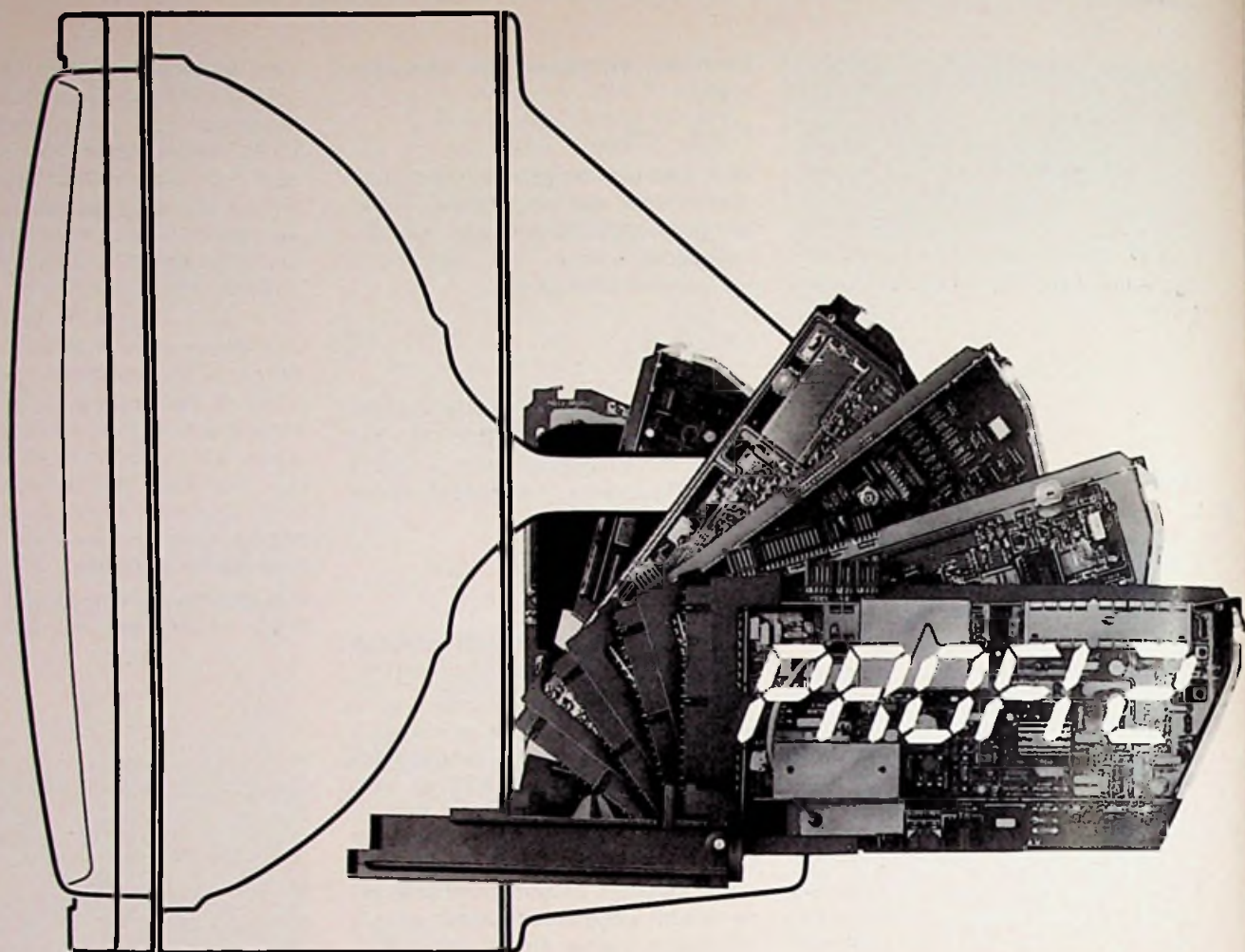
Bild 19. Phasenanschnittschaltung mit einem Diac und Triac (ITT)

der erzeugten Frequenz von der Laufzeitbedingung, also dem Abstand d beim Domänenlaufzeit-Modus eines Gunn-Oszillators, haben dazu geführt, nach anderen Betriebsmöglichkeiten zu suchen.

Wird der Arbeitspunkt der Gleichvorspannung auf die Schwellenspannung U_s gelegt, so kann je nach Aussteuerung eine Domänenunterdrückung oder auch eine Domänenauslöschung erfolgen.

Betrieb mit Domänenverzögerung

In dieser Betriebsart [34] wird die Aussteuerung durch die Wechselspannung so dimensioniert, daß die Grenzkennlinie des ansteigenden Bereiches in Bild 8 nicht erreicht wird. Hier kann nur dann eine Domäne ausgelöst werden, wenn die anliegende Wechselspannung positiv gerichtet ist, also die Feldstärke erhöht (Bereich 2). Bei der negativen Halbwelle kann



**Diese revolutionierende
Modultechnik ist Basis für
eine ganz neue Lebens-
dauer bei Farbfernsehern.
Sie können sie Ihren
Kunden nur von LOEWE
bieten. Sie ist nämlich pa-
tentiert.**

Das alte Drunter und Drüber in Fernsehern ist eine Sache, die wir jetzt in Ordnung gebracht haben: Loewe Profi 2.

Modultechnik ist ein modernes, verkaufsträchtiges Argument. Was sich dahinter aber im Gegensatz zu Loewe bei anderen Farbfernsehgeräten verbirgt, ist ein schlecht zugängliches Durcheinander von 12-15 unterschiedlich großen, unterschiedlich gestalteten und unterschiedlich angeordneten Bauteilen, die nur mit aufwendiger Grundleiterplatte funktionstüchtig sind. Und die zudem oft nur durch einen undurchsichtigen Drahtverhau verbunden sind.

Loewe bietet jetzt das erste Mal einen Fernseher an, dessen Aufbau den Namen Modultechnik wirklich verdient.

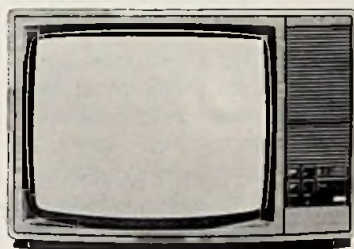
Loewe hat die in der Computer- und Nachrichtentechnik üblichen Baustrukturen verwendet und die komplizierte, unübersichtliche Fernsehertechnik erstmals in nur noch sechs gleichgroße, gleichförmig gestaltete, parallel klappbare Großmoduln gegliedert.

Profi 2 gibt Loewe-Fernsehern eine einzigartige Summe von Vorteilen und Möglichkeiten: höhere Zuverlässigkeit, ent-

scheidend vereinfachte Fehlersuche und -beseitigung, maximale Zukunftssicherheit.

Extreme Zuverlässigkeit: Für Sie und Ihre Kunden ein überzeugendes Argument – und damit ein gutes Geschäft.

Wenn Sie Ihren Kunden einen Loewe empfehlen,



schließen Sie konsequent an eine uralte Handlungserfahrung an: Der zufriedene Kunde ist der beste. Denn er kommt wieder.

Loewe Profi 2: Sicherheit mit doppeltem Boden. Und ein doppeltes Geschäft dazu.

Ein weiterer interessanter Aspekt für Sie ist der



schnelle, kostengünstige und damit ertragsstarke Service. Denn Profi 2 bietet Ihnen erstmals Fehlerdiagnose ohne Hilfsmittel. Die Moduln können auch bei eingeschaltetem Gerät einzeln herausgeklappt und überprüft werden,

jeder Fehler läßt sich durch einfachen Austausch des betreffenden Moduls beheben.

Wenn wir schon beim Geschäft sind: Machen Sie Loewe zu Ihrer Profitmarke Nr. 1.

Auch Fernsehkäufer sind nur dann bereit, mehr zu investieren, wenn ihnen dafür mehr und besseres geboten wird: ein Produkt mit unverwechselbaren Vorteilen. Profi 2 bietet Ihnen hier die Chance, erkennbare Eigenständigkeit zu verkaufen.

Mit der intensivsten Publikumswerbung in der Geschichte des Hauses Loewe stützen wir diese Argumentation. Wir machen klar, was der entscheidende Zugewinn an Zuverlässigkeit und Lebensdauer wert ist. Und wir sagen, warum es sich lohnt, für Loewe-Perfektion den angemessenen Preis zu bezahlen.

Wir meinen, Sie sollten daran teilhaben. Ordern Sie also Ihren Loewe-Anteil am Geschäft.

LOEWE

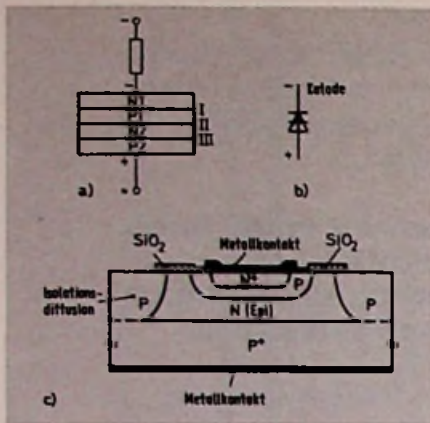


Bild 20. Zonenfolge a, Schaltzeichen b und Aufbau c einer Vierschichtdiode (ITT)

keine Domäne entstehen. Es kommt also zu einer Domänenverzögerung und einer Oszillatorfrequenz, die durch den Resonanzkreis und nicht durch den Laufzeitmechanismus festgelegt ist. Der Abstimmbereich des Schwingkreises ist durch die Beziehung nach Gl. 9 festgelegt [34]:

$$\frac{1}{2 \cdot \tau} < f < 1/\tau \quad (9)$$

Die Frequenz kann also von der Laufzeitfrequenz $\frac{1}{\tau}$ (Gl. 6) bis um eine

Oktave nach unten verschoben werden. Der Wirkungsgrad ist bei dieser Betriebsart hoch und kann im Dauerstrichbetrieb bis zu etwa 7% und im Impulsbetrieb bis zu etwa 19% betragen.

Betrieb mit Domänenauslöschung

Bei dieser Betriebsart [34] wird die Tatsache ausgenutzt, daß eine Wanderdomäne verlöscht, wenn die Spannung so klein wird, daß die Grenzkennlinie erreicht wird. Dies kann dadurch verwirklicht werden, daß bei einer entsprechend großen HF-Amplitude (geringe Belastung des Schwingkreises) während eines Teiles der Periode die Spannung bis zur Grenzkennlinie ausgesteuert wird. Außerdem muß die Domänenlaufzeit größer als die halbe Periode T der HF-Spannung sein. Die Frequenz wird in dieser Betriebsart durch die Resonanzfrequenz des Schwingkreises bestimmt und liegt von etwa

$$f_{min} = 2/3 \cdot \tau$$

bis zu sehr hohen Frequenzen, und zwar unabhängig von der Laufzeit. Sobald allerdings die Periodendauer vergleichbar mit der Breite der Domänenimpulse wird, sinkt der Wirkungsgrad sehr ab.

Eine besonders interessante Betriebsart stellt der Betrieb mit begrenzter Raumladungsbildung, der LSA-Betrieb (Limited space-charge accumulation) dar. Durch geeignete Wahl der Parameter der Gunn-Diode und des Schwingkreises ist es möglich, die Ausbildung von Domänen zu unterdrücken. Damit kann dann auch der negative Widerstand über die ganze Länge d ausgenutzt werden. Die hierbei mögliche, besonders gute Umwandlung der zugeführten Gleichfeldleistung in Hochfrequenzleistung kommt durch die negative Beweglichkeit der Elektronen zustande und ist nicht die Folge der Bewegung von Raumladungspaketen wie im Domänenbetrieb.

Die Vorspannung im LSA-Betrieb liegt etwa wie im Domänenbetrieb in der Mitte des negativen Kennlinienastes. Der Wirkungsgrad ist dann am höchsten, wenn gerade bis zu E_s durchgesteuert wird. Es können Wirkungsgrade über 20% bis zu etwa 30% für GaAs und sogar fast 40% für InGaSb erzielt werden. Da in dieser Betriebsart ähnlich wie im Betrieb mit Domänenunterdrückung die Laufzeitbedingung entfällt, ist die Frequenz allein durch die Resonanzfrequenz des Schwingkreises bestimmt. Damit aber z.B. bei GaAs ein LSA-Betrieb überhaupt möglich wird, müssen bezüglich der Dotierung und der Frequenz bestimmte Bedingungen eingehalten

Bild 21. Kennlinie der Vierschichtdiode mit eingezeichneten Widerstandsgeraden (ITT)

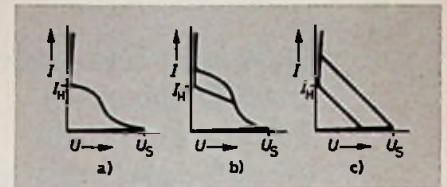
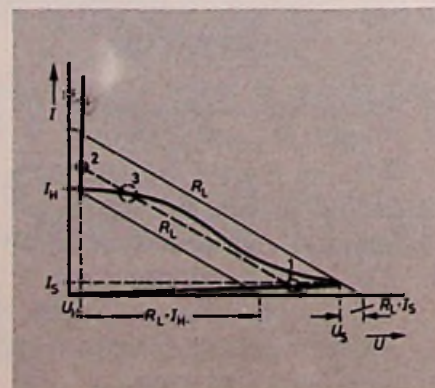


Bild 22. Maximal zulässiger Impulsstrom I_p von Vierschichtdioden in Abhängigkeit vom Tastverhältnis v (ITT)

werden. Um die gewünschte Unterdrückung der Domänen realisieren zu können, ist eine extrem konstante Dotierung erforderlich, die natürlich nur schwer zu realisieren ist. Deshalb muß wenigstens zu einem Teil der Periode der HF-Schwingung die Schwellenspannung U_s unterschritten werden. Nach Untersuchungen von Copeland [34] muß die folgende Ungleichung erfüllt sein:

$$2 \cdot 10^4 \text{ s/cm}^3 < n_0/f < 2 \cdot 10^5 \text{ s/cm}^3$$

oder

$$\frac{n_0}{2 \cdot 10^5} < f < \frac{n_0}{2 \cdot 10^4} \frac{1}{s} \quad (10)$$

Beispiel: Wie groß ist der Frequenzbereich für den LSA-Modus in einem GaAs-Gunnelement bei einer Dotierung von $n_0 = 10^{15}/\text{cm}^3$?

$$f < \frac{10^{15}}{2 \cdot 10^4} \text{ Hz} = 50 \text{ GHz}$$

und

$$f > \frac{10^{15}}{2 \cdot 10^5} \text{ Hz} = 5 \text{ GHz}$$

Die Frequenz kann also zwischen 5 GHz und 50 GHz liegen.

Triggerdioden und Vierschicht-Dioden

Triggerdioden und Vierschicht-Dioden sind Bauelemente mit zwei Anschlüssen (wie bei allen Dioden); es sind aber mehrere PN-Übergänge vorhanden. Die Triggerdioden (auch Diacs = Diode alternative current oder Zweigweg-Schaltdiode genannt) enthalten zwei PN-Übergänge mit drei verschiedenen Zonen; die Vierschicht-Dioden sogar drei PN-Übergänge mit vier verschiedenen Zonen.

Triggerdioden (Diacs)

In Bild 17 ist der schematische Aufbau eines Diacs sowie dessen Schaltsym-

bol gezeigt. Sowohl aus Bild 17 wie auch aus dem Verlauf der Strom-Spannungs-Kennlinie (Bild 18) ist zu erkennen, daß es sich hier um ein anschlusssymmetrisches Bauelement handelt. Wird die am Diac anliegende Spannung von Null bis zur Durchbruchspannung $U_{(BR)}$ gesteigert, so fließt zunächst nur ein sehr kleiner Sperrstrom von weniger als 0,1 mA (Datenblatt BR 100). Bei der Durchbruchspannung von 28...36 V wird der Diac plötzlich leitend, und es fließt infolge des Rückgangs der Spannung unter den Wert von $U_{(BR)}$ ein sehr großer Strom, der durch einen Widerstand auf den maximal zulässigen Wert (meistens 1...2 A) begrenzt werden muß. Diese Begrenzung kann dann entfallen, wenn z.B. kein allzu großer Kondensator entladen wird, weil dann die Beanspruchung mit dem Entladestrom nur sehr kurz andauert.

Die meist gebräuchliche Anwendung eines Diacs stellt die Zündung eines Triacs dar, wie aus Bild 19 hervorgeht. Durch die rückläufige Kennlinie des Diacs wird der Kondensator nach Erreichen der Durchbruchspannung schlagartig um den Spannungswert ΔU (in den Datenblättern wird meistens der Wert von mindestens 6 V bei einem Flußstrom von 10 mA angegeben) entladen, so daß kurzzeitig ein großer Strom fließen kann, der den Triac sicher einschaltet. Der Sperrstrom vor der Durchbruchspannung reicht nicht zum Einschalten (auch Zünden genannt) des Triacs aus. Mit Hilfe des Ladewiderstandes kann die Ladezeitkonstante eingestellt werden, so daß der Triac mehr oder weniger verzögert (in Beziehung zur Amplitude der Wechselspannung) einschaltet. Hierdurch kann stufenlos die mittlere Leistung im Lastkreis geregelt werden.

Bild 23. Temperaturabhängigkeit der Schaltspannung U_s und des Haltestromes I_H von Vierschichtdioden (ITT)

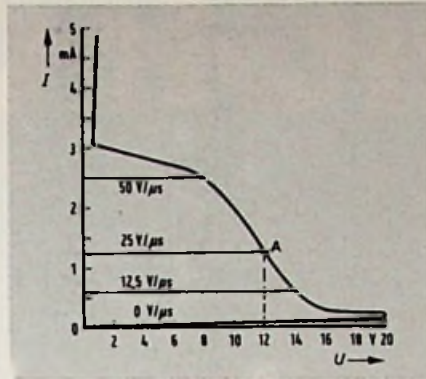
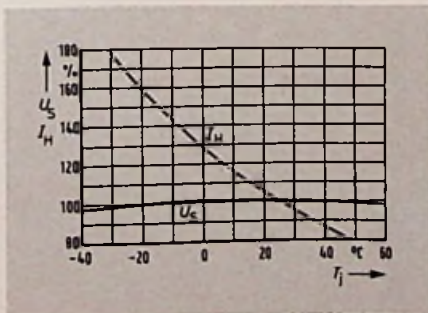


Bild 24. Strom-Spannungskennlinie einer Vierschichtdiode für $U_s = 20$ V bei verschiedenen Spannungsanstiegswerten (ITT)

Da der Diac (wie auch der Triac) durch seine Symmetrie in beiden Halbwellen durchschalten kann, läßt sich hiermit ein elektronischer Wechselstromschalter aufbauen.

Vierschichtdioden

Bild 20 zeigt die Zonenfolge a, den Aufbau b und das Schaltzeichen c einer Vierschichtdiode. Da die obere N-Schicht an den Minuspol und die untere P-Schicht an den Pluspol der Versorgungsspannung angeschlossen sind, werden also die beiden PN-Übergänge I und II im Durchlaßbereich betrieben. Nur der mittlere PN-Übergang (II) wird in Sperrichtung beansprucht. Schon aus dieser Anschlußbedingung geht hervor, daß die Vierschicht-Diode kein symmetrisches Bauelement darstellt. Dies ist auch aus der Kennlinie nach Bild 21 zu ersehen. Bei kleinen Spannungen entspricht diese Kennlinie der Sperrkennlinie einer normalen Si-PN-Diode. Wird die Spannung weiter erhöht, so tritt bei einem bestimmten Wert, der Schaltspannung U_s , am vorher gesperrten PN-Übergang II ein Lawinendurchbruch auf. Der dann fließende sehr große Strom muß durch einen Vorwiderstand zur Vierschicht-Diode auf den zulässigen Wert begrenzt werden. Der maximal zulässige Dauerstrom I_F liegt bei der Reihe 4 E 20-8...4 E 200-28 (die erste Zahl gibt die Durchbruchspannung U_s , die zweite Zahl den mittleren Haltestrom I_H an) von ITT bei 150 mA; im Impulsbetrieb kann der Strom je nach Tastverhältnis v und Einschaltdauer t_s bis

zu 10 A betragen. Der Zusammenhang zwischen maximalem Impulsstrom und dem Tastverhältnis ist in Bild 22 gezeigt.

Da im allgemeinen die Vierschichtdiode über einen Widerstand R_L an der Betriebsspannung U liegt, kann deren Steuerung nur über die Größe dieser Spannung vorgenommen werden. Für die Einschaltbedingung ergibt sich [52]:

$$U > (U_s + R_L \cdot I_s) \approx U_s \quad (11)$$

$$(I_s < 0,125 \text{ mA})$$

und für die Ausschaltbedingung:

$$U < (U_H + R_L \cdot I_H) \quad (12)$$

Zwischen diesen beiden Spannungswerten, also für

$$(U_s + R_L \cdot I_s) < U < (U_H + R_L \cdot I_H) \quad (13)$$

(gestrichelte Linie in Bild 21) kann der Arbeitspunkt entweder bei gesperrter Vierschicht-Diode 1 oder bei durchgeschalteter Diode 2 liegen. Wo der Arbeitspunkt bleiben wird, hängt von den Schaltbedingungen ab. Beim Anlegen der Spannung U wird sich zunächst der Punkt 1 einstellen. Wird nun durch einen kurzen Spannungsimpuls die Schaltspannung U_s überschritten, so wandert der Arbeitspunkt nach Punkt 2 und bleibt dort stehen. Erst wenn durch einen negativ gerichteten Spannungsimpuls die Ausschaltbedingung erfüllt wird, d.h. der Haltestrom unterschritten wird, kann wieder Punkt 1 erreicht werden.

Während die Schaltspannung U_s nahezu temperaturunabhängig ist, hängt die Höhe des Haltestromes stark von der Größe der Umgebungstemperatur ab, wie aus Bild 23 hervorgeht. Die statische Kennlinie nach Bild 21 gilt jedoch nur für den langsamen Anstieg der Spannung an der Diode. Bei einem schnellen Spannungsanstieg fließt noch ein kapazitiver Verschiebungsstrom durch die mittlere Sperrschicht, so daß die Vierschichtdiode bei einer niedrigeren Spannung einschaltet, wie aus Bild 1.282 hervorgeht.

Da die Spannung an der Vierschicht-Diode höchstens die Größe der Schaltspannung U_s annehmen kann, darf für die Höhe der Sperrkapazität näherungsweise gesetzt werden [52]:

$$C \approx \frac{K}{U}$$

mit

$$K = 1 \cdot 10^{-9} \text{ As} \quad (14)$$

Eine Erfindung HIGH COM VO

HiFi-Cassettenrecorder ohne integriertes Rauschunterdrückungs-System lassen sich heute nicht mehr verkaufen. Dem anspruchsvollen Musikfreund ist die hohe Aufnahme- und Wiedergabequalität seiner Cassetten bei größtmöglicher Störfreiung viel wert. Mehr, als ihm an effektiver Leistung bis heute geboten werden konnte.

Auch DOLBY*NR, das bisher am weitesten verbreitete HiFi-Compander-System, kann die auf dem Übertragungsweg hinzukommenden Störgeräusche nur mildern, nicht aber unhörbar machen.

Auf der HiFi'78 stellte Telefunken erstmalig eine neue Erfindung vor, die alles, was es an herkömmlichen Systemen zur Rauschunterdrückung gibt, deutlich übertrifft.

HIGH COM – Kurzform für High Fidelity Compander – ließ sofort die gesamte Fachwelt aufhorchen. Unüberhörbar demonstrierte HIGH COM seine Fähigkeit, die auf dem Übertragungsweg hinzukommenden Störgeräusche zu unterdrücken, und erschloß damit eine neue, bisher für unerreichbar gehaltene Dimension bei der Tonaufnahme und -wiedergabe über Cassetten.

Grundsätzlich verfährt HIGH COM, wie DOLBY NR, nach dem Prinzip der Dynamik-Einengung vor (Compressor) und der spiegelbildlichen Ausweitung nach (Expander) der Übertragung oder Speicherung von Tonsignalen.

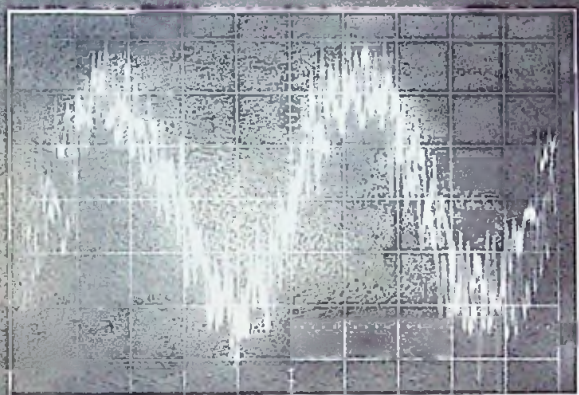
Bei diesem System, kurz Compander genannt, durchlaufen die lauten Stellen, die die Störsignale ohnehin übertönen, den Compressor und Expander unverändert. Die leisen Stellen werden im Compressor bis über das Störgeräusch angehoben und im Expander wieder auf den Ursprungswert abgesenkt. Die Störungen werden dabei von den komprimierten Signalen überlagert und schließlich mit ihnen im gleichen Verhältnis abgesenkt. Die Originaldynamik bleibt erhalten, das Störgeräusch kann im Idealfall sogar unter die Hörbarkeitsgrenze gebracht werden.

HIGH COM ist das erste Compander-System im Konsumbereich, das diesen Idealfall erreicht. Auch von DOLBY NR unterscheidet sich, für jeden hörbar, das neue Breitband-Compander-System HIGH COM von Telefunken deutlich in Wirksamkeit und Qualität. Einmal in der erreichbaren Störunterdrückung, zum anderen in der Erhaltung der Übertragungstreue. So beträgt die Stör-

Telefunken. Erf

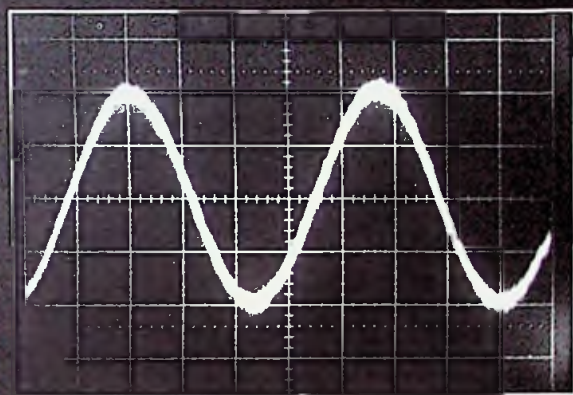
... ist durch High Com zu erreichen. ... Telefunken.

Störfreiheit durch HIGH COM 20 dB, was bedeutet, daß die Rausch-Leistung auf 1 Prozent des Wertes gesenkt wird, den man ohne Compondierung erhält. Damit liegt HIGH COM um 11 dB über dem Geräuschspannungsabstand, den man mit herkömmlichen Compondern erzielen konnte.



0 1 2 3 4 5 ms

©szillogramm eines Sinustons, gemessen über Cassettenband, ohne HIGH COM-Compondierung.



0 1 2 3 4 5 ms

Das Oszillogramm des gleichen Sinustons mit Bearbeitung durch HIGH COM zeigt eine Störfreiheit von ca. 20 dB.

Jetzt ist HIGH COM in Serie gegangen und in Kürze bereit, den Wunschtraum eines jeden anspruchsvollen Musikliebhabers zu erfüllen: Höchste Klangreinheit ohne hörbare Störgeräusche bei der Aufnahme und Wiedergabe über Cassetten.

Damit gibt Telefunken Ihnen die Möglichkeit, Ihren Kunden eine neue technische Glanzleistung anzubieten, die auch unter Berücksichtigung des Preis-/Leistungsverhältnisses z.Z. weltweit ohne Beispiel ist. Die Lösung eines Problems, das für den HiFi-Freund Fortschritt bedeutet, auf den er zukünftig nicht mehr verzichten will.

Ausführliches Informations- und Demonstrationsmaterial über HIGH COM, dem neuen Meilenstein in der High Fidelity, stellt Ihnen Telefunken rechtzeitig zur Verfügung.

HIGH COM

TELEFUNKEN

Ein Unternehmen des AEG

*) Eingetragenes Warenzeichen der DOLBY Laboratories Inc.

... sind im Erfinden.

Für den Verschiebungsstrom ergibt sich dann:

$$I_c = C \cdot \frac{dU}{dt} = \frac{K}{U_s} \cdot \frac{dU}{dt} \quad (15)$$

Beispiel: Bei welcher Spannung schaltet die Vierschicht-Diode Type 4 E 20-8 (Bild 24) bei einem Spannungsanstieg von 25 V/μs ein?

$$I_c = \frac{10^{-9} \text{ A} \cdot \text{s} \cdot 25 \text{ V}}{20 \text{ V} \cdot 1 \cdot 10^{-6} \text{ s}} = 1,25 \text{ mA}$$

Wird dieser Stromwert in Bild 24 eingetragen, so ergibt sich als Schnittpunkt mit der Kennlinie der Einschaltzeit von 12 V und nicht 20 V wie im statischen Betrieb.

Bei sehr schnellem Spannungsanstieg muß jedoch noch beachtet werden, daß die Vierschicht-Diode eine Einschaltzeit von 0,1 μs hat. Bei einem Spannungsanstieg von z. B. 50 V/μs ergäbe sich ein kapazitiver Verschiebungsstrom von 2,5 mA und nach Bild 24 eine Einschaltspannung von 8 V. Infolge der Trägheit der Diode steigt die Spannung auf

$$50 \text{ V}/\mu\text{s} \cdot 0,1 \mu\text{s} = 5 \text{ V}$$

an, bis die Diode durchschalten kann. Da aber die Schaltspannung bei 8 V liegt, macht sich dieser Effekt noch nicht bemerkbar.

Würde die Spannung noch schneller ansteigen, z. B. durch einen Spannungsimpuls beim Abschalten einer Induktivität, dann wird die Schaltspan-

nung wieder größer. Bei z. B. 100 V/μs würden 5 mA Verschiebungsstrom fließen, und die Diode würde nach Bild 24 schon bei rd. 1 V einschalten. Da aber erst die Einschaltzeit von 0,1 μs vergehen muß, ist die Spannung inzwischen auf

$$100 \text{ V}/\mu\text{s} \cdot 0,1 \mu\text{s} = 10 \text{ V}$$

angestiegen, und erst dann kann die Diode durchschalten.

Beim Einsatz der Vierschicht-Diode muß noch auf den Innenwiderstand der speisenden Spannungsquelle geachtet werden. Je nach Höhe dieses Innenwiderstandes verschiebt sich der Kennlinienverlauf nach Bild 25.

Anwendung findet die Vierschichtdiode dort, wo bei einer bestimmten Spannung impulsartig ein großer Strom fließen soll. Dies kann z. B. eine Spannungsüberwachungsschaltung sein oder auch ein Sägezahn- und Impulsgenerator (Bild 26). Der Widerstand muß dabei so dimensioniert werden, daß nur ein Strom fließen kann, der kleiner als der unterste Haltestrom ist.

$$R_1 \geq \frac{U_B - U_{amin}}{I_{Hmin}} \quad (16)$$

$$R_2 \geq \frac{U_{smax}}{I_{Fmax}} \quad (17)$$

I_{Fmax} aus Bild 22.

Für die Anstiegszeit des Sägezahns ergibt sich [52]:

$$t_1 = (R_1 + R_2) \cdot C \cdot \ln \frac{U_B}{U_B - U_s} \quad (18)$$

An Punkt B treten beim Zünden der Vierschicht-Diode positive Impulse in Höhe der Schaltspannung auf. Ihre Dauer ist durch die Entladezeit des Kondensators bestimmt zu:

$$t_2 = R_2 \cdot C \cdot \ln \frac{U_B}{R_2 \cdot I_H} \quad (19)$$

Die Summe der beiden Zeiten t_1 und t_2 ergibt die gesamte Periodendauer des Ausgangssignals. Die Frequenz des Sägezahngenerators läßt sich durch Ändern des Widerstandes R_1 und/oder des Kondensators C in weiten Grenzen verändern. Der Sägezahn-generator kann getriggert werden, wenn man, wie in Bild 26 gezeigt ist, zur Vierschicht-Diode eine normale Diode in Reihe schaltet und parallel zu dieser positive Impulse einspeist.

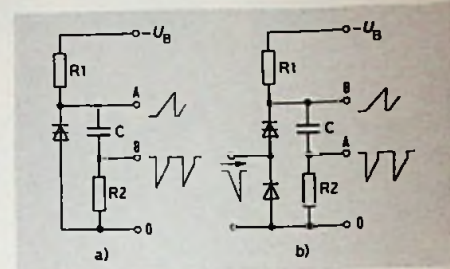


Bild 26. Sägezahn- und Impulsgenerator mit einer Vierschicht-Diode a) freischwingend und b) getriggert (ITT)

Beispiel: Es soll mit der Vierschicht-Diode 4 E 20-8 bei einer Betriebsspannung von 50 V nach Bild 26, Teilbild a, ein Sägezahn-generator entworfen werden. Die Kapazität C soll 10 nF betragen. Daten der Vierschichtdiode: $U_s = 20 \text{ V} \pm 4 \text{ V}$; $I_H = 1 \dots 15 \text{ mA}$.

$$R_1 \geq \frac{50 \text{ V} - 16 \text{ V}}{1 \cdot 10^{-3} \text{ A}} = 34 \text{ k}\Omega$$

gewählter Wert:

$$R_1 = 39 \text{ k}\Omega$$

Der Impulsstrom in R_2 wird zunächst zu 1 A geschätzt; später muß noch mit Bild 22 nachkontrolliert werden, ob dies zulässig ist.

$$R_2 \geq \frac{24 \text{ V}}{1 \text{ A}} \geq 24 \Omega$$

gewählter Wert:

$$R_2 = 27 \Omega \ll 39 \text{ k}\Omega$$

$$t_1 = 39 \cdot 10^3 \Omega \cdot 10 \cdot 10^{-9} \text{ F} \cdot \ln \frac{50 \text{ V}}{50 \text{ V} - 20 \text{ V}}$$

$$t_1 = 0,2 \text{ ms}$$

$$t_2 = 27 \Omega \cdot 10 \cdot 10^{-9} \text{ F} \cdot \ln \frac{50 \text{ V}}{27 \Omega \cdot 8 \cdot 10^{-3} \text{ A}}$$

$$t_2 = 1,5 \mu\text{s} \ll t_1$$

$$f \approx \frac{1}{t_1} = 5 \text{ kHz}$$

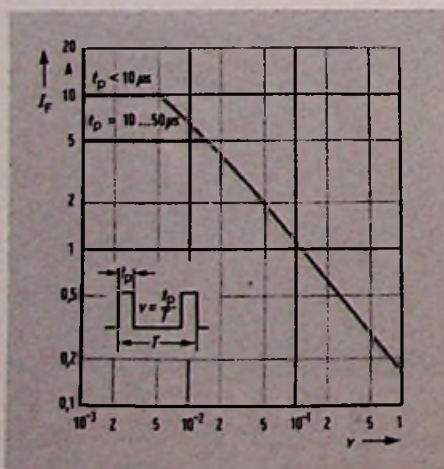
Nachprüfen des zulässigen Impulsstromes:

$$v \approx \frac{t_2}{t_1} = 7,5 \cdot 10^{-3}$$

Nach Bild 22 wäre mit $t_2 = t_p = 1,5 \mu\text{s}$ und $v = 7,5 \cdot 10^{-3}$ ein maximaler Impulsstrom von rd. 7 A zulässig.

(Schluß)

Bild 25. Strom-Spannungskennlinien von Vierschichtdioden bei a) hohem, b) mittlerem und c) niedrigem Innenwiderstand der speisenden Quelle (ITT)



Betriebsklima

Innerbetriebliche Harmonie

Mehrere Untersuchungen haben übereinstimmend ergeben, daß alle Betriebe, die auffallend viele Stammkunden besitzen, gleichzeitig eine weitere Gemeinsamkeit aufweisen: Sie verfügen über ein treues Stammpersonal mit einer weit unter dem Durchschnitt liegenden Fluktuationsquote. Betriebspsychologen sehen in dieser Feststellung bestätigt, daß innerbetriebliche Harmonie nicht nur den Stellungswechsel hemmt, sondern gleichzeitig auch einen anziehenden Einfluß auf die Kunden ausübt. bpd

Heinz-Piest-Institut

Neuer Fachlehrgang „Mikrocomputer“

Das Heinz-Piest-Institut, Leitstelle für die bundeseinheitliche praxisorientierte Elektronikschulung, hat mit Wirkung vom 1. Oktober 1978 den neuen Elektronik-Fachlehrgang IV C „Mikrocomputer“ offiziell in das Elektronik-Schulungsprogramm des HPI aufgenommen. Mit Stand vom 15.01.1979 haben bereits 8 Schulungsstätten ihre Anerkennung für diesen Fachlehrgang erhalten, da sie sowohl die personellen als auch die gerätemäßigen Voraussetzungen für eine solche Anerkennung erfüllt hatten. Etwa 15 weitere Schulungsstätten werden noch im Frühjahr 79 folgen. Damit wird den inzwischen fast 130000 erfolgreichen Lehrgangsteilnehmern und Inhabern des Elektronik-Passes auf breiter Basis die Möglichkeit eröffnet, sich systematisch auch in die sehr komplexe Technik und Programmierung von Mikrocomputern einzuarbeiten. Die Anschriften aller Schulungsstätten können beim Heinz-Piest-Institut, Hannover, angefordert werden.

Ein zu diesem Lehrgang gehörendes Lehrbuch der HPI-Fachbuchreihe Elektronik ist unter dem Titel „IV C Mikrocomputer – Aufbau, Anwendung und Programmierung“ zum Preis von 48,- DM im Pflaum-Verlag, München, erschienen. Lieferbar sind auch zugehörige Arbeitsblätter. Eine Sammlung von Prüfungsaufgaben der wieder bundeseinheitlich durchgeführten Abschlußprüfungen wird in Kürze erfolgen.

FT-Lehrgang für Radio- und Fernsehtechniker

Einführung in die Digitaltechnik

2. Folge

Immer stärker breitet sich die Digitaltechnik auch in den Geräten der Unterhaltungselektronik aus. Schon bald wird ein Radio- und Fernsehtechniker beruflich keine Chance mehr haben, wenn er diese für ihn jetzt noch verhältnismäßig neue Technik nicht gründlich lernt. Glücklicherweise ist dieses Gebiet jedoch leichter zu lernen, als es anfangs aussieht. Einen einfachen und doch gründlichen Einstieg in die Digitaltechnik bietet diese von Obering, Horst Pelka, München, speziell für Radio- und Fernsehtechniker ausgearbeitete Beitragsfolge.

4. Schaltzeichen

Ähnlich, wie bei einem Schaltbild Kondensatoren, Widerstände und Transistoren als Symbole genormt sind, gibt es Schaltzeichen für komplette Glieder, die auch von der englischen Übersetzung des Wortes „gate“ her als Gatter bezeichnet werden. Die bisher üblichen Schaltzeichen und den neuen internationalen Vorschlag, zeigt Bild 4.0.1. Die so zusammengefaßte Schaltung für die drei Funktionen UND, ODER, NICHT bezeichnet man als: UND-Glieder, ODER-Glieder und Inverter.

Die UND- und ODER-Glieder haben mindestens zwei Eingänge, können aber auch beliebig viele besitzen, man spricht dann auch von einer UND-Verknüpfung bzw. ODER-Verknüpfung. Die NICHT-Funktion wird als Invertierung bezeichnet. Zur Kennzeichnung der Invertierung wird ein Negationszeichen benutzt. Dies war in der bis heute üblichen deutschen Norm ein dicker Punkt, in der amerikanischen Darstellungsweise ein kleiner Kreis. In der neuen Norm DIN 40700 unterscheidet man zwischen einem Polaritätsindikator (Bild 4.0.2.) und einem Negationszeichen, bei dem der kleine Kreis aus dem amerikanischen übernommen wurde (Bild 4.0.3.). Die Anschlüsse für

Masse und für die Speisespannung werden bei diesem Schaltzeichen nicht mit angegeben. Sie liegen bei den meisten Digitalschaltungen mit 16poligem Gehäuse: Masse an Stift 8, Speisespannung an Stift 16, und mit 14poligem Gehäuse: Masse an Stift 7, Speisespannung an Stift 14 (Bild 4.0.4.). Da diese Anschlußfolge aber keine strenge Norm ist, muß beim Beschalten auf die Anschlußanordnung des betreffenden Datenblattes geachtet werden.

4.1. NOR-Glieder

Aus einem ODER-Glied wird durch Negation des Ausgangs ein NOR-Glied (die Bezeichnung kommt aus dem englischen Sprachgebrauch: not or). NOR-

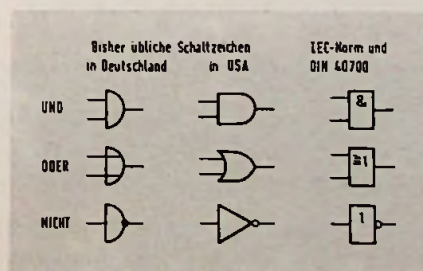
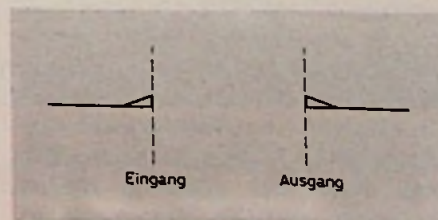


Bild 4.01. Schaltzeichen für die Funktionen UND, ODER, NICHT nach den bisher üblichen Normen und der neuen IEC-Norm

Bild 4.02. Polaritätsindikator am Ein- und Ausgang einer Schaltung



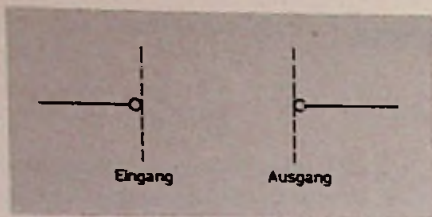


Bild 4.03. Negationszeichen am Ein- und Ausgang einer Schaltung nach der neuen IEC-Norm mit kleinem Kreis

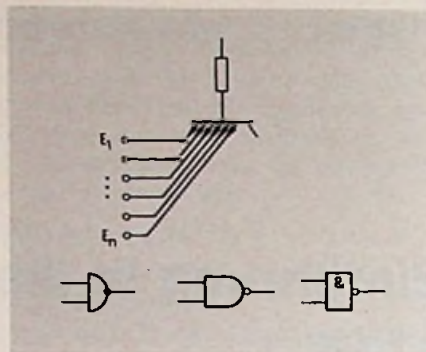


Bild 4.2. UND-Verknüpfung am Eingang von NAND-Gliedern mit Vielfachemitter. Darunter gebräuchliche Schaltzeichen für NAND-Glieder

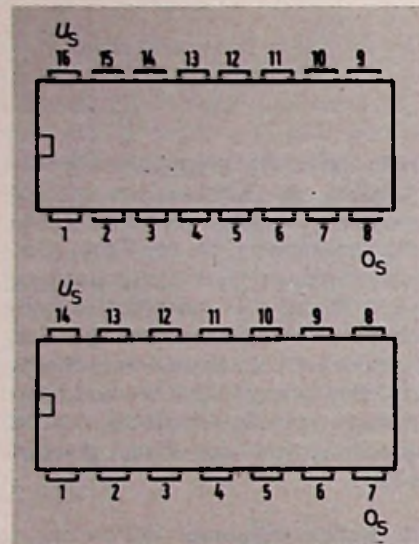


Bild 4.04. Häufigste Anschaltung der Masse und der Speisespannung bei Gehäusen mit 14 bzw. 16 Anschlüssen

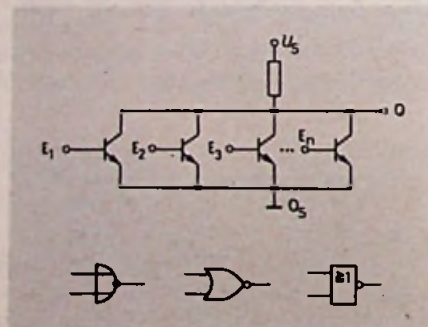


Bild 4.1. Realisieren von NOR-Gliedern mit einem Transistor je Eingangsvariable. Darunter die gebräuchlichen Schaltzeichen

Glieder wurden in der Anfangszeit der Digitaltechnik sehr häufig eingesetzt, weil man für jede Eingangsvariable – auf diesen Ausdruck werden wir im späteren Abschnitt „Wahrheitstabellen“ noch näher eingehen – nur einen Transistor benötigt (Bild 4.1.). Wie später noch gezeigt wird, lassen sich sämtliche anderen Funktionen aus NOR-Gliedern ableiten.

4.2. NAND-Glieder

Durch Negation des Ausgangs eines UND-Gliedes erhält man ein NAND-Glied (der Ausdruck kommt aus dem Englischen: not and). NAND-Glieder erlangten mit der Einführung der TTL-Technologie eine größere Bedeutung. Die UND-Verknüpfung wird am Eingang von einem Transistor mit Vielfachemitter vorgenommen (Bild 4.2.). Die gesamte Funktion benötigt aber weniger Transistoren in der integrierten Schaltung, als eine UND-Funktion. Da in der Anfangszeit der Integration die Anzahl der verwendeten Transistoren noch sehr stark auf den Preis und auf die Ausfallrate eingingen, war das NAND-Glied also gegenüber dem UND-Glied im Vorteil.

5. Wahrheitstabellen

Das logische Verhalten eines bestimmten Gliedes wird für alle möglichen Kombinationen aus Eingangsvariablen und den daraus resultierenden Ausgangswerten in einer Wahrheitstabelle zusammengestellt. In ihr wird das Verhalten eines Bausteines eindeutig und übersichtlich beschrieben. Die Eingangsvariable ist eine Eingangsgröße, die nur die beiden Zustände "L" und "H" annehmen kann. Nach mathematischen Gepflogenheiten wird sie Variable genannt, weil von vornherein noch nicht feststeht, welcher Zustand welchem Eingang zugeordnet ist; alles ist also noch variabel. In Bild 5.1. finden wir das logische Verhalten (Wahrheitstabelle) für den bekannten Schaltkreis 7400 (FLH 101), der gegenwärtig auch der billigste Digitalbaustein ist. Den beiden Eingängen sind die Buchstaben A und B, dem Ausgang der Buchstabe Q

A	B	Q
L	L	H
L	H	H
H	L	H
H	H	L

Bild 5.1. Logisches Verhalten eines einzelnen NAND-Gliedes aus dem IC 7400

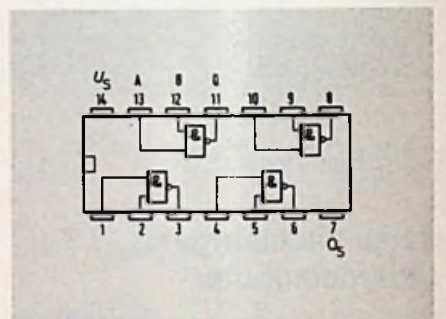


Bild 5.2. In einem Gehäuse befinden sich vier NAND-Glieder mit je zwei Eingängen

A	B	C	Q
L	L	L	H
L	L	H	H
L	H	L	H
L	H	H	H
H	L	L	H
H	L	H	H
H	H	L	H
H	H	H	L

Bild 5.3. Logisches Verhalten eines NAND-Gliedes aus dem IC 7410 mit drei Eingängen

zugeordnet. In senkrechter Richtung sind dann die verschiedenen Kombinationen der Eingangszustände zusammengestellt. Beispielsweise haben in der ersten Zeile beide Eingänge A und B den Zustand "L". Wären die beiden Eingänge A und B UND-verknüpft, so müßte jetzt der Ausgang den Pegel "L" führen. Da es sich hier aber um ein NAND-Glied han-

A	B	C	D	E	F	G	H	Q
L	L	L	L	L	L	L	L	H
L	L	L	L	L	L	L	H	H
L	L	L	L	L	L	H	L	H
L	L	L	L	L	L	H	H	H
.
.
.
H	H	H	H	H	H	L	L	H
H	H	H	H	H	H	L	H	H
H	H	H	H	H	H	H	L	H
H	H	H	H	H	H	H	H	L

Bild 5.4. Ausschnitte der Wahrheitstabelle eines NAND-Gliedes mit acht Eingängen

A	B	Q
L	L	H
L	H	L
H	L	L
H	H	L

Bild 5.5. Wahrheitstabelle eines NOR-Gliedes mit zwei Eingängen

delt, hat der Ausgang H-Pegel. Das gleiche trifft für die nächsten Zeilen zu. Erst dann, wenn beide Eingänge H-Pegel führen, schaltet der Ausgang Q auf L-Pegel um. Diese Funktionsweise können wir mit dem Experiment 1 im nachfolgenden Abschnitt 7 nachvollziehen.

In dem Baustein 7400 ist nicht nur ein einziges NAND-Glied untergebracht, sondern es befinden sich vier gleichartige Glieder auf einem Chip (Bild 5.2.). Wie wir im späteren Experiment sehen werden, kann man damit unterschiedliche Funktionen nachbilden.

NAND-Glieder können aber nicht nur zwei Eingänge, sondern (eigentlich) beliebig viele Eingänge besitzen. Sehen wir uns dazu die Wahrheitstabelle eines NAND-Gliedes 7410 (FLH 111) mit drei Eingängen A, B und C an (Bild 5.3.). Es ergeben sich jetzt 8 mögliche Eingangszustände. Bei den ersten sieben Kombinationen führt der Ausgang H-Pegel, erst wenn alle Eingänge H-Pegel haben, schaltet der Ausgang auf L-Pegel um.

Wesentlich umfangreicher wird die Wahrheitstabelle bei einem NAND-Glied mit acht Eingängen wie dies bei dem NAND-Glied 7430 (FLH 131) der Fall ist, denn hier gibt es 256 mögliche Eingangskombinationen. Aus Platzmangel wollen wir daher nicht die gesamte Tabelle in Bild 5.4. abdrucken, sondern nur den oberen und unteren Teil; die wichtigste Aussage ist in der letzten Zeile. Nämlich erst dann, wenn alle acht Eingänge H-Pegel führen, schaltet der Ausgang Q auf L-Pegel um.

Als letztes wollen wir uns noch das logische Verhalten eines NOR-Gliedes mit

Zeichen	Benennung (en)	Anwendung (en)	Sprechweise
\neg oder $\bar{\quad}$	Negation	$\neg a$ \bar{a}	nicht a
\wedge	Konjunktion, UND-Verknüpfung	$(a \wedge b)$	a und b
\vee	Adjunktion, Disjunktion ODER-Verknüpfung	$(a \vee b)$	a oder b
$\bar{\wedge}$	NAND-Verknüpfung	$(a \bar{\wedge} b)$	a nand b
$\bar{\vee}$	NOR-Verknüpfung	$(a \bar{\vee} b)$	a nor b
\rightarrow	Subjunktion Implikation	$(a \rightarrow b)$	a Pteil b
\leftrightarrow	Äquivalenz Disjunktion	$(a \leftrightarrow b)$	a Doppel- pteil b
\oplus	Antivalenz	$(a \oplus b)$	a anti- valent b

Tabelle 1. Auszug aus DIN 66000

zwei Eingängen in Bild 5.5., ansehen. Führen beide Eingänge L-Pegel, so führt der Ausgang H-Signal. Kommt jedoch an einen der beiden Eingänge oder an beide Eingänge H-Pegel, so schaltet der Ausgang auf "L" um.

6. Mathematische Zeichen der Schaltalgebra

Der Vollständigkeit halber zeigt Tabelle 1 die Namen und Schreibweise der einzelnen Verknüpfungsarten nach DIN 66000. (wird fortgesetzt)

STOREbest macht Ihren Verkaufsraum schön. Bildschön!

... weil STOREbest jede Verkaufsraum-Einrichtung methodisch erarbeitet.

Zum Beispiel:

- Das Grundsatzgespräch – geführt mit Ihnen von einem Kenner Ihrer Branche, dem STOREbest-Einrichtungs-Experten.
- Der Einrichtungs-Entwurf – von STOREbest-Innenarchitekten exakt geplant und zugeschnitten auf Ihr Sortiment.

Vor allem: STOREbest-Ladeneinrichtung bietet Ihnen noch mehr. Viel mehr! Denn STOREbest macht Ihren Verkaufsraum schön. Bildschön! Rufen Sie uns an!



STOREbest schafft Kauflust



STOREbest-Ladeneinrichtung GmbH · Malmöstraße 1 · 2400 Lübeck 1 · Telefon (0451) 53 04-1 · Telex 02 6756
 STOREbest-Planungs- und Verkaufsbüros: Berlin (030) 8 52 66 35 · Hamburg (040) 56 60 76 · Mainz (06131) 68 18 95 · Mülheim/Ruhr (0208) 42 00 03-5
 München (089) 60 36 74/60 42 60 (60 30 39) · Neunkirchen/Saar (06821) 4 10 21 · Stuttgart (0711) 76 61 89 · STOREbest-Vertriebsgesellschaften in
 Belgien · Frankreich · Großbritannien · Holland · Österreich · Luxemburg · Schweiz · Italien · USA

Farbfernsehempfänger

Die Arbeitsweise einer Horizontalablenk-Stufe

Eduard Gublass, Norderstedt

Bei der Fehlersuche an Farbfernsehempfängern ist der Radio- und Fernsehetechniker um so schneller erfolgreich, je besser er die Funktion der Schaltung in den verschiedenen Baugruppen kennt. Zu den weniger leicht überschaubaren Schaltungen gehört die Horizontal-Endstufe, deren grundsätzliche Arbeitsweise hier am Beispiel des Chassis K12 von Philips erläutert wird.

Grundsätzliches zur Horizontal-Ablenkung

In der Fernsehbildröhre wird der Elektronenstrahl in einem magnetischen Feld abgelenkt, das vom Ablenkstrom in den Ablenkspulen erzeugt wird. In einem homogenen Ablenkkfeld folgt die Ablenkgröße $\Delta \varphi / \Delta t$ des Elektronenstrahles der Stromänderung $\Delta i / \Delta t$ in der Ablenkeinheit. Die Ablenkung soll zeitlinear sein, das heißt, der vom Elektronenstrahl zurückgelegte Weg auf der Bildschirmoberfläche soll für jeden Zeitabschnitt gleich groß sein. Mit einem zeitlinear ansteigenden Ablenkstrom kann diese Bedingung nur erfüllt werden, wenn die Oberfläche des Bildschirms einer Kugelschale gleicht, deren Radius, ausgehend vom Ablenkmittelpunkt, über dem gesamten Bildschirm gleich groß bleibt. Bei den flachen Bildschirmen der modernen Bildröhren entspricht die Kugelschale etwa dem 4fachen Radius. Darum muß sich der Projektionswinkel $\Delta \varphi \times$ mit $\cos \varphi \times$ ändern, damit sich über dem gesamten Bildschirm eine konstante Ablenkgröße ergibt. Das erfordert einen sinusförmigen Ablenkstrom.

Bei einer Horizontal-Ablenkfrequenz von 15625 Hz übersteigt der induktive Blind-

widerstand der Ablenkspule den ohmschen Widerstandsanteil um ein Vielfaches. Die Ablenkung ist leistungslos, so daß die Horizontal-Ablenkung mit Blindleistung erfolgt. Der sinusförmige Ablenkstrom entsteht in einem Parallelresonanzkreis.

Für den sichtbaren Hinlauf ist in der Fernseh-Norm eine Zeit von 52 μs vorgesehen. Weil die Bildschirmbreite aber nur ein Viertel des halben Kreisumfangs ausmacht, muß die Periodendauer des Ablenkkreises auf 208 μs abgestimmt sein.

Arbeitsweise der Horizontal-Endstufe

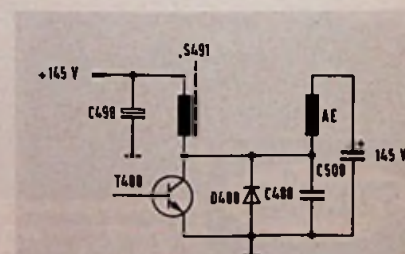
In Bild 1 ist das Grundschaltbild einer Horizontal-Endstufe (Chassis K12 von Philips) dargestellt. Bild 2 zeigt den Ablenkstrom i . Verlauf der wichtigsten Spannungen. Der Transistor T488 und die Diode D488 bilden eine Schalterstrecke, die während der Hinlaufzeit leitend und während der Rücklaufzeit stromlos ist. Diese Schalterstrecke überbrückt den Rücklaufkondensator C488 und trennt den Ablenk- vom Primärkreis. Der Hinlaufkondensator C508 ist mit einer Spannung von 145 V aufgeladen und bildet mit der Ablenkeinheit einen Parallelresonanzkreis.

Zum Zeitpunkt t_0 befindet sich die Energie im elektrischen Feld des Kondensators; es fließt kein Ablenkstrom, und der Elektronenstrahl befindet sich in der Bildschirmitte. Danach fließt ein sinusförmiger Strom aus dem Kondensator durch die Ablenkeinheit. Die Spannung am Kondensator nimmt cosinusförmig ab. Zum Zeitpunkt t_1 (nach 26 μs) befindet sich der Elektronenstrahl am rechten Bildrand. Durch Sperren des Transistors T488 wird die Schalterstrecke und damit der weitere Schwingungsverlauf unterbrochen. In Reihe zum Hinlaufkondensator C508 wird jetzt der wesentlich klei-

nere Rücklaufkondensator C488 wirksam. Die Kapazität dieses Kondensators wurde so bemessen, daß sich eine Periodendauer von 24 μs für den Rücklaufkreis ergibt. Bis zum Zeitpunkt t_1 ist erst $1/8$ der Gesamtperiodendauer vergangen, und im Hinlaufkondensator befindet sich noch eine große Restladung.

Die in die Spulen geflossene Energie ist in ihrem magnetischen Feld gespeichert. Fließt kein Strom mehr in der Spule, so bricht deren Magnetfeld zusammen. Die darin gespeicherte Energie pendelt in den Rücklaufkondensator und wieder zurück in die Spule. Nach 12 μs , zum Zeitpunkt t_2 , befindet sich wieder die gleiche Energie in der Spule wie zu Beginn der Rücklaufperiode. Weil der Strom sein negatives Maximum erreicht hat, befindet sich der Elektronenstrahl am linken Bildrand. Er fließt aus der Ablenkeinheit wieder zurück in den Rücklaufkondensator und lädt diesen in negativer Richtung auf. Sobald die Durchlaßspannung der parallel dazu liegenden Diode D488 erreicht ist, leitet die Diode und überbrückt C488. Jetzt wird die Periodendauer des Ablenkkreises wieder von der Ablenkeinheit und vom Hinlaufkondensator C508 bestimmt. Der Strom aus der Ablenkeinheit fließt jetzt in den Hinlaufkondensator. Zum Zeitpunkt t_3 hat der Elektronenstrahl die Bildmitte erreicht, der Ablenkstrom ist

Bild. 1. Grundschaltbild einer Horizontal-Endstufe



Eduard Gublass ist Mitarbeiter der Philips GmbH, Hamburg

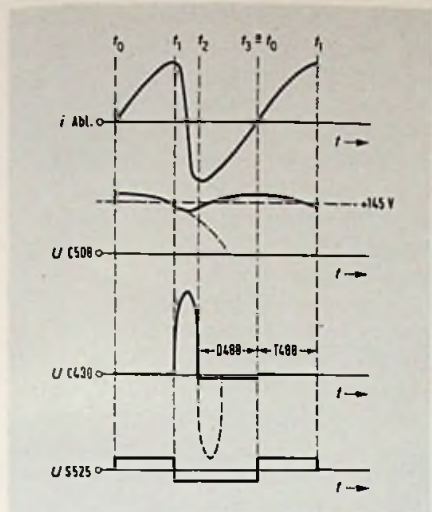


Bild 2. Verlauf des Ablenkstromes und der Spannungen in der Horizontal-Endstufe

Null, und die gesamte Energie befindet sich wie zum Zeitpunkt t_0 als elektrische Ladung im Kondensator C508. Unter der Voraussetzung, daß keine Wirkleistung entnommen oder in Wärme umgesetzt wird, pendelt die Energie aus dem Hinlaufkondensator über die Ablenkeinheit in den Rücklaufkondensator und über die Ablenkeinheit wieder in den Hinlaufkondensator zurück. Die mittlere Spannung am Hinlaufkondensator bleibt konstant. Sie bestimmt die Höhe des Ablenkstromes und bei gegebener Ablenkempfindlichkeit die Bildbreite.

Durch die tatsächlich auftretenden Verluste wird während der Ablenkperiode ein Teil der Energie in Wärme umgesetzt und steht deshalb für das Wiederaufladen des Hinlaufkondensators in der Zeit $t_2 \dots t_3$ nicht mehr zur Verfügung. Als Folge davon sinkt die Spannung an C508 und damit auch der Ablenkstrom. Die Verluste müssen vom Netzteil ausgeglichen wer-

den. In der erweiterten Schaltung verbindet die Schalterstrecke T488/D488 die Primärwicklung des Horizontal-Transformators S491 mit dem Netzteil (+145 V). Während der Hinlaufzeit baut sich in dieser Spule ein magnetisches Feld auf. Der Ablenkkreis bleibt unabhängig, weil er durch die leitende Schalterstrecke vom Primärkreis abgetrennt ist. Er wird ausschließlich aus der im Kondensator C508 vorhandenen Ladung gespeist.

Zum Zeitpunkt t_1 sperrt eine negative Basisspannung den Transistor T488; der Rückschlagkondensator C488 ist freigegeben. Für die hohe Rückschlagfrequenz bildet die verhältnismäßig große Kapazität der Kondensatoren C498/508 einen Kurzschluß, so daß die Ablenkeinheit mit der Primärwicklung des Horizontal-Transformators S491 parallelgeschaltet ist und gemeinsam mit C488 den Rückschlagkreis bildet. Zwischen dem Primär- und Ablenkkreis kommt es dabei zu einem Energieaustausch. Als Folge davon stellt sich zu Beginn eines neuen Hinlaufes an C508 die gleiche Spannung ein wie an C498 (Betriebsspannung des Netztes). Daher ist von dieser Spannung auch die Höhe des Ablenkstromes und die Bildbreite abhängig.

Über die „Schalterstrecke“ T488/D488 fließt der symmetrische Ablenkstrom, überlagert vom Strom durch die Primärseite des Horizontal-Transformators. Es muß deshalb sichergestellt sein, daß der Transistor bereits leitfähig ist, bevor der Strom durch die Diode zu Null wird. An der Basis des Transistors liegt ein rechteckförmiges Signal. Die negative Flanke ist synchronisiert und bestimmt den Rücklaufbeginn. Der Rückschlagkreis ist so bemessen, daß der neue Hinlauf automatisch nach $12 \mu s$ einsetzt. Da die Horizontal-Endstufe das gesamte Gerät mit Strom versorgt, verkürzt sich die Energie-Rückgewinnungsphase, und der Transistor muß vorzeitig leitfähig sein.

Das Tastverhältnis des vom zeilensynchron arbeitenden Schaltnetzteil kommenden Basissignals muß deshalb 0,6 betragen.

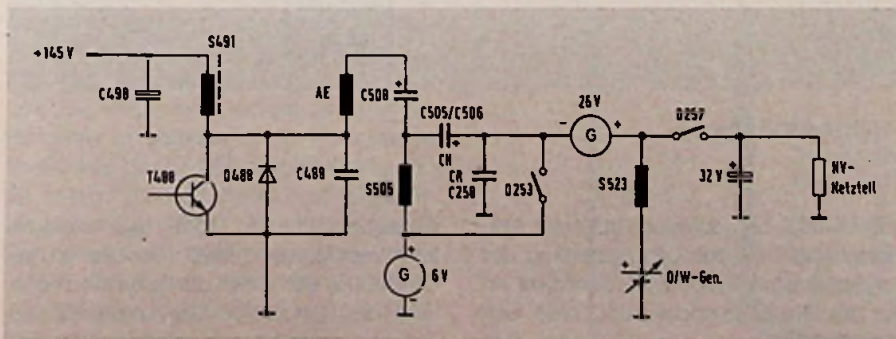
Der Ost/West-Generator

Durch die Form des Bildschirms ergeben sich in vertikaler, horizontaler und diagonaler Richtung unterschiedliche Ablenkwinkel. Ein homogenes Ablenkkfeld verursacht einen Geometriefehler (Kissenverzeichnung). Weitere Fehler entstehen, weil bei einer Farbbildröhre der Austrittspunkt der drei Elektronenstrahlen nicht an der gleichen Stelle liegt. Das führt zu unterschiedlicher Ablenkung (Konvergenzfehler) und in den Bildschirm-ecken zu Landungsfehlern (Farbreinheit). Im hier verwendeten 20-AX-Ablenkensystem sind die drei Elektrodensysteme nebeneinander (in line) angeordnet. Damit gibt es keinen Fehler mehr in vertikaler Richtung. Die verbleibenden Farbdeckungsfehler in horizontaler Richtung werden in der Ablenkeinheit ausgeglichen. Die Feldliniendichte ist so bemessen, daß sich für alle drei Elektronenstrahlen gleiche Landungspunkte ergeben. In diesem „selbstkonvergierenden System“ brauchen nur noch die geringen Fertigungstoleranzen ausgeglichen zu werden. Diese Korrektur der Farbdeckungsfehler geht zu Lasten der Bildgeometrie und vergrößert den systembedingten Fehler in horizontaler Richtung (Ost/West). Am oberen und unteren Bildrand muß der Ablenkstrom verkleinert und in der Bildmitte entsprechend vergrößert werden. In der ausgeführten Schaltung wird ein O/W-Generator verwendet, welcher dem Ablenkkreis eine zusätzliche Leistung zuführt. Bei Ausfall dieser Stufe wird darum die Bildbreite kleiner und eine kissenförmige Verzeichnung sichtbar. Die Amplitude des vom O/W-Generator gelieferten Stromes ist einstellbar (Bildbreite) und mit der Vertikalfrequenz parabelförmig moduliert (O/W-Korrektur).

In Bild 3 ist die Horizontal-Ablenkstufe um den O/W-Generator erweitert worden. Dieser arbeitet ähnlich wie die Ablenkstufe. Der Hinlaufkreis wird von den Kondensatoren C505/506 und der Spule S505 gebildet. Während der Rücklaufzeit sind die „Schalter“ D253/257 offen und die Spulen S505/523 über die niederohmigen Generatoren parallelgeschaltet. Sie bilden mit C258 den Rücklaufkreis.

Die Dioden D253/257 werden während der Hinlaufzeit von den als Generatoren gezeichneten Hilfswicklungen des Horizontal-Transformators geschaltet. Sie sind mit dem Niedervolt-Netzteil belastet

Bild 3. Erweitertes Grundschaltbild der Horizontal-Endstufe



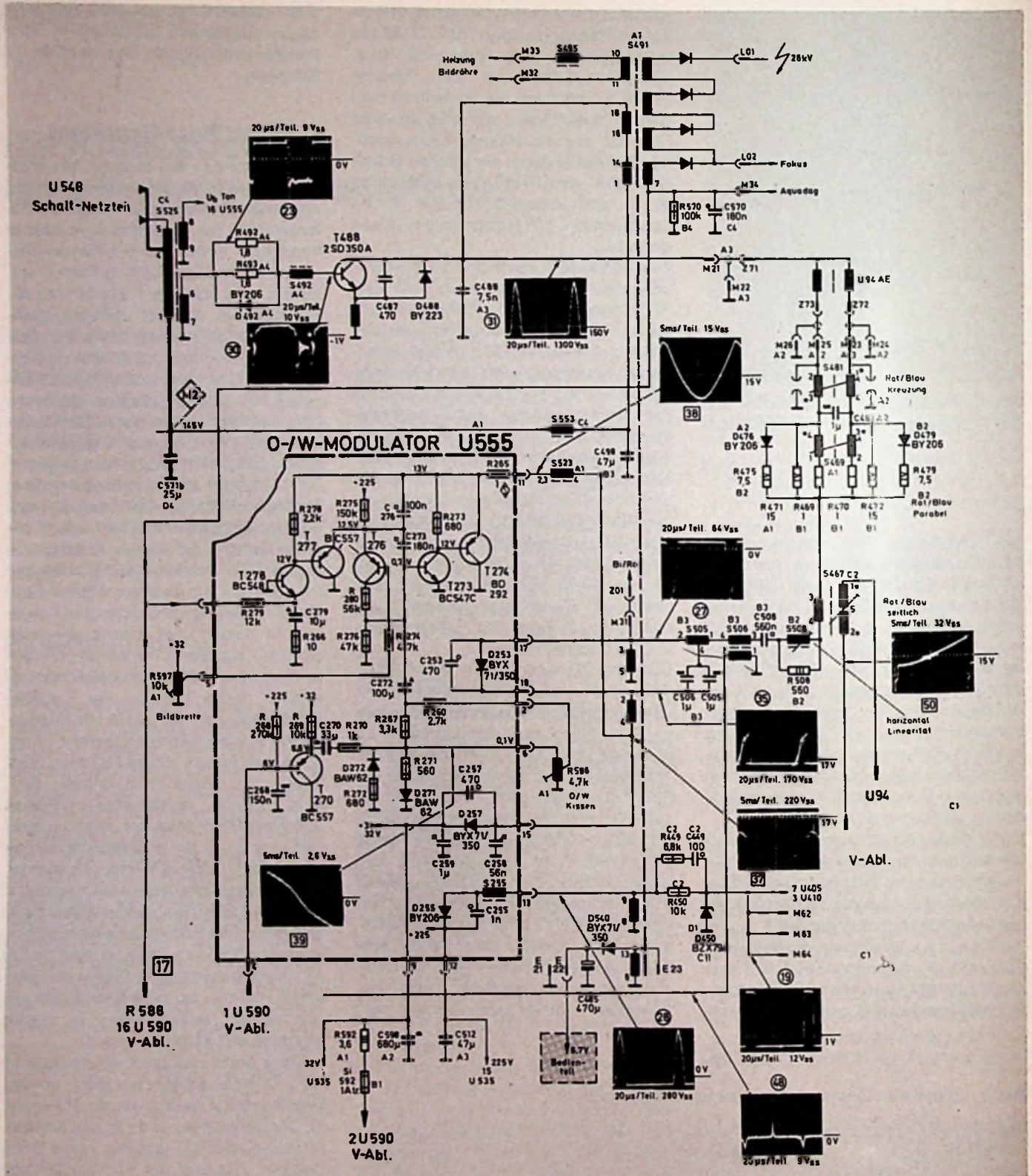


Bild 4. Schaltbild einer industriell aufgebauten Horizontal-Endstufe

und liefern die Stromversorgung für das gesamte Fernsehgerät. Die abgegebene Spannung beträgt 32 V. Während der Hinlaufzeit sind die „Schalter“ geschlossen. Der Hinlaufkreis

S505/C505, 506 schwingt mit einer Amplitude, die von der Ladespannung der Kondensatoren C505/506 bestimmt ist und der Rücklaufkondensator C258 liegt über D253 parallel zum Generator. Der

Hinlaufkondensator C508 des Horizontal-Ablenkkreises liegt in Serie zu C505/506 und über die leitende Diode D253 am Generator. Die Amplitude des Ablenkstromes ist von der wirksamen Ge-

samtspannung abhängig. Dabei muß berücksichtigt werden, daß die Spannung an C 505/506 gegenpolig ist und deshalb die Amplitude des Ablenkstromes vermindert. Die Ladespannung des Kondensators C 508 hängt von der stabilisierten Spannung aus dem Schaltnetzteil ab und ist konstant. Durch Änderung der Ladespannung der Kondensatoren C 505/506 ist es jetzt möglich, die Amplitude des Horizontal-Ablenkstromes zu beeinflussen.

Wie im Ablenkkreis pendelt im O/W-Generator die Energie zwischen Hinlaufkondensator, Spule und Rücklaufkondensator hin und her. In ähnlicher Weise läßt sich auch die Ladung des Hinlaufkondensators durch einen Energie-Ausgleich während der Rücklaufzeit verändern. Diese Aufgabe erfüllt die Spule S 523 im O/W-Generator. Dabei nehmen die Kondensatoren C 505/506 die Spannung der „veränderlichen Batterie“ (O/W-Generator) an.

Als „veränderliche Batterie“ wirkt der Spannungsabfall (Emitterspannung) des Transistors T 274 (Bild 4). Bei steigendem Kollektorstrom sinkt die Emitterspannung, damit auch die Ladespannung der Kondensatoren C 505/506. Die wirksame Ablenkspannung und der Ablenkstrom steigt an und die Bildbreite nimmt zu. Mit dem Gleichspannungs-Arbeitspunkt des O/W-Generators läßt sich die Bildbreite einstellen, mit der Amplitude der bildfrequenten Parabelspannung die Größe der O/W-Korrektur.

Aus dem Vertikal-Oszillator gelangt eine Sägezahnspannung an den Emitterfolger T 270. Die antiparallgeschalteten Dioden D 271/272 verzerren das Signal s-förmig zum Ausgleich des Tangensfehlers. Am Potentiometer R 596 wird die Amplitude eingestellt. Mit den Kondensatoren C 273/276 bilden die Transistoren T 273/274 einen Miller-Integrator, so daß am Emitter des T 274 eine bildfrequente Parabelspannung vorhanden ist.

Der Gleichspannungs-Arbeitspunkt läßt sich mit dem Potentiometer R 597 einstellen. Damit ändert sich die Basisspannung des Differenzverstärkers T 276/277 und der Spannungsabfall am Arbeitswiderstand R 276. Die Hochspannung ist nicht konstant, denn am Innenwiderstand des Generators fällt abhängig vom Wert des Strahlstroms eine Spannung ab; dadurch wird die wirksame Anodenspannung der Bildröhre herabgesetzt, die Ablenkempfindlichkeit der Bildröhre ändert sich, und es treten Geometriefehler auf (Bildbreitenänderung). Zum Ausgleich dieses Fehlers wird dem Differenzverstärker über T 278 ein vom Strahlstrom abhängiges Signal zugeführt, so daß die Bildbreite stabil bleibt.

Prof. Dr.-Ing. Walter Janssen

Hohlleiter und Streifenleiter

1977. 210 Seiten. Mit 163 Abbildungen und 12 Tabellen. Kartoniert DM 34,- ISBN 3-7785-0422-3

In der Mikrowellentechnik, die heute wohl kaum mehr als Sondergebiet der Hochfrequenztechnik angesehen werden kann, sind Systemtechniken entstanden, deren Entwicklungseinrichtungen im Aufbau von Schaltungseinheiten wesentlich von der Art der gewählten Leitungselemente geprägt sind. Dieses Buch gibt dem Leser die Möglichkeit, die Grundlagen der Mikroleitungen kennenzulernen, die die Basis für das Verständnis moderner Mikrowellensysteme bilden. Tabellen und Bilder ergänzen die theoretischen Erläuterungen. Aufgaben mit den dazugehörigen Lösungen bringen dem Leser die Problematik des behandelten Stoffes näher. Neben Fragen der allgemeinen Mikrowellenleitungstechnik, Rechteck- und Rundhohlleitertechnik wird die Mikrowellenstreifenleitertechnik besonders ausführlich behandelt.

Edmund Stirner

Antennen

Band 1: Grundlagen

1977. 229 Seiten. Mit 111 Abbildungen. Kartoniert 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.

Da im ersten Band eine strenge Auswahl aus dem umfangreichen Stoffgebiet getroffen wurde, sind die Anwendungen der Antennentechnik dem zweiten Band vorbehalten.

Inhaltsübersicht

Ausstrahlung des Elementardipols – Kombinationen von Dipolantennen – Technische Antennen – Anhang mit Beispielen – Literaturverzeichnis – Sachwörterverzeichnis.

Zu beziehen über Ihre Fachbuchhandlung oder direkt beim Verlag.

Dr. Alfred Hüthig Verlag · 69 Heidelberg 1
Postfach 102869 · Tel. (0 62 21) 4 89-255

Der Strom zwischen O/W-Generator und Ablenkkreis fließt auch über die als Generatoren gezeichneten Hilfswicklungen des Horizontal-Transformators. Durch entsprechende Wahl der Windungszahlverhältnisse wurde erreicht, daß sich die entstehende Induktion aufhebt. So hat der O/W-Generator keinen Einfluß auf die durch Gleichrichtung der Rückschlagimpulse gewonnene Hochspannung.

Stromversorgung durch das Schalt-Netzteil

Im Gegensatz zu früheren Schaltungen wird jetzt das Schaltnetzteil zeilensynchron betrieben. Das hat einige Vorteile. Die Steuerung der Horizontal-Endstufe erfolgt direkt aus der Wicklung 6-7 der Speicherdrossel S 525. Außerdem erhöht sich die Sicherheit bei einem möglichen Fehler im Netzteil oder in der Horizontal-Ablenkung. Im Störfalle entfällt die Steuerspannung für die Endstufe, und das Netzteil schaltet automatisch ab. Leistungstransistoren weisen im Schalterbetrieb eine unterschiedliche Schaltverzögerung auf, die eine Bildlageverschiebung verursacht. Dieser Fehler wird vermieden bei indirekter Synchronisation. Das H-Signal aus der Synchronisationsstufe gelangt über einen Phasenschieber an den Phasenvergleich vor dem Horizontal-Oszillator im Schaltnetzteil. Im Ablenkkreis befindet sich der Transformator S506. Dieser ist so bemessen, daß bereits ein kleiner Ablenkkreisstrom ausreicht, den Eisenkern zu sättigen. Nur bei den Nulldurchgängen (Bildmitte) während der Hin- und Rücklaufzeit entsteht an der Sekundärwicklung ein Impuls. Er dient als „Positions-Indikator“ und sorgt dafür, daß die Bildlage immer korrekt eingehalten wird. Eine gewollte Bildlageverschiebung ist mit dem Phasenschieber R453/C451 möglich.

Meldungen für den Service

Saba. Für die Farbfernsehgeräte-Modelle Ultracolor T 6758 telecommander CM und Ultracolor 6782 telecommander CM sind die Schaltungsbeschreibungen erhältlich.

Blaupunkt. Die Service-Informationen 42 H 20/78 und 3.78 sowie das Inhaltsverzeichnis Nr. 2 H der Service-Informationen von Juni 1977 bis Dezember 1978 sind erschienen.

Philips. Die neue Händler-Preisliste 10/78 betrifft das Zubehör für die Werkstatt, wie Meßgeräte, Widerstands- und Kondensatorsortimente, Modulkoffer oder Sprays.

Neu erschienene Service-Anleitungen

Blaupunkt. Autoradio Köln-Stereo Super Arimat 7636743, Ludwigshafen 7 636 320/324/327, Lyon 7 636 326, Kassel 2415, Bus-Mikrofonverstärker 7 607 373, Heimradio System Digita 500, Farbfernseher Bedienteil Control Unit TV 16 (7 668 ...)

Dual. P 70/P 80/P 90 und CL 231.

Philips. Farbfernsehempfänger Chassis K12 D 26 C 862, D 26 C 884/D 26 C 892, D 26 C 885, S/W-Fernsehempfänger Jahrgang 1978/79 Chassis E2, Recorder N 2537 EK 3537 (Alle Ausführungen), Hi-Fi L.S. Box 22AH482/00 und 22AH483/00, Electronic Clock Radio 90AS690, Plattenspieler Hi-Fi Record changer 22AF073, Verstärker Hi-Fi Pre-A 22AH270, Receiver TA22AH793, TA22AH794, Hi-Fi TA 22AH686, TAC22AH875.

Technische Druckschriften

Alles über Funk. Der neue Katalog der Firma Conrad Electronic, 8452 Hirschau, enthält Geräte und Zubehör für CB-Amateur- sowie Industrie-Funk.

Kunststoffprodukte für die Verkabelung. Die Firma Deltrona, 7050 Waiblingen, brachte den Katalog für All-States-Kabelbinder, Knotenbänder, Kabelschellen und Kabel-Clips heraus.

Miniaturschalter. Die Firma Knitter & Co. KG, 8011 Baldham, brachte den Katalog 1978/79 heraus. Er enthält Miniatur-Kippschalter, -Wippschalter, -Stufenschalter und -Drucktaster mit und ohne Beleuchtung.

Terminkalender für Kurse und Lehrgänge

24.3.-17.11.79 (27 Samstag) Elektronikpaß-Lehrgang III – Grundsaltungen

Ort: Hildesheim
Gebühr: 730 DM
Veranstalter: Berufsbildungszentrum der Handwerkskammer Hildesheim

26.3.-30.3.79 Mikroprozessor-Einführung

Ort: Lauterbach
Veranstalter: Bildungszentrum für Elektrotechnik im ZVEH Lauterbach

27.3.-30.3.79 Praktische Meßtechnik mit dem Oszilloskop

Ort: Oldenburg
Gebühr: 250 DM
Veranstalter: Bundes-Fachlehranstalt für das Elektrohandwerk e. V., Oldenburg

2.4.-27.4.79 Elektronikpaß-Lehrgang IV d – Digitale Steuerungstechnik

Ort: Hildesheim
Gebühr: 370 DM
Veranstalter: Berufsbildungszentrum der Handwerkskammer Hildesheim

2.4.-12.4.79 Mikroprozessor-Einführung

Ort: Lauterbach
Veranstalter: Bildungszentrum

2.4.-27.4.79 Fernseh- und Farbfernsehlehrgang

Ort: Lauterbach
Veranstalter: Bildungszentrum

9.4.-4.5.79 Mikrocomputer – Elektronikpaß IV C

Ort: Oldenburg
Gebühr: 940 DM
Veranstalter: Bundes-Fachlehranstalt für das Elektrohandwerk e. V., Oldenburg

17.4.-18.5.79 Elektronikpaß-Lehrgang II – Bauelemente

Ort: Hildesheim
Gebühr: 630 DM
Veranstalter: Berufsbildungszentrum

8.5.-10.5.79 Mikrocomputer-Systeme – Teil I

Ort: Essen
Veranstalter: Haus der Technik e. V. Essen

Funk-Übertragung digitaler Signale

Die „gezähmte FM“ spart Bandbreite

Die bisher für Funkverbindungen verwendeten Verfahren zum Übertragen digitaler Signale erfordern ein verhältnismäßig breites Frequenz-Spektrum, so daß die verfügbare Bandbreite nicht rationell genutzt wird. Deshalb entwickelten Mitarbeiter des Philips-Forschungslaboratoriums in Eindhoven eine Variante der Frequenzmodulation, bei der man ein sehr schmales Spektrum erhält, ohne daß die Qualität des empfangenen Nutzsignals im mindesten verringert wird. Die Entwickler nannten das neue Verfahren „gezähmte FM“ oder „TFM“ (englisch: tamed frequency modulation).

Funksender arbeiten häufig mit einem nichtlinearen Endverstärker, um einen möglichst hohen Wirkungsgrad zu erreichen; das gilt besonders für Sprechfunkgeräte und Satellitensender. Um dabei eine Verbreiterung des Spektrums und Verzerrungen im Endverstärker zu vermeiden, wird Frequenzmodulation angewendet. Wird die Frequenz eines Senderoszillators jedoch mit digitalen Signalen in Form von Rechteckimpulsen moduliert, dann ist das Spektrum des gesendeten Funksignals breit. Eine Verkleinerung des Spektrums durch Verkleinerung des Frequenzhubes hat hier wenig Sinn, weil dadurch bei Verwendung der üblichen Frequenzdiskriminatoren die Qualität der Verbindung beeinträchtigt würde. Das gleiche gilt auch für das Filtern der digitalen Signale zum Beseitigen der steilen Flanken. Wegen der Breite des Spektrums des gesendeten Signals würde z.B. bei einer Geschwindigkeit von 16 kbit/s (wie bei Sprachsignalen, die durch Deltamodulation digitalisiert wurden) ein Funkkanal einen 25 kHz entfernten benachbarten Kanal zu stark stören.

Arbeitsweise des Systems

Mitarbeiter des Philips Forschungslaboratoriums in Eindhoven haben nun ein Verfahren gefunden, mit dem ein FM-Signal erzeugt werden kann, das ein sehr schmales Spektrum hat und doch zu einer Qualität des detektierten Signals

führt, die fast dem Maximum der mit digitaler Übertragung erzielbaren Qualität entspricht: „gezähmte FM“. Dabei wird ein FM-Signal in der Weise erzeugt, daß die Phase des Ausgangssignals allmählich „wegläuft“ (Bild 1). Zu diesem Zweck wird der digitale Signalstrom zuerst von einem Flipflop in einen neuen digitalen Signalstrom verwandelt, dessen Signalpegel sich ändert, wenn eine „1“ erscheint, während er beim Erscheinen einer „0“ unverändert bleibt. Mit diesem neuen Signal wird nun die Phase eines HF-Oszillators moduliert.

Die Phase nimmt dabei während der Zeit für ein Zeichen um 90° zu, wenn das vorige Zeichen, das gegenwärtige Zeichen und das folgende Zeichen nacheinander die Werte +1, +1, +1 haben. Eine Zunahme um 45° erfolgt sowohl bei der Reihenfolge +1, +1, -1 als auch bei der Reihenfolge -1, +1, +1. Bei den Reihenfolgen +1, -1, +1 und -1, +1, -1 gibt es keine Zu- oder Abnahmen. Eine Abnahme um 45° tritt bei den Reihenfolgen -1, -1, +1 und +1, -1, -1 ein, eine Abnahme um 90° bei der Reihenfolge -1, -1, -1.

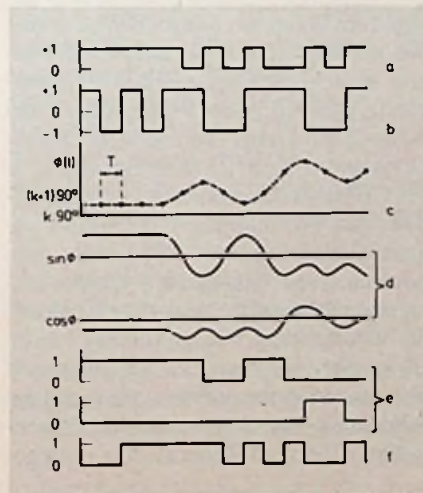
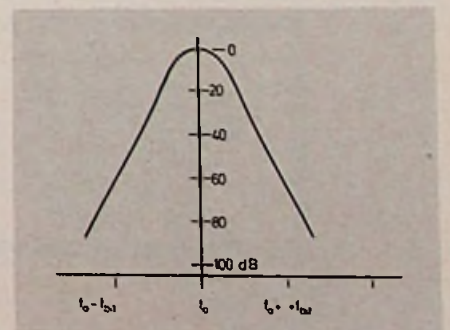


Bild 1. Die bei gezähmter FM auftretenden Signalformen
 T Zeit für ein Zeichen des digitalen Signals
 a digitales Eingangssignal
 b Codierung des digitalen Signals für das TFM-System
 c Phasenverlauf des gezähmten FM-Signals
 d zum Erzielen des in c wiedergegebenen Phasenverlaufs erforderliche Sinus- und Cosinus-Signale
 e Digitale Codierung der Abtastergebnisse im Sinus- und im Cosinuszweig des Empfängers
 f digitales Ausgangssignal des Empfängers nach Verarbeitung der in e wiedergegebenen Signale

Bild 2. Spektrum des gezähmten FM-Signals



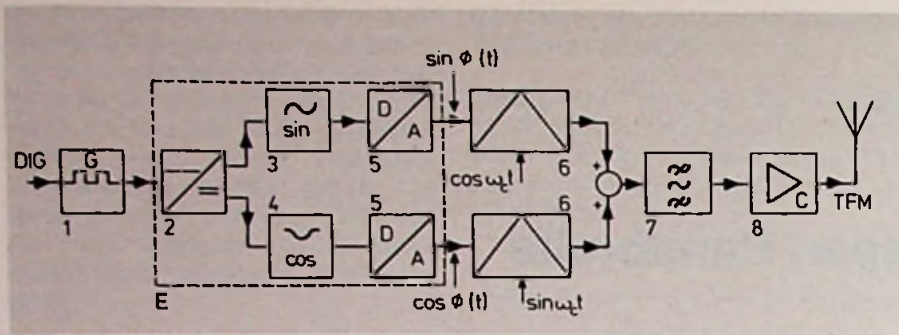


Bild 3. TFM-Senderschaltung. Das digitale Eingangssignal wird vom Flipflop 1 in ein leicht abgeändertes Signal verwandelt. Die Schaltung E erzeugt daraus die Signale $\sin \Phi(t)$ und $\cos \Phi(t)$, die die Phasenmodulation der FM-Trägerwelle bewirken. Diese Schaltung besteht aus den Sinus- und Cosinus-„Tabellen“ 3 und 4 und zwei Digital/Analog-Wandlern 5. Die Signale $\sin \Phi(t)$ und $\cos \Phi(t)$ werden in den beiden Modulatoren 6 mit $\cos(\omega_c t)$ bzw. $\sin(\omega_c t)$ multipliziert. Die Ergebnisse werden addiert; die Summe ergibt nach Durchgang durch das Bandfilter 7 und Verstärkung im Klasse-C-Verstärker 8 das TFM-Signal.

bracht sind, wird nur eine endliche Anzahl benötigt. Der einlaufende digitaler Signalstrom stellt über den Serien/Parallel-Wandler die Adresse für diese Speicher dar, aus denen dann die dazugehörigen Wellenformen $\sin \Phi(t)$ und $\cos \Phi(t)$ über Digital/Analog-Wandler als Analogsignale auftreten.

Beide Signale werden mit $\cos(\omega_c t)$ bzw. $\sin(\omega_c t)$ multipliziert, und die Produkte werden addiert; dies ergibt das gewünschte TFM-Signal $\sin[\omega_c t + \Phi(t)]$. Die gleichzeitig auftretenden Störsignale in der Nähe der Oberschwingungen der Mittenfrequenz können einfach herausgefiltert werden. Das TFM-Signal kann dann dem (nichtlinearen) Sendeverstärker 8 zugeleitet werden.

Demodulation des TFM-Signals

Im Empfänger wird das einlaufende Signal wieder mit $\cos \omega_c t$ bzw. $\sin \omega_c t$ multipliziert. Diese beiden Signale können aus dem empfangenen Signal abgeleitet werden. Die beiden modulierten niederfrequenten Signale $\sin \Phi(t)$ und $\cos \Phi(t)$ werden nach einer Filterung, die das Rauschen herabsetzen soll, zu den in Bild 1 angegebenen Zeitpunkten abgetastet. Zu diesen Zeitpunkten können die demodulierten Signale $\cos \Phi(t)$ und $\sin \Phi(t)$ nur die Werte $+1$, $+0,707$, -1 oder $-0,707$ annehmen, wie aus dem Phasenverlauf hervorgeht. Die Tiefpaßfilter 3 für die obengenannte Filterung sind so entworfen, daß sie die Signalwerte zu den Abtastzeitpunkten praktisch nicht verändern. Ist das abgetastete Signal positiv, dann wird es als eine „1“ übersetzt. Ein negativer Wert wird eine „0“. Indem nun diese logischen Signale von der in Bild 4 wiedergegebenen Schaltung verarbeitet werden, wird das ursprüngliche Digitalsignal wieder rekonstruiert. Die Abtastzeitpunkte lassen sich auch wieder aus dem empfangenen Signal ableiten.

Dieser Empfänger kann auch noch bei schlechten Signal/Rausch-Verhältnissen mit ziemlich großer Sicherheit das ursprüngliche digitale Signal rekonstruieren. Bei einem Signal/Rausch-Verhältnis von 5,5 dB gemessen innerhalb einer Bandbreite f_{bit} , beträgt die Fehlerwahrscheinlichkeit nur 1%, während sie bei 10 dB nur noch 0,1% beträgt.

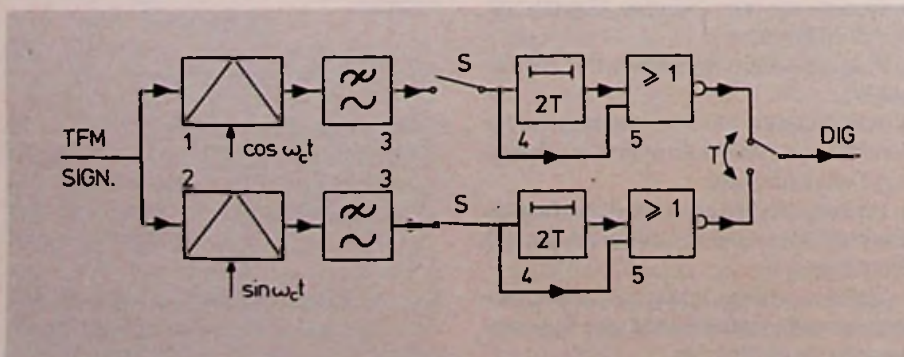
Aufgrund der genannten Eigenschaften – schmales Spektrum, konstante Amplitude und gute Beständigkeit gegen schlechtes Signal/Rausch-Verhältnis – eignet sich die gezähmte Frequenzmodulation außerordentlich gut für den digitalen Funkverkehr.

Ist nun ein bestimmter Anfangswert für die Phase vorgegeben, dann bestimmt also die vorstehende Codevereinbarung den Wert, den die Phase am Ende jedes Zeichens haben muß. Wenn man außerdem noch dafür sorgt, daß die Phase möglichst fließend die auf diese Weise festgelegten Punkte durchläuft, wird das Spektrum des in dieser Weise modulierten Signals so schmal (Bild 2), daß bei einer Geschwindigkeit von 16 kbit/s und 25 kHz Kanalabstand die Störleistung, die von einem TFM-Empfänger im Nebarkanal empfangen wird, schon um mindestens 80 dB niedriger ist. Ein so großer Unterschied ist erforderlich, wenn der gewünschte Sender viel schwächer ist als ein Störsender in einem benachbarten Kanal.

Erzeugung des TFM-Signals

Eine besonders einfache Schaltung genügt zum Erzeugen dieses TFM-Signals, das als $\sin[\omega_c t + \Phi(t)]$ dargestellt werden kann. Dabei ist ω_c die Mittenfrequenz, und $\Phi(t)$ ist der Verlauf der Phase in bezug auf diese Frequenz. Der digitale Signalstrom läuft in eine Schaltung E (Bild 3) hinein, aus der zwei analoge Signale $\sin \Phi(t)$ und $\cos \Phi(t)$ herauskommen. Dabei entspricht $\Phi(t)$ wieder dem gewünschten Phasenverlauf. Beide Analogsignale bestehen aus einer Aneinanderreihung von Wellenformen, deren Länge der Zeit für ein Zeichen entspricht. Von diesen Wellenformen, die in einigen – als Sinus- und Cosinustabelle bezeichneten – digitalen Speicher-ICs unterge-

Bild 4. Der TFM-Empfänger. Das Signal wird mit $\cos(\omega_c t)$ und $\sin(\omega_c t)$ multipliziert. Die Produktsignale durchlaufen die Tiefpaßfilter 3 und werden dann abwechselnd abgetastet. Dies wird durch die beiden Schalter S symbolisiert.



Elektronische Bildwandlung**Neuer Farbteiler**

Elektronische Film- und Dia-Abtaster zur Bilddarstellung auf Farbfernsehgeräten im Konsumbereich erfordern gegenwärtig einen hohen Systemaufwand. Dies gilt besonders auch für Farbteilerkomponenten, die bisher durch aufwendige Aufdampftechnologien hergestellt werden.

Im Philips Forschungslaboratorium Hamburg ist es nun gelungen, einen neuartigen Farbteiler zu konzipieren, der sich in einem sehr kostengünstigen Verfahren – ähnlich wie die Schallplatte oder die Video-Long-Play-Platte – herstellen läßt.

Physikalische Grundlage des Verfahrens ist die Technik der seit mehr als 150 Jahren bekannten Beugungsgitter. Durch Furchenformen in diesen Beugungsgittern gelingt es, das einfallende Licht nach den Farbanteilen blau, grün und rot auf die drei zentralen Beugungsordnungen des Gitters zu verteilen. Dadurch wird gleichzeitig eine räumliche Trennung der drei Farbanteile bewirkt.

Die Umwandlung dieser Farbauszüge in elektronische Signale kann durch drei auf einem Chip integrierte CCD-Zeilen (Charge-Coupled-Device) erfolgen, die hinter dem Farbteiler angeordnet sind.

Anwendungsmöglichkeiten dieses kostengünstigen Verfahrens liegen auf dem Gebiet der elektronischen Film- und Dia-Abtastung sowie bei Farb-Faksimilegeräten. Für Farb-Fernsehkameras ist der Einsatz der Farbteilungsgitter wegen der auftretenden Dispersion noch nicht ohne weiteres möglich. Im Philips Forschungslaboratorium Hamburg wird zur

Zeit daran gearbeitet, den bei bestimmten Farbanteilen auftretenden Effekt zu unterdrücken.

Bekanntgemachte Patentanmeldungen**Elektronische Schaltung mit einem Verstärker**

Patentanspruch: Elektronische Schaltung mit einem Verstärker mit wenigstens einem Isolierschicht-Feldeffekttransistor als Verstärkungselement (MISFET-Verstärker) und einem zwischen Eingang und Ausgang geschalteten Vorwiderstand, gekennzeichnet durch ein kapazitives Element, das zwischen dem Verstärkereingang und der Speisespannungsklemme liegt und mit der parallel zum Steuereingang bzw. zwischen Verstärkereingang und der anderen Speisespannungsklemme bzw. -masse wirkenden Eingangskapazität eine Reihenschaltung bildet, so daß die Vorspannung des Isolierschicht-Feldeffekttransistors sich bei einer plötzlichen Änderung der Speisespannung schnell auf einen vorbestimmten Wert ändert.

DBP.-Anm. H 03 f, 1/30. AS 2 607 045

Bekanntgemacht am 30.11.1978

Anmelder: Hitachi Ltd., Tokio

Erfinder: Osamu Yamashiro, Kodeira; Yoshikazu Hatsukano, Hachioji (Japan)

Schutzeinrichtung für ein Hochfrequenzleistung abgebendes, aktives Bauelement

Patentanspruch: Schutzeinrichtung für wenigstens ein Hochfrequenzleistung abgebendes, aktives Bauelement gegen

Zerstörung durch Fehlanpassung mit einem ersten Regelkreis, enthaltend ein dem aktiven Bauelement nachgeschaltetes Bauteil zur Erfassung der Fehlanpassung und einen von diesem Bauteil gesteuerten ersten Regler für ein erstes Stellglied zur Zurückregelung der Hochfrequenzleistung auf einen für das aktive Bauelement ungefährlichen Wert für die Dauer der Fehlanpassung, gekennzeichnet durch einen zweiten Regelkreis mit einem bei schneller Vergrößerung der Fehlanpassung über einen Kurzzeitspeicher gesteuerten, schnell wirkenden zweiten Stellglied zur Leistungsabregelung während der Speicherzeit des Kurzzeitspeichers und durch eine Verbindungsleitung zum ersten Regelkreis zur Übertragung einer vom Kurzzeitspeicher während dessen Speicherzeit kommenden Führungsgröße, deren Wirkung auf den ersten Regelkreis derjenigen einer großen Fehlanpassung entspricht.

DBP.-Anm. H 02 h, 7/20. AS 2 427 419

Bekanntgemacht am 21. 12. 1978

Anmelder: Licentia Patent-Verwaltungs-GmbH, Frankfurt

Erfinder: Wilhelm Kleische, Berlin

Rundfunkempfänger für im gleichen Frequenzabstand liegende Sender

Patentanspruch: Rundfunkempfänger für im gleichen Frequenzabstand liegende Sender, gekennzeichnet durch folgende Merkmale:

a) im Signalweg liegt ein Kammfilter, dessen Durchlaßstellen mit einem ersten Schalter auf die Frequenzen verschiedener Sendergruppen schaltbar sind.

b) Es ist ein Überlagerungsszillator vorgesehen, der bei der Durchstimmung nur bei bestimmten, den Senderfrequenzen einer Sendergruppe zugeordneten Fre-

ROBUSTE

ELEKTROAKUSTIK

DRUCKKAMMER-LAUTSPRECHER · MEGAPHONE · MAGNET-SYSTEME · ZUBEHÖR-



ELEKTROAKUSTIK
FALKENBERG GMBH

Gaismannshofstr. 38 · D-8500 Nürnberg · Tel. 0911/312486 · Telex 06 23516

Unterlagen
anfordern!

quenzen schwingt und mit einem zweiten Schalter auf verschiedene Sendergruppen umschaltbar ist.

c) Die beiden Schalter sind so miteinander gekuppelt, daß das Kammfilter und der Überlagerungoszillator stets auf dieselbe Sendergruppe geschaltet sind.
DBP.-Anm. H 04 b, 1/26. AS 2 028 182
Bekanntgemacht am 7.12.1978
Anmelder: Licentia Patent-Verwaltungs-GmbH, Frankfurt
Erfinder: Prof. Walter Bruch, Hannover

Funkempfänger mit einer Rauschsperrung und einer Sparschaltung

Patentanspruch: Funkempfänger mit einer Rauschsperrung und einer Sparschaltung, die einen in der Stromversorgungsleitung des HF-Teiles liegenden und von einem Taktgeber periodisch betätigten Schalter aufweist, wobei der NF-Teil nur beim Empfang eines Nutzsymbols an die Stromversorgung gelegt wird, dadurch gekennzeichnet, daß die Rauschsperrung zusätzlich eine während der Öffnungszeiten des periodisch betätigten Schalters wirksame Rauschersatzschaltung aufweist, wobei deren Abklingzeitkonstante etwa gleich der Einschwingzeitkonstanten des HF-Teiles ist.

DBP.-Anm. H 04 b, 1/10. AS 2 354 508
Bekanntgemacht am 12. 12. 1978
Anmelder: Standard Elektrik Lorenz AG, Stuttgart
Erfinder: Dipl.-Ing. Hans-Peter Ketterling, Berlin

Anordnung für durchstimmbare Hochfrequenz- und Mischstufen in Fernsehempfängern

Patentanspruch: Anordnung für durchstimmbare Hochfrequenz- und Mischstufen für den Empfang von Frequenzen im UHF-Bereich in Fernsehempfängern mit einem Transistor in Basisschaltung, dessen Basisanschluß über einen Kondensator hochfrequenzmäßig auf einem Bezugspotential liegt, dessen Emitter an eine Steuerspannungsquelle angeschlossen ist, deren anderer Pol mit der Basis des Transistors verbunden ist, welcher eine Vorspannung zugeführt wird, dadurch gekennzeichnet, daß die Vorspannung über einen ersten Streifenleiter an die Basis des Transistors geschaltet ist und daß der Fußpunkt der Steuerspannungsquelle über einen zweiten Streifenleiter und über einen zweiten Koppelkondensator mit dem der Basis abgekehrten Ende des ersten Streifenleiters verbunden ist, wobei die Streifenleiter derart bemessen sind, daß sie mit dem Koppelkondensator für die mittleren Fre-

quenzen des UHF-Bereiches (550 MHz bis 680 MHz) in Serienresonanz kommen.

DBP.-Anm. H 04 b, 1/28. AS 2 729 487
Bekanntgemacht am 21. 12. 1978
Anmelder: Saba Schwarzwälder Apparate-Bau-Anstalt August Schwer Söhne GmbH, 7730 Villingen
Erfinder: Gerhard Maier, 7335 Dauchingen

Integrierte Schaltung

Patentanspruch: Schaltung zum Umwandeln eines als Differenzsignal zwischen den Ausgängen und einer Signalquelle auftretenden, amplitudenvariablen Gleichstrom- oder relativ niederfrequentierten Wechselstrom-Eingangssignals in ein amplitudenmoduliertes Wechselstrom-Ausgangssignal mit einem Metall-Oxid-Silizium-Feldeffekt-Transistor, dessen Quelle und Senke jeweils einerseits über ein Kopplungsglied mit der Signalquelle sowie andererseits mit den Eingängen eines hochohmigen Differenzverstärkers verbunden sind und dessen Gatterelektrode an einen Zehnerstreifenantrieb angeschlossen ist, dessen Treibersignal den Feldeffekt-Transistor intermittierend durchschaltet, wobei an den Ausgang des Differenzverstärkers ein Verbraucher angeschlossen ist, dem ein im wesentlichen treibersignalfreies Wechselstromsignal zugeleitet wird, dadurch gekennzeichnet, daß der Feldeffekt-Transistor mit seinem Substrat direkt geerdet ist.

DBP.-Anm. H 03 f, 3/38. AS 1 930 853
Bekanntgemacht am 14. 12. 1978
Anmelder: General Electric Co, Schenectady, N. Y.
Erfinder: Douglas M. Bauer, Danvers, Mass.

Schaltung zur digitalen Frequenzeinstellung eines in seiner Frequenz geregelten Oszillators

Patentanspruch: Schaltung zur digitalen Frequenzeinstellung eines in seiner Frequenz geregelten Oszillators, bei der ein die Oszillatorschwingungen zählender Frequenzzähler zur Ableitung eines Istwertes dient, der in einem digitalen Komparator mit einem Sollwert verglichen wird, und bei der als Vergleichsergebnis eine der Ablage des Istwertes entsprechende Regelspannung gebildet wird, die eine Änderung der Oszillatorfrequenz bewirkt, wobei der Istwert aus dem durch Einzählen der Oszillatorschwingungen innerhalb einer vorgegebenen Zeitdauer erhaltenen Zählergebnis besteht und wobei die Regelspannung aus der erreichten

Einstellung dieses Vor-Rückwärts-Zählers über einen Analog-Digital-Wandler abgeleitet ist, dadurch gekennzeichnet, daß der Istwert durch die zusätzliche Einzählung einer Hilfsfrequenz in Vorwärts- oder Rückwärtsrichtung einem der Zählzeit zugeordneten, vorgegebenen Schwingungszahl-Sollwert schrittweise durch den an die Zählerausgänge geschalteten Komparator ein parallel erfolgender Einzählvorgang der Hilfsfrequenz in einen zweiten Vor-Rückwärts-Zähler beendet wird.

DBP.-Anm. H 03 b, 3/04. AS 2 164 007
Bekanntgemacht am 4. 1. 1979
Anmelder: Siemens AG, Berlin und München
Erfinder: Karl Schlosser, 8033 Planegg

Digitalfilter

Patentanspruch: Digitalfilter, bei dem eine digitale Transformation zwischen einem Eingangssignal und der Filterübertragungsfunktion durchgeführt wird, dadurch gekennzeichnet, daß eine die Abtastfrequenz für das Eingangssignal verändernde Modifiziereinrichtung zur Simulation der Anzahl der Gewichtungsfaktoren vorgesehen ist.

DBP.-Anm. H 03 h, 11/00. AS 2 211 376
Bekanntgemacht am 4. 1. 1979
Anmelder: International Business Machines Corp., Armonk, N. Y.
Erfinder: Daniel J. Esteban, La Gaude (Frankreich)

Einstellaggregat für HF-Nachrichtengeräte

Patentanspruch: Einstellaggregat für HF-Nachrichtengeräte, insbesondere für Rundfunk- und Fernsehgeräte, mit sich gegenseitig auslösenden Druckdrehknöpfen zur Einschaltung einspeicherbarer, wahlweise einstellbarer Werte der Regel- und Abstimmorgane, wobei durch das Drücken der Drehknöpfe die Kanalwahl und durch deren Drehen in einer Abtaststellung, in welcher der Drehknopf in kraft- oder formschlüssigen, drehstarrten Eingriff mit einer ein Stellglied zur Einwirkung auf das frequenzbestimmende Organ tragenden Einstellspindel gelangt, die Abstimmung bzw. Feinabstimmung erfolgt unter Verwendung von Kapazitätsdioden als frequenzbestimmenden Organen und den einzelnen Kanälen zugeordneten Potentiometerwiderständen in Spannungsteilerschaltung zum Abgreifen von Abstimmspannungen für die Kapazitätsdioden, nach Patent 1 246 091, dadurch gekennzeichnet, daß der Druckdrehknopf hohl ist und an der Innenwandung mehrere mit Anlaufschrauben versehene Rippen be-

sitzt und an der Stirnseite der Gewindespindel ein vorzugsweise aus Kunststoff gespritztes Kupplungselement angebracht ist, welches eine der Anzahl der Rippen entsprechende Zahl von achsparallelen, in Richtung zur Achse elastisch auslenkbaren Zungen aufweist, welche in eingekuppeltem Zustand in die Zwischenräume der Knopfrippen eingreifen.

DBP.-Anm. H 03 j, 5/32. AS 1 540 278
Bekanntgemacht am 9.11.1978 Zusatz zu 1 246 091

Anmelder: Preh Elektrofeinmechanische Werke Jakob Preh Nachf., 8740 Bad Neustadt

Erfinder: Wolfgang Labude, 8740 Bad Neustadt; Karlheinz Bauer, 8740 Mühlbach

Frequenzumsetzer- und Verstärkerschaltung

Patentanspruch: Frequenzumsetzer- und Verstärkerschaltung mit einem Haupteingang, der für den Empfang eines Eingangssignals bestimmt ist, einer Summieranordnung, von der ein Eingang an den Haupteingang angeschlossen ist und deren Ausgang mit dem ersten Eingang einer ersten Mischstufe verbunden ist, einem Verstärker, dessen Eingang an den Ausgang der ersten Mischstufe angeschlossen ist, einer Gegenkopplungsschleife, die eine zweite Mischstufe enthält und den Ausgang des Verstärkers mit dem zweiten Eingang der Summieranordnung verbindet, einem Überlagerungssoszillator, dessen Ausgangssignal den beiden Mischstufen zugeführt wird, und einem veränderlichen Phasenschieber, dadurch gekennzeichnet, daß der veränderliche Phasenschieber zwischen die Summieranordnung und den ersten Eingang der ersten Mischstufe eingefügt ist.

DBP.-Anm. H 04 b, 1/26. AS 2 051 830
Bekanntgemacht am 7.12.1978

Anmelder: Thomson-CSF, Paris

Erfinder: Antoine Poussin, Neuilly (Frankreich)

Höchstfrequenz-Oszillator mit durch YIG abstimmbaren Gunn-Dioden

Patentanspruch: Über einen weiten Frequenzbereich abstimmbarer Gunn-Oszillator, bei dem zur Abstimmung eine in einem Magnetfeld liegende YIG-Kugel an das Gunn-Element angekoppelt ist, mit einer Keramiksubstratplatte, die einen in Serie zum Verbraucherwiderstand geschalteten Kondensator und eine Tiefpaßzuleitung für die Gleichstromversorgung der Gunn-Diode sowie einen Breitband-Mikrostriptransformator zur An-

Ihr Fachberater



Etwa 450 Seiten. Mit vielen Abbildungen, Schaltzei-chen, Diagrammen und Schaltungsbeispielen. Taschenbuchformat, flexibler Kunststoffeinband, DM 10,80 (Abo-Preis DM 8,60; siehe unter Vorzugspreis für Abonnenten) incl. MWSt., zuzüglich Versandkosten.

Das Taschenbuch ist schon seit vielen Jahren ein treuer Begleiter für viele Fachleute. Die alljährliche Neubearbeitung sorgt dafür, daß dem Benutzer ein "Informationspaket" nach dem aktuellsten Stand der Normung und der elektrotechnischen Bestimmungen an die Hand gegeben wird. Alle Angaben sind unmittelbar auf die Berufspraxis zugeschnitten. Dem Elektroinstallateur, dem Betriebselektriker und allen verwandten Berufen wird somit ein handwerkliches Nachschlagewerk für die tägliche Arbeit geboten. Im großzügigen Kalendarium werden alle Termine und sonstigen Merkdaten notiert. In der Ausgabe 79 wurden die Kapitel neu überarbeitet, erweitert oder in Teilen ganz neu verfaßt.

Inhalt: Energieversorgung und -verteilung • Schutz- und Sicherheitstechnik, Unfallverhütung • Beleuchtung, Heizung, Klimatisierung • Steuerungs- und Regelungstechnik • Meßtechnik • Antennen, Fernmeldetechnik, Elektronik • Elektrische Maschinen • Bestimmungen, Formeln, Tabellen • Adreßteil.

Vorzugspreis für Abonnenten

Für unsere Jahrbücher bieten wir erstmals einen Vorzugspreis an, wenn Sie ab Ausgabe 79 zur Fortsetzung bestellen. Wir gewähren dann einen Preisnachlaß von 20% auf den jeweils gültigen normalen Verkaufspreis. Im Falle der Ausgabe 79 also statt DM 10,80/Abo-Preis DM 8,60 (zuzüglich Porto). Das Abo kann jährlich bis spätestens 30. 6. für das folgende Jahr gekündigt werden.

Hüthig & Pflaum Verlag

Bestellschein

- Jahrbuch für das Elektrohandwerk 1979, DM 10,80
- Jahrbuch für das Elektrohandwerk 1979
Abo-Preis, DM 8,60

Vor- und Zuname

Straße

Plz/Ort

Datum

Unterschrift

Einsenden an:

Hüthig & Pflaum Verlag, Wilckensstr. 3, 6900 Heidelberg 1

passung eines Verbraucherwiderstandes und eine Koppelschleife für das YIG-Element trägt, dadurch gekennzeichnet, daß die Keramiksubstratplatte in einem flachen Metallrahmen befestigt ist, daß die YIG-Kugel innerhalb eines Rohres eines in der Mitte der Rahmenseiten des flachen Metallrahmens gehaltenen Keramikrohrsystems verschieb- und einstellbar angeordnet ist und daß die Gunn-Diode auf der niederohmigen Seite des Breitband-Mikrostriptransformators auf der Keramiksubstratplatte angeordnet ist und somit elektrisch zwischen die einseitig an Masse liegenden Koppelschleife und den ebenfalls einseitig an Masse liegenden transformierten Verbrauchswiderstand geschaltet ist.

DBP.-Anm. H 03 b, 7/14. AS 2 311 304
Bekanntgemacht am 9.11.1978

Anmelder: Philips Patentverwaltung GmbH, Hamburg

Erfinder: Dipl.-Ing. Rene Dessert, Sucyen-Brie (Frankreich); Peter Röschmann, Hamburg; John Magarshack; Dipl.-Ing. Dr. Burkhard Schiek, Hamburg

Verfahren und Einrichtung zur Unterdrückung von Störungen bei frequenzmodulierten Signalen

Patentanspruch: Verfahren zur Unterdrückung von Störungen bei frequenzmodulierten Signalen durch modulationsabhängige Sperrung eines die zeitliche Lage der Nulldurchgänge des frequenzmodulierten Signals auswertenden Empfängers während eines Teiles jeder Signalhalbperiode, dadurch gekennzeichnet, daß aus den gespeicherten diskreten Zeitdauern der jeweils letzten Signalhalbperioden sowie aus den vorgegebenen Modulationskennndaten die kürzeste zu erwartende Zeitdauer der nächsten Signalhalbperiode bestimmt wird und diese im wesentlichen die Sperrzeit angibt.

DBP.-Anm. H 04 b, 1/10. AS 2 228 069
Bekanntgemacht am 30.11.1978

Anmelder: Philips Patentverwaltung GmbH, Hamburg

Erfinder: Dipl.-Ing. Dr.-Ing. Dieter Gosel, Hamburg

Batteriekontrolle durch die Rauschsperrung in einem Funkgerät

Patentanspruch: Durch eine aus mehreren wiederaufladbaren, gasdichten Zellen bestehende Batterie gespeistes Funkgerät mit einer Rauschsperrung, deren Unwirksamwerden die beginnende Erschöpfung einer Zelle anzeigt, gekennzeichnet durch eine in Abhängigkeit von der Batteriespannung arbeitende und die Wirksamkeit der Rauschsperrung beein-

trächtigende Kippschaltung, welche bei einer oberhalb eines zwischen den Summen der Normalspannungen sämtlicher Zellen und der um eins verminderten Anzahl der Zellen gewählten Schwellwertes liegenden Batteriespannung einer ersten und bei einer unterhalb dieses Wertes liegenden Spannung einen zweiten Schaltzustand einnimmt und welche im ersten Schaltzustand die Wirksamkeit der Rauschsperrung zuläßt und im zweiten Schaltzustand diese Wirksamkeit verhindert.

DBP.-Anm. H 04 b, 1/10. AS 2 332 809
Bekanntgemacht am 16.11.1978

Anmelder: Autophon AG, Solothurn (Schweiz)

Erfinder: Alois Zimmermann, Langendorf, Solothurn (Schweiz)

Tragbares Sprechfunkgerät

Patentanspruch: Tragbares Sprechfunkgerät für den Wechselsprechverkehr, beispielsweise Handsprechfunkgerät, mit einer dem Senderteil zugeordneten Sendeantenne und einer dem Empfängerteil zugeordneten Empfangsantenne, dadurch gekennzeichnet, daß beide Antennen innerhalb des Gehäuses des Gerätes untergebracht sind und daß die Empfangsantenne eine auch während des Betriebs von außen nicht sichtbare Ferritantenne, Rahmenantenne od. dgl. ist, während die Sendeantenne eine nur zum Senden aus dem Gehäuse ausziehbare und mit dem Senderteil verbindbare Stab- oder Teleskopantenne ist.

DBP.-Anm. H 04 b, 1/38. AS 2 044 156
Bekanntgemacht am 21. 12. 1978

Anmelder: Robert Bosch GmbH, Stuttgart

Erfinder: Wolfgang Lange, Berlin

Rückgekoppelter Oszillator hoher Amplitudenkonstanz

Patentanspruch: Rückgekoppelter Oszillator hoher Amplitudenkonstanz mit einer in der Rückkopplungsschleife angeordneten, die rückgekoppelte Spannung begrenzenden Gleichrichterdiode und einer Zenerdiode, von der die Sperrspannung für die Gleichrichterdiode abgeleitet wird und die über einen ihren Arbeitspunkt bestimmenden ohmschen Serienwiderstand an die Betriebsspannung geschaltet ist, dadurch gekennzeichnet, daß die Zenerdiode temperaturkompensiert ist und die Sperrspannung für die Gleichrichterdiode an einem Spannungsteiler abgegriffen wird, dessen einer an die Zenerspannung angeschlossener Teilerwiderstand aus einer weiteren Gleichrichterdiode besteht, die hinsichtlich ihrer Durchlaßkennlinie und ihres Tempera-

turverhaltens mit der erstgenannten Gleichrichterdiode möglichst weitgehend übereinstimmt, und dessen zweiter Teilerwiderstand durch einen ohmschen Widerstand gebildet wird.

DBP.-Anm. H 03 b, 3/02. AS 2 321 889
Bekanntgemacht am 4. 1. 1979

Anmelder: Siemens AG, Berlin und München

Erfinder: Dipl.-Ing. Konrad Raucheneker, 8012 Ottobrunn

Empfänger für hochfrequente elektromagnetische Schwindungen mit Verstärkungsregelung und Überwachungsschaltung

Patentanspruch: Empfänger für hochfrequente elektromagnetische Schwindungen, insbesondere für Richtfunkssysteme, der eine automatische Verstärkungsregelung aufweist und eine Überwachungsschaltung, die beim Unterschreiten einer bestimmten Empfängereingangsspannung anspricht und beispielsweise den Signalausgang des Empfängers sperrt oder einen Alarm auslöst, dadurch gekennzeichnet, daß die Überwachungsschaltung aus einer im Kreis der automatischen Verstärkungsregelung angeordneten Schwellwertschaltung, die an getrennten Ausgängen abnehmbare Signale bildet für den Fall des Erreichens des minimalen Regelstroms und für den Fall des Erreichens eines zwischen dem Normal- und Minimalstrom eingestellten Wert des Regelstroms, und einem im Übertragungsweg angeordneten Schaltungsteil mit einem mit Selektionsmitteln zur Feststellung eines eventuellen Abweichens der Frequenz der Ausgangsspannung vom Nennwert ausgestatteten Fühler besteht, daß der Ausgang dieses Schaltungsteils mit dem einen Eingang einer Auswerteschaltung verbunden ist, deren zweiter Eingang mit dem Ausgang der Schwellwertschaltung verbunden ist, dem das Signal für einen zwischen dem Normal- und Minimalstrom eingestellten Wert des Regelstroms entnehmbar ist, und die ein Ausgangssignal liefert bei Vorhandensein eines Signals an ihren beiden Eingängen, und daß der Ausgang der Auswerteschaltung und der Ausgang der Schwellwertschaltung für das Signal für minimalen Regelstrom mit einem im Weg des Ausgangssignals liegenden Schalter zur Abschaltung des Ausgangssignals verbunden sind.

DBP.-Anm. H 03 g, 3/20. AS 2 361 651
Bekanntgemacht am 4. 1. 1979

Anmelder: Siemens AG, Berlin und München

Erfinder: Dipl.-Ing. Eduard Seibt, 8021 Neuried

Steckverbinder

Anforderungen an NF-Steckverbinder für die Bereiche Funktechnik, Nachrichtentechnik und Elektronik

Teil 1

Ing. (grad.) Hans-Peter Rottmann, Altbach

Steckverbinder haben die Aufgabe, elektrische Leiter und Anschlüsse schnell und trotzdem sicher zu verbinden oder zu trennen. Obwohl diese Bauelemente meist sehr robust sind, erfordert ihre Anwendung und das Verbinden mit den dazugehörigen Leitern doch ein gehörig Maß an Sachkenntnis. Wer weiß schon auf Anhieb, warum reines Nickel nur bedingt als Material für Kontaktoberflächen in Frage kommt! So kann es leicht zu einem Fehlgriff führen, wenn man statt des richtigen irgendeinen Steckverbinder aus der breiten Produktpalette der Hersteller auswählt. Dabei ist es gar nicht so schwierig, die richtige Wahl zu treffen, wie der Autor in diesem Beitrag darlegt. Systematisch beschreibt er zunächst physikalisch Grundsätzliches, dann Kontaktelemente und Kontaktträger und schließlich noch die Anschlußtechnik.

Steckverbinder – einpolige nur bedingt – werden dort verwendet, wo man im Bedarfsfall die Leitungen nicht einzeln anschließt oder trennt, weil dies zu umständlich und zeitraubend ist (Zeit- und Kostenfaktor), ein Mangel an Werkzeug und Qualifikation vorhanden ist (Handhabungs- und Wissensfaktor) und wo die Gefahr des falschen Anschlusses absolut vermieden werden muß (Sicherheitsfaktor). Das Anwenden eines verhältnismäßig teureren Steckverbinders anstelle von billigen Einzelanschlüssen muß also sorgfältig abgewogen werden. Entsprechend dem weiten Feld der Technik gibt es zahlreiche Einflußfaktoren, die nicht alle in einer Standard-Steckerreihe be-

rücksichtigt werden können. So wurden für die verschiedenen Anwendungsgebiete Steckverbinder entwickelt, die mit ihrer Ausführung und ihren Eigenschaften die jeweiligen speziellen Anforderungen erfüllen. Nach Festlegung der IEC ist die Anwendung von Niederfrequenz-Steckverbindern bis zu einer Frequenz von 3 MHz zulässig. Eine exakte Abgrenzung zwischen NF und HF gibt es jedoch nicht.

Physikalisch Grundsätzliches

Wenn zwei zur Kontaktgabe vorgesehene Flächen von einer Kontaktkraft gegeneinander gedrückt werden, ist nur ein sehr kleiner Teil dieser Flächen in wirklich elektrisch kontaktgebender und somit stromführender Berührung. Der Grund dafür sind Oberflächenrauigkeit und Fremdschichten.

Oberflächenrauigkeit

Die Oberflächenunebenheiten, auch solche geringster Rauhtiefe, haben zur Folge, daß sich nur wenige Stellen der Kontaktflächen wirklich berühren. Unter dem

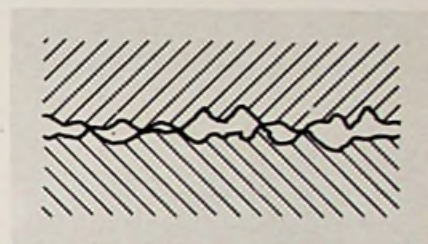


Bild 1. Querschnitt durch stark vergrößerte Berührungsflächen

Mikroskop sieht man, daß die scheinbar glatten Flächen mehr einer Berglandschaft gleichen. Nur einige sich gerade günstig gegenüberliegende Erhebungen bilden durch die Kontaktkraft unter elastischer oder plastischer Verformung Berührungsflächen, auch tragende Flächen genannt.

Bild 1 zeigt eine schematische Schnittdarstellung sich berührender Kontaktflächen. Die Rauhtiefe hat hier einen für Feinkontakte gebräuchlichen Wert von $1 \mu\text{m}$. Somit würde eine schon zu dicken Fremdschichten gehörende Kontakthaut von $100 \text{ \AA} = 10 \text{ nm}$ einem kaum noch

Tabelle 1. Dichte und Farben der sich auf Kupfer an Luft bildenden Kupferoxyd-schichten in Abhängigkeit von Zeit und Temperatur

Zeit [h]	0,5	1	5	5	2
Temperatur [°C]		18		62	150
Dicke [10^{-10} m]	30	70	85	140	260
Farbe	rot	rot-braun	braun	dunkelbraun	

Ing. (grad.) Hans-Peter Rottmann ist bei der Firma Richard Hirschmann Radio-technisches Werk Abteilungsleiter des Technischen Büros für Steckverbinder.

sichtbaren Bruchteil der dargestellten Linien entsprechen!

Fremdschichten

Kontaktflächen sind in freier Atmosphäre immer mit Fremdschichten überzogen. Jede metallisch rein gemachte Oberfläche (Ätzen, Schleifen, Vakuumglühen usw.) überzieht sich in normaler Atmosphäre zunächst mit einer einmolekularen, später einatomigen Schicht Sauerstoff, die nicht abwischbar und

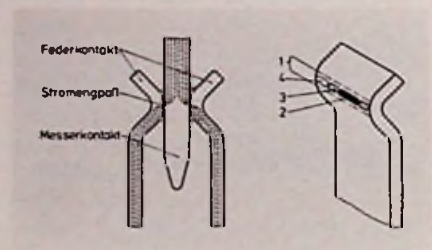


Bild 2: Einschnürung der Strompfade an der Engstelle. Die Berührungsfläche teilt sich auf in: 1 Scheinbare Kontaktfläche, 2 Metallische Kontaktfläche, 3 Quasimetallische Kontaktfläche, 4 Tragende, jedoch durch Fremdschicht isolierte Fläche

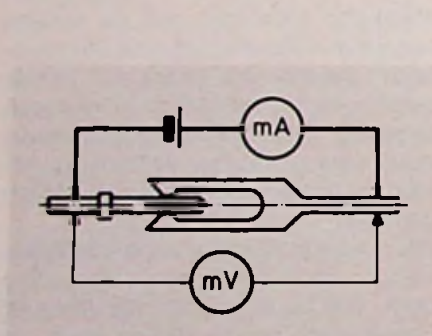


Bild 3. Grundschaltung zum Messen des Durchgangswiderstandes nach der Millivoltmethode

Tabelle 2. Hautwiderstand und Frittspannung in Abhängigkeit von der Dicke einer Kupferoxydulschicht

Cu ₂ O-Dicke in 10 ⁻¹⁰ m	Hautwiderstand in 10 ⁶ Ω	Frittspannung V	Kupfer war die
60	2	0,2	Kathode
300	2	1	Kathode
300	2	1,6	Anode
1480	10	4	Kathode

etwa von der gleichen Festigkeit ist wie das Grundmetall. Diese Schicht wird adsorbierte Gashaut genannt. Die Ausbildungszeit ist zum Beispiel bei Gold bis zu zwei Tagen, bei Silber einige Stunden und bei Kupfer nur einige Sekunden (Tabelle 1). Auf unedlen Metallen bilden sich dann durch die Einwirkung von Sauerstoff mit der Zeit ständig wachsende Oxidschichten.

Auch andere Gasanteile der Atmosphäre etwa Schwefelanteile, wie Schwefelwasserstoff (H₂S) oder Schwefeldioxid (SO₂), erzeugen beispielsweise auf der Oberfläche von Silber eine Schicht Silbersulfid (Ag₂S). Solche durch chemische Verbindung entstehende und wachsende Schichten nennt man Anlaufschichten. Außerdem sind freie Kontaktflächen noch mit Fett- und Ölschichten oder Wasserhäuten überzogen und je nach Umgebung lagern sich noch Staub- und Schmutzschichten ab. Sehr fest haftend, ähnlich der Gashaut, sind dabei einmolekulare Fettschichten, die Epilamen heißen.

Stromdurchgang durch die Kontaktflächen

Aus dem zuvor Beschriebenen sieht man, daß die konstruktiv vorgesehenen Kontaktflächen unter der Einwirkung der Kontaktkraft nur an einigen Stellen berührende oder tragende Flächen haben. Bei diesen sind zu unterscheiden:

- a) Flächen mit rein metallischer Berührung. Bei ihnen ist die Oberflächenhaut verdrängt und die Berührungsstellen sind kalt verschweißt: Die Elektronen haben ungestörten Durchgang.
- b) Flächen mit quasimetallischer Berührung. Bei ihnen sind die Metalle durch dünne aber noch stromdurchlässige einmolekulare Fremdschichten getrennt. Der Stromdurchgang wird durch den sogenannten Hautwiderstand beeinträchtigt:

Die Elektronen durchdringen die dünne Schicht wegen des Tunneleffektes, der nur durch die Quantentheorie erklärbar ist (Holm, Burstyn, Dietrich). Sind die Metalle durch etwas dickere Fremdschichten (3 nm bis 300 nm) getrennt, wird durch den größeren Hautwiderstand der Tunneleffekt unterbunden. Bei zunehmender Spannung und Feldstärke wird jedoch plötzlich die Ausbildung metallischer Brücken eingeleitet. Man nennt dies Frittung. Die Frittspannung ist der Fremdschichtdicke proportional. Tabelle 2 zeigt hierzu einige Werte.

c) Flächen, die zwar tragen, aber mit dicken isolierenden Fremdschichten belegt sind, bei denen kein Stromdurchgang erfolgt.

Äußerst wichtig ist, daß die Kontaktkraft maßgebend an der Größe der entstehenden metallischen und quasimetallischen Berührungsflächen beteiligt ist (Bild 2). Je größer die Kontaktkraft, um so größer werden die Verformung und die Berührungsflächen und desto geringer ist der Kontaktwiderstand.

Der Stromfluß, der zunächst die vollen Querschnittsflächen der Kontaktelemente (leitende Stift- und Buchsenquerschnitte) einnimmt, muß sich also letztlich an der Kontaktstelle durch die Engpässe der wirklichen metallischen und quasimetallischen Berührungsstellen hindurchzwängen. Den hierbei wirksamen, auf der endlichen Leitfähigkeit des Metalles beruhenden Widerstand, bezeichnet man nach Holm den Engwiderstand.

Der Kontaktwiderstand R_k setzt sich somit zusammen aus dem Engwiderstand R_e und dem Hautwiderstand R_h .

$$R_k = R_e + R_h$$

Der Gesamtwiderstand zwischen den Leiteranschlußstellen des gesteckten Kontaktelementepaares ist der Durchgangswiderstand R_d . Er setzt sich zusammen aus dem Bahnwiderstand R_b von Stift- und Buchsenelement und dem Kontaktwiderstand R_k .

$$R_d = R_b + R_k$$

Die beschriebenen Einzelwiderstände lassen sich wissenschaftlich-mathematisch beschreiben und errechnen. Wer dafür Interesse hat, findet die maßgebenden Bücher und Schriften im Literaturverzeichnis.

In der Praxis ist der technisch wichtige Durchgangswiderstand eine gut meßbare Größe. Ebenso ist der für die Kontaktqualität maßgebende Kontaktwiderstand einfach zu bestimmen, indem man den leicht errechenbaren und konstanten Bahnwiderstand des Steckelementepaares vom gemessenen Durchgangswiderstand subtrahiert. Ein Meßverfah-

ren des Durchgangswiderstandes – die Millivoltmethode – ist nach DIN 41 640 Teil 4 festgelegt. Damit die Meßspannung keine Fremdschichten durchschlägt, ist sie auf 20 mV begrenzt; der Meßstrom darf 100 mA nicht überschreiten, damit die Messung durch Materialerwärmungen nicht verfälscht wird. Das Prinzipschaltbild dieser Meßmethode zeigt Bild 3. Man verwendet diese 4-Punkt-Schaltung, die auch als Kelvin-Schaltung bekannt ist, um die zusätzlichen Widerstände der Meßeinrichtung zu eliminieren. An zwei Punkten wird der Meßstrom zugeführt und an zwei anderen Punkten wird der Spannungsabfall abgegriffen. Es gibt hierfür schon spezielle Meßgeräte mit entsprechenden Abgreifklemmen, die eine Direktanzeige in Milli-Ohm geben.

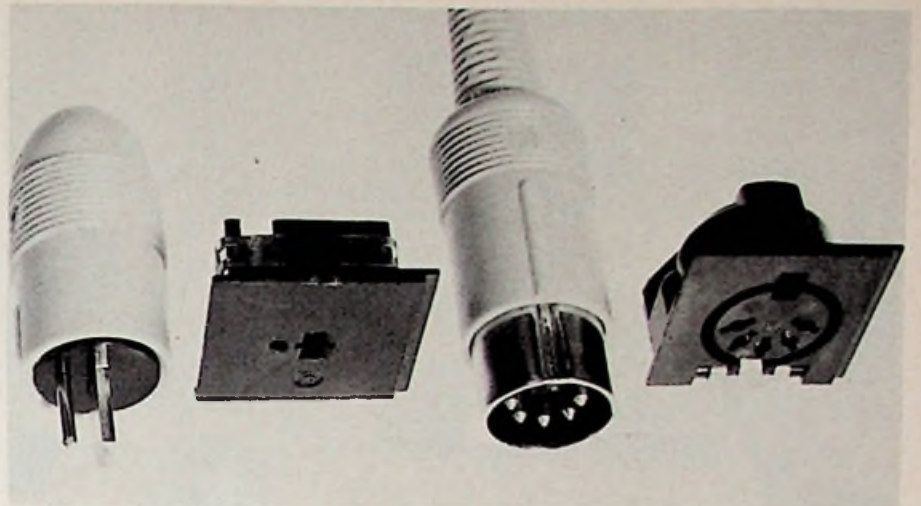


Bild 4. Lautsprecher-Steckverbinder nach DIN 41 529 und Tonabnehmer-Steckverbinder nach DIN 41 524

Steckkontakttechnik

Man unterscheidet heute generell zwischen Steckverbindern und Steckvorrichtungen, wobei nach VDE-Vorschriften Steckverbinder nur leistungslos gesteckt und getrennt werden sollen und Steckvorrichtungen auch unter Last geschlossen und getrennt werden dürfen. Ihr Lastschaltvermögen muß durch eine festgelegte Schaltleistungsprüfung nachgewiesen werden. Da in der Funk- und Nachrichtentechnik praktisch leistungslos geschaltet, also im Sinne der Steckverbinder gearbeitet wird, werden Steckvorrichtungen in diesen Beitrag nicht mit einbezogen.

Die normalen Kontaktelemente der Steckverbinder sind Steckerstifte und Steckbuchsen, wobei die Steckbuchse zumeist das federnde Element ist. Auch für sogenannte Zwitterkontakte, bei denen die Kontaktelemente der beiden Steckerhälften gleich sind, gilt das Nachfolgende sinngemäß.

Der Stift-Buchsenkontakt, zu dem alle Abarten wie Messerstift und Gabelfederkontakt bis zur Direktsteckbahn gedruckter Schaltungen gehören, ist in gestecktem Zustand ein ruhender Kontakt. Der Stromdurchgang erfolgt bei aufeinander ruhenden Kontaktstellen, die durch eine Federkraft, die den Kontaktdruck erzeugt, aufeinander gedrückt werden. Nur beim Einstecken und Herausziehen gleiten die Kontaktelemente aufeinander und bilden während dieser Hubbewegung kurzfristig einen Schleifkontakt.

Das Gleiten und Schleifen hat sowohl Vor- wie auch Nachteile. Zum einen zerreißt und zerquetscht es dabei Anlauf-, Oxyd-, Schmutz- und Fettschichten und

es kommt sehr leicht zu metallischen und quasimetallischen Kontaktstellen. Man spricht auch von „Selbstreinigung“. Zum anderen entstehen Abrieb und Metallstaub und somit ein Abnutzen an der Kontaktmetallschicht aus Zinn, Gold oder Silber, mit der zumeist die Kontaktstelle der Kontaktelemente belegt ist. Das bedeutet, daß die Anzahl der Steckzyklen, bei denen die Kontaktelemente noch funktionsfähig bleiben, mehr oder weniger begrenzt ist.

Die Schleifwirkung und Abnutzung hängt im wesentlichen ab von: Kontaktkraft, Oberflächenrauigkeit, Kontaktform, Kontaktmetall und -härte, und eventuell vom Schmiermittel.

Entsprechend den elektrischen, mechanischen und umweltbedingten Anforderungen an den Steckverbinder müssen nun diese Faktoren variiert und zum günstigsten Zusammenspiel gebracht werden.

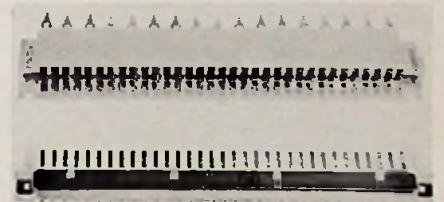
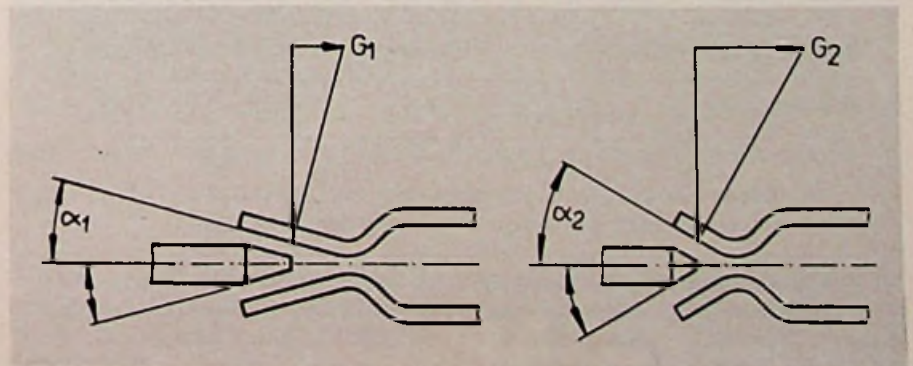


Bild 5. 33polige Feder- und Messerleiste nach DIN 41 620

Niederpolige Steckverbinder

So kann man etwa bei einem niederpoligen Steckverbinder, der nicht allzu häufig gesteckt wird und gute Umweltbedingungen hat, eine hohe Kontaktkraft vorsehen; die Oberflächenrauigkeit muß nicht besonders klein sein und als Kontaktoberfläche kann man Zinn auf Nickel nehmen. Die hohe Kontaktkraft erzeugt durch Quetschung und Reibung gute metallische und quasimetallische Kontaktflächen und niedrigen Kontaktwider-

Bild 6. Steckkraft G abhängig vom Aufgleitwinkel α



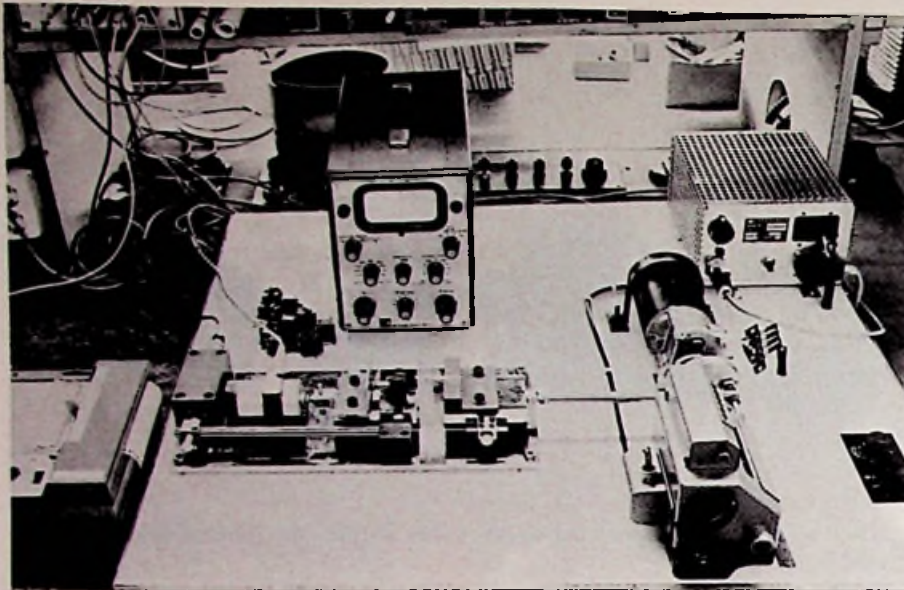


Bild 7. Geräteaufbau zum Messen der Steck- und Ziehkräfte. Die Werte werden über einen Meßschreiber grafisch dargestellt

Tabelle 3. Anforderungen an Steckverbinder verschiedener DIN-Normen

Steckverbinder nach		DIN 41 524	DIN 41 617 13- bis 31- polig	DIN 41 612 Bauform C 32- bis 96- polig
Polzahl		5	31	96
Minimale Ziehkraft Einzelkontakt-paar	N	1,6	0,4*	0,15*
Minimale Ziehkraft gesamter Steck-verbinder	N	8*	12,4	14,4
Maximale Steck- und Ziehkraft Einzelkontakt-paar	N	4,4	2,6	0,94
Maximale Steck- und Ziehkraft gesamter Steckverbinder	N	22*	80*	90*
Kontaktkraft**)	N	2	1	0,38
Durchgangswider-stand maximal	Ω	4*	7,5*	20*
Material Federkontakt		Messing	Bronze	Bronze
Kontakt-oberfläche		Zinn	Gold	Gold

* Diese Werte sind bei DIN 41 524 gemessen, bei DIN 41 617 und 41 612 der Prüfnorm entnommen. Die übrigen Werte sind daraus errechnet.

** Die Kontaktkraft ist für Gabelfedern mit zwei Kontaktflächen errechnet mit minimaler Ziehkraft aus Zeile 1 und Reibwert 0,4 für Zinn und 0,2 für Gold.

stand. Das weiche Zinn trägt dazu wesentlich bei und seine schlechten Gleiteigenschaften fallen bei der kleinen Polzahl nicht ins Gewicht. Ein Unterwandern der Kontaktstellen und Fremdschichten wird – insoweit dies bei der großen Kontaktkraft überhaupt möglich ist – durch selbstreinigende Steckvorgänge, die im Abstand von Tagen bis zu Monaten liegen können, unterbunden. Typische Vertreter solcher Steckverbinder und ihres Einsatzgebietes sind die 3- bis 8poligen Verbindungsstecker von Plattenspielern, Tonband- und Rundfunkgeräten und Lautsprechern (Bild 4).

Hochpolige Steckverbinder

Ganz anders muß man die Kontaktelemente einer hochpoligen Steckleiste bemessen, die einer Industrielatmosphäre ausgesetzt wird und nur in einem Reparaturfall vielleicht erst nach Jahren wieder einmal gesteckt wird. Dabei sei noch gefordert, daß die Durchgangswiderstände der einzelnen Kontaktpaare wenig voneinander abweichen und sich auf lange Zeit nur geringfügig ändern dürfen. Bei der hohen Polzahl darf man nur eine kleine Kontaktkraft aufbringen, weil sonst die Auffederungs- und Reibkräfte in der Summe so große Steck- und Ziehkräfte ergeben würden, daß der Steckverbinder letztlich nicht mehr ohne besondere Vorrichtungen betätigt werden könnte. Kleine Kontaktkraft aber bedeutet wenig Kraft zum Zerquetschen von Fremdschichten und kleine Berührungsstellen. Hinzu kommt die geringe Selbstreinigung durch Reibung, weil die Stechhäufigkeit minimal sein kann. Auch die Gefahr, daß die Kontaktstellen durch Anlaufschichten unterwandert werden, ist gegeben. Bei all diesen Faktoren ist das Belegen der Kontaktzone mit einem Edelmetall wie Gold erforderlich, das keine Anlaufschichten durch die Atmosphäre bekommen kann. Für den Fall höherer Stechhäufigkeit muß man glatte Kontaktstellen und Gleitbahnen mit minimaler Rauhtiefe erzeugen, damit der Abrieb gering ist und somit das teure Gold nur dünn aufgebracht werden muß. Man benötigt also wertvolle Präzisions-Kontaktelemente, die allerdings ihren Preis haben. Beispiele für solch hochpolige Leistensteckverbinder, die in der Nachrichten-, Übertragungs-, Steuerungstechnik und anderen Zweigen der Elektronik zur Anwendung kommen, sind Steckverbinder nach DIN 41 612, DIN 41 617 und DIN 41 620 (Bild 5).

Steck- und Ziehkraft

Beim Einstecken müssen die federnden Kontaktelemente durch das starre Kon-

taktelement entgegen der Federkraft, die ja die Kontaktkraft erzeugt, bewegt werden. Es muß also Federungsarbeit und Reibarbeit geleistet werden, bis das Federelement auf die Gleitbahn ausgelenkt ist. Die hierfür erforderliche Kraft nennt man Steckkraft. Beim Ziehen ist im Normalfall nur Reibarbeit zu leisten. Die hierfür erforderliche Kraft ist die Ziehkraft. Die Steckkraft ist demnach größer als die Ziehkraft. Wesentlich beeinflusst wird die Steckkraft durch die Aufgleitwinkel der Kontaktelemente und ihrer Oberflächenrauigkeit an den Aufgleitflächen. Je kleiner die Aufgleitwinkel und je glatter die Flächen, um so kleiner und günstiger wird die Steckkraft (Bild 6). So weit es die Platzverhältnisse und Steckwege zulassen, sollte dies konstruktiv berücksichtigt werden. Für die Ziehkraft N gilt:

$$N \geq n \times F \times \mu$$

Es bedeuten: n Anzahl der Reibflächen, F Kontaktkraft, μ Reibwert der abhängig ist von Material, Oberflächenrauigkeit und eventueller Schmierung. Je nach Kontaktmaterial und Oberflächenbeschaffenheit, hat man Reibwerte von $\mu = 0,1$ bis $0,4$ bei trockener Reibung. Weil der Reibwert auf Grund seiner verschiedenen Einflußgrößen große Toleranzen aufweist, treten insbesondere bei hochpoligen Steckverbindern große Abweichungen bei den notwendigen Steck- und Ziehkraften auf. Darum werden in den Prüfplänen Minimal- und Maximalkräfte festgelegt. Aus der Formel geht durch das Zeichen „ $>$ “ hervor, daß die Ziehkraft größer sein kann – praktisch ist sie es auch immer – als das Produkt der Faktoren. Dies kommt daher, daß noch weitere aber nicht genau erfaßbare Kräfte auftreten, die zum Beispiel aus dem toleranzmäßig zulässigen Mittenversatz der Kontaktelemente entstehen. Bei der Steckkraft treten noch größere Abweichungen auf, so daß es nicht mehr sinnvoll ist, hier nur mathematisch vorzugehen. Mit Steckversuchen und Messungen bezüglich der Steck- und Ziehkraften, schon im Entwicklungsstadium der Kontaktelemente, ist hier meist mehr zu erreichen als mit allen Berechnungen (Bild 7). Für eine Kontaktschmierung gibt es durchaus geeignete Mittel. Durch die so herabgesetzte Reibung werden nicht nur geringere Steckkräfte erreicht, sondern auch der Abrieb des Kontaktmetalles wesentlich verringert und damit die Zahl der Steckvorgänge und die Lebensdauer erhöht. In Hinsicht auf die ständig steigenden Edelmetallkosten wird der Kontaktschmierung in Zukunft eine immer größere Bedeutung zukommen. Ihre Verwendung liegt in Einsatzgebieten mit geringerem Staubvorkommen, weil die Haftung von Schmutzpartikeln eher gegeben ist, als bei ungeschmierten Kontaktflächen.

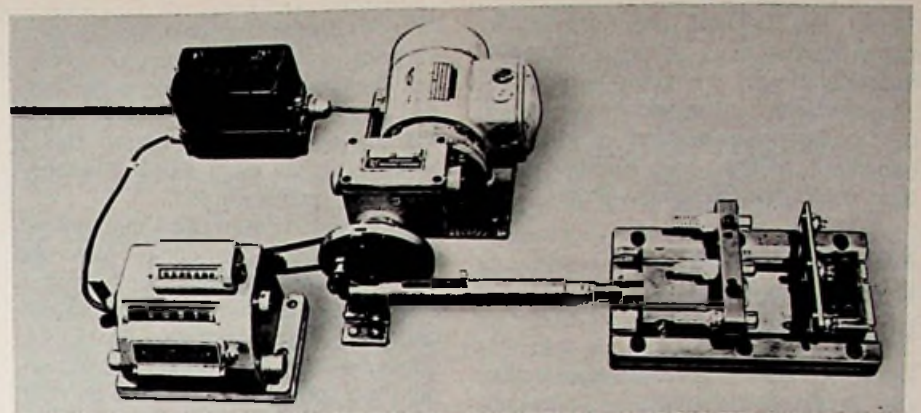


Bild 8. Mit diesem Aufbau erfolgt das Prüfen der Stechhäufigkeit

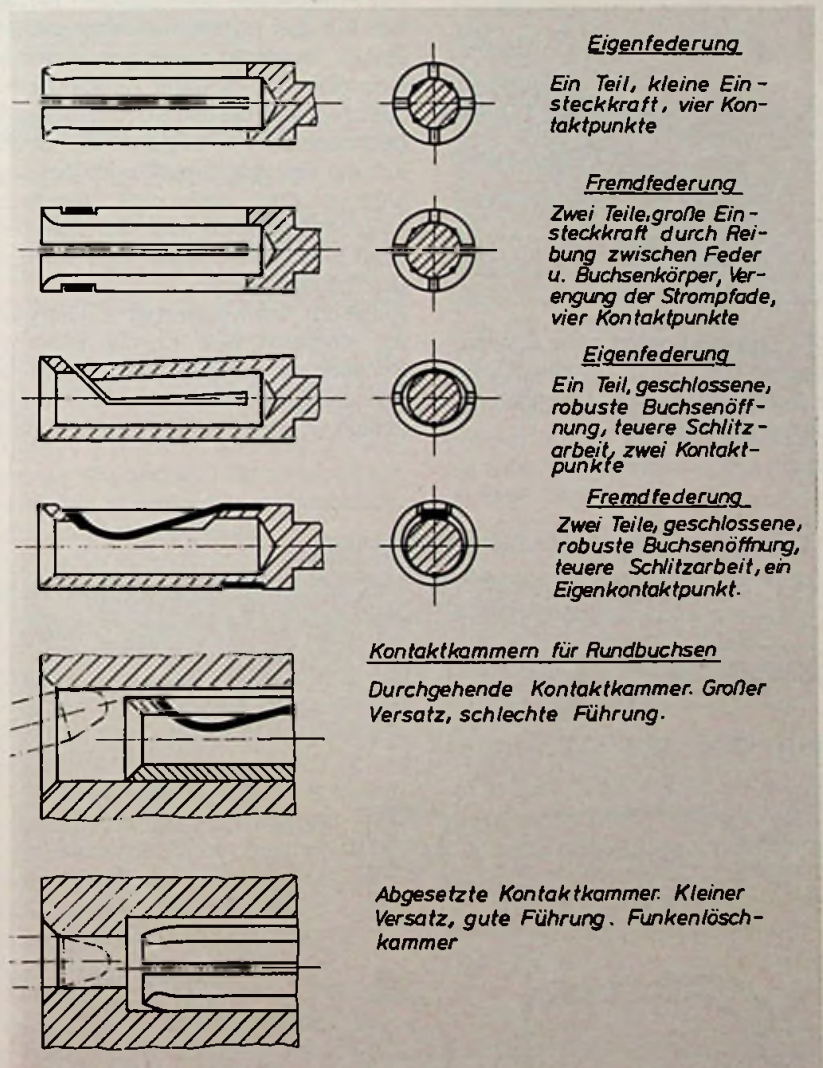


Bild 9. Ausführungsarten von Rundbuchsen und Kontaktkammer-Einführungen

Tabelle 3 zeigt, daß mit Rücksicht auf eine noch handhabbare Gesamt-Steck- und Ziehkraft eines Steckverbinders bei höher werdender Polzahl die Einzel-

Steck- und Ziehkraft pro Kontaktpaar kleiner werden muß. Je kleiner aber die Kontaktkraft wird, um so größer wird bei vergleichbaren Kontaktabmessungen der Durchgangswiderstand. Je nach Gegebenheit müssen die Kontaktstellen dann mit Edelmetall belegt werden.

Ausführung der Kontaktelemente im Steckbereich

Die verschiedenen Anforderungen sowie die Kontaktzahl beeinflussen die Gestal-

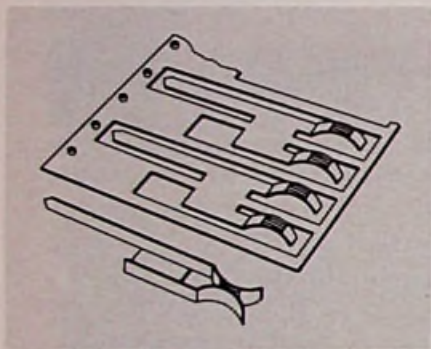


Bild 10. Teilweise galvanische Edelmetallbeschichtung von Kontaktfedern durch Vorschneiden und Vorrägen der Kontaktzone im Band

tung der Kontaktelemente, was zu einer Vielzahl von Ausführungsarten geführt hat: Weil hier der Phantasie keine Grenzen gesetzt sind, wird es auch immer wieder Neugestaltungen geben. Darum können nur die wesentlichen Gesichtspunkte betrachtet werden.

In den meisten Fällen ist bei mehrpoligen Steckverbindern das Stiftelement starr und das Buchsenteil federnd. Durch die fortschreitende Miniaturisierung ist dies allgemein zur Regel geworden, weil für Feder-elemente im Stiftelement kein ausreichender Platz vorhanden ist und sie den Stift wesentlich verteuern würden. Ungefederte Stifte lassen sich dagegen häufig aus einfachem und billigem Halbzeug, wie Profildrähten oder Bändern herstellen. Für das Buchsenteil, das den Stift umfaßt, ist wegen seiner geometrischen Gestaltung ein größerer Aufwand erforderlich, so daß die den Stift umfassenden Buchsenelemente zugleich die Stromführung und die Kontaktfederung übernehmen. Auch wenn eine Fremdfederung unumgänglich wird, läßt sich diese beim Buchsenteil besser und effektiver durchführen (Bild 8).

Außer der Federungsart ist es noch wichtig, möglichst viele Kontaktstellen pro Kontaktpaar auszubilden, damit der Übergangswiderstand klein wird. Zu beachten ist auch, daß sich diese Kontakt-

stellen in günstiger Weise mit Kontaktmetallen wie Zinn, Silber, Gold usw. belegen lassen.

Bei Rundstiften und -buchsen lassen sich die Buchsenhülsen je nach Durchmessergröße durch Schlitze unterteilen und man erhält so eine höhere Zahl von Kontaktstellen (Bild 9). Bei kleinen Stiftdurchmessern, wie sie durch die Miniaturisierung in der Funktechnik und Elektronik gegeben sind, läßt sich in wenigen Fällen noch ein Kreuzschlitz mit 4 Segmenten ausführen (ab 1,5 mm Ø), meistens aber nur ein Querschlitze mit 2 Segmenten (unter 1,5 mm Ø). Rundstifte und -buchsen treten für große Stückzahlen immer mehr zurück, weil sie meistens mit teurer Zerspanungsarbeit hergestellt werden müssen. Zum Teil werden auch billige Rundstifte, die man spanlos aus Draht oder im Fließpreßverfahren herstellt, mit im Schnitt oder Schnitt-Biegeverfahren hergestellten Gabel- oder Flügelbuchsen kombiniert.

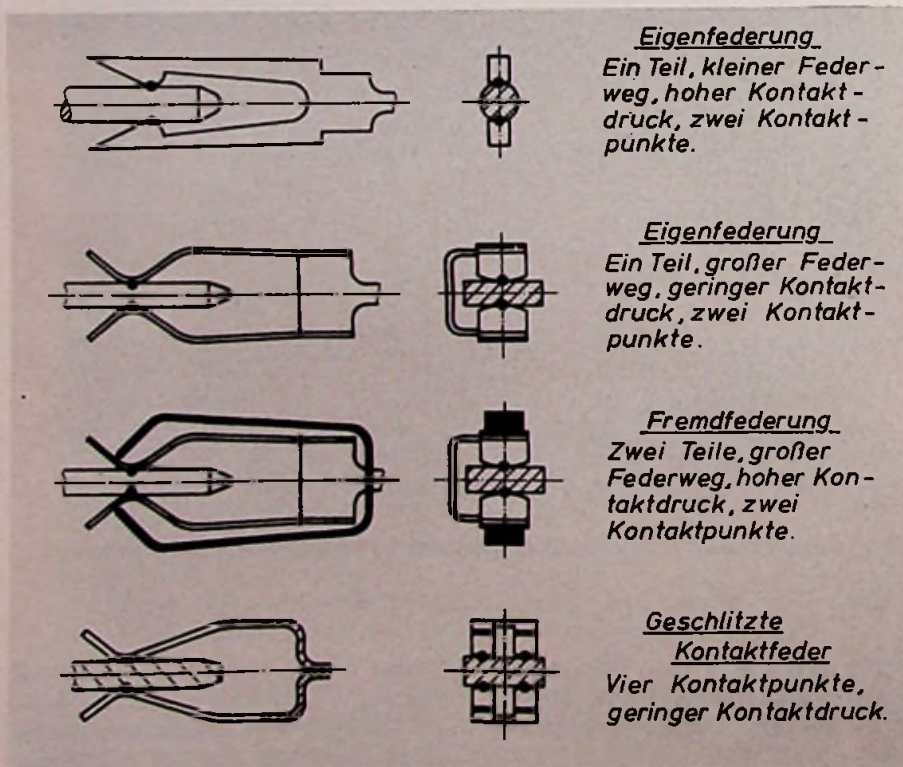
Auch ist bei den Rundkontakten das meist nur durch galvanische Verfahren mögliche Aufbringen von Kontaktmetall teuer und besonders bei den Buchsen nachteilig. Werden die Teile als Schüttware galvanisiert, wird ihre ganze Oberfläche überzogen, auch da, wo man das Kontaktmetall nicht benötigt; für Edelmetalle also ein teures Verfahren. Bei den Buchsen wirkt sich außerdem sehr nachteilig aus, daß die Abscheidung im Loch, wo ja die Buchsenkontaktstellen liegen, geringer ist, als außen; also auch hier bei Edelmetallen eine recht ungünstige Materialverteilung.

Will man bei den galvanischen Verfahren Edelmetall sparen, muß man die Teile aufgurten und kann sie dann selektiv an den Kontaktenden galvanisieren. Das Aufgurten oder Magazinieren ist aber auch teuer und nur in speziellen Fällen wirtschaftlich.

Der eigentliche Einsatz von Rundstiften und -buchsen liegt somit heute in Gebieten, wo mit größeren Strömen und Spannungen gearbeitet wird und wo unter anderem Schalteleistungen vorkommen. Hier sind, mit Blechen und Bändern nicht herstellbare, große Stromquerschnitte erforderlich. Die Kontaktbeläge müssen nicht aus Edelmetallen sein und sind auch keine wesentliche Kostenfrage mehr. Einige Ausführungsformen von Rundbuchsen zeigt Bild 9.

Für eine rationelle und präzise Mengenfertigung muß man Kontaktelemente gestalten, die in modernen Massenfertigungs-Technologien herstellbar sind – also einer möglichst schnellen, spanlosen und abfallfreien Fertigung unterlie-

Bild 11. Ausführungsformen von Gabelfederbuchsen



Eigenfederung

Ein Teil, kleiner Federweg, hoher Kontaktdruck, zwei Kontaktpunkte.

Eigenfederung

Ein Teil, großer Federweg, geringer Kontaktdruck, zwei Kontaktpunkte.

Fremdfederung

Zwei Teile, großer Federweg, hoher Kontaktdruck, zwei Kontaktpunkte.

Geschlitzte Kontaktfeder

Vier Kontaktpunkte, geringer Kontaktdruck.

gen. Vor allem für Kontaktelemente, deren Kontaktzonen mit Edelmetallen belegt werden müssen, ist dies erstes Gebot. Hier hat die hochoptimierte Stanztechnik mit streifenbelegten Bändern ihr Wirkungsfeld. Man legt die Kontaktelemente so an, daß ihre Kontaktzone in einem möglichst schmalen mit Edelmetall belegten Streifen des Schnittbandes liegt. Auch durch die Galvano- oder Schweißtechnik werden bereits ausgeschnittene oder noch auszuscheidende Kontaktzonen punktuell mit Edelmetall belegt. Bild 10 zeigt, wie in einem vorgeschrittenen Band nur die Kontaktstellen mit Edelmetall belegt werden. Erst danach wird in einem zweiten Arbeitsdurchgang die Gabelfederbuchse fertig hergestellt. Damit möglichst viele Kontaktpunkte entstehen, kann man die Federelemente noch unterteilen.

Einige Ausführungsmöglichkeiten von Gabelbuchsen (Gabelfedern), die im Schnitt-Stanzverfahren hergestellt werden, zeigt Bild 11. (wird fortgesetzt)

Fernsehempfänger

Oberflächenwellenfilter mit geringen Einfügungsverlusten

Die Bedeutung von akustischen Oberflächenwellenfiltern (SAWF) in der Unterhaltungselektronik nimmt weiterhin zu, da ihre Leistungen steigen und ihr Preis gering bleibt. So scheint es, daß sie Filter mit diskreten Bauelementen in vielen Anwendungen ablösen werden, denn im Vergleich zu herkömmlichen LC-Filtern bieten Oberflächenwellenfilter folgende Vorteile: keine Abstimmung notwendig, verringerte Abmessungen, in großen Mengen reproduzierbar, hohe Temperaturstabilität und Langzeitstabilität. In Fernsehgeräten können solche Filter alle ZF-Spulen, -Kondensatoren und andere diskrete Bauelemente der ZF-Stufen ersetzen. Dabei haben sie eine erhöhte Zuverlässigkeit, keine Frequenzdrift und unterdrücken außerdem noch die Signale benachbarter Kanäle wesentlich besser als herkömmliche ZF-Filter. Für den Service-Techniker noch ein Hinweis: Oberflächenwellenfilter sind problemlos auszutauschen, da das lästige Nachgleichen entfällt. Leser, die sich genauer über Oberflächenwellenfilter informieren möchten, verweisen wir auf Heft 23/76 der Funk-Technik, wo unter dem Titel „Filter auf der Basis von akustischen Oberflächenwellen“ ein dreiteiliger ausführlicher Beitrag begann.

SAWF-Bausteine sind passiv, so daß ein durchlaufendes Signal gedämpft wird. Ein Entwicklungsziel bei Oberflächenwellenfiltern ist es, diese Dämpfung so gering wie möglich zu halten. Der Firma GTE Sylvania gelang es nun, die Dämpfung – auch Einfügungsverluste genannt, auf $16 \text{ dB} \pm 2 \text{ dB}$ zu verringern; das ist, laut Hersteller, der zur Zeit niedrigste Wert. Die Innerband-Welligkeit der mit SCF bezeichneten Filter wird für den Frequenzbereich von 35 MHz bis 38 MHz mit weniger als 1 dB angegeben. Signale der Nachbarkanäle werden um 45 dB abgeschwächt. Die Filter erfüllen außerdem die CCIR-Anforderungen hinsichtlich Gruppenlaufzeit und Welligkeit.

Integrierte Schaltungen

Batterieschonende neue TTL-Bausteine

Zwei neue TTL-Schaltkreis-Serien mit Verbesserungen in Geschwindigkeit und Leistungsaufnahme hat Texas Instruments entwickelt. Die „Advanced Schottky“ TTL-Serie SN 74 AS ist doppelt so schnell wie die Serie SN 74 S bei praktisch gleicher Leistungsaufnahme pro Gatter. Die „Advanced Low Power Schottky“ TTL-Serie SN 74 ALS bietet mehr als die doppelte Geschwindigkeit der SN 74 LS-Serie bei einer nur halb so großen Leistungsaufnahme.

Die typische Verzögerungszeit eines externen Gatters der Advanced Schottky Familie beträgt 1,5 ns bei einer Leistungsaufnahme von 22 mW. Die Leistungsaufnahme pro Gatter der Advanced Low Power Schottky Familie liegt bei nur 1 mW; die typische Verzögerungszeit ist 4 ns.

Die Einführung der Serie SN 74 AS beginnt mit verschiedenen Gatter- und MSI-Funktionen, die speziell darauf ausgelegt sind, die Vorteile dieser Bausteine voll zu nutzen. Das Ergebnis ist eine weitaus höhere Packungsdichte als bislang. Das Produktspektrum der SN 74 ALS-Serie wird im Einführungsstadium zunächst 25 Typen umfassen, die sowohl Gatterfunktionen, Dual D- und JK-Flipflops als auch MSI-Funktionen haben. Muster werden im 1. Quartal dieses Jahres verfügbar sein; die Lieferung von Produktionsmengen ist im 2. Halbjahr 1979 vorgesehen. Es wird erwartet, daß die Preise der SN 74 ALS-Serie zunächst je nach Funktion 20% bis 30% über denen vergleichbarer Typen der Serie SN 74 LS liegen.

Verglichen mit der Schottky-TTL-Serie (Ausgangstrom bei High Pegel: $I_{OH} = 1 \text{ mA}$; Ausgangsstrom bei Low Pegel: $I_{OL} = 20 \text{ mA}$) verfügt die Advanced Schottky-Serie über eine stark verbesserte Treiberleistung zum unmittelbaren Ansteuern von abgeschlossenen Busleitungen (bis 50Ω) aber auch von ungeschlossenen Busleitungen und großen kapazitiven Lasten. Die Bausteine der Serie SN 74 ALS zeigen Pinkompatibilität mit den gegenwärtigen LS-Elementen und beide neuen Schaltkreisfamilien sind voll kompatibel mit den 54/74-, 54 LS/74 LS- und 54 S/74 S TTL-Familien.

Neue Bauelemente

Rückwärtsleitende Thyristoren

Die Anwendung von Thyristoren in Zeilenablenkstufen hoher Leistung, erfordert genau auf diesen Verwendungszweck abgestimmte rückwärtsleitende Thyristoren. Mit den Hin- und Rücklaufthyristoren der Serie BS1 CC 02 gibt es bei Siemens diese Bauelemente nun auch im montagefreundlichen TO-220-Gehäuse und mit einer bereits eingebauten Antiparalleldiode. Wichtige Daten: $U_{DRM} = 750 \text{ V}$, $I_{TAV} = 5 \text{ A}$, $I_{FAV} = 3 \text{ A}$, $t_q = 3 \mu\text{s}$ oder $5 \mu\text{s}$. Die kritische Spannungsteilheit ist beim Hinlaufthyristor $200 \text{ V}/\mu\text{s}$ und beim Rücklaufthyristor $1200 \text{ V}/\mu\text{s}$.

Digitales Abstimmssystem mit einem nichtflüchtigen Speicher

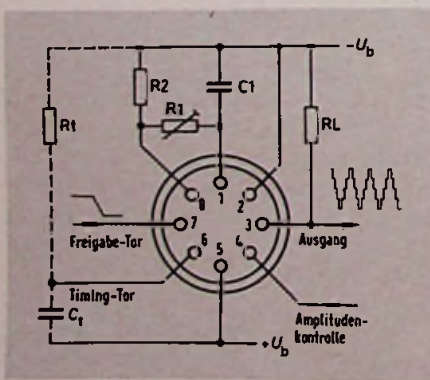
EPM (Electronic Program Memory = elektronischer Programmspeicher) heißt das neue digitale Abstimmssystem von SGS-Ates für Anwendungen in Fernseh- und Rundfunkgeräten, das als Besonderheit einen nichtflüchtigen Speicher für das digitale Speichern der Abstimmungsspannung bietet. Es handelt sich dabei um ein Modular-System mit vielen Variationsmöglichkeiten, das in Geräten mit oder ohne Fernbedienung eingebaut werden kann. Der Stationssuchlauf ist wahlweise automatisch, halbautomatisch oder manuell. Kern des Systems ist der M 193, ein LSI N-Kanal-MOS-Schaltkreis, der auch den nichtflüchtigen Speicher für 16 Kanäle enthält (keine Batterie-Pufferung nötig). Die Speicherzellen (nichtflüchtiges RAM) können Informationen

ungewöhnlich lange speichern, nämlich 10 Jahre. Ob eine so lange Speicherzeit nun sinnvoll ist oder nicht, sei dahingestellt, zumal diese Angabe aus dem berechneten Verlauf einer e-Funktion stammt und nicht etwa aus 10jähriger Erfahrung. Bei SGS-Ates legt man aber Wert auf die Feststellung, daß der Baustein M 193 in der bewährten N-Kanal-MOS-Technologie hergestellt wird, die als verhältnismäßig robust gilt. Das Langzeitverhalten des Schaltkreises ist hier besser abzuschätzen als bei vergleichbaren ICs, die mit speziellen nicht so ausgereiften Verfahren hergestellt werden. Mit der N-Kanal-MOS-Technologie war es auch möglich auf dem selben Chip die Kontrolllogik, die Zeitgeberschaltung und den D/A-Wandler für die Abstimmspannung zu integrieren. In den Speicher können auf 16 verschiedenen Stationen (Adressen) Informationen eingegeben werden: für jede Station ein 17-bit-Wort, mit dem die Band-, Abstimm- und Feinabstimm-Information eingespeichert wird. Die Zusatzschaltkreise, aus denen der gesamte Kit besteht, sind der M 190, ein 16-Tasten-Encoder und Latch (für Anwendungen in Fernsehgeräten ohne Fernbedienungssystem), der M 191, ein IC zur Anzeige der Abstimmspannung und der Bandinformation auf dem Bildschirm, und der M 192, ein BCD zu 7-Segment LED-Decoder zur Anzeige der 16 möglichen Kanal-Nummern.

Tonfrequenz-Generator im TO-99-Gehäuse

Die englische Firma Consumer Microcircuits Ltd. (deutsche Vertretung: Ginsbury Electronic, 8012 Ottobrunn) stellt unter der Bezeichnung FX 205 einen integrierten PMOS-Tongenerator für den Fre-

quenzbereich 30 Hz bis 5000 Hz vor. Das Ausgangssignal, eine wiederkehrende Folge von Stromstufen, erzeugt an einem externen Lastwiderstand eine Treppenspannung mit sinusförmigen Verlauf. Laut Ginsbury ist der Oberwellengehalt dennoch gering; erst die siebente Oberwelle zeigt einen nennenswerten Anteil. Der Ton beginnt und endet immer im selben Phasenpunkt einer Sinusschwingung. Das ist wichtig, wenn die Länge eines Tones begrenzt werden soll. Hier bietet der Baustein zwei Möglichkeiten: Zum einen wird ein Ton abgegeben so lange ein Torsignal am Anschluß 7 anliegt, zum anderen können Töne konstanter Dauer durch Impulsflanken gestartet werden; die Tondauer wird dann von der Beschaltung bestimmt. In beiden Fällen wird auch die letzte Schwingung noch vollständig abgegeben, was dann von Bedeutung ist, wenn Töne sehr kurzer Dauer (einige Perioden) benötigt werden. Ein- und Ausschwingvorgänge fallen dabei weg. Anwenden kann man den Baustein zum Signalisieren (Draht, Funk) mit Einzel-, Folge- und Simultantönen, für Selektivruf-Anlagen, Fernsteuerungen und Fernabfragen, sowie für Alarm- und Zustandsmeldungen oder Pilotton-Applikationen. Mehrere umschaltbare Frequenzen erhält man, zum Beispiel für Tonfolge-Rufsysteme, wenn über ein Gatter verschiedene Werte für den Widerstand R1 gewählt werden. Zum Erzeugen von drei simultanen Tönen muß man drei ICs FX 205 (ohne zusätzliche Beschaltung) mit einem gemeinsamen Taktgenerator ansteuern. Am Lastwiderstand, der an die IC-Ausgänge angeschlossen ist, erfolgt dann ohne weitere Maßnahme eine echte Summenbildung. Der Baustein benötigt eine symmetrische Versorgungsspannung von 10 V bis 15 V, nimmt einen Strom von 7 mA auf und kostet bei Abnahme von 100 Stück 7 DM.



Schalter-Arrays

Mit den von AEG-Telefunken vorgestellten monolithisch integrierten Schalter-Arrays U 353 M (Zweifach-Schalter, getrennt austeuern ohne Ansteuerlogik) und U 354 M (Kombination aus Längs- und Querschaltern mit Ansteuerlogik) lassen sich viele Funktionen bei Fernseh- und Phonogeräten ausführen. Ist die zu schaltende Wechselspannung kleiner als 500 mV (Spitze-Spitze) benötigen die Schalter keine Vorspannung. Bei höheren Amplituden bis 10 V (Spitze-Spitze) stellt sich die notwendige Vorspannung automatisch ein, wenn ein Kondensator und ein Ableitwiderstand hinzugefügt

wird. Der Frequenzbereich reicht von 0 Hz bis etwa 10 MHz, und die Dauer des Schaltvorgangs ist kleiner als 10 µs. Im „Ein“-Zustand hat die Schalterstrecke einen Widerstand von rd. 3 Ω; im „Aus“-Zustand eine Kapazität von etwa 32 pF. Die Bausteine schalten Gleichstrom bis 100 mA und Wechselstrom bis 200 mA (Spitze-Spitze). Weitere Vorteile sind das prellfreie Schalten und die leistungslose Ansteuerung.

Hall-Effekt-Schalter

Als Ergänzung zu den bipolaren Hall-Effekt-Schaltern wurde von Texas Instruments die unipolare Ausführung TL 172 auf dem Markt gebracht. Der Baustein enthält einen Hall-Effekt-Sensor, eine Signalaufbereitungs- sowie Hysterese-stufe und einen Leistungstransistor, der einen Strom von maximal 20 mA schalten kann. Die Versorgungsspannung ist mit 5 V ± 5% festgelegt, der Versorgungsstrom beträgt im Low- und High-Ausgangszustand 4 bis 6 mA. Bei einer magnetischen Induktion von 60 mT ist der Ausgang leitend, bei einer Induktion weniger als 10 mT sperrt der Transistor. Der Hall-Effekt-Sensor eignet sich gut als Endabschalter, Steuer- und Kontrollelement und ist kompatibel zu TTL, MOS, den meisten Transistoren, Triacs und Relais.

Schaltkreis für Lichtschranken

Bisher benötigten Reflexlichtschranken und optische Näherungsschalter je nach der erforderlichen Reichweite 5 bis 10 Einzeltransistoren und diverse passive Bauelemente. Die Firma Intermetall entwickelte für diese Anwendungen den Prototyp einer integrierten Schaltung, die außer der Sendediode und dem Empfangs-Fototransistor keine weiteren Halbleiter und nur wenige passive Bauelemente benötigt. Der IC UAA 1015 ist für Wechsellichtbetrieb ausgelegt, so daß Störungen durch Fremdlicht nicht zu befürchten sind. Die Schaltung steuert eine oder mehrere in Reihe geschaltete Sendedioden durch hohe Stromimpulse mit einem Tastverhältnis von 0,1 und einer Frequenz von 10 kHz. Dadurch hat das Sendesignal gegenüber Gleichstromansteuerung die zehnfache Intensität. Das zurückgeworfene Licht- oder Infrarot-Signal wird von einem Fototransistor aufgenommen und dem IC zugeführt, wo es verstärkt und synchron zum Sendesignal getaktet wird. Dadurch wird eine weitgehende Unempfindlichkeit ge-

gen Störlicht erreicht. Das ausgewertete Signal steuert einen Schwellwertschalter, der beispielsweise ein Relais oder einen Triac betätigt.

*

Tuner-Diode. Die in Epitaxie-Planar-Technik ausgeführte Si-Kapazitätsdiode BB 509 von Intermetall, Freiburg, ist für die Abstimmung im MW-Bereich, insbesondere für Autoradioempfänger entwickelt worden. Die Diode hat ein 10-D-2-Gehäuse, ähnlich dem TO-92 und zeigt für zwei beliebig auszuwählende Muster folgende Gleichlaufbedingung: 3% Kapazitätsabweichung im Spannungsbereich zwischen 1 V und 9 V bei einer Kapazitätsvariation um den Faktor 15.

FM-Tuner. Das Modul UM 1181 von der Firma Astec (Vertrieb: Unitronic GmbH, Düsseldorf) ist für hochwertige Stereogeräte gedacht. Kurzdaten: Leistungsverstärkung 32 dB, Rauschzahl 4 dB, Oberwellen- und Spiegelfrequenzunterdrückung 90 dB bis 100 dB, Abstimmspannung 1,5 V bis 8 V, gepufferter Oszillator, Versorgungsspannung 12 V bis 20 V, Stromaufnahme 30 mA (12 V).

7-Segment-Anzeigen. Unter den Bezeichnungen GL 8 R 10 und GL 9 R 10 bietet die Firma Sharp (Vertrieb: Actron GmbH, München) 26 mm hohe LED-Anzeigen an, die bei einem Strom von 20 mA eine Lichtstärke von 3,5 mcd haben.

Halbleiter-Relais. Die Serien TL 100 und TL 600 von Texas Instruments haben logikgesteuerte monolithische Relais, die sich unter anderem zum Multiplexen und Demultiplexen von Analogsignalen eignen oder für Sample-and-hold-Schaltungen und D/A-Wandler verwendbar sind. Die Ausführungen der Serie TL 600 sind TTL-gesteuert, die der Serie TL 100 von allgemeinen Logikfamilien. Für alle gilt bei der Stromversorgung die Flexibilität von MOS-Bausteinen.

Decoder. Mit der Bezeichnung SN 29743 N stellt Texas Instruments einen BCD zu 7-Segment-Decoder vor, der durch Konstantstromquellen am Ausgang keine externen Strombegrenzungswiderstände benötigt. Ein 5-bit-Latch ermöglicht das Zwischenspeichern des 4-bit-BCD-Wortes und des Dezimalpunktes. Angesteuerte LED-Displays müssen eine gemeinsame Anode haben. Verfügbar ist der IC im 16poligen DIL-Gehäuse.

Kabelbefestigung. Mit den Kabel-Clips der Deltrona GmbH, 7050 Waiblingen, kann man Kabel über die Snap-in-Montage befestigen. Dazu muß man nur das Kabel in den Clip drücken und diesen in

ein Loch auf Chassis oder Platine einrasten lassen. Der Clip steht mit und ohne Verriegelung zur Verfügung, so daß er sehr vielseitig und mit geringem Raumbedarf verwendbar ist. Daneben gibt es bei Deltrona noch selbstklebende Montageplatten, für Kabelbinder bis 4,8 mm Breite, mit denen Formkabel zu befestigen sind.

Leuchtdioden. Die Firma Digital Components Corporation (Vertrieb: Ginsbury Electronic, 8012 Ottobrunn) brachte unter der Bezeichnung DCC 10018 L Leuchtdioden mit winzigen Abmessungen heraus. Die Katode ist als axialer Draht herausgeführt; der Anodenanschluß erfolgt am Metall-Reflektorbecher (Durchmesser 0,8 mm) oder über einen zusätzlichen am Becher angeschweißten Draht. Die rot, gelb oder grün leuchtenden LEDs haben bei 10 mA Diodenstrom eine Lichtstärke von 1 mcd. Verfügbar sind auch Infrarot-Ausführungen.

Tastschalter. Als Einzel-Tastschalter oder als Schalter für Tastenfelder kann man ein neues Schaltermodul der Firma Preh verwenden (Vertrieb: Preh-Vertriebs-GmbH, 8740 Bad Neustadt). Matrixanordnungen im Rastermaß 10,16 mm x 5,08 mm (mit Abstandselementen doppelte Werte) sind möglich; ebenso Kombinationen mit Wipp- oder Wippen-Tastern, die man mit LEDs ausstatten kann.

Si-Fotodiode. Die Firma Clairex (Vertrieb: Ginsbury Electronic, 8012 Ottobrunn) erweitert ihr Programm um die großflächige Si-Fotodiode CLD-31, die besonders auf GaAs-IR-Licht anspricht. Wichtige Daten: Kurzschlußstrom bei $E_A = 850$ lx größer als 140 μ A, Kurzschlußempfindlichkeit 164 nA/lx, Leerlaufspannung bei $E_A = 850$ lx größer als 0,3 V, maximale Sperrschichtkapazität 500 pF, Parallelwiderstand 2 M Ω .

Brückengleichrichter. AEG-Telefunken stellt Selen-Kompaktgleichrichter vor, die zum Schutz gegen Überspannung eine U-Diode enthalten. Diese U-Diode kann Spitzenströme von 2 A übernehmen. Wichtige Daten: Nennanschlußspannung 20 V, Nenngleichspannung 15 V, Nennstrom 3,5 A oder 5 A, Grenzwert des Stoßstromes 32 A oder 80 A. Die Bezeichnungen lauten: B 220/15-3,5 U und B 220/15-5 U.

Halbleiter-Relais. Trotz eines kostengünstigen Plastikgehäuses sind die Relais der Z-Serie von der Firma Opto 22 (Vertrieb: Metronik GmbH, 8025 Unterhaching) für Dauerströme von 5 A oder 10 A zu verwenden. Der DC-Ansteuerbereich ist mit 4 V bis 16 V angegeben, die periodische Spitzenspannung mit 500 V.

Speichermodul für Fernsehgeräte. Die Firma Ruf GmbH & Co. KG, 8011 Höhenkirchen, brachte ein digitales Speichermodul heraus. (Spannungssynthese) das mechanische Potentiometer-Lösungen ersetzt. Kurzdaten: Nichtflüchtiger Speicher für 4 Band- und 16 Programminformationen, interne Referenzspannung, 6fach-LED-Abstimmanzeige, 2stellige 7-Segment-Anzeige für die Programmwahl, Programmwahl auch über Ringzähler- und Keyboardeingänge möglich, genaue Sendersuche durch Abstimm-schritte von 4 mV.

Schutz vor Überspannungen. Mit U-Dioden von AEG-Telefunken kann man Halbleiter-Bauelemente, mechanische Kontakte und Leitungen vor Überspannungen schützen, die auf gespeicherte magnetische Energie zurückzuführen sind.

Abstandshalter. Bei der Deltrona GmbH, 7050 Waiblingen, gibt es 2 Arten von Abstandhaltern aus schwer entflammem Nylon in zwölf Längen von 4,76 mm bis 34,93 mm. Der Typ „L“ ist selbstverriegelnd und durch Zusammen-drücken der Raster-Sperren wieder lösbar. Der Typ „T“ ist nicht verriegelnd und ebenfalls lösbar.

Ferrit-Dämpfungspierlen. Für Leiterdurchmesser von 1,0 mm und 1,3 mm stellt die Stackpole Carbon Company (Vertrieb: Adco Electronic GmbH, Nürnberg) Ferritperlen aus 7-D-Material her. Die Mindestimpedanz liegt bei 10 MHz zwischen 7,5 Ω und 17,5 Ω bei 100 MHz zwischen 21 Ω und 49 Ω . Für Frequenzen unterhalb von 10 MHz gibt es Perlen des Materials Ceramag 24. Ferrit-Dämpfungspierlen kann man problemlos auch in bereits fertige Schaltungen einfügen, um Spannungsspitzen zu dämpfen oder die Funkentstörung durchzuführen. Wegen ihres hohen spezifischen Widerstandes benötigen sie keine zusätzliche Isolierung.

Hochohm-Widerstände. In den Bauformen RC 20, RC 32 und RC 42 (axial) gibt es von der Stackpole Carbon Company (Vertrieb: Adco Electronic GmbH, Nürnberg) Hochohm-Widerstände in einem Wertebereich von $10^8 \Omega$ bis $10^{12} \Omega$. Die Toleranzen werden mit $\pm 20\%$ und $\pm 30\%$ angegeben, die Nennleistung bei 70 °C mit 0,5 W, 1 W und 2 W. Anwendungsbeispiele: Rauchmelder, Photokopierer und Infrarotsensoren.

für Kfz. Maschinen, Werbung
PVG-Klebeschilder
 FIRMEN-NAM- u. Magnet-Schilder
 BICHLMEIER 82 Ro-Kastenau
 Erlenweg 17, Tel. 08031/31315-71925

Hörakustik

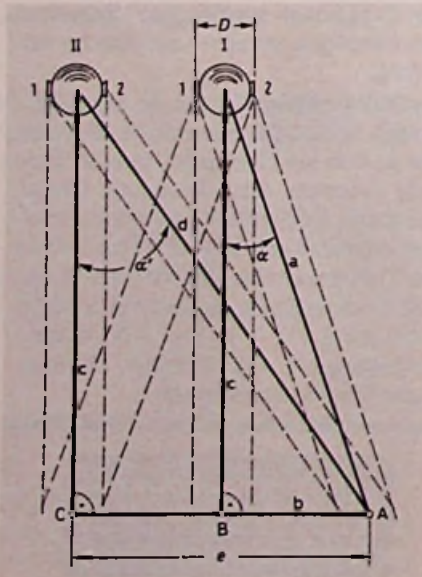
Physikalische Einflüsse auf das Orten von Schallquellen

Ing. Georg Geisler, Warschau

Wie das menschliche Gehör Schallquellen ortet, ist immer noch nicht hinreichend geklärt. Zu dem Beitrag „Wesen und Grenzen des räumlichen Hörens“, der in Heft 17/78 der Funk-Technik veröffentlicht wurde, erhielten wir diesen Diskussionsbeitrag. Anhand eines Demonstrationsbeispiels zeigt der Autor hier unterschiedliche Einflüsse auf, die ein Orten der Schallquelle durch Laufzeit- und Intensitätsunterschiede sowie durch Verzögerungszeiten ermöglichen.

Spielt sich in einem geschlossenen Raum ein akustisches Ereignis ab, so wird ein für den Raum charakteristisches akustisches Feld erzeugt. Auf das Gehör eines Zuhörers wirken dann neben dem Direktschall auch akustische Wellen, die aufgrund vieler Reflexionen zum Standort des Zuhörers gelangen. Der Nachhall, der eben durch diese Reflexionen

Bild 1. Demonstrationsmodell zum Erkennen von Einflüssen, die beim Orten von Schallquellen eine Rolle spielen



zustandekommt, erschwert nun das Orten der Schallquelle, weil die reflektierten Schallwellen aus zahlreichen Richtungen auf den Kopf des Zuhörers treffen, der somit die Richtung, aus der der Direktschall kommt, nicht eindeutig feststellen kann. Das Orten wird um so schwieriger, je stärker die Reflexionen im Verhältnis zum Direktschall sind.

Ein Demonstrationsbeispiel

Um die Einflüsse aufzuzeigen, die beim Orten von Schallquellen eine Rolle spielen, wurde ein Demonstrationsbeispiel gewählt, bei dem sich der Zuhörerkopf in verschiedenen Lagen I und II zu drei Schallquellen A, B und C befindet (Bild 1). Für den Abstand D der Ohren wurde ein Wert von 17 cm angenommen, der als brauchbarer Durchschnittswert anzusehen ist.

Zuerst sei der Kopf in der Lage I und nur die Schallquelle A wirksam. Die Wegdifferenz Δd von der Schallquelle zu den beiden Ohren 1 und 2 ist dann dem Winkel α proportional, also

$$\Delta d_{AI} = D \cdot \sin \alpha$$

Kommt der Schall ganz von der Seite, das heißt aus einem Winkel $\alpha = 90^\circ$, dann ist $\sin \alpha = 1$ und $\Delta d_{AI} = D$. Wirkt dagegen nur die Schallquelle B, dann ist bei gleicher Lage des Kopfes $\alpha = 0$ und auch $\Delta d_{AI} = 0$.

Den Laufzeitunterschied Δt erhält man aus der Gleichung:

$$\Delta t = \frac{\Delta d}{c}$$

c Geschwindigkeit der Schallausbreitung in Luft; $c \approx 340$ m/s.

Für eine zweikanalige Wiedergabe seien nun die Laufzeitunterschiede anhand des Demonstrationsbeispiels einmal ausgerechnet. Wirksam sind zunächst abwechselnd die beiden Schallquellen A und C, deren Abstand e mit 2 m ($b = 1$ m)

angenommen wird. Der Kopf sei nach wie vor in der Lage I und habe zur Achse zwischen den beiden Schallquellen eine Entfernung von $c = 3$ m. Da der Kopf des Zuhörers und die beiden Schallquellen ein gleichschenkliges Dreieck bilden, kann nun mit dem pythagoreischen Lehrsatz der Abstand a des Kopfes von der Schallquelle A berechnet werden, weil sowohl die Strecke b als auch die Strecke c bekannt ist.

$$a = \sqrt{b^2 + c^2} = 3,16 \text{ m}$$

$$\sin \alpha = b/a = 0,316$$

$$\alpha = \arcsin 0,316 = 18,5^\circ$$

Aus dem Winkel der Schalleinwirkung läßt sich Wegdifferenz Δd_{AI} berechnen; $\Delta d_{AI} = D \cdot \sin \alpha = 5,35$ cm und daraus der Laufzeitunterschied Δt_{AI} , den eine von der Quelle A kommende Schallwelle zu den beiden Ohren 1 und 2 hat, wenn sich der Kopf noch in der Lage I befindet.

$$\Delta t_{AI} = \frac{\Delta d_{AI}}{c} = 0,157 \text{ ms}$$

Ist die Schallquelle A in Betrieb, der Kopf aber in der Lage II, kann mit dem gleichen Rechengang doch nun mit dem Dreieck aus den Strecken c , e und d der Laufzeitunterschied Δt_{AII} ermittelt werden:

$$d = \sqrt{c^2 + e^2} = 3,6 \text{ m}$$

$$\sin \alpha' = e/d = 0,556$$

$$\alpha' = \arcsin 0,556 = 33,33^\circ$$

$$\Delta d_{AII} = D \cdot \sin \alpha' = 9,45 \text{ cm}$$

$$\Delta t_{AII} = \frac{\Delta d_{AII}}{c} = 0,278 \text{ ms}$$

Ein Mensch ortet die Schallquelle unter dem Winkel, der von der Wegdifferenz, also vom Laufzeitunterschied abhängt. Ist $\Delta t = 0$, dann wird er die Schallquelle unmittelbar vor oder hinter seinem Kopf lokalisieren. Nimmt man an, der Kopf befinde sich in der Lage I und die Schallquellen A und C werden gleichzeitig vom selben Signal gespeist, dann sind auch die Werte der Laufzeitunterschiede zwi-

schen Kopf und Schallquellen gleich, in ihrer Wirkung aber entgegengesetzt. Das heißt – wenn eine Schallwelle der Quelle A zuerst Ohr 2 und dann erst Ohr 1 erreicht, so ist das Gegenteil für die Schallquelle C der Fall, da hier die Welle erst Ohr 1 erreicht und dann Ohr 2. Der Wert des wirksamen Laufzeitunterschiedes $\Delta t_{A1,C1}$ wird daher Null:

$$\Delta t_{A1,C1} = \Delta t_{A1} - \Delta t_{C1} = 0.$$

Wenn der Schalldruck beider Wellen nun gleiche Werte hat und ein Zuhörer sich in Position I befindet, dann ortet er nur eine einzige scheinbare Schallquelle in der Basismitte, also im Punkt B. Die echten Schallquellen A und C verschmelzen in diesem Fall zu einer scheinbaren. Anders ist es, wenn die Quelle C einen größeren Schalldruck erzeugt als die Quelle A. Dann wird die Schalldruckdifferenz am Ort des Zuhörers von dessen Gehirn in eine Richtungsinformation umgesetzt, und die scheinbare Schallquelle verschiebt sich von B aus in Richtung C.

Nimmt der Zuhörer mit dem Kopf die Lage II ein, dann ist der Laufzeitunterschied der Schallwellen von Quelle C zu den Ohren gleich Null:

$$\Delta t_{CII} = 0,$$

von der Schallquelle A dagegen

$$\Delta t_{AII} = 0,278 \text{ ms,}$$

wie bereits zuvor berechnet wurde.

Haben die Schallwellen der Quellen A und C am Ort des Zuhörers nun gleiche Werte für den Schalldruck, dann ortet der Mensch die scheinbare Schallquelle ebenfalls nicht mehr im Punkt B, sondern mehr in Richtung der Quelle C. Im Gegensatz zum vorher beschriebenen Fall wird jetzt aber die Richtungsinformation aus den Laufzeitunterschieden gewonnen.

Noch ein weiterer Faktor hat Einfluß darauf, wo eine scheinbare Schallquelle ge-

ortet wird; es ist die Zeitverzögerung zwischen den Signalen, die von den beiden Quellen A und C kommen.

Für den Zuhörerkopf wird wieder die Lage II angenommen. Damit ist sein Abstand zur Schallquelle A größer als zur Quelle C, und ein von der Schallquelle A kommendes Signal erreicht den Kopf nach dem Signal, das aus Quelle C stammt. Den Wert dieser Verzögerungszeit kann man einfach berechnen, da die Längen der Strecken d (3,6 m) und c (3 m) bekannt sind. Daraus folgt nämlich der Wegunterschied ΔO_{ACII} von Schallwellen der Quellen A und C zum Zuhörerkopf in Lage II:

$$\Delta O_{ACII} = 3,6 \text{ m} - 3 \text{ m} = 0,6 \text{ m.}$$

Die zeitliche Verzögerung zwischen den Signalen der Schallquellen A und C wird dann

$$\Delta t_{ACII} = \frac{\Delta O_{ACII}}{c} = 1,77 \text{ ms.}$$

Diese Zeitverzögerung bedeutet für den Zuhörer ebenfalls ein Verschieben der scheinbaren Schallquelle vom Punkt B aus in Richtung C (Haas-Effekt). Die Verschiebung erfolgt dabei immer in Richtung des Lautsprechers, dessen Schallwellen den Zuhörer eher erreichen. So genügt schon eine Verzögerung von 3,5 ms, um beim Zuhörer den Eindruck zu erwecken, der Schall komme nur von der Quelle C. Noch längere Verzögerungszeiten haben allerdings keinen Einfluß mehr auf das Orten der scheinbaren Schallquelle. Wird die Schwelle von 50 ms bis 60 ms überschritten, die als Zeitkonstante des menschlichen Gehörs gilt, dann empfindet ein Mensch die Signale aus beiden Lautsprechern nicht mehr als Einheit – er hört sie vielmehr doppelt (Echo). Den Zusammenhang zwischen Wegdifferenz und Verzögerungszeit zeigt Bild 2. Auf der senkrechten Achse sind die Winkel angegeben, um die sich dann die scheinbare Schall-

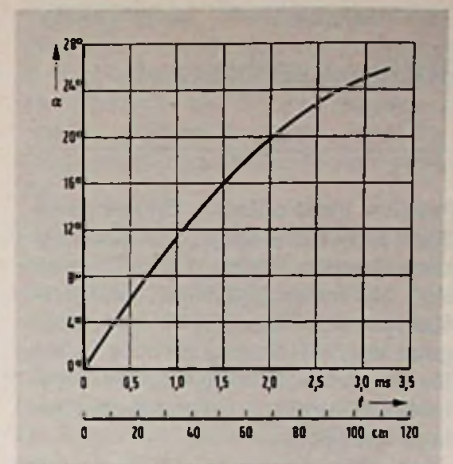


Bild 2. Winkel, unter dem eine Schallquelle geortet wird, abhängig von Verzögerungszeit oder Laufzeitunterschied

quelle verschiebt. Hier kann man jetzt grafisch anhand der Wegdifferenz die zuvor berechnete Zeitverzögerung von 1,77 ms ermitteln und auf der Ordinate den zugehörigen Winkelwert mit 18° ablesen.

Abschließend ist folgendes festzustellen: Je weniger Faktoren das Orten der scheinbaren Schallquelle beeinflussen, desto genauer ist die Ortung. Der beste Standort für einen Zuhörer ist deshalb die Position I, da hier Laufzeitunterschiede und Verzögerungszeiten nicht auftreten. Das Orten erfolgt dann allein aufgrund von Intensitätsunterschieden. Jedes Schallereignis hat zwar eine Wellenfront, und oft treten auch Reflexionen auf, die dann ein Orten nach Laufzeitunterschieden oder Verzögerungszeiten ermöglichen, doch Schallereignisse sind meist als stationär zu betrachten, so daß diese erste Phase des Ortens rasch in die Phase der Intensitätslokalisation übergeht.



Deutschlands ältester Fachverband für fabrikneue und systemerneuerte Color- und S/W-Bildröhren

Unser Lieferprogramm: Fernseh-, Oszillographen-, Monitor-, und alle Typen von Spezial-Bildröhren

Fordern Sie kostenlos neueste Liste an

MIRA-Bildröhren 4054 Nettetal 2
Kehrstraße 83 Telefon (021 57) 64 20

Bildröhren-Spezialist seit 1959

ANZEIGENSCHLUSS
für **FUNK-TECHNIK** Heft-Nr. 5/79
ist am 9. 4. 79




Phononadeln
Tonabnehmersysteme
Zubehör

- erstklassige Qualität
- äußerst attraktiver Preis
- große Auswahl
- kurze Lieferzeit (auch seltener Typen)
- wahlweise einzeln verpackt, in SB-Packungen oder als Werkstattsortiment

Magnet System kpl.
20 – 25 000 Hz.
unverbindl. VPreis DM 29.–

HÖLZER Großhandel GmbH, 6920 Sinsheim 8
Tel.: (07261) 3174 Telex: 0782426

Buchbesprechungen

Passive elektronische Bauelemente. Band 6 der Reihe „Elektronische Festkörperbauelemente“. Von Herbert Höft. 320 Seiten, 339 Bilder, 120 Tafeln, Ganzleinen. Preis 36 DM. Lizenzausgabe des VEB Verlag Technik, Berlin, für das Gebiet Bundesrepublik, Westberlin, Schweiz: Dr. Alfred Hüthig Verlag, Heidelberg.

Über die passiven Bauelemente, die nach wie vor wichtige Bestandteile elektronischer Schaltungen sind, gibt es kaum eine zusammenfassende Darstellung, obgleich sie zum Lehrstoff an Hoch- und Fachhochschulen gehören. Einmal dürfte es daran liegen, daß ihre Innovationszeiten sehr viel länger sind als die der aktiven Bauelemente, und zum anderen sie lassen sich nicht unbedingt minimieren. Für jeden Schaltungsentwickler, Konstrukteur und Fertigungsingenieur jedes elektronischen/elektrischen Gerätes, sind die Kenntnisse ihrer Funktionsweise, ihre technischen Daten und ihre Einsatzmöglichkeiten eine unerläßliche Voraussetzung für ein erfolgreiches Arbeiten.

Der Autor hat in didaktisch einwandfreier Weise die wichtigen physikalischen, chemischen und elektrotechnischen Erscheinungen, die den verschiedenen Bauelementen zugrunde liegen, übersichtlich gegliedert und in zahlreichen Tafeln und Diagrammen dargestellt. Diese Zusammenstellungen wurden so aussagekräftig gestaltet, daß sich zusätzliche Beschreibungen sehr oft vermeiden ließen. Die Hauptabschnitte behandeln Widerstände, Kondensatoren, Induktivitäten und frequenzselektive Bauelemente (Filter und Reaktanzschaltungen).

Lexikon der Mikroelektronik. Herausgegeben von IWT-Verlag GmbH. 784 Seiten. Preis 137 DM. IWT-Verlag, München.

Auf ein deutschsprachiges Wörterbuch der Mikroelektronik und der Mikrocomputertechnik haben viele schon lange gewartet. Nun liegt das Buch als überarbeitete Übersetzung des amerikanischen Werkes „Microcomputers and Microelectronics – dictionary and guide“ in einer handlichen und sauberen drucktechnischen Ausführung vor. Die weit mehr als 5000 Stichworte des Lexikons, die als englische Bezeichnung mit angefügter

deutscher Bedeutung alphabetisch geordnet sind, werden durch eine zwar knappe, aber einwandfreie und leicht verständliche Erklärung des jeweiligen Begriffs ergänzt. Als Quelle für die Begriffe diente die gegenwärtige Fachliteratur über Mikrocomputer-Technologie und -Verwendung. Die Erläuterungen beruhen auf Veröffentlichungen über einschlägige Produkte und Entwicklungen, auf Handbücher und Forschungsberichten, Konferenzberichten und Einzeldarstellungen. Das Schwergewicht wurde dabei darauf gelegt, wie die Ausdrücke in der Industrie, von den Herstellern, Systemingenieuren und Anwendern verwendet werden. Dem neuen Lexikon ist weite Verbreitung zu wünschen, denn in kaum einem anderen Fachgebiet ist die begriffliche Verwirrung und Unsicherheit so groß wie in der Mikroelektronik. Deshalb ist der Kreis seiner Leser ganz sicher nicht auf die Spezialisten dieses Fachgebietes beschränkt – im Gegenteil: Jeder, der mit dem neuartigen Gebiet in Berührung kommt, vor allem als Anwender und selbstverständlich auch als Kaufmann, hat erheblichen Nutzen von dieser Neuerscheinung, für die dem Verlag Dank gebührt.

Hochfrequenzanwendungen von Halbleiter-Bauelementen. Ein Lehr- und Arbeitsbuch für den HF-Ingenieur in Forschung, Entwicklung und Praxis. Von Ferenc Kovács. Nach einer Überarbeitung aus dem Ungarischen übertragen von Ernst Goepel. 476 Seiten, 408 Bilder, 25 Tabellen. Preis 58 DM. Gemeinschaftsausgabe Franzis-Verlag, München, und Akadémiai Kiadó, Budapest.

Das Buch beschäftigt sich zunächst mit den Hochfrequenzeigenschaften der verschiedenen Dioden, von bipolaren und Feldeffekt-Transistoren sowie von integrierten Halbleiterschaltungen, um anschließend Aufbau, Arbeitsweise und Übertragungsverhältnisse von Breitbandverstärkern jeglicher Art zu erläutern. Danach folgen unter anderem Selektivverstärker, Mischstufen, HF-Leistungsverstärker sowie Mikrowellenverstärker, denen ein besonders umfangreiches Kapitel gewidmet ist. Dabei wird jeweils auf Probleme der Anpassung, Kompensation, Neutralisation und Genkopplung anhand von konkreten Schaltungsbeispielen ausführlich eingegangen, um zu zeigen, inwieweit bestimmte Vorstellungen technisch realisierbar sind, so daß der Schaltungsentwickler sich auf das Wesentliche konzentrieren kann.

Halbleiterdioden. Band 2 der Reihe „Elektronische Festkörperbauelemente“. Von Reinhold Paul. 452 Seiten, 237 Bilder, 49 Tafeln, Kunststoffeinband. Preis 48 DM. Lizenzausgabe des VEB Verlag Technik, Berlin, für das Gebiet Bundesrepublik, Westberlin, Schweiz: Dr. Alfred Hüthig Verlag, Heidelberg.

In dem Band „Halbleiterdioden“ der Reihe „Elektronische Festkörperbauelemente“ werden die technisch wichtigen Halbleiterbauelemente, ihre Eigenschaften im Grundstromkreis und ihre wichtigsten Anwendungen behandelt. Nach einer Darstellung des Ordnungsprinzips, mit dessen Hilfe die Vielzahl der Bauelemente überschaubar wird, und einem festkörperphysikalischen Kompendium folgt die Abhandlung der inneren Elektronik, der Grundschaltungen und der Anwendungen aller Typen von Halbleiterdioden. Der Inhalt gliedert sich in die Abschnitte: Schreibweisen und Formelzeichen der wichtigsten Größen – Grundeigenschaften von Festkörperbauelementen – Homo-pn-Übergang. Halbleiterdiode – Hochdotierter pn-Übergang. Tunneldiode – Metall-Halbleiter-Übergang – MIS-Übergang – Beispiele – Zusammenfassung – Wiederholungsfragen.

Wörterbuch der Elektronik. Deutsch-Englisch/Englisch-Deutsch. Von Reinhard Krönert. 104 Seiten, kartoniert. Preis 11,80 DM. Franzis-Verlag, München.

Wer englischsprachige Literatur über Elektronik lesen will oder Fachgespräche führt, benötigt dieses Spezialwörterbuch. Die hier erfaßten Fachwörter entstammen hauptsächlich den Bereichen Unterhaltungselektronik, elektronische Bauelemente, Schaltungstechnik, Funktechnik, Lasertechnik, Nachrichtentechnik, Regelungstechnik und elektronische Datenverarbeitung. Der Herausgeber strebt einen möglichst hohen Nutzungsgrad bei möglichst geringem Umfang an, was ihm vorzüglich gelungen ist. Neben den klassischen Elektronikbegriffen, die vielleicht auch in einem allgemeinen technischen Wörterbuch verzeichnet sind, findet der Benutzer hier jene speziellen Begriffe, die in den letzten zwei, drei Jahren aufgetaucht sind. Das sind jene Elektronik-Wörter, die sich vom philologischen Standpunkt nur schwer in die jeweilige Sprache einordnen lassen und die schlicht Jargon genannt werden. Ferner wurden im englisch-deutschen Teil die wichtigsten Abkürzungen berücksichtigt. So entstand ein Wörterbuch, das sich auch vom hand-

lichen Format her hervorragend zum schnellen Nachschlagen eignet und den Benutzer auch nicht auf Messen, Tagungen und im Außendienst im Stich läßt. Gemessen an seinem Nutzwert ist dieses Buch äußerst preiswert.

Informationstechnik. Signal – System. Information. Arbeitsbuch. Von Eugen-Georg Woschni und Manfred Krauß. 464 Seiten, 389 Bilder, 44 Tafeln, Kunststoffeinband. Preis 56 DM. Lizenzausgabe des VEB Verlag Technik, Berlin. Dr. Alfred Hüthig Verlag, Heidelberg.

Dieses Arbeitsbuch ist die Ergänzung zum Lehrbuch „Informationstechnik“ von Woschni. Anhang von Aufgaben und Lösungen werden die fundamentalen Begriffe der Informationstechnik „Signal, System und Information“ behandelt. Jedem Abschnitt ist eine kurze Zusammenfassung der zur Lösung notwendigen theoretischen Grundlagen vorausgestellt. Die Aufgaben behandeln Probleme aus den verschiedensten Gebieten der Informationstechnik von der Nachrichtentechnik, Datenübertragung und der Meßtechnik bis hin zur Datenverarbeitung und Automatisierungstechnik. Deshalb werden auch Systeme mit elektrischer, hydraulischer, pneumatischer, mechanischer oder thermischer Energie nebeneinander behandelt, so daß ihre Gemeinsamkeiten besonders klar hervortreten. Die einzelnen Beispiele wurden bis zu Zahlenwerten bzw. bis zur Schaltung durchgerechnet.

Modulation und Demodulation. Zweite, verbesserte Auflage. Von Ernst Prokott. 236 Seiten, 343 Bilder, 24 Tabellen. Preis 78 DM. Elitera-Verlag, Berlin.

Diese Monographie beschäftigt sich mit der Theorie und Technik der Modulation

beim Übertragen von elektrischen Signalen und ist in ihrer geschlossenen Form bisher ohne Beispiel. Dabei ist der Autor stets sowohl um Nähe zur Praxis bemüht als auch um klare, verständliche Darstellungsweise; denn er wendet sich an Studierende, Techniker, Ingenieure und andere Fachleute auf den Gebieten der allgemeinen elektrischen Nachrichtenübertragung, Informations- und Systemtheorie, Übertragungstechnik, Trägerfrequenztechnik, Pulsmodulation und Fernsehübertragung bei Post, Bahn und in der Industrie. Außerdem dient es als Nachschlagewerk. Es werden die Grundlagen der verschiedenen Modulationsarten und -verfahren behandelt und Hinweise auf technische Anwendungsmöglichkeiten gegeben.

Einführung in die Methoden der Digitaltechnik. Fünfte, völlig überarbeitete und erweiterte Auflage. AEG-Telefunken-Handbücher, Band 6. Von Wolfgang Weber. 224 Seiten, 181 Bilder, 67 Tabellen, Kunststoffeinband. Preis 35 DM. Elitera-Verlag, Berlin.

Die fünfte Auflage des praxisnahen und didaktisch geschickt aufgebauten Buches ist gründlich überarbeitet und erweitert. Das Buch behandelt die Grundlagen des logischen Entwurfs und der Funktion von digitalen Steuerungen und Datenverarbeitungssystemen. Dabei werden zunächst Grundkenntnisse der Elemente und Methoden der Digitaltechnik vermittelt sowie Zahlensysteme, Codes und die Boolesche Algebra ausführlich dargestellt. Danach werden häufig realisierte Systeme digitaler Schaltungen aus Dioden- und Transistorbausteinen besprochen. Ein weiteres Kapitel beschäftigt sich mit systematischen Verfahren zur Reduktion Boolescher Funktionen auf kleinere Formen. Schließlich werden Systeme mit Speicherelementen mit Hilfe

mathematischer Formulierungen beschrieben und entworfen. Am Schluß des Buches werden ein kurzer Überblick über die Methodik der Schaltwerksynthese und ein Einblick in Aufbau und Wirkungsweise ausgeführter Rechner gegeben.

Halbleitermeßtechnik. Band 3 der Reihe „Elektronische Festkörperbauelemente“. Von Siegfried Pfüller. 284 Seiten, 172 Bilder, 11 Tafeln, Ganzleinen. Preis 38 DM. Lizenzausgabe des VEB Technik, Berlin, für das Gebiet Bundesrepublik, Westberlin, Schweiz: Dr. Alfred Hüthig Verlag, Heidelberg.

In diesem Buch werden alle Meßverfahren, die zur physikalisch-elektronischen Charakterisierung halbleitender Elemente und Verbindungen dienen vorgestellt. Im Vordergrund steht die Untersuchung der Element-Halbleiter Germanium und Silizium, der halbleitenden Verbindungen in einkristalliner und polykristalliner Form sowie der polykristallinen und amorphen Isolatoren und Metalle. Der Autor geht bei der Bearbeitung der Meßverfahren von der zu messenden Größe und ihrer Bedeutung für das Bauelement aus, beschreibt die Meßmethode und die technische Durchführung der Messung und wertet schließlich das Ergebnis aus. Der Inhalt gliedert sich in die Abschnitte: Schreibweise und Formelzeichen der wichtigsten Größen – Einleitung – Bestimmung von Strukturparametern – Bestimmung des Leitungstyps – Messung des spezifischen Widerstandes – Messungen der Lebensdauer der Minoritätsladungsträger – Auswertung des Hall-Effektes – Messung von Parametern der Halbleiteroberfläche – Bestimmung optoelektronischer Kenngrößen – Bestimmung von Parametern dünner Schichten – Übungsaufgaben – Literaturverzeichnis – Sachwörterverzeichnis.

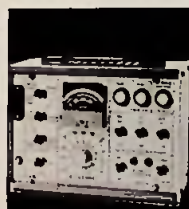
Bildröhren regenerieren mit Garantie

2 Jahre Dauertest
Beweis für absolute Sicherheit und Erfolg

- regeneriert mit Langzeitgarantie (100 % Katodenschutz)
 - beseitigt Schlüsse
 - mißt Lebensdauer, Fokus, Katodenstrom (autom. UG2-Einstellung), Kennlinie, Schlüsse
- Heizspannungen: 4,5 · 6,3 · 8,4 · 11 · 13 Volt
Adapterfach an der Rückwand

Preis DM 599,—
Incl. MWSt. mit steckbaren Adaptern für 350 Bildröhren

MÜTER BMR 7
Kirkodlweg 38 · 4353 Gar-Erkenschwick
Telefon (0 23 68) 20 53



Der ideale Reparaturtisch

für auswechselbare und verstellbare Spiegelhalterung

ab DM 158.-

Andere Ausführungen, auch zusammenschiebbar, ab DM 135.-

Fordern Sie bitte Prospekte!



KS KEITLER & SOHN KG

89 Augsburg 22 Postfach 18 Tel 0821/9 20 91 Telex 05 33305

Rundfunk-Jubiläum

30 Jahre Ultrakurzwellen-Rundfunk

Beim Medium Rundfunk, dessen 55jähriges Bestehen erst vor kurzem gefeiert wurde, ist auch das kleine 30jährige Jubiläum anlässlich der Einführung des UKW-Rundfunks ein Grund zur Freude. Trotz mancher Unkenrufe setzte sich damals der Pioniergeist mit dem Ziel durch, die stark dezimierten Mittelwellenfrequenzen der deutschen Rundfunkgesellschaften in einem höheren, eben dem UKW-Frequenzbereich zu ersetzen. Wie auf einer Pressekonferenz des Bayerischen Rundfunks in Freimann zur Sprache kam, ging man damals nicht gerade zimperlich mit den Zuhörern um. So versuchte man, Fußballfreunde auf den neuen UKW-Rundfunk aufmerksam zu machen, indem die eine Halbzeit eines Spieles sowohl auf Mittelwelle als auch auf UKW übertragen wurde, die zweite dagegen nur noch auf UKW. Das sollte ein Programmleiter sich heute einmal erlauben!

Mit einer Doppelaktion begann das Zeitalter des Ultrakurzwellen-Rundfunks (UKW) in der Bundesrepublik Deutschland: Am 28. Februar 1949 nahm der eben wieder in deutsche Hand übergegangene Bayerische Rundfunk einen ersten Sender auf diesem neuen Wellenbereich in München-Freimann in Betrieb. Fast gleichzeitig, am 1. März 1949, folgte der damalige Nordwestdeutsche Rundfunk mit einem UKW-Sender in Hannover. Dieses Doppeldatum markiert den Beginn einer neuen Ära des Hörfunks und laufender Erfolge bei dem Bemühen um bessere Qualität bei der Tonübertragung.

Zum Erfolg verurteilt

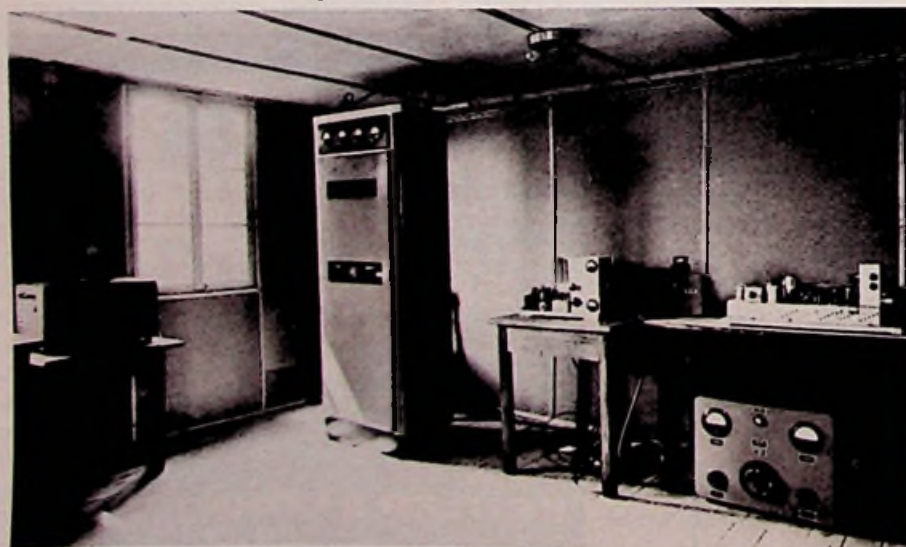
Der Gedanke des UKW-Rundfunks war aus der Not geboren, denn man hatte nach dem Zweiten Weltkrieg die früheren deutschen Rundfunkwellen mit günstigen Ausbreitungsbedingungen anderen Ländern zugeteilt und Deutschland nur noch

einige Mittelwellenkanäle mit wenig günstigen Ausbreitungseigenschaften überlassen. Eine vollständige Versorgung des Landes mit Rundfunkprogrammen war damit nicht mehr zu erreichen. Noch während in Kopenhagen 1948 die erste Nachkriegskonferenz zur Neuverteilung der Mittel- und Langwelle in Europa tagte, hatten sich in der Bundesrepublik Deutschland Fachleute von Industrie, Post und Rundfunk auf den neuen Wellenbereich Ultrakurzwelle und auf die technischen Grundnormen eines neuen Rundfunksystems geeinigt. Als 1950 der Kopenhagener Wellenplan in Kraft trat, konnte der Bayerische Rundfunk abends nicht einmal mehr ein Drittel seiner Hörer über Mittelwelle erreichen. Doch mindestens ebenso viele Hörer wohnten zu dieser Zeit bereits im Versorgungsbereich eines UKW-Senders. Die Umstände erzwangen dann einen unerhört raschen weiteren Ausbau der UKW-Sendernetze. Fast ebenso schnell folgte dieser Entwicklung auch die Empfangsseite. So gab es bald UKW-Vorsatzgeräte für normale Rundfunkempfänger, die für diesen Wellenbereich noch nicht eingerichtet waren. Ihnen folgten auf dem Fuß die ersten hochwertigen Empfänger mit integriertem UKW-Teil. Gerade weil den meisten Menschen der Rundfunk so viel bedeutete, entschieden sich viele nicht für das preiswertere Vorsatzgerät, sondern für den komfortableren Empfänger. Und der Nachholbedarf war nach dem Krieg riesig.

Bessere Tonwiedergabe mit Frequenzmodulation

Die Erweiterung des Hörfunks auf den Ultrakurzwellenbereich war wohl der entscheidendste Schritt zum Verbessern der Übertragungsqualität seit der Einführung des Rundfunks überhaupt. In dem Frequenzbereich zwischen 87,5 und 100 MHz war mehr als zehnmals so viel Platz

Bild 1. Das Innere des damaligen Stationsgebäudes



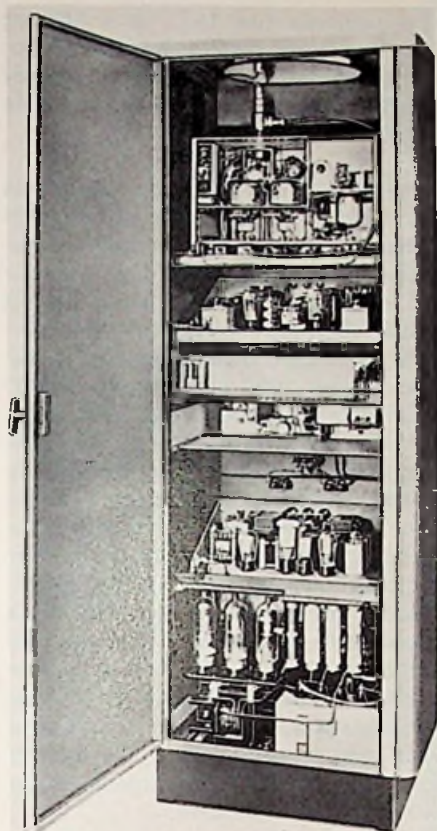


Bild 2. Mit diesem ersten 250-W-UKW-FM-Sender der Firma Rohde & Schwarz nahm man in München-Freimann vor 30 Jahren den UKW-Sendebetrieb auf. Wegen der trostlosen Versorgungslage mit Rundfunktechnischen Bauteilen und Zubehör holte man sich die Endstufenröhren des Senders von einem zu dieser Zeit gut florierenden Markt – dem Schwarzmarkt!

wie im gesamten Mittelwellenbereich vorhanden. Deshalb konnte man daran denken, ein verbessertes Tonübertragungsverfahren einzuführen – die Fre-

quenzmodulation (FM). Diese Modulationsart bringt beim Empfang fremder Sender im gleichen Kanal erheblich weniger Störungen als die auf Mittelwelle benutzte Amplitudenmodulation (AM). Der UKW-Rundfunk ermöglichte auch schlagartig ein Erweitern des übertragenen Tonfrequenzbandes und damit eine viel größere Naturtreue der Tonwiedergabe bis 15 kHz. Damit sind alle Obertöne bis zu den höchsten hörbaren Tonschwingungen eingeschlossen.

Nach 14 Jahren kam die Stereophonie über Rundfunk ins Haus

Doch UKW/FM war weiterhin ausbaufähig. 1963 kamen die ersten Sender für räumliche Tonübertragung. Stereophonie bescherte dem Hörer eine Richtungsorientierung bei der Schallwiedergabe und eine bis dahin nicht gekannte Durchsichtigkeit des Klangbildes. Die Rundfunkstereophonie war selbst wieder entwicklungsfähig und führte Anfang der 70er Jahre zur Einführung der Kunstkopf-Stereophonie. Die neueste Entwicklung auf diesem Gebiet ist Originalkopf-Stereophonie (O-Kopf).

Kennsignale für den Verkehrsfunk

Gleichzeitig machte es die UKW-Technik möglich, vom Zuhörer unbemerkt, Kennsignale mit zu übertragen. So unterscheidet im Autoempfänger eine Automatik beim Suchlauf selbsttätig einen Verkehrsfunksender von anderen UKW-Sendern, und gibt ein auf Wunsch stummgeschalteter Empfänger nur die Verkehrsfunkdurchsagen wieder. Ein weiterer Ausbau der Kennsignaltechnik steht zu erwarten. Reinhard Schneider

Terminkalender für Fachveranstaltungen

29.03. – 30.03.1979

Nürnberg

Gemeinschaftstagung „Technische Zuverlässigkeit“
Auskünfte: VDE-Zentralstelle Tagungen, Stresemannallee 21, 6000 Frankfurt 70

03.04. – 05.04.1979

Baden-Baden

NTG-Fachtagung „Höchstintegrierte Schaltungen“
Auskünfte: VDE-Zentralstelle Tagungen, Stresemannallee 21, 6000 Frankfurt 70

15.05. – 18.05.1979

London

Electronic Component Show
Auskünfte: Industrial and Trade Fairs Ltd., Radcliffe House, Blenheim Court, Solihull, West Midlands B91 2 BG

21.05. – 23.05.1979

Ghent (Belgien)

2nd European Hybrid Microelectronic Conference
Auskünfte: ISHM Deutschland e.V., Reinekestraße 22, 8000 München 90

21.05. – 27.05.1979

Moskau

8. Imeko-Kongreß – Meßtechnik für den wissenschaftlichen und technischen Fortschritt
Auskünfte: Imeko-Sekretariat, Postfach 457, H-1371 Budapest

27.05. – 01.06.1979

Montreux

11. Internationales Fernseh-Symposium und Technische Ausstellung

Kostenlos

gibt's jetzt von Deutschlands großem Electronic - Versender diese neue SONDERLISTE mit sagenhaften Sonderangeboten, exzellenten technischen Neuheiten u. Preissenkungen bei vielen elektron. Bauteilen und Geräten.

Per Postkarte anfordern - Liste mit 40 Seiten kommt sofort ins Haus!
Ihr Electronic-Spezialist führt ca. 28 000 Artikel im Programm!!!

CONRAD ELECTRONIC

8452 Hirschau
Grundstraße 31-Fach 133
Ruf 09622/1081



Sie drucken spielend

anspruchsvolle Informations- und Werbe-Beschriftungen

mit Neoprint

Ausführliche Unterlagen unverbindlich

Karl Gröner

Neoprint-Beschriftungsanlagen
79 Ulm-Söflingen Postfach 2050
Telefon 0731-381057

Auskünfte: International Television Symposium and Technical Exhibition, Postfach 97, CH-1820 Montreux

01.06. – 04.06.1979

Wien

13th Conference of the European DX Council (EDXC)

Auskünfte: EDXC Conference Committee, Postfach 11, A-1111 Wien

10.09. – 14.09.1979

München

9th European Solid State Device Research Conference

Auskünfte: VDE-Zentralstelle Tagungen, Stresemannallee 21, 6000 Frankfurt 70

17.09. – 20.09.1979

Brighton

9th European Microwave Conference

Auskünfte: VDE-Zentralstelle Tagungen, Stresemannallee 21, 6000 Frankfurt 70

Standard Elektrik Lorenz AG, begeht am 22. März 1979 seinen 50. Geburtstag. Dr. von Bonin studierte Naturwissenschaften und Chemie in Mainz und München. Nach seiner Promotion (Chemie) kam von Bonin 1959 zur SEL nach Nürnberg. Er arbeitete maßgeblich an der Entwicklung des Tantalkondensators mit (Bonin ist einer der Väter dieser neuen Technologie), wurde 1961 Laborleiter und 1962 Assistent der Geschäftsleitung. 1965 übernahm von Bonin die Leitung des Erzeugnisgebietes Kondensatoren, wurde 1968 Werkleiter für den Bereich Passive Bauelemente und im gleichen Jahr Leiter der Unternehmensgruppe

Bauelemente. Seit 1971 ist er Mitglied des Vorstandes der Standard Elektrik Lorenz AG und seit 1972 General Manager der deutschen Region der Bauelemente Gruppe.

Prof. Dr. rer. nat. Friedrich Klemm, bis zu seiner Pensionierung im Jahre 1969 Bibliotheksdirektor am Deutschen Museum in München, wurde am 22. Januar 75 Jahre alt. Professor Klemm, der mit zahlreichen technikgeschichtlichen Veröffentlichungen hervorgetreten ist, hielt in den Jahren 1950 bis 1976 an der TU München Vorlesungen über Geschichte der Naturwissenschaften und der Technik. Er war viele Jahre lang geschäftsführender Vorsteher des Forschungsinstituts für die Geschichte der Naturwissenschaften und der Technik am Deutschen Museum und von 1965 bis 1967 Vorsitzender der Deutschen Gesellschaft für Geschichte der Medizin, Naturwissenschaft und Technik. Angesichts der Verdienste, die sich Professor Klemm um die Geschichte der Naturwissenschaften und der Technik erworben hat, blieb es nicht aus, daß ihm viele, auch internationale, Ehrungen zuteil wurden.



Dr. Hans Georg Roederstein, Anteilseigner und Geschäftsführer der Firmengruppe Roederstein, Landshut, vollendete am 4. Februar sein 70. Lebensjahr.

Persönliches und Privates

Dr. rer. nat. Jochen von Bonin, General Manager der ITT Bauelemente Gruppe Europa – Deutschland, Österreich, Schweiz – und Vorstandsmitglied der

FUNK TECHNIK

Fachzeitschrift für die gesamte Unterhaltungselektronik

Erscheinungsweise: Monatlich

Vereinigt mit „Rundfunk-Fernseh-Großhandel“

Verlag und Herausgeber

Hüthig & Pflaum Verlag GmbH & Co. Fachliteratur KG, München und Heidelberg

Verlagsanschriften:

Lazarettstraße 4 8000 München 19 Tel. (0 89) 18 60 51 Telex 5 29 408 pflvl	Wilckensstraße 3-5 6900 Heidelberg 1 Tel. (0 62 21) 4 89-1 Telex 4 61 727 huehd
---	--

Gesellschafter:

Hüthig & Pflaum Verlag GmbH, München (Komplementär), Hüthig GmbH & Co. Verlags-KG, Heidelberg, Richard Pflaum Verlag KG, München, Beda Bohinger, München

Verlagsleitung:

Ing. Peter Eiblmayr, München, Dipl.-Kfm. Holger Hüthig, Heidelberg

Koordination:

Fritz Winzinger

Verlagskonten:

PschK München 8201-800
Deutsche Bank Heidelberg 01/94 100 (BLZ 672 700 03)

Redaktion

Chefredakteur:
Dipl.-Ing. Wolfgang Sandweg

Redakteure:

Margot Sandweg,
Ing. (grad.) Stephan Schall,
Curt Rint

Redaktion Funk-Technik
Lazarettstraße 4
8000 München 19
Telefon (0 89) 18 60 51
Telex 5 29 408 pflvl

Wirtschaftsredaktion Funk-Technik
Redaktionsbüro W. + M. Sandweg
Weiherfeld 14
8131 Aufkirchen über Starnberg
Telefon (0 81 51) 56 69

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

Anzeigen

Anzeigenleiter:
Walter Sauerbrey

Hüthig & Pflaum Verlag
Anzeigenabteilung „Funk-Technik“
Postfach 20 19 20
8000 München 2
Telefon (0 89) 18 60 51
Telex 5 216 075 pfla

Paketanschrift:
Lazarettstraße 4
8000 München 19

Gültige Anzeigenpreisliste
Nr. 11b vom 1. 9. 1977



Vertrieb

Vertriebsleiter:
Peter Bornscheuer

Hüthig & Pflaum Verlag
Vertriebsabteilung
Wilckensstraße 3-5
6900 Heidelberg 1
Telefon (0 62 21) 4 89-1
Telex 4 61 727 huehd

Bezugspreis: Einzelheft DM 7,- ab Verlag inklusive Mehrwertsteuer zuzüglich Post. Jahresabonnement Inland DM 80,- + DM 12,- Versandkosten. Jahresabonnement Ausland DM 80,- + DM 22,80 Versandkosten.

Kündigungen sind jeweils 2 Monate vor Ende des Bezugsjahres möglich und dem Verlag schriftlich mitzuteilen. Die Abbonementsgelder werden jährlich im voraus in Rechnung gestellt, wobei bei Teilnahme am Laschriftabbuchungsverfahren über die Postscheckämter und Bankinstitute eine vierteljährliche Abbuchung möglich ist.

Bei unverschuldetem Nichterscheinen keine Nachlieferung oder Erstattung.

Druck

Richard Pflaum Verlag KG
Lazarettstraße 4
8000 München 19
Telefon (0 89) 18 60 51
Telex 5 29 408 pflvl

Für besseren Stereo-Empfang eine Richtantenne von Hirschmann

Guter Stereo-Empfang erfordert eine zehnfach höhere Antennenspannung als Mono-Empfang. Das heißt: Mit einer Normalantenne können in der Regel nur starke Ortsender einwandfrei in Stereo empfangen werden. Für perfekten Stereo-Empfang auch weiter entfernter Sender ist deshalb eine Richtantenne erforderlich. Die optimalste Lösung ist die Richtantenne mit Rotor: Dabei wird die Antenne vom Wohnzimmer aus ferngesteuert auf den jeweils gewünschten Sender ausgerichtet bzw. gedreht.

Unser Programm: UKW-Richtantennen, Antennen-Rotoren, UKW-Zimmerantennen, UKW-Gemeinschaftsantennen und UKW-Aufbereitungsanlagen für größere Mehrfamilienhäuser und Hochhäuser.

Bei schwierigen Empfangsverhältnissen sollte man sich auf Hirschmann Qualitätsantennen verlassen und auf den Rat des Fachhändlers.

**Unsere
Alternative
heißt
Qualität**



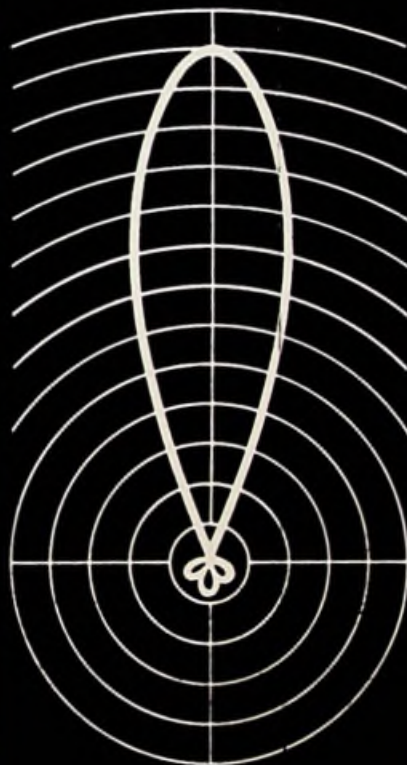
Hirschmann

Richard Hirschmann
Radiotechnisches Werk
Richard-Hirschmann-Str. 19
D-7300 Esslingen/Neckar

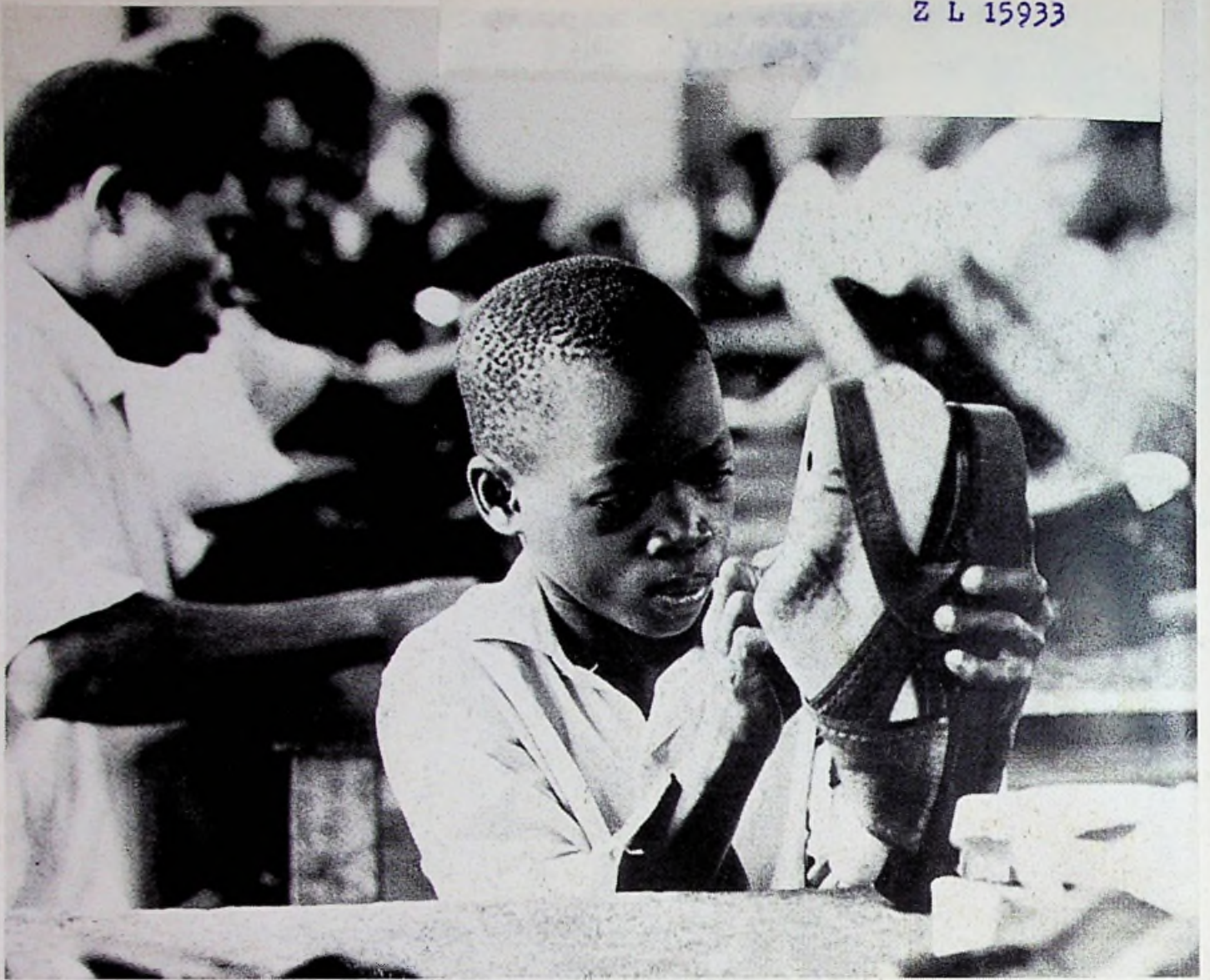
Gutschein für die
12-seitige Broschüre „Für
besseren Empfang in Stereo und
Mono – das große Rundfunk-
antennen-Programm von
Hirschmann“.



II. 78. 47. 1



Empfangsdiagramm einer Richtantenne



Arbeitskraft mobilisieren

Die Entwicklungsländer besitzen einen Überfluß an Arbeitskräften und leiden unter Mangel an Kapital. Wie können dennoch möglichst viele Menschen beschäftigt werden? An Wegen fehlt es nicht, um brachliegende Arbeitskraft zu mobilisieren. Erstens: Durch Förderung von Kleinindustrie. Der besitzlosen Landbevölkerung wird damit zu einem regelmäßigen Einkommen verholfen. Einfache und zweckmäßige Geräte, die jeder braucht,

werden hergestellt. Mit Material aus dem eigenen Land. Zweitens: Durch Straßenbau. Er schafft Zugang zu den Märkten. Ernteverluste verringern sich. Das Einkommen der Bauern steigt. Kaufkraft entsteht. Die Nahrungsmittelversorgung der Bevölkerung wird verbessert. Drittens: Durch Dammbau. Die Erosion wird gestoppt. Neuland gewonnen. Der Wasserhaushalt reguliert. Viertens: Durch Aufforstung. Ganze Gebiete werden saniert und neu besiedelt. Es gilt, Arbeitslosigkeit und Unterbeschäftigung zu bekämpfen, die Produktivität von armen Menschen zu heben, Hilfe zur

Selbsthilfe möglich zu machen. Wir können dazu beitragen, wie viele erfolgreiche Programme der Partner von »Brot für die Welt« zeigen. In Afrika, Asien und Lateinamerika.

Brot für die Welt

Hilfe zum Leben

Spendenkonto 500 500-500
Landesgirokasse Stuttgart
und Postscheckamt Köln