

Postvertriebsstück

Gebühr bezahlt

Hüthig und Pflaum Verlag, 69 Heidelberg 1, Postf. 102869

B 3109 DX

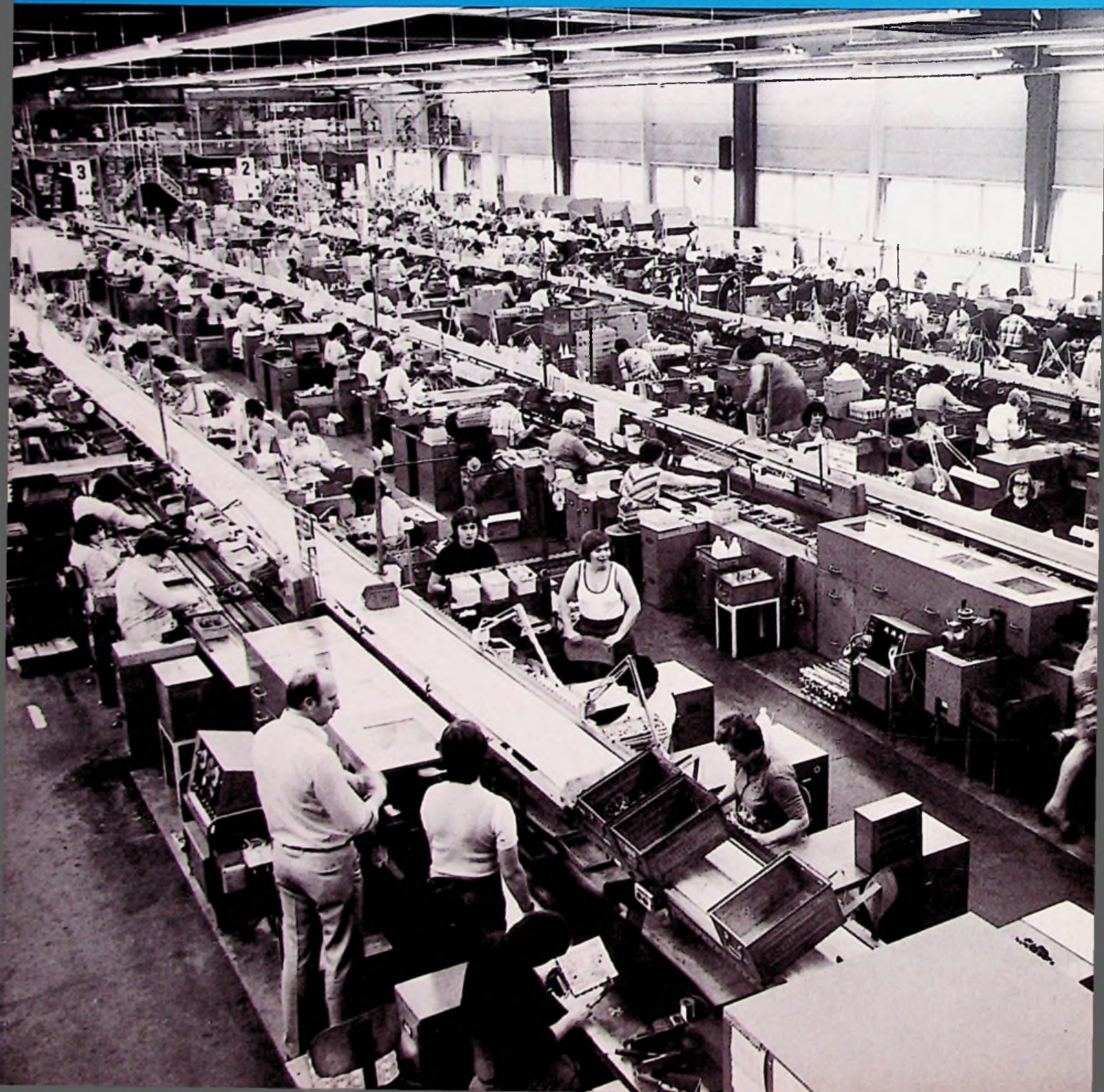
24

2. Dezember-Ausgabe 1977
32. Jahrgang
ISSN 0016-2825

FUNK

TECHNIK

Fachzeitschrift für die gesamte Unterhaltungselektronik



Der HiFi-Lautsprecher

vom Spezialisten

„Auf keinem anderen Sektor der High-Fidelity tauchen so viele Arten, aber auch Abarten auf, wie auf dem Sektor „Lautsprecher“.

Auf keinem anderen Gebiet ist der HiFi-Interessent so vielen Halbweisheiten, Spekulationen und Manipulationen ausgeliefert.

Für uns, das Summit-Team, Grund und Herausforderung, für Transparenz und fundierte Aufklärung zu sorgen.

In 12 Kapiteln, ab Januar 1978.

Denn die HiFi-Entscheidung liegt beim Lautsprecher. Und wir haben uns auf Lautsprecher spezialisiert, um Ihnen die Entscheidung so leicht wie möglich zu machen.

Summit-HiFi-Lautsprecher. Die Herausforderung in Akustik – Optik – Technik – Preis.

Wir sind sicher – Ihre HiFi-Entscheidung. „



Summit-HiFi-Lautsprecher:
 STARLINE... die Klassischen
 SKYLINE... die Kompakten
 SOFTLINE... die Räumlichen
 MICROLINE... das besondere Format
 SUPER-SOFTLINE... die Analytischen
 OMNIUM... die Reflektierenden
 HOBBYLINE... für den, der's selbst kann
Zu sehen und zu hören bei Ihrem Fachhändler

High-Fidelity – klarer sehen – besser verstehen – optimal hören. Durch SUMMIT.

NEU!
 SUMMIT-Gesamtkatalog (Schutzgeb. DM 3,-)
 HiFi-Broschüre „Das Letzte über HiFi“ (Schutzgeb. DM 5,-)
 Bitte anfordern!

SUMMIT
 heißt Spitze
 SUMMIT
 das ist Musik

Summit

Laborteil: Forschung und Entwicklung

Bauelemente der Elektronik

- Zukunft und Grenzen der Mikroelektronik F & E 431
Bildröhren mit verminderter Hochspannungsüberschlag-Intensität F & E 432

Entwicklungsberichte

- Verkehrsfunkdecoder mit aktiven Filtern . F & E 435

Professionelle Technik

- Satellitenfunk: Neues Übertragungsverfahren arbeitet mit Digitaltechnik . . . F & E 440

Werkstatteil: Werkstatt und Service

Handwerks-Praxis

- Fernseh-Reparaturen: Ist die systematische Fehlersuche zu kompliziert geworden?
Teil 11 W & S 315
Technische Druckschriften W & S 326

Ausbildung und Weiterbildung

- Grundwissen für den Praktiker:
Bauelemente der Elektronik, Teil 13:
Dioden – Einführung und Übersicht . . . W & S 319
Kurse und Lehrgänge W & S 326

Titelbild

In dieser Montagehalle für Moduln im Werk Celle der Telefunken Fernseh- und Rundfunk GmbH werden Einzelteile für Farbfernsehgeräte, wie Leiterplatten, Moduln und Spannungsspeicher, hergestellt. Üblicherweise wird an einem Band nur ein bestimmter Modul montiert und geprüft, doch sind die Bänder völlig austauschbar aufgebaut, so daß nach dem gleichen Ablauf und der gleichen Arbeitsstruktur produziert werden kann. Die zu bestückenden Leiterplatten liegen in einem Löt- und Transportrahmen und werden von den Bestückerinnen von Arbeitsplatz zu Arbeitsplatz weitergeschoben, so daß keine zwangsgetaktete Arbeit stattfindet. (Bild: AEG-Telefunken)

1024 (eintausendvierundzwanzig) Befehle mit dem neuen Infrarot-Fernbedienungssystem von INTERMETALL

Es war uns schon immer wichtig, unser Know-how in neuen, richtungsweisenden Entwicklungen zu verwerten.

Bereits in den frühen 70er Jahren wußte man, daß ein Farbgerät optimal nur vom idealen Betrachtungsabstand einzustellen ist. Die ersten Fernbedienungen mit dicken Kabeln erschienen auf dem Markt. Es folgten drahtlose, aber aufwendige und empfindliche Bedienungen.

Uns gelang damals die Lösung, nicht zuletzt durch unser Know-how aus der Entwicklung der legendären Tunerdioden, mit deren Hilfe analoge und digitale Signale im TV-Gerät gesteuert werden konnten. (Inzwischen kann ein Diodontuner mit unserem IC SAA 1021 bereits auch elektronisch seine Kanäle suchen.)

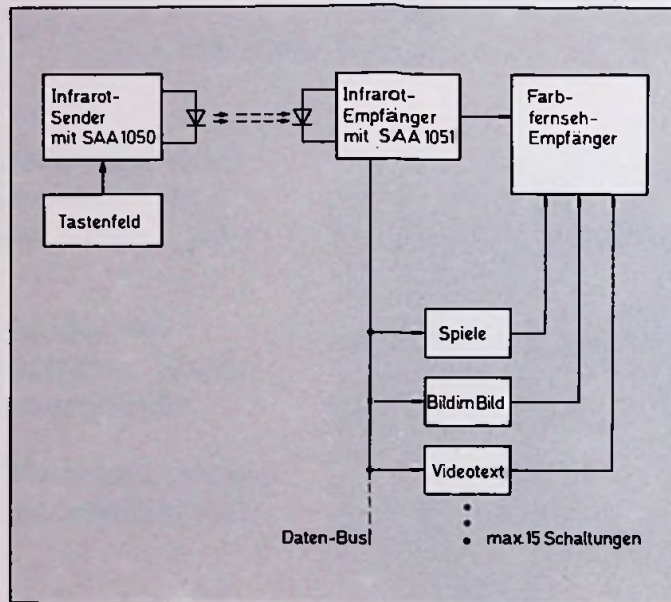
Damals begannen wir mit unserem Konzeptdenken und entwickelten das Ultraschall-Fernbedienungssystem SAA 1024/25 (30 Kanäle), das heute zum erfolgreichsten in Europa gehört und INTERMETALL zum größten MOS-Hersteller für die Konsumelektronik in Europa aufsteigen ließ. Mit unseren Partnern in der TV-Geräteindustrie haben wir unsere Erkenntnisse ständig erweitert und unsere Technologien so verfeinert, daß wir jetzt das äußerst flexible und zukunftssichere

Infrarot-Fernbedienungssystem SAA 1050/51 vorstellen können.

Merkmale für den Techniker:

– Übertragungssystem mit 64 Einzelbefehlen, die insgesamt 16 verschiedenen Adressen zugeordnet werden können = Gesamtzahl der Befehle 1024

- Sender-IC SAA 1050 in CMOS-Technik
- Empfänger-IC SAA 1051 in Si-Gate-P-Kanal-Technik (ein spezialisierter Mikroprozessor)
- Befehlsübertragung durch pulscodemoduliertes Infrarotlicht
- große Reichweite
- gute Störsicherheit durch integriertes Störfreiesystem
- lange Batterielebensdauer des Senders
- vierfache Betriebsartwahl im Empfänger-IC
- für 16 Geräte/Adressen nur ein Sender



Blockschaltbild des INTERMETALL-Infrarot-Fernsteuersystems mit den integrierten Schaltungen SAA 1050 und SAA 1051

Der Dialog mit unseren Partnern war erfolgreich; unser neues Übertragungssystem ist branchengerecht.

Der ständige Erfahrungsaustausch hat ergeben, daß solch ein neues System auch Lösungen erlauben muß, die auf dem Gebiet Rundfunk, Fernsehen und Phono heute erst am Anfang ihrer Entwicklung stehen, z.B. TV-Spiele, Videotext, Bildschirmzeitung, Fernprogrammierung von Hifi-Geräten usw.

Wir informieren Sie gern ausführlicher. Verlangen Sie unser Datenblatt 6251-110 oder rufen Sie uns an für die Vermittlung eines Anwendungsberaters (Herr Sydow, 0761/517256). INTERMETALL, Postfach 840, 7800 Freiburg

Miniaturisierung

Zukunft und Grenzen der Mikroelektronik

Prof. Dr. O.G. Folberth, Böblingen

Die zukünftigen Entwicklungsmöglichkeiten für Systeme und Geräte hängen weitgehend vom jeweiligen Stand der Bauelemente-Technologie ab. Wie der weitere Verlauf aussehen kann und wo die Grenzen der Entwicklung liegen, behandelt der nachstehende Beitrag.

Die Entwicklung der Mikroelektronik hat sich in den vergangenen zwei Jahrzehnten in einem atemberaubenden Tempo vollzogen. Dabei zeigte es sich, daß diese Entwicklung weitgehend durch den Synergismus (das gegenseitige Sichhochschaukeln) zwischen Halbleitertechnologie und Datenverarbeitung geprägt war: Jeder Fortschritt in der Halbleitertechnologie wurde umgemünzt in Computer mit besserem Preis-/Leistungsverhältnis, wodurch neue Anwendungen erschlossen werden konnten. Dies wiederum stimulierte erhöhte Forschungs- und Entwicklungsanstrengungen bei den Halbleitern und so fort.

Dabei erwies sich die Methode der Integration von immer mehr Komponenten auf einem kleinen Silizium-Chip – oder anders ausgedrückt: die Steigerung des Integrationsgrades von SSI (Small Scale Integration) über MSI (Medium Scale Integration) und LSI (Large Scale Integration) zu VLSI (Very Large Scale Integration) – in ungewöhnlich glücklicher Weise als besonders effektiv. Mit steigendem Integrationsgrad konnten praktisch alle wesentlichen Merk-

Prof. Dr. rer. nat. Otto G. Folberth ist „IBM Fellow“ und Leiter der Komponententechnologie im Bereich Entwicklung und Forschung der IBM Deutschland in Böblingen. Die vorliegende Darstellung beruht auf einem Referat des Autors anlässlich eines Fachpresse-Colloquiums.

male der Geräte gleichzeitig verbessert werden. Die Geräte wurden leistungsfähiger, der Leistungsbedarf je Schalteinheit wurde vermindert, die Rechengeschwindigkeit wurde erhöht, die Zuverlässigkeit wurde vergrößert und – nicht zuletzt – Kosten und Preise wurden gesenkt. Diese zügige Steigerung des Integrationsgrades und die schon heute weitgehend vollzogene Einführung der Großintegration wäre nicht möglich gewesen ohne den gleichlaufenden Fortschritt auf drei Teilgebieten:

Erstens konnten die fabrikatorischen Verfahren (wie Kristallperfektion und Steuerung der einzelnen Fertigungsschritte) stetig verbessert werden. So wurde nach und nach die Ausbeute gesteigert, und es wurden zunehmend größere Chips wirtschaftlich sinnvoll. Damit stieg der Integrationsgrad (Komponenten je Chip), und die Kosten je Komponente wurden gesenkt.

Zweitens konnten die Abmessungen der einzelnen Komponenten laufend verkleinert werden (Miniaturisierung). Früher waren die minimalen linearen Abmessungen der Bauelementestrukturen auf den Chips im Bereich von 30 bis 50 µm, heute liegen sie in einem Bereich von 3 bis 5 µm. Dadurch konnte der Integrationsgrad ebenfalls gesteigert werden, da sich nun auf der gleichen Siliziumfläche mehr Komponenten unterbringen lassen.

Drittens hat man nach und nach gelernt, Komponenten platzsparender unterzubringen und Schaltungen mit weniger Komponenten zu verwenden. MTL ist ein typisches Beispiel für diese als Superintegration bezeichnete Methode. Auch diese Maßnahmen trugen wesentlich zur Steigerung des Integrationsgrades bei.

Die schnelle Entwicklung hin zur Großintegration basiert weitgehend darauf, daß der Fortschritt bei allen drei genannten Beiträgen – nämlich Kristall- und Prozeßperfektion, Miniaturisierung der Dimensionen und Findigkeit beim Bauelemente- und Schaltungsentwurf („Device and Circuit Cleverness“) – in den vergangenen Jahren etwa gleich groß war und sich additiv auswirkte. Bei einem Ausblick auf die zukünftige Entwicklung im kommenden Jahrzehnt kann man sich auf Forschungsergebnisse und frühe Laborprototypen stützen, von denen man mit großer Sicherheit sagen kann, daß sie in einigen Jahren Fertigungsreife erlangen werden. Dabei ergibt sich folgendes Bild:

Verbesserungen auf dem Gebiet der Material- und Prozeßperfektion sind in ungebrochener Folge zu erwarten. Dieses Gebiet ist noch nicht ausgereizt, insbesondere durch die Verwendung von noch höher automatisierten Fertigungs- und Prüfverfahren, nicht zuletzt durch den gesteigerten Einsatz von Datenverarbeitungsgeräten. Aber auch die Einführung neuer Bearbeitungsmethoden, die eine größere Präzision ermöglichen, bringt Verbesserungen, beispielsweise das schrittweise Ersetzen der Diffusion von Dotierungselementen durch Ionenimplantation, d.h. durch das gezielte und abzählbare Einschließen der gewünschten Fremdatome ins Silizium.

Die Miniaturisierung wird ebenfalls weitere Fortschritte machen. Zwar wird es mit den heute üblichen optischen Verfahren nicht möglich sein, die Abmessungen der Strukturen auf den Chips nennenswert weiter zu verkleinern, jedoch sind die Bemühungen um eine Elektronenstrahl-Lithographie

Grenzen der digitalen Halbleitertechnik	Stand der Technik	Grenzen ^{a)}
Maximale Integrationsdichte (Schaltungen je cm ²)	2,5 × 10 ⁴	2,5 × 10 ⁷
Maximale Taktfrequenz (Hz)	3 × 10 ⁷	3 × 10 ⁹
Möglicher Dichte-Geschwindigkeits-Kompromiß	2,5 × 10 ⁴ Schaltungen je cm ² bei 3 × 10 ⁷ Hz	2,5 × 10 ⁶ Schaltungen je cm ² bei 3 × 10 ⁸ Hz

a) für Silizium-Technologie bei Zimmertemperatur

heute allgemein schon so weit gediehen, daß mit einer Einführung in die Fertigung in naher Zukunft gerechnet werden kann. Damit lassen sich die minimalen Lineardimensionen nach und nach um rund eine weitere Größenordnung in den Bereich von 0,3 bis 0,5 µm verkleinern. Mit jeder Verkleinerung der Lineardimensionen um den Faktor 10 steigt aber die Integrationsdichte um den Faktor 100 an.

Weitere Fortschritte auf dem Gebiet der Superintegration und sonstiger Bauelemente- und Schaltungsneuartigkeiten sind schwer abzuschätzen. Man kann aber davon ausgehen, daß sich – mindestens für das nächste Jahrzehnt – der Integrationsgrad weiter erhöhen wird.

Etwas weniger rasch wird die Rechengeschwindigkeit ansteigen (soweit man die Leistungsfähigkeit der einzelnen Schaltung betrachtet). Auf diesem Gebiet hat sich der Fortschritt schon in den letzten Jahren deutlich verlangsamt. Auf der Systemebene ist jedoch durchaus noch weiterhin mit Leistungssteigerungen zu rechnen, da die Verbilligung der Komponenten durch höhere Integrationsgrade in erhöhtem Maße Strukturen mit weitgehender Parallelverarbeitung wirtschaftlich günstiger werden läßt.

Es erhebt sich die Frage, wie lange diese Entwicklung weitergehen und wann sie an unüberwindbare Grenzen stoßen wird. Wenn man sich auf Silizium als Grundmaterial und auf die Raumtemperatur als Umgebungstemperatur beschränkt (also nicht Kühlung mit flüssigem Stickstoff oder flüssigem Helium vorsieht), läßt sich die Frage nach den Grenzen überraschenderweise einigermaßen zuverlässig beantworten.

○ Der Integrationsgrad sollte sich noch um etwa drei Größenordnungen erhöhen lassen. Allerdings werden sich solche höchstintegrierten Chips nicht gleichzeitig auch bei höchsten Schaltgeschwindigkeiten betreiben lassen, da sie dabei zu viel Wärme erzeugen und selbst bei bester Kühlung zu heiß würden.

○ Die minimale Schaltzeit (bzw. das Reziproke davon, die maximale Taktfrequenz) sollte sich noch etwa um zwei Größenordnungen verbessern lassen (allerdings nicht bei voller Ausnützung des geometrisch möglichen höchsten Integrationsgrades wegen des Wärmeabfuhrproblems).

Zahlenmäßig ergeben sich etwa die in der Tabelle gezeigten Werte. Man kann daraus entnehmen, daß insgesamt noch eine Verbesserung um einen Faktor von etwa 1000 möglich sein sollte.

Diese Grenzen zu erreichen (oder ihnen doch wenigstens nahe zu kommen), wird nicht ohne großen Forschungs- und Entwicklungsaufwand möglich sein. Dabei werden noch viele kleinere und größere Hürden zu überwinden sein. Effekte und Phänomene, die beim heutigen Stand der Technik eine untergeordnete Rolle spielen und ver-

nachlässigt werden können (oder die noch gar nicht bekannt und erforscht sind), müssen sorgfältig analysiert und im Design berücksichtigt werden. Analyse- und Fabrikationsmethoden müssen weiter verbessert und automatisiert werden. Selbst bei unvermindertem Einsatz von Arbeit und Kapital

wird diese Entwicklung voraussichtlich nicht vor dem Jahre 2000 abgeschlossen sein. Dabei wird sich der Fortschritt auf dem Gebiet der Miniaturisierung schneller vollziehen als auf dem Gebiet der Geschwindigkeitssteigerung von Einzelschaltungen. □

Farbbildröhren

Bildröhren mit verminderter Hochspannungs-Überschlags-Intensität

Obering. Artur Köhler, Ulm
Dipl.-Ing. Johannes Ritter, Ulm

Hochspannungsüberschläge in Farbfernseh-Bildröhren sind nicht völlig zu vermeiden, deshalb werden spannungsempfindliche Bauelemente im Empfänger gegen induzierte Spannungsimpulse geschützt. Die Absicherung wird schwieriger, wenn im Gerät immer mehr spannungsempfindliche Halbleiter-Bausteine verwendet werden. Aus diesem Grund wurden in neuen Farbbildröhren die Überschlagströme mit technologischen Mitteln so weit gedämpft, daß sie sich nicht mehr nennenswert auswirken. Der Beitrag schildert, wie dies erreicht wurde.

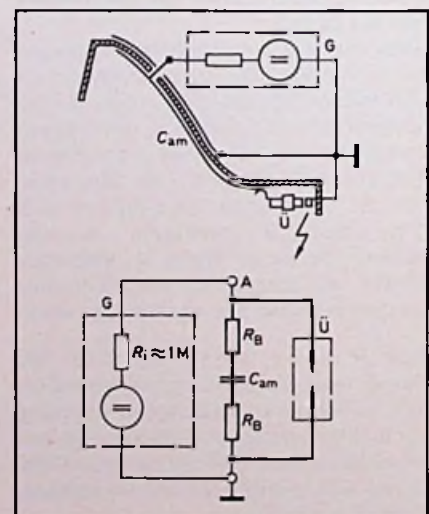
Hochspannungsüberschläge im Elektronenstrahlerzeuger von Bildröhren treten zwar selten auf, sind jedoch nicht völlig auszuschließen, denn die Feldstärke an den kritischen Stellen beträgt mehr als 200 kV/cm. Bisher schon wurden bei der Konstruktion der Einzelteile und der Fertigung alle möglichen Maßnahmen ergriffen, um die Wahrscheinlichkeit von Überschlägen so klein wie möglich zu halten. Beispiele dafür sind das Polieren der Oberflächen der Einzelteile des Elektronenstrahlerzeugers, das Vermeiden von Gratbildungen und das „Härten“ durch Überschläge, die willkürlich mit Spannungswerten, die ein Vielfaches der Betriebs-Hochspannung betragen, ausgelöst werden. Dadurch brennen Spitzen und Verunreinigungen weg.

Trotz aller Maßnahmen tritt hin und wieder ein Überschlag zwischen den eng benachbarten, unter hoher Spannung stehenden Elektroden auf. Deshalb wird bei der Schaltungsauslegung der Geräte dafür gesorgt, daß die durch Überschlagsströme induzierten Spannungen in benachbarten Bauteilen so gering wie möglich ausfallen. Besonders spannungsempfindliche Bauelemente, z.B. Halbleiter und integrierte Schaltungen, werden vor dem Eindringen solcher Spannungsimpulse durch Funkenstrecken, Schutzwiderstände, Kapazitäten oder Drosseln geschützt.

Obering. Artur Köhler und Dipl.-Ing. Johannes Ritter sind Mitarbeiter im Geschäftsbereich Röhren und Baugruppen der AEG-Telefunken Serienprodukte AG in Ulm (Donau)

sein geschützt. Durch die ständig steigende Anwendung komplizierter, spannungsempfindlicher Halbleiterschaltkreise im Farbfernsehempfänger ist die Absicherung gegen die Auswirkungen von Hochspannungsüberschlägen wesentlich erschwert,

Bild 1. Stromkreis für einen Hochspannungsüberschlag im Elektronenstrahlerzeuger und Ersatzschaltplan dazu
A – Anodenkontakt
G – Hochspannungs-Generator
Ü – Überschlagstrecke im Elektronenstrahlerzeuger



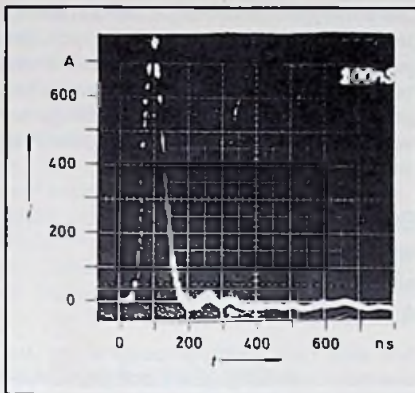


Bild 2. Zeitlicher Verlauf des Überschlagsstromes im Stromkreis nach Bild 1, gemessen an einer Farbbildröhre bisheriger Ausführungsform

denn auch das Löschen von Speicherinhalten kann ja Serviceaktivitäten auslösen. Das gab Abfall, nach technologischen Möglichkeiten zu suchen, um die Überschlagsströme in der Bildröhre so weit zu dämpfen, daß bei Anwendung der üblichen Schutzmaßnahmen ihre Auswirkung auf die Funktion des Gerätes – statistisch gesehen – zu vernachlässigen ist.

Überschlagsstromkreis

Die Quelle des Überschlagsstromes ist die Kapazität von etwa 2000 pF des inneren Bildröhrenbelages gegen den Außenbelag. Die eigentliche Hochspannungsquelle der Geräteschaltung hingegen kann für den Überschlagsvorgang vernachlässigt werden, denn sie hat einen Innenwiderstand von rd. 1 MΩ (Bild 1).

Damit wird der Strom bei einer Entladung der Bildröhrenbelagkapazität C_{im} nur begrenzt durch den Flächenwiderstand R_B der Bildröhrenbeläge. Die Überschlagsstrecke innerhalb der Bildröhre verhält sich nach dem Zünden wie eine Gasentladungsstrecke und ist so niederohmig, daß sie nicht nennenswert zur Strombegrenzung beiträgt.

Überschlagsstromverlauf bei bisherigen Bildröhren

Ein Beispiel für den zeitlichen Verlauf des Überschlagsstromes zeigt Bild 2. Mißt man auf diese Weise Überschläge im Elektronenstrahlerzeuger an einer größeren Anzahl von Farbbildröhren bisheriger Ausführung, so streuen die Scheitelwerte des Entladungsstromes etwa zwischen 500 A und 1300 A, die Anstiegszeit liegt bei 175 ns und die Abfallzeit bei 100 ns. Besonders die Abfallzeit ist jedoch nur dann sauber zu definieren, wenn die Rückleitung – die Verbindung

des Systems mit dem Außenbelag – so kurz, so induktivitätsarm wie möglich erfolgt. Anderenfalls ergeben sich oszillierende Ausschwingvorgänge.

Die Höhe des Scheitelstromes und die enorm steilen Stromanstiegs- und Abfallzeiten von etwa 10 000 A/μs zeigen deutlich, welche katastrophalen Folgen eine nicht sachgemäße Leitungsführung der Bildröhren-Masseleitungen und Leiterschleifen, die oft unbeabsichtigt entstehen und sich in Bildröhrennähe befinden, haben können. In ihnen werden Spannungen induziert, die der Stromänderungsgeschwindigkeit proportional sind und die ausreichen können, Halbleiter zu zerstören.

Folgender Versuch ist in diesem Zusammenhang aufschlußreich: Eine Rechteckschleife einer 7 mm breiten Leiterbahn mit den Abmessungen 90 mm x 90 mm wurde im Abstand von 75 mm von der Systemmitte der Farbbildröhre so angebracht, daß die Ebene der Rechteckschleife mit der Ebene, die aus System und Rückleitung gebildet wird, parallel lag. Die Schleife war lediglich magnetisch mit dem Bildröhren-Entladungskreis über eine Entfernung von 75 mm gekoppelt. Eine sonstige Verbindung bestand nicht.

An der an einer Stelle aufgetrennten Rechteckschleife konnte bei einem Hochspannungsüberschlag in der Bildröhre ein induzierter Spannungsimpulszug von 500 V Scheitelwert gemessen werden. Besonders interessant ist, daß eine solche „Spannungsquelle“ außerordentlich niederohmig ist: An einem 10-Ω-Widerstand betrug der Scheitelwert der in die Schleife induzierten Impulsspannung immer noch 250 V.

Wichtig ist hierbei die Orientierung der Schleifenfläche zur Ebene des Entladestromkreises. Die vorher beschriebene Orientierung führt zur maximalen Induktion; bei der Geräteauslegung wird man diese tunlichst vermeiden und einen Versatz der beiden Ebenen um 90° anstreben. Natürlich ist das nicht immer durchführbar, bei besonders kritischen Baugruppen sollte das jedoch beachtet werden.

Nicht nur über die magnetische Einstreuung induzierte Spannungen sind zu beachten. Ist in den Stromweg der Entladung ein ohmscher Widerstand oder eine Induktivität direkt eingeschaltet, so entsteht daran natürlich ein entsprechender Spannungsabfall. Besonders kritisch sind Induktivitäten, weil an ihnen wegen der hohen Stromänderungsgeschwindigkeit auch an kurzen Leitungsstücken hohe Spannungen entstehen. Ein breites Leiterbahnstück von 2 cm Länge hat eine Induktivität von ungefähr 10 nH. Daran entsteht bei einer Stromänderungsgeschwindigkeit von 10 000 A/μs ein Spannungsimpuls von

$$U = L \frac{di}{dt} = 10 \times 10^{-9} \text{ H} \cdot 10^4 \text{ A} \cdot 10^6 \text{ s}^{-1} = 100 \text{ V.}$$

Schließlich darf nicht vergessen werden, daß auch eine kapazitive Übertragung so schnell ablaufender Potentialänderungen der Bildröhrenbeläge auf benachbarte Baugruppen nachteilig wirken kann.

Bildröhren mit neuer Technologie

Es ist nun naheliegend, den Widerstand R_B der Kapazitätsbeläge (Bild 1) zu erhöhen, wenn die Entlade-Scheitelstromwerte herabgesetzt werden sollen. Für den Außenbelag ist das allerdings nicht zulässig, denn dann wird die sogenannte „Schrittspannung“, das ist die Spannung zwischen zwei entfernten Punkten, unzulässig hoch, das Berühren des Außenbelages würde gefährlich. Daher ist der Widerstand des Außenbelages bei der neuen Ausführung gleich gering geblieben. Dagegen ist der Flächenwiderstand des Innenbelages erheblich heraufgesetzt worden.

Das klingt zunächst einfach, deshalb werden hier einige Bemerkungen zu der neuen Bildröhrentechnologie und dem Herstellungsverfahren des Innenbelages eingefügt.

Versuchsarbeiten zur Herstellung hochohmiger Widerstandsbeläge anstelle hochleitender Graphit- oder auch Eisenoxidschichten an der Innenseite von Bildröhren wurden bereits seit vielen Jahren ausgeführt. Jedoch ist es erst in letzter Zeit gelungen, diese Beläge hochspannungs- und hochstromfest zu gestalten. Die Anforderungen, die neuerdings wegen der modernen Fernsehgerätekonzeptionen gestellt werden, haben ein übriges getan, die Arbeiten zu beschleunigen und zu einem positiven Abschluß zu bringen. Wichtigste Voraussetzung für die richtige Funktion der Widerstandsschicht im Inneren der Bildröhre ist ihre Homogenität bezüglich Materialzusammensetzung, Partikelgröße, Oberflächenrauigkeit, Schichtdicke und Gleichmäßigkeit. Die für die Herstellung der Suspension erforderlichen Materialien, u.a. z.B. Eisenoxid, und Chemikalien unterliegen einer strengen Eingangskontrolle. Bevor die Suspension verarbeitungsfähig ist, wird sie in langwierigen Verfahren auf die notwendige Homogenität und eine Partikelgröße um 1/1000 mm aufbereitet.

Die bisher aus der Lackiertechnik bekannten Methoden zur Aufbringung der Schicht mußten verlassen werden, da damit nur unzulässig stark strukturierte Oberflächen zu erzielen sind. Eine vollautomatisch arbeitende, elektronisch gesteuerte Fertigungseinrichtung erbringt die gewünschte und reproduzierbare Gleichmäßigkeit.

Beim Anbringen der Schicht auf der Innenseite des Bildröhrenkonus sind eine enge Temperaturgrenzen Voraussetzung, und das Klima des Verarbeitungsraumes ist von Bedeutung. Auch der Bildröhrenkonus mußte speziell auf diese Technologie adaptiert werden, die Glasoberfläche ist feiner „gestipelt“. Der Anodenkontakt hat an der Innenseite einen Stift, an dem das Getter

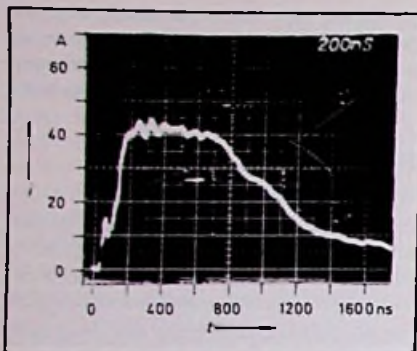


Bild 3. Zeitlicher Verlauf des Überschlagsstromes, gemessen an einer neuen Farbbildröhre mit hochohmigem Innenbelag

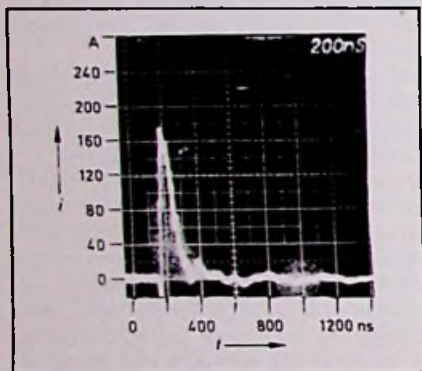


Bild 4. Überschlagsstromverlauf, gemessen mit Außenfunkenstrecke am Anodenkontakt einer neuen Farbbildröhre

eingeknüpft wird. Bisher wurde es mit einem bügelförmigen Metallstück am Elektronenstrahlerzeuger befestigt und reichte von dort tief in den Bildröhrenkonus hinein, wo es den dort vorhandenen, gut leitenden Getterbelag berührte. Für die neue Widerstandsbelegung würde diese Getterbefestigung einen metallischen Kurzschluß bedeuten. Mit der beschriebenen Technologie ist eine zuverlässig arbeitende Widerstandsschicht erarbeitet worden, die bezüglich Mittelwert und Streuung der gewünschten Widerstandswerte reproduzierbar ist und durch die laufenden Qualitätskontrollen für die Belieferung sichergestellt wird. Es ist außerdem zu vermerken, daß die Art der Suspensionszusammensetzung und die Aufbringungsmethode weniger Gefahr für lockere Partikel bedeutet. Damit ist in mehrfacher Hinsicht eine weitere deutliche Qualitätsverbesserung des bereits guten Qualitätsstandes bei Farbbildröhren erreicht worden.

Überschlagsverhalten bei Farbbildröhren mit neuer Technologie

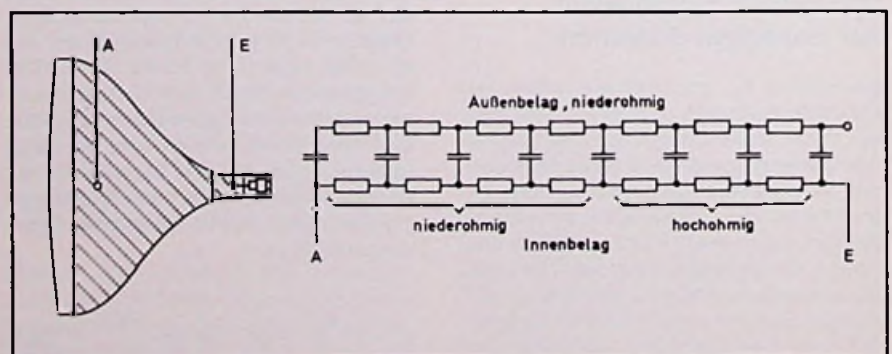
Die Auswirkung dieses neuen, hochohmigen Innenbelages auf den Verlauf des Über-

schlagsstromes geht aus Bild 3 hervor. Es ist ein Oszillogramm eines Überschlages im Elektronenstrahlerzeuger einer Farbbildröhre mit dem neuen, höherohmigen Innenbelag, aber in einem anderen Strom- und Zeitmaßstab aufgenommen als in Bild 2. Ein Vergleich zeigt deutlich den beträchtlich geringeren Scheitelwert des Stromes und die wesentlich längere Entladezeit. Der Streubereich des Scheitelstromwertes liegt zwischen 40 und 80 A, der maximale Entladestrom ist also etwa 10mal geringer als derjenige einer bisherigen Farbbildröhre. Da in beiden Fällen die Zeitspanne bis zum Auftreten des Maximalstromes ungefähr die gleiche ist – diese Zeitspanne ist eine Frage der Ionisierungsgeschwindigkeit der Restgase in der Bildröhre und der physikalischen Vorgänge an den Elektroden und hängt nicht wesentlich von der Dämpfung der Kapazität ab –, ist wegen des wesentlich kleineren Strom-Scheitelwertes auch die Stromanstiegsgeschwindigkeit um den gleichen Faktor geringer als bei der bisherigen Bildröhre.

Bemerkenswert ist auch die starke Verlangsamung des Stromabfalls: Während die Abfallzeit bei der bisherigen Bildröhre nur rd. 100 ns betrug und selbstverständlich auch während dieser Phase hohe Spannungen – mit umgekehrtem Vorzeichen – in benachbarten Induktivitäten induziert werden konnten, ist bei den Bildröhren mit neuer Technologie die Abfallzeit stark verlängert. Sie beträgt 1 ... 2 μ s. Die bei diesen Stromänderungsgeschwindigkeiten (20 ... 100 A/ μ s) induzierten Spannungen haben keine praktische Bedeutung.

Die Verlängerung der Abfallzeit ergibt sich daraus, daß nach Zünden des Überschlages Energie aus der Bildröhrenkapazität nur langsam über den höheren Flächenwiderstand des inneren Belages der Bildröhrenkapazität nachgeliefert wird. Damit werden alle Spannungen, die durch Hochspannungsüberschläge in benachbarten Schleifen induziert werden, und alle Ströme, die sich auf Zweigpfaden ausbilden können, um mindestens den Faktor 10 reduziert. Dieser Sachverhalt führt zu einer erhöhten Zuverlässigkeit der mit solchen Farbbildröhren ausgestatteten Geräte.

Bild 5. Ortsabhängige Widerstandsverteilung des Innenbelages



Die Vorsorgemaßnahmen in der Schaltung gegen Überschläge sollten jedoch nicht abgebaut oder eingespart werden, zumal die meisten, wie zweckentsprechendes Verlegen von Leitungen, Wahl anderer Erdpunkte, Vermeiden von Schleifen, praktisch nichts kosten.

Entladung mit am Anodenkontakt angeschlossener Außenfunkenstrecke

Soll eine Fernsehempfängerschaltung auf Unempfindlichkeit gegen Hochspannungsüberschläge überprüft werden, so gelingt es kaum mit vertretbarem Aufwand, zu definierten Zeitpunkten Hochspannungsüberschläge im Elektronenstrahlerzeuger der Farbbildröhre zu erzeugen. Daher ist es üblich, solche Überschläge mit Hilfe einer über eine Hilfsfunkenstrecke getriggerten Hauptfunkenstrecke, die zwischen Anodenkontakt und Masseanschluß (Außenbelag) der Bildröhre geschaltet ist, nachzubilden. Diese Nachbildung entspricht bei Bildröhren mit bisheriger Technologie weitgehend den Verhältnissen bei Überschlägen im Elektronenstrahlerzeuger. Es ergeben sich etwa gleiche Scheitelströme und zeitliche Stromverläufe mit Überschlägen im Elektronenstrahlerzeuger wie auch mit der äußeren Funkenstrecke am Anodenkontakt. Dies ist bei Bildröhren der neuen Technologie nicht der Fall: Die Überschläge im Elektronenstrahlerzeuger sind etwa um den Faktor 3 schwächer als die an einer am Anodenkontakt angebrachten Funkenstrecke (Bild 3 und 4).

Sollen Überschläge im Elektronenstrahlerzeuger, also praktische Verhältnisse, mit der Funkenstrecke simuliert werden, so muß ein hochspannungsfester 400- Ω -Widerstand geringer Eigeninduktivität mit der Entladungsstrecke in Reihe geschaltet werden (25 000 V : 60 A \times 400 Ω). Dann ergeben sich auch mit der Funkenstrecke Scheitelwerte von 60 A.

Die Erklärung, warum sich diese Unterschiede zwischen Überschlägen im Elektronenstrahlerzeuger und Überschlägen am

Anodenkontakt ergeben, liegt in der ortsabhängigen Widerstandsverteilung. Der Abschnitt des inneren Belages der Bildröhre zwischen Konus und Halsansatz, bis zum Anschlußpunkt des Elektronenstrahlerzeugers – dieser stellt die „innere Funkenstrecke“ dar – wird zunehmend hochohmiger. Vom Anodenkontakt her gesehen bleibt hingegen der Widerstand infolge der großen Fläche und der dort befindlichen gut leitenden Getterschicht niederohmig; dort ist für die Entladung der Quellwiderstand niedriger, Bild 5.

Sonstige Eigenschaften

Die oben erwähnte Tatsache ist dafür verantwortlich, daß die Siebwirkung der Bildröhrenkapazität bei der neuen Ausführung nicht geschmälert ist. Bezogen auf den Anodenanschluß hat sich die „Güte“ der Kapazität nicht nennenswert verschlechtert. Damit sind aber auch die damit im Zusammenhang stehenden Eigenschaften wie das sogenannte Weißbalkenverhalten (dynamische Stabilität der Hochspannung bei starken Helligkeitssprüngen) und der Einfluß auf die Störspannungen, die z.B. von der Zeilenablenkung ausgehen, gleichgeblieben. Alle sonstigen Daten und Eigenschaften haben ebenfalls keine Änderungen erfahren, so daß die neuen Bildröhren mit den bisherigen voll austauschbar sind. □

Neue Fachbücher

Lexikon der Elektronik, Nachrichten- und Elektronik. Bd. 1: Englisch-Deutsch. Von H. Wernicke. Hrsg. Rohde & Schwarz. 3. Auflage. Mit 675 Seiten. Verlag H. Wernicke, Deisenhofen. Preis: Plastikeinband 42 DM.

Die vorliegende 3. Auflage des englisch-deutschen Fachwörterbuches enthält insgesamt 84 000 Stichwörter – gut 20 % mehr als die vorige Auflage. 72 feste Gebietshinweise, Kurzerklärungen sowie die Kennzeichnung amerikanischer Fachwörter erleichtern differenzierte Übersetzungen. Fachwörter und Abkürzungen, die noch während des Druckablaufs gesammelt werden konnten, sind in einem Nachtrag aufgeführt. Ein kleineres, aber trotzdem besser lesbares neues Schriftbild sorgt für das weiterhin handliche Format von 15,5 cm x 21,9 cm. Der „Wernicke“ hatte sich schon bisher einen festen Platz auf dem Schreibtisch der Nachrichten- und Hochfrequenz-Ingenieure erobert. Er wird ihn mit dieser Auflage erst recht behalten, denn er ist als Spezial-Fachwörterbuch für jeden unentbehrlich, der in diesem Fachbereich arbeitet.

Fachhochschul-Abschlußarbeit

Verkehrsfunkdekoder mit aktiven Filtern

Dipl.-Ing. Albert Seidl, Kahl
Ing. (grad.) Reiner Deppisch, Würzburg

Es wird ein Verkehrsfunkdekoder für die Übermittlung von Verkehrsdurchsagen auf Autobahnen und Bundesstraßen beschrieben. Die über den UKW-Teil eines Autoradios empfangenen Signale einer Verkehrsdurchsage werden ausgewertet. Wahlweise kann eine Sender-, Bereichs- oder Durchsagekennung durchgeführt werden. Das Gerät ist in Analogtechnik aufgebaut. Als selektive Bausteine für die drei Kennungsarten werden aktive Filter mit Norton-Verstärkern benützt.

Der ständig wachsende Verkehr auf den Autobahnen und Bundesfernstraßen, insbesondere in den Ferienzeiten, macht eine überregionale Lenkung notwendig. Zu diesem Zweck wurde neben anderen Systemen im UKW-Bereich das ARI-System (Autofahrer-Rundfunk-Informations-System) eingeführt. Bestimmte UKW-Sender geben in unregelmäßigen Abständen Durchsagen über die Verkehrslage. Da den Autofahrer zunächst einmal die Verkehrssituation in dem Straßenbereich, in dem er sich momentan befindet, interessiert, genügt eine Bereichsdurchsage.

Das gesamte Bundesgebiet ist verkehrsmäßig in einzelne Bereiche unterteilt. Die Hinweisschilder an der Autobahn zeigen dem Autofahrer, in welchem Bereich er sich gerade befindet. Er braucht nur sein Autoradio im UKW-Bereich auf die angegebene Frequenz einzustellen, um den laufend durchgesagten Verkehrszustand auf seiner Strecke zu erfahren. Bei Wechsel des Empfangsbereiches muß das Autoradio auf die neue Verkehrsfunkfrequenz eingestellt werden. Da nicht alle UKW-Sender Verkehrsnachrichten ausstrahlen, sind die Verkehrsfunksender durch eine spezielle Frequenz (Senderkennungsfrequenz 57 kHz) gekennzeichnet. Zusatzgeräte zum Autoradio ermöglichen eine optische Senderkennung und erleichtern oft das umständliche Suchen nach Verkehrsfunksendern. Auch wenn die Senderkennung anspricht, ist noch nicht entschieden, ob der gewünschte Verkehrs-

funksender eingestellt ist. Eine zusätzliche Bereichskennung ist daher wünschenswert, besonders dann, wenn man die Empfangsbereiche in absehbarer Zeit wechselt und wissen möchte, wie die Verkehrslage im gewünschten Bereich aussieht.

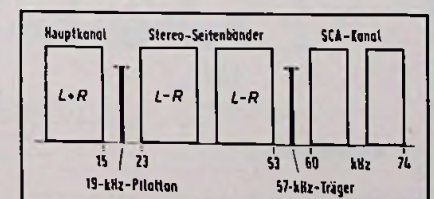
Eine ständige Berieselung mit Musik oder Werbung ist oft lästig. Man möchte zwar keine Verkehrsnachricht versäumen, aber zwischendurch doch seine Ruhe im Auto haben. Diesem Zweck dient die Durchsagekennung. Auch sie wird neben Sender- und Bereichskennung ausgestrahlt, aber nur während einer Verkehrsdurchsage.

In dem hier beschriebenen Gerät werden alle drei Möglichkeiten zur Auswahl angeboten. Man kann also erst mit der Senderkennung einen Verkehrsfunksender suchen, dann mit der Bereichskennung feststellen, ob es der gewünschte Sender ist, zuletzt die Durchsagekennung einschalten und bekommt dann nur die Verkehrsdurchsagen. Will man andere Sender oder Wellenbereiche empfangen, wird der Dekoder ausgeschaltet.

Die Erzeugung der Sender-, Bereichs- und Durchsagekennungs-Frequenzen

Bild 1 zeigt das Modulationsspektrum eines UKW-Stereo-Senders. Es besteht aus dem

Bild 1. Modulationsspektrum eines UKW-Stereo-Senders



Dipl.-Ing. Albert Seidl ist Fachhochschullehrer an der Fachhochschule der Deutschen Bundespost Dieburg. Ing. (grad.) Reiner Deppisch, Würzburg, fertigte an der Fachhochschule eine Abschlußarbeit an. Der vorliegende Beitrag ist eine Zusammenfassung dieser Arbeit.

Übersicht zur Verkehrsbereichskennung (Stand vom 1.6.74)

Rundfunkanstalt	Verkehrsbereich	Kenn-Buchstabe	Frequenz (Hz)
SFB	Berlin	A	23,75
RIAS	Berlin	B	28,27
NDR	Schleswig-Holst.	B	28,27
NDR	Hamburg	C	34,93
NDR	West-Niedersachs.	E	45,67
NDR	Ost-Niedersachs.	D	39,58
RB	Bremen	A	23,75
WDR	Nordrh.-Westf.NO	C	34,93
WDR	Nordrh.-W. Mitte	C	34,93
WDR	Nordrh.-Westf.SW	C	34,93
HR	Hessen	F	53,98
SWF	Rheinl.-Pfalz	D	39,58
SWF	Süd-Baden-Württ.	E	45,67
SR	Saarland	B	28,27
SDR	Nord-Baden-Württ.	A	23,75
BR	Franken	C	34,93
BR	Schwaben	D	39,58
BR	Oberbayern	D	39,58

Hauptkanal (er enthält das Monoprogramm), den beiden Stereo-Seitenbändern und einem 19-kHz-Pilotton (er dient zur Umschaltung von Mono- auf Stereoempfang). Zusätzlich ist ein „SCA“-Kanal enthalten (er wird nur in den USA verwendet, in Deutschland ist er nicht belegt).

Zwischen den Stereo-Seitenbändern und dem SCA-Kanal befindet sich die Senderkennungsfrequenz des Verkehrsfunksenders von 57 kHz. Diese Frequenz läßt sich leicht durch Verdreifachung aus der 19-kHz-Frequenz gewinnen. Bei der Überlagerung beider Frequenzen entstehen keine störenden Interferenzen.

Dem 57-kHz-Träger der Verkehrsfunksender sind für die einzelnen Bereiche Bereichskennungsfrequenzen aufmoduliert. Man unterscheidet insgesamt 6 verschiedene Bereiche A,B,C,D,E,F mit 6 verschiedenen niederfrequenten Signalen (siehe Tabelle). Die Bereichskennungsfrequenzen werden aus den 57 kHz durch Teilung hergeleitet.

Die Durchsagekennung ist für alle Bereiche einheitlich auf 125 Hz festgelegt und wird ebenfalls aus den 57 kHz der Senderkennungsfrequenz durch Teilung gewonnen. Der 57-kHz-Träger wird in beiden Fällen amplitudenmoduliert (Bild 2); der Modulationsgrad ist für die Bereichskennung $m=0,6$ und für die Durchsagekennung $m=0,3$. Auch bei der Überlagerung von Bereichskennungs- und Durchsagekennungs-frequenz tritt keine Interferenz auf.

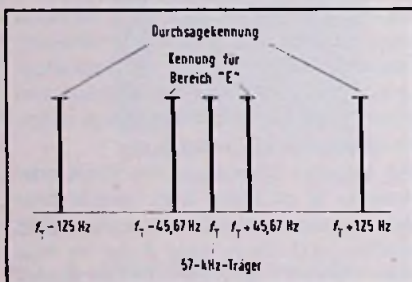
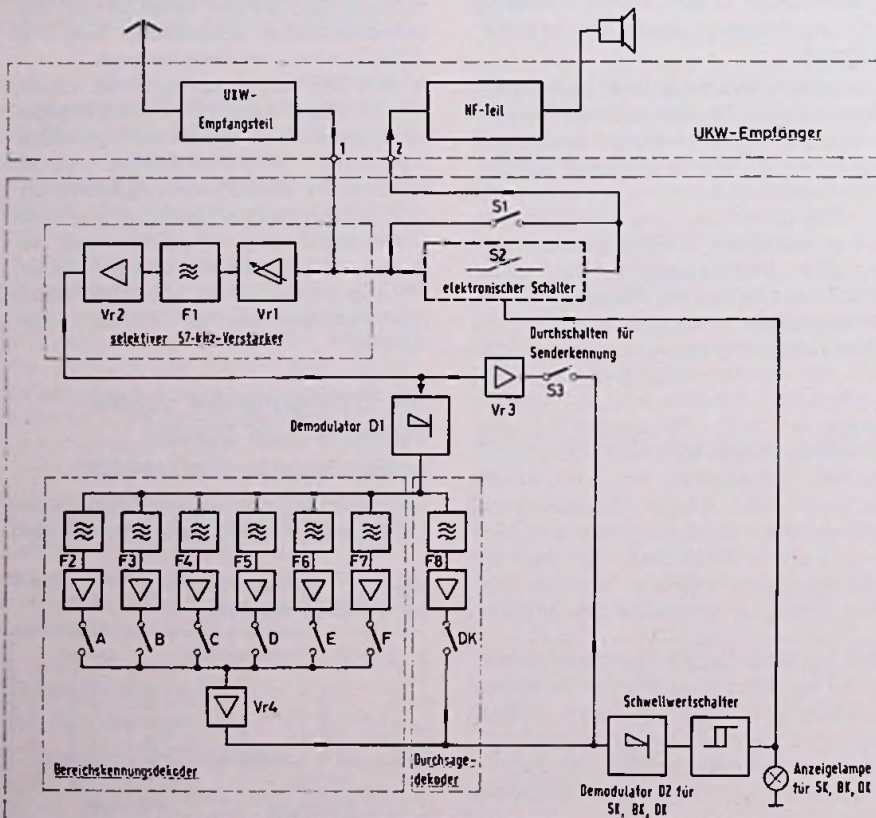


Bild 2. Amplitudenspektrum (qualitativ) des amplitudenmodulierten 57-kHz-Trägers der Senderkennung mit den Seitenfrequenzen für die Bereichskennung „E“ und die Durchsagekennung

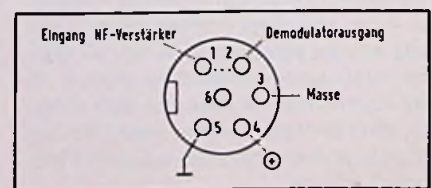
Bild 3. Funktionsweise des Dekoders für Senderkennung, Bereichskennung und Durchsagekennung



Funktionsweise des Dekoders für Senderkennung, Bereichskennung und Durchsagekennung

In Bild 3 ist im Blockschatbild die Wirkungsweise des Gerätes dargestellt. Die Dekodersignale werden der Tonbandbuchse des Autoradios entnommen. Stift 1 der Tonbandbuchse ist auf den Demodulatorausgang des Radios geschaltet (Bild 4). Am Stift 2 werden dann, wenn der Dekoder durchgeschaltet hat, die NF-Signale dem NF-Verstärkerteil des Rundfunkgerätes zugeführt. Die Dekodersignale gelangen zunächst auf einen regelbaren Vorverstärker Vr 1, dem aktiven Filter F 1 und dem Verstärker Vr 2. Erst dann erfolgt im Demodulator D 1 die Aufspaltung in Bereichs-, Durchsage- und Senderkennungsfrequenz.

Bild 4. Beschtaltung der TB-Buchse nach DIN 45322 (Mono)



NEU!

Bosch-MKT 75:



1:1

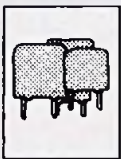
Die neuen Bosch-MKT 75-Kondensatoren im Rastermaß 7,5 sind:



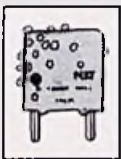
**flammhemmend
und selbstverlöschend,**



haben gute Standfestigkeit und kleine Abstandshalter zur besseren Reinigung der Leiterplatten,



sind kleiner als die meisten anderen und somit kompatibel, geeignet für große Packungsdichte



und halten sogar eine kurzzeitige, leichte Betauung aus.

**Robert Bosch GmbH
Geschäftsbereich Kondensatoren
Aldinger Straße 72 Postfach 50 01 45
D 7000 Stuttgart 50**

**Info-Scheck
über 1 Musterkarte
Bosch-
Kondensatoren**

Unsere Anschrift: _____

BOSCH

KO 377

Am Demodulatorausgang sind 6 selektive Kreise für die Bereichskennung und 1 für die Durchsagekennung parallel geschaltet. Die Ausgänge dieser Kreise führen über Entkopplungsverstärker auf die Schalter A,B,C,D,E,F bzw. DK. Diese Schalter lösen sich gegenseitig aus, so daß jeweils nur ein Bereich A...F oder die Durchsagekennung durchgeschaltet wird. Die niederfrequenten Signale (23,75 Hz... 125 Hz) gelangen nach erneuter Verstärkung im Vr4 auf den Demodulator D 2. Er ist ähnlich aufgebaut wie D 1. Über S 3 kann das durch den Vr3 verstärkte 57-kHz-Signal der Senderkennung hinzugefügt werden. Wenn S 3 eingeschaltet ist, sind Bereichs- und Durchsagekennung nicht wirksam. Auf den Demodulator D 2 folgt ein Schwellwertschalter, der erst ab einer bestimmten „Schwellspannung“ anspricht und so Störungen abfängt. Das Ausgangssignal dieses Schalters steuert eine optische Anzeige und gleichzeitig den elektronischen Schalter S 2. Die NF-Signale vom UKW-Empfangsteil gelangen hier über einen Optokoppler von Stift 1 der Tonbandbuchse auf Stift 2 und somit auf den Eingang des Niederfrequenzteils des Radios. Mit dem Schalter S 1 kann S 2 und damit der gesamte Dekoder überbrückt werden. Das ist wünschenswert, wenn man nicht nur Verkehrssender empfangen möchte.

Bei der Dimensionierung elektronischer Kreise für die Autoelektrik steht man immer vor der Tatsache, daß nur eine Spannungsquelle (12 V) zur Verfügung steht. Die modernen integrierten elektronischen Kreise verlangen aber oft zwei Spannungsquellen (Operationsverstärker). Einen Ausweg bietet hier der Norton-Verstärker. Er benötigt, obwohl er die Eigenschaften eines Operationsverstärkers hat, nur eine Stromquelle.

In diesem Beitrag sind alle selektiven Kreise und alle Verstärker mit dem IC LM 3900 der Firma National Semiconductors bestückt. Er ist preisgünstig und hat auch den Vorteil, daß auf einem Chip vier solcher Verstärker inte-

griert sind. Deshalb wird zunächst dieser Baustein beschrieben.

Aufbau und Funktionsweise des Norton-Verstärkers

Beim Norton-Verstärker (Bild 5) hat die invertierende Verstärkerstufe mit T 5 als hochohmigen Lastwiderstand eine Konstantstromquelle. Sie besteht aus den Transistoren T 1, T 2, T 4. Die Widerstandstransformation zum Ausgang geschieht mit dem Transistor T 3 als Emitterfolger. Die Spannungen +U_p und +U_n für die Transistoren T 1 und T 7 werden intern erzeugt. Der nicht invertierende Eingang wird durch eine „Stromspiegelschaltung“ (Norton-Stufe) mit den Transistoren T 6, T 8 gebildet. Der Strom I₂ fließt durch den als Diode geschalteten Transistor T 8. Die entstehende Basis-Emittervorspannung liegt auch am Transistor T 6 und ruft dort den gleichen Strom I₂ hervor. Dadurch wird der „Eingangsstrom gespiegelt bzw. über Erde reflektiert“ [1].

Die Summe aus invertiertem Strom I₁ und nicht invertiertem Strom I₂ bestimmt den Basisstrom von T 5. Für die Spannungsaussteuerung müssen in beide Eingänge 1 und 2 Widerstände geschaltet werden, durch die die Eingangsspannungen in Ströme umgewandelt werden. Hierin besteht auch der grundsätzliche Unterschied zum Operationsverstärker; deshalb wurde auch das spezielle Schaltzeichen (Bild 6) geschaffen. Einige wichtige technische Daten: Speisespannungsbereich 4...36 V Eingangswiderstand bei 30 nA Eingangsstrom 1 MΩ

Ausgangsstrom 30 mA max bei 8 kΩ Ausgangswiderstand Leerlaufverstärkung

70 dB bei f = 1 kHz und R_L = 10 kΩ

Als Wechselspannungsverstärker (Bild 7) wird beim LM 3900 das Gleichspannungspotential am Ausgang durch das Verhältnis R₂/R₃ und die Referenzspannung, in unserem Falle die Batteriespannung U_B, bestimmt. Es gilt:

$$U_A = R_2 \cdot U_B / R_3 = U_B / 2$$

mit R₃ = 2R₂

Für die Wechselspannungsverstärkung ist

$$v_{\sim} = U_{A_{\sim}} / U_{E_{\sim}} = -R_2 / R_1 \quad (1)$$

Aufbau der selektiven Kreise

Für die Selektion der tiefen Bereichskennungs- und Durchsagekennungsfrequenzen kann man nur aktive RC-Filter einsetzen [1,2,3]. Eine Siebung mit LC-Kreisen ist nicht möglich; die benötigten Induktivitätswerte sind zu groß. Auch das 57-kHz-Filter der Senderkennung konnte, bestückt mit dem LM 3900, in RC-Technik aufgebaut werden. Hierfür ist eine Filtergüte von Q ≈ 100 notwendig. Aus den verschiedenen Bei-

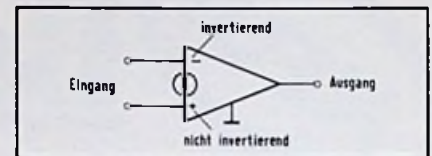


Bild 6. Schaltsymbol des Norton-Verstärkers

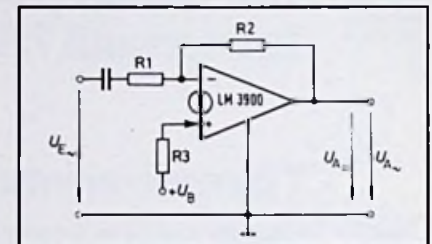


Bild 7. Das IC LM 3900 als Wechselspannungsverstärker

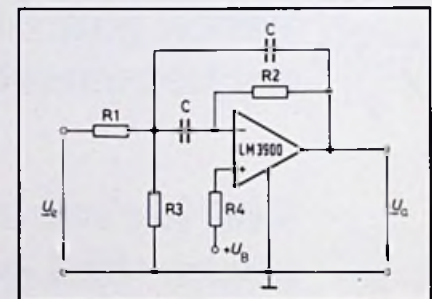


Bild 8. Selektives Filter mit Mehrfachgegenkopplung

spielen, die in [3] beschrieben sind, wurde ein selektives Filter mit Gegenkopplung ausgewählt (Bild 8). Es gelten:

Resonanzfrequenz

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \cdot C} \sqrt{\frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2 R_3}} \quad (2)$$

Verstärkung bei Resonanz

$$v_r = \frac{R_2}{2R_1} \quad (3)$$

Güte

$$Q = \frac{1}{2} \cdot \sqrt{\frac{R_2 (R_1 + R_3)}{R_1 R_3}} = R_2 C \cdot \pi \cdot f_0 \quad (4)$$

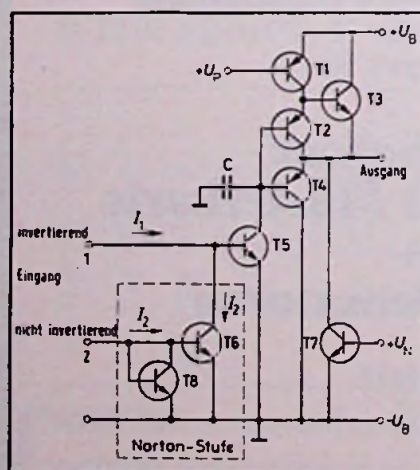
für R₃ → ∞ wird v_r = 2Q²

Bei einer Güte von Q = 100 ist dann

$$v_r = 2 \cdot 10^4.$$

Die Leerlaufverstärkung muß dann entsprechend hoch sein. Für den LM 3900 beträgt sie v_o ≈ 3000. Mit einem einstufigen Filter ist die geforderte Güte nicht zu erzielen.

Bild 5. Schaltung des Norton-Verstärkers



Deshalb wurde für den selektiven Kreis ein zweistufiges Filter mit Mehrfachgegenkopplung gewählt (Bild 9). Der selektiven 1. Stufe ist eine 2. Stufe (Verstärkerstufe) unter gleichzeitiger Mitkoppelung über R_8 nachgeschaltet. Mit dieser Anordnung sind Güten von $Q \approx 50$ zu erreichen. Schaltet man 2 solche Filter hintereinander, so bekommt man die geforderte Güte von $Q = 100$. Die Übertragungsfunktion für das Filter (Bild 8) lautet:

Das Verhältnis $R_7 / R_6 = v_2 = v_1$ ist der Betrag der Verstärkung der 2. Stufe. Macht man $R_1 = R_2 = R_3 = R$, so bekommt man für die Güte:

$$Q = \frac{\pi \cdot f_0 \cdot RC}{1 - \frac{v_2 \cdot R}{2 R_8}}$$

und für R_8 :

$$\frac{U_a}{U_e} = \frac{R_7 R_2 R_3 j \omega C}{R_6 (R_1 + R_3 + \frac{R_1 R_3}{R_8})} \cdot \frac{1}{1 + \frac{2j\omega CR_1 R_3}{R_1 + R_3 + \frac{R_1 R_3}{R_8}} \left(-\frac{R_7 R_2}{2R_6 R_8} + 1 \right) + (j\omega C)^2 \frac{R_1 R_2 R_3}{R_1 + R_3 + \frac{R_1 R_3}{R_8}}} \quad (5)$$

Nach [3] gilt für die Übertragungsfunktion eines selektiven Filters

$$\frac{U_a}{U_e} = \frac{v_r}{Q} \cdot P \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{Q} P + P^2} \quad (6)$$

wobei $P = j \frac{\omega}{\omega_0}$ die normierte komplexe Kreisfrequenz ist.

$\omega_0 = 2\pi \cdot f_0$; f_0 ist die Resonanzfrequenz des Kreises.

Aus (5) folgt durch Umformen:

$$\frac{U_a}{U_e} = \frac{R_7 R_2 R_3 P \omega_0 C}{R_6 (R_1 + R_3 + \frac{R_1 R_3}{R_8})} \cdot \frac{1}{1 + \frac{2P\omega_0 CR_1 R_3}{R_1 + R_3 + \frac{R_1 R_3}{R_8}} \left(1 - \frac{R_7 R_2}{2R_6 R_8} \right) + \frac{P^2 \omega_0^2 R_1 R_2 R_3 C^2}{R_1 + R_3 + \frac{R_1 R_3}{R_8}}} \quad (7)$$

Durch Vergleich der Gln. (7) und (6) bekommt man die Resonanzfrequenz f_0 und die Güte Q .

Es muß sein:

$$\frac{\omega_0^2 R_1 R_2 R_3 C^2}{R_1 + R_3 + \frac{R_1 R_3}{R_8}} = 1$$

und daraus:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi C} \sqrt{\frac{R_1 + R_3 + \frac{R_1 R_3}{R_8}}{R_1 R_2 R_3}} \quad (8)$$

und

$$Q = \frac{\pi f_0 R_2 C}{1 - \frac{R_7 R_2}{2 R_6 R_8}} \quad (9)$$

$$R_8 = R \frac{v_2 Q}{(2Q - \frac{\omega_0 RC}{Q})} \quad (10)$$

Da R_8 nicht negativ werden kann, folgt für:

$$R < \frac{Q}{\pi f_0 C} \quad (11)$$

Aus Gl. (8) läßt sich R_3 bestimmen. Es gilt:

$$R_3 = \frac{R}{(\omega_0 RC)^2 - 1 - \frac{2}{v_2} + \frac{\omega_0^2 RC^2}{v_2 Q^2}} \quad (12)$$

Die Widerstände R_1 und R_2 dienen zur Arbeitspunkteinstellung.

Man nimmt

$$R_1 = 2R \text{ und } R_2 = 2R_6 \parallel R_7 \quad (13)$$

Als Beispiel soll das Bereichskennungsfilter für den Bereich A (23,75 Hz) dimensioniert werden. Gewählt werden: $C = 1000 \text{ nF}$; $Q = 50$; $R = 100 \text{ k}\Omega$; $v_2 = 3$; bei $f_m = 23,75 \text{ Hz}$. Mit

$$\frac{Q}{\pi \cdot f_m \cdot C} = 670 \text{ k}\Omega > R = 100 \text{ k}\Omega \text{ ist}$$

Bedingung (11) erfüllt.

$$\omega_0 CR = 14,92$$

Mit (10) bekommt man:

$$R_8 = R \frac{v_2 Q}{2Q - \frac{RC}{Q}} =$$

$$= 1,546 R = 154,6 \text{ k}\Omega$$

Mit (12) bekommt man:

$$R_3 = R \frac{1}{(\omega_0 RC)^2 - 1 - \frac{2}{v_2} + \frac{\omega_0 RC}{v_2 Q^2}} = 452 \Omega$$

Macht man R_3 variabel, so können geringe Abweichungen beim fertigen Filter in der Resonanzfrequenz, die durch die Bauelemente-Toleranzen bedingt sind, korrigiert werden. Die gewünschte Güte von $Q = 50$ ist mit diesem Filter gut zu erreichen.

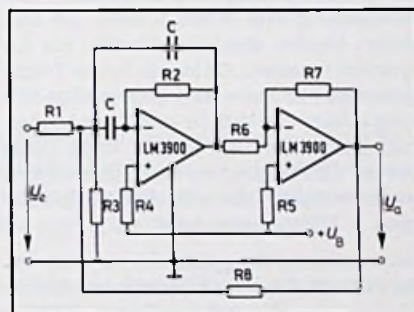
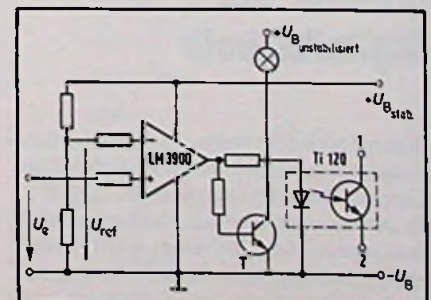


Bild 9. Zweistufiges Filter mit Mehrfachgegenkopplung

AM-Demodulator, Schwellwertschalter, optische Anzeige, elektronischer Schalter

Zur Gleichrichtung der 57-kHz-Frequenz und der niedrigen Durchsage- und Bereichskennungsfrequenzen wird die „Villarderschaltung“ [4] verwendet. Die Ausgangsspannung ist $U_A = 2\sqrt{2}U_{\text{Eff}}$. Als Schwellwertschalter oder Komparator eignet sich der Nortonverstärker besonders gut; Bild 10 zeigt die Schaltung [2]. Am invertierenden Eingang liegt die Referenzspannung U_{ref} Am nicht invertierenden Eingang liegt

Bild 10. Schwellwertschalter, optische Anzeige, elektronischer Schalter



die Eingangsspannung U_e . Es gibt zwei Betriebszustände:

Für $U_e < U_{ref}$ ist $U_A = 0$;

für $U_e > U_{ref}$ ist $U_A = U_B$.

Die Ausgangsspannung des Komparators wird zur optischen Anzeige auf den Schalttransistor T gegeben; gleichzeitig mit dieser Spannung wird die Diode des Optokopplers T₁₁ 120 durchgeschaltet. Der Optokoppler bewirkt eine galvanische Trennung zwischen Schaltung und Tonbandbuchse, Stift 1 und 2. Ist die Fotodiode des T₁₁ 120 stromlos, dann ist der Fototransistor hochohmig. Das Autoradio ist dann nicht völlig stumm, es ist aber so leise, daß es nicht mehr stört. Wird die Fotodiode durch den Komparator durchgeschaltet, dann wird der Transistor des T₁₁ 120 niederohmig und die NF-Signale gelangen ungeschwächt auf den NF-Eingang des Autoradios.

Da bei Stillstand und während der Fahrt die Batteriespannung sehr stark schwankt (9...15 V), ist der Dekoder zusätzlich mit einer Zenerdiode gegen diese Schwankung stabilisiert.

Das Gerät ist seit längerem im Auto versuchsweise im Einsatz und zeigt zufriedenstellende Ergebnisse. Während der Fahrt muß von Zeit zu Zeit der Dekoder durch Nachregeln der Verstärkung des V1 an die jeweiligen Empfangsverhältnisse angepaßt werden.

Literatur

- [1] Stüber Wolfgang, Aufbau und Anwendung des Norton-Verstärkers, Elektronik 1974, H. 4
- [2] Linear Applications Volume 1, Third Edition, National Semiconductor, Febr. 1973
- [3] Tietze U., Schenk Ch.: Halbleiterschaltungstechnik, 2. Aufl. Springer-Verlag Berlin 1971

Satellitenfunk

Neues Übertragungsverfahren arbeitet mit Digitaltechnik

Anfang Dezember stellte die Deutsche Bundespost in der Erdefunkstelle Raisting/Obb. das neue Übertragungsverfahren „TDMA 2“ für den Satellitenfunk vor, das sie seit Mitte April erprobt. Das von einem deutsch-französischen Firmenkonsortium im Auftrag des Bundesministeriums für Forschung und

Technologie entwickelte digitale Übertragungssystem soll dazu beitragen, die Kapazität der sehr kostspieligen Nachrichtensatelliten besser auszunutzen.

In der bisher angewendeten Technik werden zu übertragende Nachrichtensignale, z. B. Telefongespräche, kontinuierlich über Transponder in Satelliten von einer Erdefunkstelle zu anderen übertragen. Jede Erdefunkstelle benötigt für die Übertragung ihres Nachrichtensignals einen eigenen Träger innerhalb der Transponder. Bei diesem Mehrträgerbetrieb kann aus Gründen der gegenseitigen Störung die verfügbare Transponderkapazität nicht voll genutzt werden.

Bei dem neuen System werden die Nachrichtensignale einer Erdefunkstelle in sehr kurzen Impulsen (Bursts) alle 750 µs über den Satelliten übertragen. In den Burstpausen kann man den Transponder nacheinander bis zu 60 anderen Erdefunkstellen zur Aussendung ihrer Bursts zuteilen. Die Stationen senden also nacheinander auf der gleichen Frequenz. Da jeweils nur ein Träger gesendet wird, kann keine gegenseitige Störung erfolgen, so daß die volle Transponderkapazität ausgenutzt werden kann. Diese Art der Übertragung wird als „Übertragung im Zeitmultiplex“ (Time Division Multiple Access = TDMA) bezeichnet.

Grundvoraussetzung dabei ist, daß jede Erdefunkstelle alle 750 µs die ihr zugewiesene Position im Übertragungsablauf (TDMA-Rahmen) genau einhält. Die Überwachung der Sollposition und eine vielleicht erforderliche Nachregelung wird von einer besonderen Einheit des TDMA-Gerätes ausgeführt, die sich zu diesem Zweck an einer Referenzstation orientiert.

Die aus dem Netz der Deutschen Bundespost über Satelliten in andere Länder zu übertragenden Telefongespräche müssen zunächst in digitale Zeichen umgewandelt werden. Danach unterzieht man die digitalen Zeichenströme im Digitalen Sprach-Interpolationssystem (DSI) einem Konzentrierungs-Prozeß, bei dem die während eines Gespräches entstehenden Pausen dazu benutzt werden, andere Gespräche über denselben Kanal zu übertragen. Dies führt zu einer Steigerung der Übertragungskapazität von 100%. Nach dem Interpolationsprozeß werden die Datenströme in Speicher eingelesen, aus denen sie zu bestimmten Zeitpunkten – zu „Informationsblöcken“ (Bursts) zusammengefaßt – abgerufen werden. Der sich anschließenden 4-Phasen-Modulation folgen die Umsetzung in die Sendefrequenz und die Abstrahlung zum Satelliten.

Empfangsseitig werden die für die Erdefunkstelle bestimmten Bursts, die von anderen Erdefunkstellen über denselben Satellitentransponder kommen, zunächst aus der Empfangsfrequenz umgesetzt, anschließend demoduliert und in einen Speicher eingelesen. Aus diesem werden sie mit Hilfe

des DSI den entsprechenden Fernsprechanälen wieder zugeordnet.

Auf diese Weise können bei einer Übertragungsgeschwindigkeit von 60 Millionen Zeichen je Sekunde und einer Beteiligung von 10 Erdefunkstellen rd. 1 850 Telefonkanäle übertragen werden. Man ist jedoch schon heute dabei, ebenfalls im Auftrag des Bundesministeriums für Forschung und Technologie, ein TDMA-Gerät mit der doppelten Übertragungsgeschwindigkeit, also 120 Millionen Zeichen je Sekunde entsprechend rd. 3 700 Telefonkanälen, zu entwickeln.

Bevor das neue Übertragungsverfahren betrieblich genutzt werden kann, ist eine eingehende Erprobung erforderlich. Seit Anfang Oktober werden Tests mit einem INTELSAT-Satelliten über dem Atlantischen Ozean durchgeführt, die von Januar bis Oktober 1978 mit Frankreich, Großbritannien, Italien und USA als Testpartnern fortgesetzt werden. Gemeinsam mit Frankreich wurde das System über den deutsch-französischen experimentellen Nachrichtensatelliten Symphonie von April bis Mitte November 1977 erprobt. Eine weitere Versuchsreihe ist von Ende 1978 bis Ende 1979 über den europäischen Versuchssatelliten OTS (Testpartner sind Frankreich, Großbritannien und Italien) geplant.

Nach dem derzeitigen Entwicklungsstand kann mit einer Betriebseinführung etwa Anfang der achtziger Jahre im INTELSAT-Netz gerechnet werden. □

Studium der Nachrichtentechnik

Freie Plätze in Dieburg

Die Fachhochschule der Deutschen Bundespost in Dieburg bietet zum Sommersemester 1978 (Beginn: 13.03.78) freie Studienplätze an. Jedermann – frei von jeglicher Bindung zur Post – kann in Dieburg studieren. Geboten wird ein sechssemestriges Studiengang mit dem Abschluß zum graduierten Ingenieur der Nachrichtentechnik. Der Dieburger Absolvent findet sein Berufsfeld im gehobenen technischen Dienst der Post oder als anerkannter Ing. (grad.) auf dem freien Arbeitsmarkt.

Als Zulassungsbedingungen werden in Hessen vorausgesetzt: die Fachhochschulreife, das Abitur oder eine landesbedingt andere, aber gleichwertige Vorbildung in Verbindung mit einem zweimonatigen Grundpraktikum. Bewerber wollen sich bitte mit der Fachhochschule der DBP Dieburg, Max-Planck-Str. 2, 6110 Dieburg, Fernsprecher (0 60 71) 28402, in Verbindung setzen.

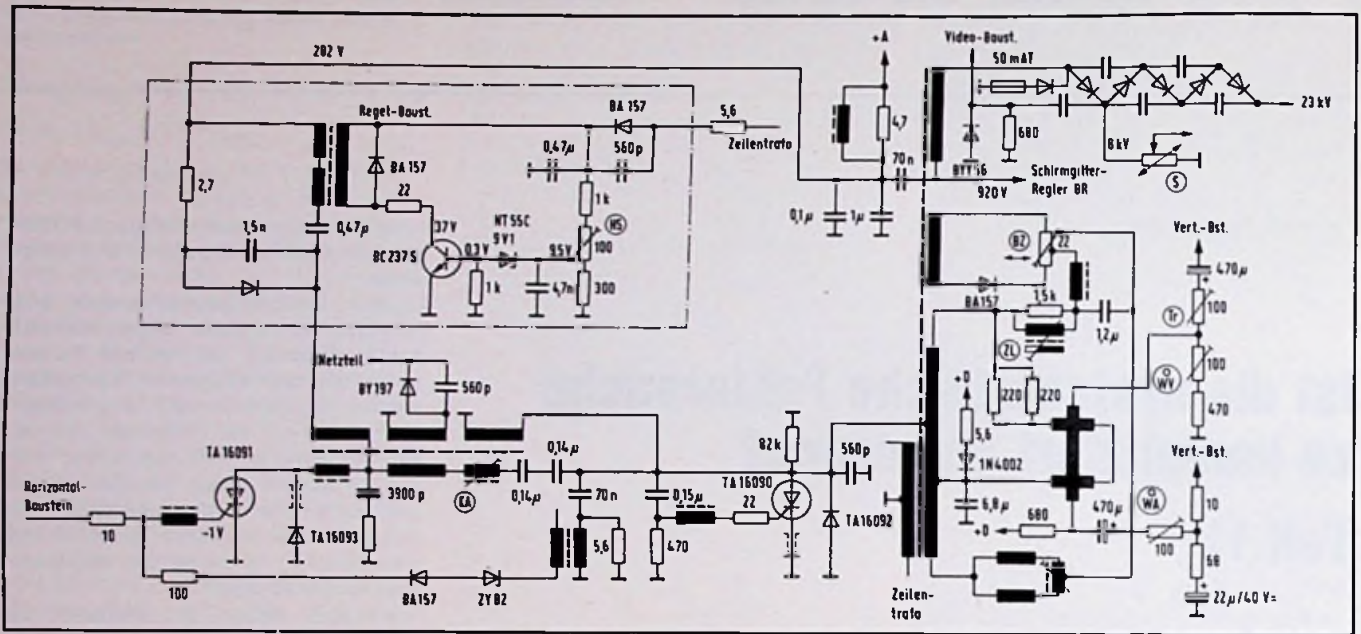


Bild 61. Horizontal-Endstufe mit Thyristoren (Grundig)

impuls, oder der Ablenk- bzw. Hinlaufthyristor TA 16 091 bzw. TA 16 090 ist defekt – läßt sich die Schutzschaltung für die Dauer der Fehlersuche nach Bild 62 außer Betrieb setzen. Die Netzspannung wird dabei über den Stelltrafo auf etwa 180 V reduziert. Man kann dann in aller Ruhe und ungehindert Spannungen und Impulse messen. Während des Betriebes darf bei der Fehlersuche der Hinlaufthyristor TA 16 090 und die Hinlaufdiode TA 16 092 (siehe Bild 61) nicht unterbrochen werden. In diesem Falle wird nicht auf die niedrigere Hinlauffrequenz umgeschaltet, und die hohen Spannungsspitzen und Impulse stellen eine Gefährdung für die anderen Bauteile dar. Ebenso ist der Hinlaufthyristor gefährdet, wenn durch einen Defekt der Ablenkkreis unterbrochen ist oder bei Betrieb der Jochstecker gezogen wurde. Die in den Kondensatoren gespeicherte Energie würde sich dann über den Ablenkthyristor entladen und diesen zerstören. Das

Bild 62. So läßt sich die Schutzschaltung (Bild 61) für die Fehlersuche abschalten (Grundig)

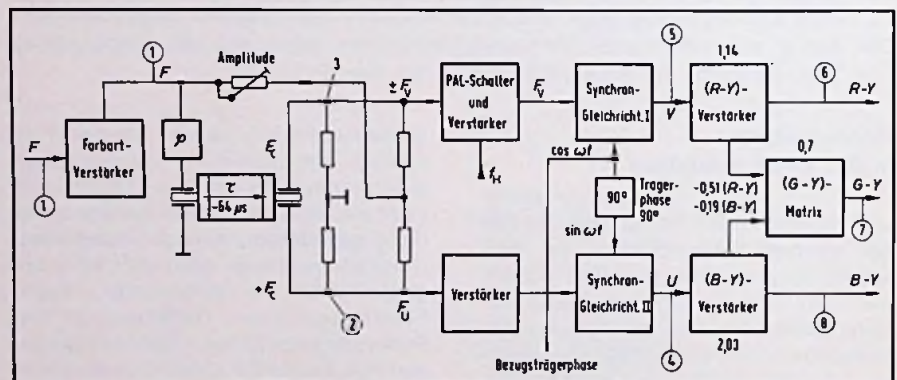
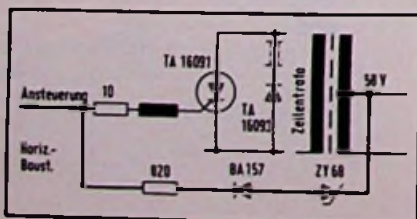


Bild 63. Blockschaltbild der Farbempfangsstufe mit Andeutung der Meßpunkte für die Fehlersuche durch Signalverfolgung (Philips)

Kurzschließen des Hinlaufthyristors und der Hinlaufdiode nach Masse dagegen ist zulässig und zweckmäßig, um zu prüfen, ob der Rücklauf- oder Kommutierungskreis in Ordnung ist. Mehr noch als bei der Transistor-Zeilenendstufe beeinflußt die richtige Belastung der Endstufe die Arbeitsweise vor allem des Ablenkthyristors. Verringert sich die Last – etwa durch Ausfall einer von der Endstufe versorgten Einheit – führt dies unter Umständen zu Fehlzündungen und damit zum Ansprechen der elektronischen Sicherung. Auch Fehler in der Rasterkorrektur können Rückwirkungen auf die Zeilenendstufe haben. Bei der Reparatur wird man nach Möglichkeit dort, wo es darauf ankommt, nur Originalersatzteile des Herstellers ein-

bauen; insbesondere aber keine Wertänderungen der Spulen und Kondensatoren vornehmen. So führt beispielsweise eine Änderung in dem parallel zur Rücklaufdiode liegenden RC-Glied (auch durch Defekt) dazu, daß die Spannungsspitzen zu steil werden, und der Thyristor unkontrolliert durchschaltet und zerstört wird. Zur Fehlersuche wird man wie üblich Spannungen und Oszillogramme überprüfen sowie Widerstände, Spulen und Transformatoren auf Durchgang untersuchen. Ist die Zeilenamplitude zu gering, könnte die Ursache dafür der Kommutierungstrafo sein oder die Spule im Gabelrelais von Thyristor TA 16 090 ist defekt. Bei ungenügender Bildhöhe wird man auch den Ablenkkreis untersuchen, die Kondensatoren könnten Kapazitätsver-

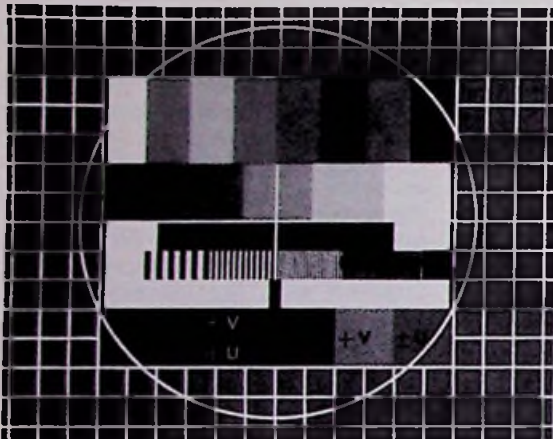


Bild 66. Das FuBK-Farbstestbild — ein Hilfsmittel für die Service-Einstellungen des Empfängers (Saba)

differenzsignal gebildet, und die drei Farbinformationen stehen bereit zur Ansteuerung der Bildröhre. Je nach Konzept schließt sich die RGB-Endstufe oder die Farbdifferenzendstufe an. Auch innerhalb einer Funktionsstufe erfolgt die Fehlersuche durch Kontrolle der Signalspannungen an den einzelnen Meßpunkten. Die Sollform ist in den Serviceunterlagen immer abgebildet, so daß Abweichungen leicht festzustellen sind. Begonnen wird am besten mit der Prüfung der Eingangssignale. Ist hier alles in Ordnung, tastet man die Meßpunkte ab, die die Ausgangsspannungen führen. Erscheinen sie nicht entsprechend verstärkt, oder fehlt gar ein Impuls, liegt ein Defekt in der Stufe vor. Diese Methode gilt für alle Stufen des Signalwegs und ist selbstverständlich auch in Modul- oder IC-bestückten Blöcken (Bild 64) anwendbar. Geringfügige Verschiebungen der Arbeitspunkte von Transistoren haben eine einseitige Beschneidung der Signalspannungen zur Folge. Bei unterschiedlichen, also vom Soll abweichenden Verstärkungen der Farbendstufen, stimmen die Amplitudenverhältnisse der drei Farbauszüge nicht mehr und es entstehen, wie beschrieben, Farbtonverfälschungen. Verhältnismäßig häufig sind auch Fehler in Klemmschaltungen, oder es treten Feinschlüsse in den Kondensatoren auf. Da das Farbsignal „Grün“ aus Anteilen von „Rot“ und „Blau“ gewonnen wird, hat ein Defekt in diesen beiden Farbkämen einen Grünfehler zur Folge. Ursache dafür kann eine Wertänderung der Matrixwiderstände sein, die aber selten vorkommt. Je nach Ansteuerkonzept wird man daher das Augenmerk auf die Farbendstufen richten. Genaue Aufschlüsse bringt letztlich das Oszilloskopieren der Signale. Beim Oszilloskopieren in den Farbhilfsstufen, wie auch in manchen Signal-

stufen, ist zu beachten, daß an den einzelnen Meßpunkten unterschiedliche Signalformen auftreten können. Dies trifft z. B. für den Pal-Decoder (Bild 65) zu. Fällt hier die Verzögerungsleitung aus, bewirkt das eine deutlich verringerte Farbsättigung auf dem Bildschirm. Oszilloskopisch wird man das Versagen der Signalaufspaltung leicht feststellen können. Neben einem Totalausfall kann natürlich auch ein fehlerhaftes Arbeiten der Laufzeitkette oder des Signalverstärkers vorkommen. Im Bild zeigt sich dies durch den Jalousieeffekt: die Farben sind von Zeile zu Zeile verschieden und evtl. ist auch die Farbe in den Farbbalken des Testbildes vertauscht. Der Abgleich der Laufzeitleitung läßt sich übrigens auch ohne Oszilloskop und damit in der Wohnung des Kunden anhand des sogenannten FuBK-Farbstestbildes (Bild 67) vornehmen. Die Phase wird so eingestellt, daß in den Feldern $\pm V$ und $+U$ kein Jalousieeffekt auftritt. Danach stellt man die Amplitude so ein, daß die farblosen Felder $+V$ und $\pm U$ keine Paarigkeit aufweisen. Eventuell ist der Abgleich wechselseitig zu wiederholen. Die beiden Transistoren nach der Verzögerungsleitung (Bild 65) verstärken die Farbauszüge. Sie wirken als Treiber für den nachfolgenden Demodulator. Hier müssen die Amplitudenverhältnisse stimmen. Abweichungen machen sich durch Farbverfälschungen bemerkbar. Im Synchrondemodulator können sowohl Fehler im Signalweg, in der Zuführung des Referenzträgers wie auch in der Rückkopplung auftreten. Ähnlich wie bei einem Defekt in den Treiberstufen ergibt ein Ausfall oder verminderte Signalspannung der Demodulatoren eine Bildverfärbung in Richtung Blau oder Rot, das Schwarz-Weiß-Bild bleibt unbeeinflusst. Phasenfehler des demodulierten Signals können ebenfalls auftreten, sie machen

sich durch falsche Farben im Farbbal-ten-Testbild oder durch unterschiedliche Sättigung bemerkbar. Die Ursache kann sein, daß der Referenzträger von seiner Sollphase abweicht. Das kann von einer fehlerhaften Synchronisierung des Quarzoszillators herrühren. Fehler in der Pal-Umschaltung bewirken farbige Käme auf dem Bildschirm. Aber auch Phasenfehler in der Laufzeitkette oder in den Demodulatoren zeigen ein ähnliches Fehlerbild. Hinweise geben letztlich die Oszillogramme. Zum Abgleich bzw. zur Kontrolle der Phasenlage kann auch hier wieder das FuBK-Testbild herangezogen werden. Bei falscher Bezugsphase sind die beiden Felder $+V$ und $\pm U$, rechts unten in Bild 67, farbig. Man stellt die Phase so ein, daß das Feld $+V$ möglichst unbunt erscheint und in der Farbe gerade umschlägt. Ist das Feld $+V$ unbunt, muß die 90° -Phase korrigiert werden, bis auch dieses Feld unbunt wird und in der Farbe umschlägt. (Wird fortgesetzt)

Betriebsführung

Organisation bringt Gewinn

Der Chef einer mittelgroßen Firma versuchte jahrelang, seinen Betrieb von Grund auf neu durchzuorganisieren und dadurch seinen um 15 bis 20 Prozent unterdurchschnittlichen Unternehmensgewinn dem in seiner Branche sonst üblichen Ertrag anzugleichen. Zeitmangel und Betriebsblindheit stellten sich ihm aber immer wieder hemmend in den Weg, so daß er keinen besonderen Erfolg seiner Mühen erkennen konnte. Schließlich entschloß er sich, die ganze Sache einem von seinem Berufsverband empfohlenen und branchenspezifisch geschulten Organisator in die Hände zu geben. Das Honorar und die aufgrund der Erkenntnisse des Organisators vorgenommenen Umstellungs- bzw. Investitionskosten ließen im Untersuchungsjahr den Unternehmensgewinn auf 45 Prozent des bisher üblichen zurück schrumpfen. Aber die nächsten drei Jahre zeigten schon, daß sich dieser Aufwand gelohnt hatte. Der Unternehmensgewinn steigerte sich gegenüber der Zeit vor dem Organisationsjahr zuerst um 32 Prozent, dann um 48 Prozent und schließlich um 61 Prozent und machte die Firma gleichzeitig in einem solchen Maße konkurrenzfähig, daß sie vier ihrer Konkurrenten, die bisher stets vor ihr rangiert hatten, erkennbar hinter sich lassen konnte. bpd

Grundwissen für den Praktiker

Bauelemente der Elektronik

Teil 13: Dioden — Einführung und Übersicht

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 er 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.

Unter einer Diode versteht man ein Bauelement, das in einer Richtung den Stromdurchfluß nur einen geringen Widerstand, in der anderen Richtung aber einen hohen Widerstand entgegensetzt. Im Idealfall ist der Durchlaßwiderstand gleich 0, der Sperrwiderstand unendlich. In der praktischen Ausführung ist der Durchlaßwiderstand relativ niederohmig und der Sperrwiderstand sehr hochohmig. Prinzipiell kann man Dioden sowohl als Elektronenröhren wie auch als Halbleiterdioden herstellen. Da Elektronenröhren aus vielerlei Gründen weitgehend an Bedeutung verloren haben, soll im folgenden nur von Halbleiterdioden die Rede sein. Das zur Herstellung von Halbleiterdioden verwandte Material besteht entweder aus 4-wertigen Elementen (Germanium – Ge – oder Silizium – Si –) oder Verbindungen aus 3-wertigen mit 5-wertigen Elementen (Gallium-Arsenid – GaAs – oder Gallium-Phosphid – GaP –). Bei der Herstellung eines Halbleiterbauelementes wird zunächst das Grundmaterial chemisch und physikalisch extrem von Fremdstoffen gereinigt (Restkonzentration unter 10^{-12} bis 10^{-15} Fremdatome je cm^3). Da bei Ge etwa $4,4 \cdot 10^{22}$ Atome je cm^3 vorhanden sind, enthält also 1 cm^3 nur noch $4,4 \cdot 10^{22} \cdot (10^{-12} \dots 10^{-15}) = 4,4 \cdot (10^{10} \dots 10^7)$ Fremdatome.

Durch verschiedene Herstellungsprozesse (Legierung, Diffusion oder Ionenimplanta-

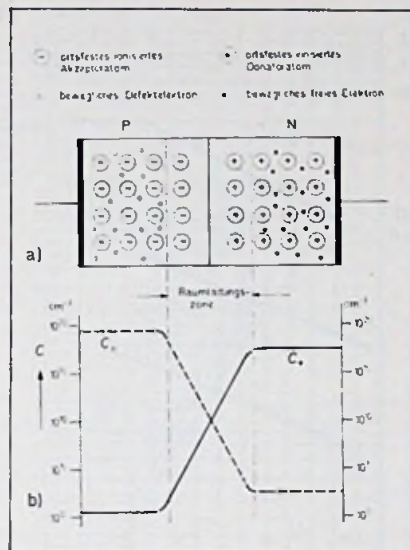


Bild 1. Stromloser PN-Übergang
 a) Ladungsverteilung,
 b) Konzentrationsverteilung der freien Ladungsträger

tion) werden nun an bestimmte Stellen eines Halbleiterkristalls entweder 5-wertige Stoffe (ergeben eine N-Leitfähigkeit durch freie Elektronen, da nur 4 Elektronen im Gitter des Grundstoffes gebunden werden und jeweils das 5. Elektron frei beweglich ist) oder 3-wertige Stoffe (ergeben eine P-Leitfähigkeit durch freie „Löcher“ = „Defektelektronen“, da nur mit jeweils 3 Elektronen des Grundstoffes eine Bindung hergestellt werden kann) eingebracht. An der Übergangsstelle eines solchen PN-Überganges entsteht also eine Diode. Die zur Dotierung verwendeten 5- bzw. 3-wertigen Stoffe werden in einer Konzentration von etwa 10^{13} bis $10^{19}/\text{cm}^3$ zugegeben. Damit liegt die Dotierung erheblich über der Zahl der Rest-Fremdatome und bestimmt damit den Leitungsmechanismus. Außer der Leitfähigkeit durch die zugeführte Dotierung entstehen immer noch Elektronen/Löcherpaare durch die thermische Bewegung der Atome. Man spricht hier von der Eigenleitfähigkeit. Für Ge beträgt die diese Eigenleitfähigkeit kennzeichnende Zahl von Elektronen/Löcherpaaren (Intrinsiczahl) = $2,5 \cdot 10^{13}/\text{cm}^3$ bei 300 K (entspricht etwa der Zimmertemperatur von 27 °C). Es gilt das Gesetz:

$$n_N \cdot n_P = n_i^2 \quad (1)$$

n_N = Anzahl der freien Elektronen
 n_P = Anzahl der freien Löcher
 n_i = Intrinsiczahl

Werden nun z.B. durch die Dotierung im N-Gebiet 10^{16} Dotierungsatome zugeführt, was zu ebenfalls 10^{16} freien Elektronen führt, so bleiben

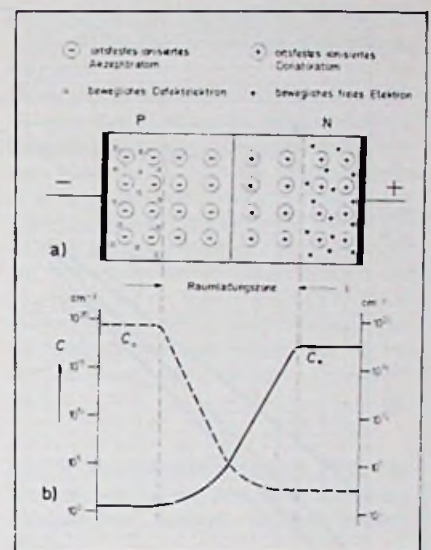


Bild 2. In Sperrichtung vorgespannter PN-Übergang mit Ladungsverteilung (a) und Konzentrationsverteilung der freien Ladungsträger (b)

Die durch die Dotierung hervorgerufene Leitfähigkeit, hier also freie Elektronen, bezeichnet man auch als Majoritätsträger-Leitfähigkeit; die übrigbleibende Restleitfähigkeit der Löcher als Minoritätsträger-Leitfähigkeit. Da die Intrinsiczahl stark von der Temperatur abhängt, gilt dies auch für die Minoritätsträger-Leitfähigkeit. Bei einem PN-Übergang, wo also eine Zone mit starker N-Dotierung an eine Zone mit starker P-Dotierung (beide Dotierungen müssen aber keineswegs gleich groß sein) anstoßt, diffundieren nun Überschußladungsträger infolge des Konzentrationsgefälles und der Wärmebewegung in die jeweils andere Zone hinüber. Es diffundieren also Elektronen vom N-Gebiet in das P-Gebiet und Löcher vom P-Gebiet in das N-Gebiet. In der Übergangszone, der Raumladungszone, rekombinieren nun diese verschiedenen Ladungsträger miteinander (also z.B. Elektronen in der P-Zone mit dort befindlichen freien Löchern usw.), so daß dort eine Zone mit sehr geringer Leitfähigkeit infolge der Verarmung an Ladungsträgern

Bisher erschienen in diesem Jahr folgende Abschnitte:

Themen	Hefte
Allgemeine Grundlagen passiver Bauelemente	4,5
Widerstände	5,6,7
Kondensatoren	8,9,11,13
Spulen	14,15,17,20

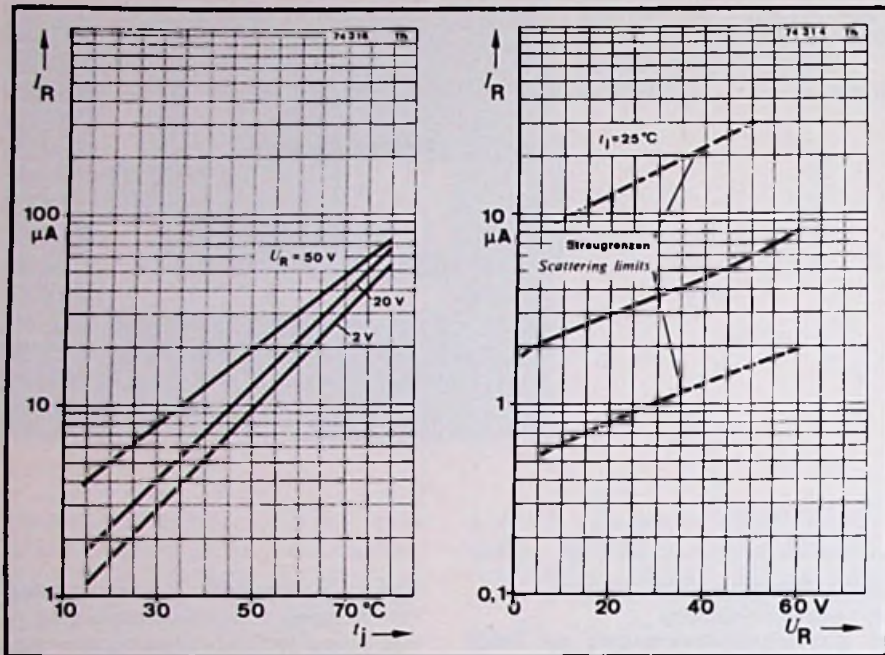


Bild 3. Temperaturabhängigkeit (links) und Spannungsabhängigkeit (rechts) des Sperrstromes für eine Ge-Diode

entsteht. Durch die bleibenden Ladungen der ortsfesten Ionen kommt dieser Diffusionsprozess schließlich zum Stillstand.

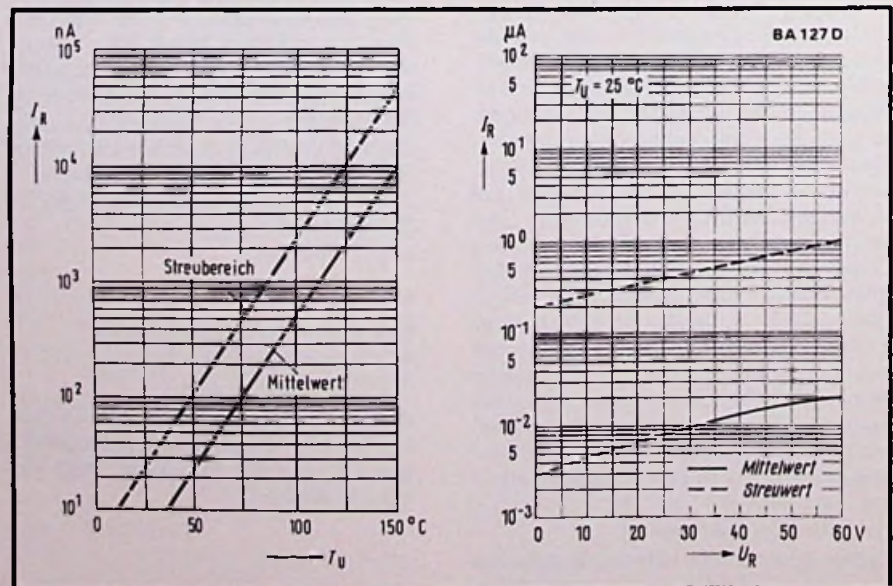
In Bild 1 ist schematisch ein solcher PN-Übergang im stromlosen Zustand (keine außen angelegte Spannung) dargestellt. Teilbild a zeigt die Ladungsverteilung, Teilbild b die Konzentrationsverteilung der freien Ladungsträger. Es sei bemerkt, daß Bild 1 keineswegs eine räumliche Zeichnung eines wirklichen PN-Überganges darstellt, da die Raumladungszone in Wirklichkeit gegenüber den Abmessungen des gesamten Halbleiterplättchens äußerst dünn ist (Größenordnung von 1/1000 mm).

Wird nun eine äußere Spannung in Sperrrichtung angelegt, (der Pluspol wird mit dem N-Gebiet und der Minuspol mit dem P-Gebiet verbunden), so werden die freien Ladungsträger von der jeweiligen entgegengesetzten Ladung angezogen. Damit verarmt die innere Schicht an Ladungsträgern, und die Raumladungszone wird vergrößert. Bild 2 zeigt diesen Zustand.

Bei genügend großer Sperrspannung fließt nur noch ein von den Minoritätsträgern herführender Sperrstrom durch die Diode. Dieser Sperrstrom steigt mit steigender Temperatur an, was schon erwähnt wurde. Da die Intrinsiczahl für Si $6,8 \cdot 10^{10}/\text{cm}^3$ viel kleiner als für Ge $2,5 \cdot 10^{13}/\text{cm}^3$ ist, muß nach Gl. 1 auch dort der Sperrstrom wesentlich geringer sein. Bild 3 zeigt die Temperaturabhängigkeit des Sperrstromes (links) und die Spannungsabhängigkeit (rechts) für eine Ge-Diode und Bild 4 die Temperaturabhängigkeit (links) und die Spannungsabhängigkeit (rechts) für eine Si-Diode.

Theoretisch müßte der Sperrstrom unabhängig von der angelegten Sperrspannung konstant bleiben, aber durch Verunreinigungen im Kristall und an der Oberfläche steigt der Sperrstrom mit steigender Spannung doch etwas an. Wie aus den Kennlinien nach Bild 3 und 4 zu ersehen ist, verdoppelt sich der Sperrstrom etwa bei einer Temperaturerhöhung um 10 °C.

Bild 4. Temperaturabhängigkeit (links) und Spannungsabhängigkeit (rechts) des Sperrstromes für eine Si-Diode (unterschiedliche Typen)



Wie aus Bild 2 prinzipiell zu erkennen ist, vergrößert sich beim Anlegen der Sperrspannung die Sperrschicht. Da jede Anordnung, bei der sich zweierlei Ladungen gegenüber stehen, eine Kapazität darstellt, ändert sich also bei der Halbleiterdiode die Sperrschichtkapazität mit der Höhe der angelegten Sperrspannung und zwar so, daß mit steigender Sperrspannung die Kapazität kleiner wird.

Vergleicht man die Sperrströme von Ge- und Si-Dioden miteinander, so ergeben sich (z.B. bei $T_U = 25^\circ\text{C}$ und $U_R = 30\text{V}$) für Ge 3 A und für Si 10 nA. Selbstverständlich sind dies nur Werte für bestimmte Typen bei einem gegebenen Arbeitspunkt, aber prinzipiell liegen die Werte für den Sperrstrom bei Si-Dioden um 2 bis 3 Größenordnungen niedriger als bei Ge-Dioden. Wie weit durch entsprechende Herstellungsverfahren der Sperrstrom erniedrigt werden kann, sollen die Kennlinien von Bild 5 zeigen. Hier liegen die Sperrströme bei einem vergleichbaren Arbeitspunkt nochmals um 3 Größenordnungen niedriger, und zwar bei 1.2 Pico-Ampere (10^{-12}A). Wenn dies auch eine Ausnahme ist, so soll doch gezeigt werden, was durchaus im Bereich des Möglichen liegt (Typ BAV 45 von Valvo).

Wird die Sperrspannung weiter gesteigert, so wird der Sperrstrom von einer bestimmten Grenze an erheblich größer, um dann bei weiterer Steigerung der Sperrspannung auf sehr hohe Werte zu steigen. Man bezeichnet dies auch als den Durchbruch der Diode. Dieses Ansteigen des Sperrstromes im Durchbruchgebiet kann allmählich erfolgen, wobei die Ursachen Störstellen im Kristall mit der damit verbundenen lokalen Er-

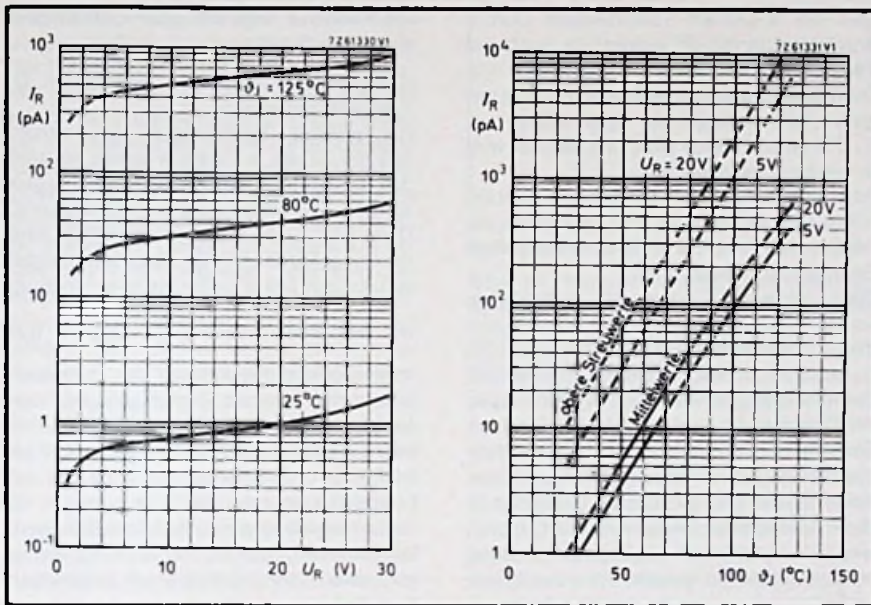


Bild 5. Sperrstromkennlinien für eine Picoampere-Diode

wärmung oder auch Verunreinigungen an der Oberfläche sein können. Teilweise schlägt die zu hohe Spannung auch an der Oberfläche über. Die maximal anzulegende Sperrspannung muß also entsprechend weit vom Durchbruchgebiet entfernt sein. Es gibt aber auch „stoßspannungsfeste“ Dioden (auch Avalanche-Dioden oder Dioden mit kontrolliertem Durchbruchverhalten genannt), bei denen Störstellen im Kristall und an der Oberfläche weitgehend vermieden sind; außerdem ist die Oberfläche so ausgebildet, daß ein Oberflächendurchbruch erst oberhalb des Volumendurchbruchs auftreten kann. Dadurch wird erreicht, daß der Sperrstrom mit steigender Sperrspannung weniger stark zunimmt als bei normalen Dioden und erst bei nennenswert höherer Spannung lawinenartig ansteigt (avalanche breakdown – Lawinendurchbruch).

Bei diesem Lawinendurchbruch verteilt sich der Sperrstrom gleichmäßig über die ganze Kristallfläche und erwärmt damit auch das ganze Volumen gleichmäßig. Spannungsspitzen bestimmter Höhe und Energie werden deshalb ohne Gefahr der Zerstörung aufgenommen und in Verbindung mit den Impedanzen des Stromkreises auf den Wert der Durchbruchspannung begrenzt. Bild 6 zeigt zum Vergleich die Sperrkennlinien einer herkömmlichen Diode und die einer stoßspannungsfesten Diode. Solche stoßspannungsfesten Si-Dioden können zur Begrenzung von hohen bis mittleren Spannungen, wie sie z.B. beim Abschalten einer Induktivität entstehen, verwendet werden. Bild 7 zeigt die Durchbruchkennlinien einer Kontaktschutzdiode BAX 12. Hier wird die

am Schaltkontakt auftretende Spannung auf maximal 120..200 V (je nach Streugrenze) begrenzt.

Diese steil verlaufende Durchbruchkennlinie wird aber nicht nur für gelegentlich auftretende Überspannungen ausgenutzt, sondern auch als Z-Dioden zur Spannungsstabilisierung im Niederspannungsbereich. Der Steilanstieg des Sperrstromes beruht bei beidseitig stark dotierten PN-Übergängen auf dem Zener-Effekt. Dieser besagt, daß bei hinreichend hohen Feldstärken z.B. Elektronen aus dem P-Gebiet in das N-Gebiet gelangen können, indem sie die Potentialschwelle durchtunneln (Tunnel-Effekt).

Bild 6. Sperrstromkennlinien einer herkömmlichen (oben) und einer stoßspannungsfesten (unten) Si-Gleichrichterdiode

Parameter: Tablettentemperatur

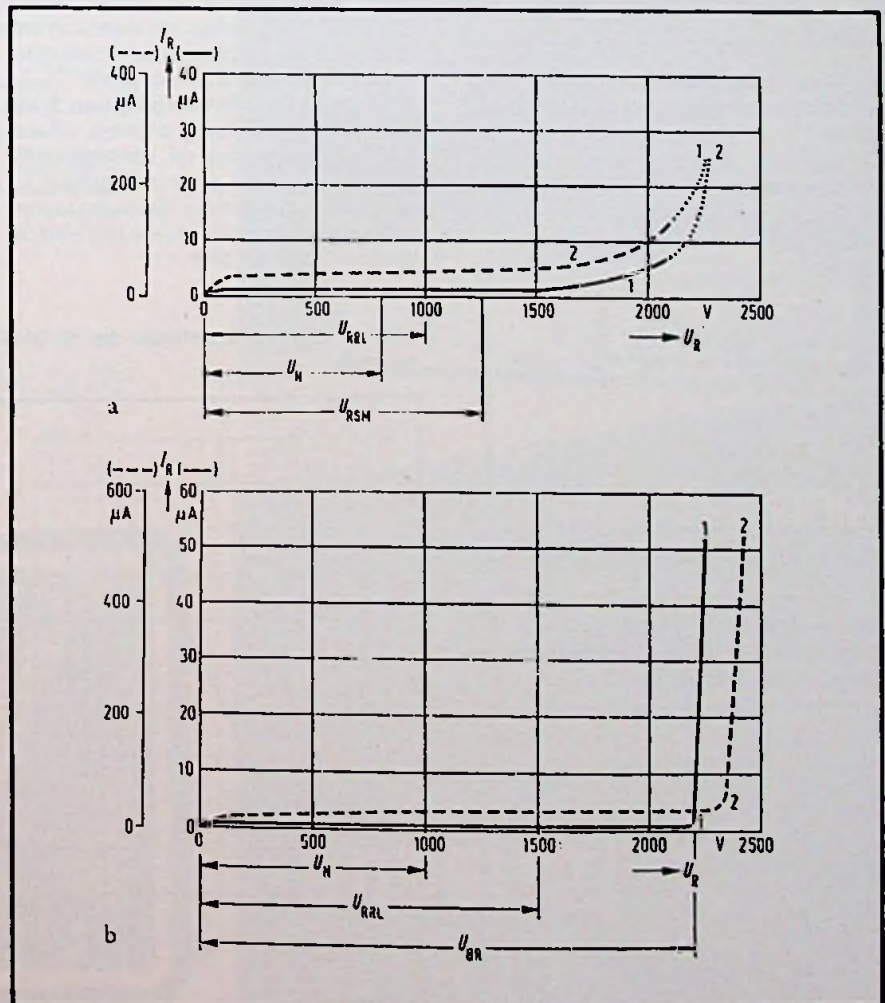
1 $\theta_T = 20^\circ\text{C}$ 2 $\theta_T = 150^\circ\text{C}$;

U_N = Nennspannung

U_{RRL} = Periodische Sperrspannung

U_{RSM} = Stoßspitzenspannung

U_{BR} = Durchbruchspannung



Bei einseitig weniger hoch dotierten PN-Übergängen beruht der steile Sperrstromanstieg auf dem Lawinen (Avalanche-) Effekt. Die freien Ladungsträger werden dabei im elektrischen Feld der Raumladungszone so stark beschleunigt, daß sie aus dem Kristallgitter weitere Elektronen-Löcher-Paare heraus schlagen. Bild 8 zeigt den kompletten Verlauf der Kennlinien einer Z-Diode.

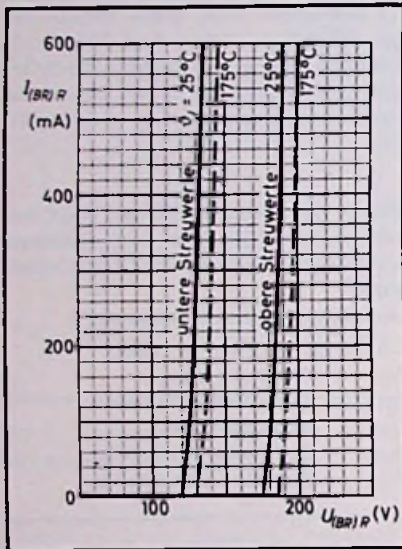


Bild 7. Durchbruchkennlinien einer stoßspannungsfesten Si-Kontaktschutzdiode

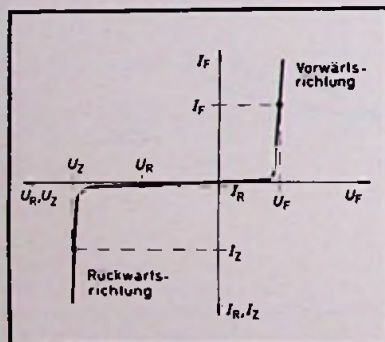
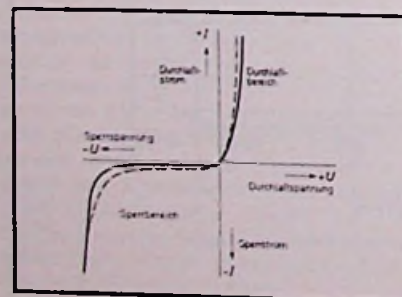


Bild 8. Kennlinienverlauf einer Z-Diode

Bild 9. Komplette Kennlinie einer Halbleiterdiode (— bei Raumtemperatur; - - bei erhöhter Temperatur)



Daß bei Z-Dioden verschiedene Durchbruchmechanismen wirken, ist auch am Temperaturkoeffizienten zu ersehen. Für Durchbruchspannungen unter 5 V ist er negativ (Tunneleffekt); bei Spannungen um 5...7 V geht er durch Null, und darüber wird er positiv (Lawineneffekt).

Aber nicht nur eine hohe Feldstärke oder erhöhte Temperatur kann den Sperrstrom erhöhen; dies kann auch durch anderweitige Energiezufuhr geschehen.

Wird Lichtenergie geeigneter Wellenlänge einem PN-Übergang zugeführt, so wird auch dadurch das Entstehen von Elektronen-Löcherpaaren gefördert. Erfolgt dies innerhalb der hochohmigen Raumladungszone eines PN-Überganges, so wandern unter dem Einfluß eines vorhandenen elektrischen Feldes die Elektronen bevorzugt in das N-leitende Gebiet und die Löcher bevorzugt in das P-leitende Gebiet des Kristalls. Dadurch wird die ursprünglich vorhandene Verteilung der Ladungsträger gestört. Wird von außen keine Spannung an den PN-Übergang gelegt, so nehmen Katode und Anode zur Einstellung eines neuen Gleichgewichtszustandes unterschiedliches Potential an; es entsteht eine elektromotorische Kraft (EMK), und der PN-Übergang wirkt als Fotoelement. Ist jedoch von außen eine Spannung in Sperrichtung angelegt, so erhöht sich entsprechend dem Lichteinfall der Sperrstrom. Die Diode wirkt dann als Fotodiode.

Wird nun an den PN-Übergang eine Spannung in Durchlaßrichtung angelegt, so wird die Raumladungszone mit Ladungsträgern überschwemmt und dadurch abgebaut. Es erfolgt ein mit steigender Spannung exponential ansteigender Strom, wie Bild 9 für die gesamte Kennlinie zeigt.

Die Kennlinie folgt mit guter Übereinstimmung der Gleichung:

I_R angelegte Spannung, I_R Sperrstrom, U_T Temperaturspannung

Für positive Spannungen von einigen 100 mV ist die e-Funktion schon so groß, daß die Größe -1 dagegen vernachlässigbar ist. ($e^5 = 150$ für $U = 5 U_T \approx 130...250$ mV). Dann folgt die Funktion für den Strom einer reinen e-Funktion. Für Sperrspannungen von einigen 100 mV oder mehr ist wiederum

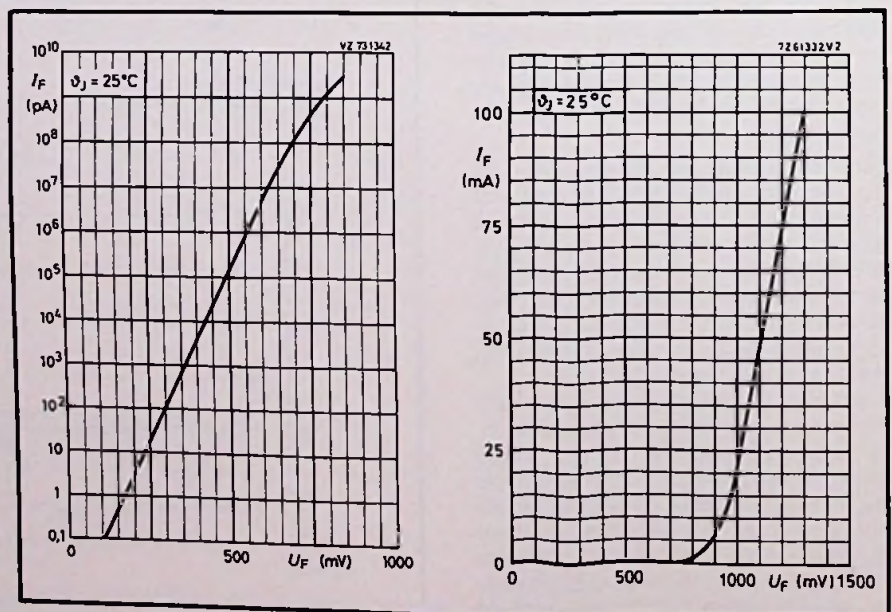
der Wert des Terms $e^{-\frac{U}{U_T}}$ so klein, daß

(zumindestens theoretisch) der (negative) Sperrstrom konstant und unabhängig von der Sperrspannung wird. Wie schon erwähnt, ist dies praktisch nicht ganz der Fall. Infolge der unterschiedlichen Werte für n_1 bei Si und Ge ist auch der Sperrstrom I_R für beide Halbleitertypen unterschiedlich groß. Das bedeutet, daß bei Ge nach Gl. 2.2 eine geringere Spannung U für einen bestimmten Durchlaßstrom angelegt werden muß als bei Si.

Das zeigen auch die Kennlinien. Bild 10 zeigt die Durchlaßkennlinien einer Si-Diode BAV 45 von Valvo im logarithmischen und linearen Maßstab. Im logarithmischen Maßstab kann der streng logarithmische Verlauf (eine Gerade bei logarithmischer Teilung für den Strom) gut erkannt werden. Bei größeren Strömen biegt die Kennlinie infolge der Wirkung des Bahnwiderstandes vom theoretisch zu erwartendem Verlauf ab (bei dieser Picoampere-Diode ist dies schon bei $I = 100 \mu A$ der Fall, bei anderen Dioden erst bei sehr viel größeren Strömen).

Im linearen Maßstab daneben erkennt man die „Schwellspannung“ von durchwegs

Bild 10. Durchlaßkennlinien der Si-Diode BAV 45 im logarithmischen und linearen Maßstab



0,5...1 V für Si-Dioden. Unter Schwellspannung versteht man eine solche Spannung in Durchlaßrichtung, von der an ein „merkbarer“ Durchlaßstrom fließt. Was nun ein merkbarer Strom ist, hängt von der Definition ab. Im allgemeinen versteht man darunter mindestens die Größenordnung Milliampere. Wie aus Bild 9 zu erkennen ist, wird der Durchlaßstrom (bei erkannter Spannung) mit steigender Temperatur größer. Da der Sperrstrom mit steigender Spannung ansteigt, muß also nach Gl. 2 auch der Durchlaßstrom bei steigender Temperatur größer werden. Oder anders betrachtet: bei konstantem Strom muß bei steigender Temperatur die angelegte Spannung kleiner werden. Dieser Temperaturkoeffizient (auf konstanten Strom bezogen) beträgt etwa 2 mV/°C.

Wird nun eine Diode dauernd zwischen Durchlaß- und Sperrzustand umgeschaltet, so erfolgt diese Umschaltung keineswegs trägeheitslos. Es entsteht sowohl beim Einschalten wie auch beim Ausschalten eine Verzögerung. Die hierbei verstreichenden Zeiten liegen im Bereich von Mikrosekunden bis Nanosekunden und hängen außer von

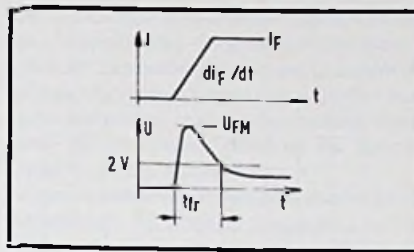


Bild 11. Verlauf des Stromes und der Spannung einer Diode beim Einschalten

der Eigenschaften der Diode selbst auch von der äußeren Beschaltung ab.

Bild 11 zeigt den Einschaltvorgang. Je nach der Größe der Anstiegsgeschwindigkeit des Stromes und der Sperrschichttemperatur wird die nach dem Einschalten anliegende Spannung beträchtlich größer als die nach Ablauf der Einschaltzeit anliegende Flußspannung. In Bild 12 sind typische Kennlinien für die Einschaltverzögerung und die Einschaltspannung gezeigt. Diese Überspannung verursacht eine Verlustleistung beim Einschalten. Da die Spitzendurchlaßspannung aber nicht allzu hoch ist und die

Zeit nur in der Größe von Mikrosekunden liegt, kann diese Einschaltverlustleistung meistens gegenüber den anderen Komponenten der Verlustleistung (Verlustleistung im eingeschalteten Zustand und Ausschaltverlustleistung) vernachlässigt werden.

Beim Ausschalten kann die Diode nicht sofort wieder in den gesperrten Zustand übergehen. Es entsteht nach dem Ausschaltvorgang zunächst ein negativer Sperrstrom von der Größe des Flußstromes, der erst nach Ablauf der Sperrverzögerungszeit in den normalen Dauersperrstrom übergeht. Bild 13 zeigt einen typischen Ausschaltvorgang.

Daß hier eine beträchtliche Verlustleistung bei großem Strom und hoher Sperrspannung entstehen kann, dürfte klar sein. Wenn auch die Zeitdauer der Sperrverzögerungszeit je nach der Schaltung und den Eigenschaften der Diode im Bereich von 10^{-6} s bis 10^{-9} s liegt, so kann die bei hoher Wiederholfrequenz entstehende Wärme in der Diode doch oft nicht vernachlässigt werden.

Um alle Eigenschaften einer Diode verstehen und diese auch für den jeweiligen An-

für Kfz., Maschinen, Werbung
PVC-Klebeschilder
 FIRMEN-BAU- u. Magnet-Schilder
 BICHLMEIER 82 Ro-Kastenau
 Erlenweg 17· Tel. 080 31/31315-71925

Redaktionsschluß
 für Neuheitenberichte:
 am 1. und 15. jeden Monats

Einfacher, schneller,
 preiswerter, alles für
 den FS-Service
 u. Antennenbau. Liste
 kostenlos
Ihr Vorteil

Rauschhuber
 Fachgroßhandlung
 Gaußstr. 2, 83 Landshut,
 Telefon 08 71/7 13 88

Anzeigenschluß
 für FUNK-TECHNIK Heft Nr. 3/78
 ist am 16. 1. 78

Elektronische Orgeln zum Selbstbau

Dr. Böhm-Orgeln sind unübertroffen vielseitig.

Sägezahn-, Rechteck- und Sinuserzeugung, 10chörig, voller Orgelklang und echte Instrumental-Klangfarben, alle modernen Spezialeffekte, Schlagzeug, BOHMAT.

Bauen Sie sich für wenig Geld Ihre Superorgel selbst!

Schon Zehntausende vor Ihnen, meist technische Laien, haben gebaut und sind begeistert!

Dr. Böhm
 Elektronische Orgeln und Bausätze - Postf. 21 09/14/24
 4950 Minden, T. 05 71/5 20 31

Gratis-Katalog anfordern!

Viel Tisch

viel Technik

mit Ensslin-Eckaufbauten.

Bitte sehen Sie selbst: in diesem großen Eckaufbau sind 6 Ensslin-Compact-Cassetten nutzbar, im kleinen 5, fast so viel wie in einem durchgehenden Aufbau. An solch einem Platz kann man sich mit Geräten, Plänen u. a. richtig breit machen. Ganz ideal für den Service und für die Handwerkskammern. Ja, die umfassenden Ensslin-Laborsysteme sind voll guter Ideen.

Fragen Sie in jedem Fall erst

ENSSLIN
 LABORSYSTEME

Ensslin GmbH & Co
 Laborsysteme KG
 Kocherstr. 35
 7080 Aalen 1
 Telefon (07361) 620 89
 Telex 7 13719 gead

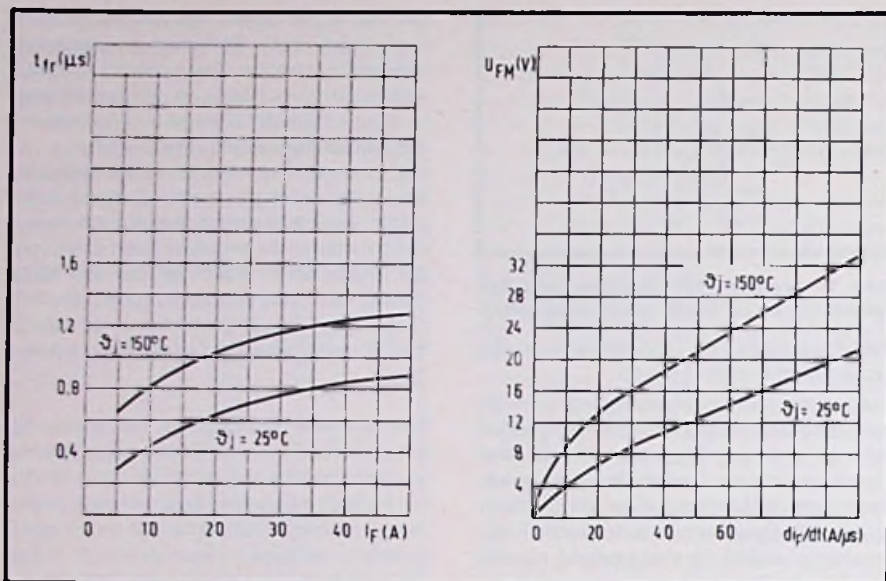


Bild 12. Einschaltverzögerungszeit in Abhängigkeit vom Durchlaßstrom und Spitzendurchlaßspannung in Abhängigkeit von der Stromanstiegsgeschwindigkeit

wendungsfall optimieren zu können, ist es zweckmäßig, sich ein Ersatzschaltbild zu machen, das wenigstens näherungsweise das Verhalten der Diode richtig wiedergibt. Da manche Diodenarten entweder nur im Durchlaß- oder auch nur im Sperrzustand betrieben werden, ist es zweckmäßig und auch übersichtlicher, sich zwei getrennte Ersatzschaltbilder für diese beiden Betriebsarten zu machen. Bild 14 zeigt diese Ersatzschaltbilder.

Wenn auch die beiden Teilbilder von Bild 14 gleich aussehen, so sind doch die wesentlichen Komponenten verschieden. Die Induktivität L (Zuleitungsinduktivität) kann meistens vernachlässigt werden, da sie nur bei sehr hohen Frequenzen in Erscheinung tritt. Der Widerstand R_b ist im wesentlichen (außer dem sehr kleinen Widerstand der Zuleitung zur Sperrschicht, der wohl meistens vernachlässigt werden kann) der Widerstand der Bahnschicht im Halbleiter bis zur dünnen Sperrschicht selbst. Der Diffusionswiderstand R_D berechnet sich zu

$$R_D = \frac{U_T}{I_F} \quad (3)$$

U_T siehe Gl. 2

I_F = Strom in Durchlaßrichtung

Für die Diffusionskapazität erhält man

$$C_D = \frac{T_p \cdot I_F}{U_T} \quad (4)$$

T_p , Trägerlebensdauer (Größenordnung $10^{-9} \dots 10^{-6}$ s, meistens nicht bekannt)

Wird also eine Diode in Durchlaßrichtung betrieben, so wird sowohl der kapazitive wie

auch der ohmsche Anteil des Durchlaßwiderstandes bei steigendem Strom immer kleiner. Bei relativ sehr großen Strömen bleibt schließlich dann nur noch der Bahnwiderstand R_b übrig. Die Diffusionskapazität liegt im Bereich von einigen 100 pF bis zu Nanofarad.

Im Sperrzustand weist die Diode den hochohmigen Sperrwiderstand R_R und die kleine Sperrschichtkapazität C_s auf. Die Kapazität C_s berechnet sich zu

$$C_s = \frac{K}{(U_R + U_D)^n} \quad (5)$$

K = Herstellungskonstante

U_R = Sperrspannung

U_D = Diffusionsspannung U_R

n = Exponent (0,3...0,75 je nach Typ)

Wie schon erwähnt, wird also die Sperrschichtkapazität mit steigender Spannung am PN-Übergang kleiner. Diese Sperrschichtkapazität kann bei Höchstfrequenzgleichrichterdiode einige Zehntel-Picofarad betragen, aber auch bis zu Nanofarad gegen.

Ehe nun die einzelnen Diodenarten mit ihren wesentlichen Anwendungen und den grundlegenden Dimensionierungsgrößen näher betrachtet werden, soll zunächst ein kurzer Überblick zeigen, was es alles unter dem Begriff einer Diode gibt.

Ge-Spitzen- und Golddrahtdioden. Wegen der sehr kleinen Kapazitäten und der kleinen Diffusionsspannung werden diese Dioden zur Gleichrichtung von HF-Spannungen bis zu höchsten Frequenzen eingesetzt.

Si-Gleichrichterdiode. Hier werden ausschließlich Si-Dioden eingesetzt. Es gibt

Gleichrichterdiode für Ströme von 1 A bis zu mehreren 100 A und Spannungen von 50 V bis über 1000 V. Sollen noch höhere Spannungen gleichgerichtet werden, so müssen mehrere Einzeldioden in Reihe geschaltet werden. Arbeitet der Gleichrichter auf einen Ladekondensator, so müssen die Dioden stoßstromfest sein. Sollen hohe Frequenzen bis rd. 100 kHz verarbeitet werden, so müssen die Schaltzeiten besonders klein sein.

Si-Z-Dioden. Diese Dioden arbeiten grundsätzlich im Durchbruchgebiet in Sperrichtung. Die Durchbruchspannung liegt je nach Herstellungsverfahren zwischen einigen Volt und rd. 200 V. Sie werden in großem Maße in Stabilisierungsschaltungen eingesetzt und können durch entsprechend ausgelegte Schaltung eine sehr stabile Vergleichsspannung liefern.

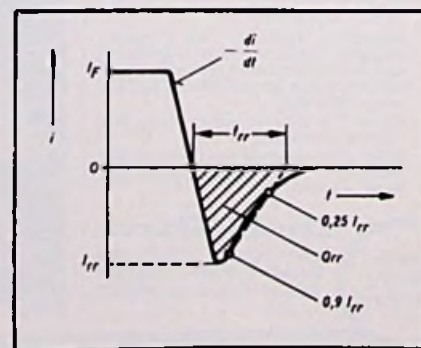
Si-Universal- und Schaltdioden. Diese Dioden werden bei kleinen Leistungen in Schallkreisen eingesetzt, bei denen es auf eine rasche Umschaltung zwischen Durchlaß- und Sperrbetrieb ankommt. Kleine Kapazitäten und geringe Schaltzeiten sind hier besonders wichtig.

Si-Schaltdioden. Bei diesen Dioden spielt die Schaltzeit keine Rolle, da sie mittels eines langsamen mechanischen Schalters zwischen Durchlaß- und Sperrzustand geschaltet werden. Da die Schaltdioden sowohl in NF- wie auch in HF-Kreisen die mechanischen Umschalter ersetzen sollen, müssen sie möglichst ideal den Ein-Aus-Zustand realisieren, d.h. der Durchlaßwiderstand muß möglichst klein und der Sperrwiderstand möglichst groß sein. Das bedeutet eine sehr kleine Sperrschichtkapazität und eine große Diffusionskapazität.

Si-Kapazitätsdioden. Auch diese Dioden werden ausschließlich in Sperrichtung be-

Bild 13. Stromverlauf beim Umschalten einer Si-Diode vom Durchlaß in den Sperrzustand

- I_F = Durchlaßstrom
- I_{rr} = Rückstromspitze
- t_{rr} = Sperrverzögerungszeit
- Q_{rr} = Sperrverzögerungsladung
- d_i = Stromsteilheit
- d_t = Stromsteilheit



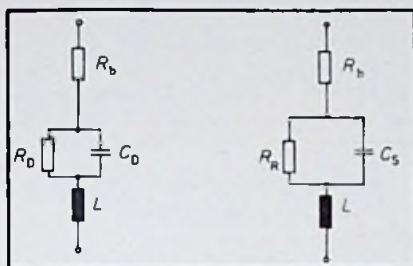


Bild 14. Ersatzschaltbild für den Durchlaßzustand (links) und den Sperrzustand (rechts) einer Diode

trieben, wobei diesmal eine möglichst große Sperrschichtkapazität realisiert werden muß. Diese Kapazität soll nur von der Sperrspannung (bis rd. 30 V) abhängig und sonst möglichst konstant sein.

Si-PIN-Dioden. Diese Dioden haben zwischen den beiden dotierten P- und N-Zonen noch eine extrem hochohmige, fast eigenleitende (intrinsic) Schicht. Sie lassen sich als Schaltioden mit sehr kleinen Schaltzeiten verwenden. Wird eine solche PIN-Diode mit einem Gleichstrom in Durchlaßrichtung betrieben, so wird in der I-Zone eine dem Durchlaßstrom proportionale Ladung gespeichert. Die so mit Ladungsträgern überschwemmte I-Zone stellt für Hochfrequenz ab rd. 10 MHz einen in weiten Grenzen mit dem Durchlaßstrom steuerbaren Widerstand dar.

Foto-Dioden. Die schon erwähnte Wirkung der Lichtabsorption auf einen PN-Übergang wird bei den Fotodioden ausgenutzt. Der Sperrstrom bei angelegter Sperrspannung ist näherungsweise der Lichtintensität proportional. Bei einem Fotoelement (d.h. bei Betrieb der Fotodiode ohne Sperrspannung) entsteht eine Umwandlung der Lichtenergie in elektrischen Strom (Solarbatterie). Hier ist der Kurzschlußstrom weitgehend proportional der Lichtintensität.

Leuchtdioden. Diese Dioden werden durchwegs aus 3-5-Verbindungen hergestellt, da nur dort der Effekt der Lichtemission genügend groß ist. Es gibt Leuchtdioden in roter, gelber und grüner Leuchtfarbe sowie Dioden, die unsichtbares Infrarotlicht ausstrahlen. Blaue Leuchtdioden sollen in der Entwicklung sein, sind aber noch nicht lieferbar. Einen großen Anwendungsbereich bieten LED-Anzeigen; bei ihnen sind kleine Leuchtdioden in mehreren Segmenten angeordnet. Durch entsprechende Ansteuer-schaltungen lassen sich damit alle Zahlen und auch Buchstaben darstellen. Eine spezielle Abart der Leuchtdioden stellen die Laser-Dioden dar. Diese erzeugen bei Stromdurchgang stark gebündeltes monochromatisches Laserlicht.

Schottky-Dioden. Diese Dioden, auch Hot-Carrier-Diode genannt, haben anstelle eines PN-Überganges einen Metall-Halbleiterkontakt. Da bei diesen Dioden der Stromdurchgang ausschließlich auf dem Transport von Elektronen beruht, entfallen damit die

bei PN-Dioden auftretenden Speichereffekte. Deshalb sind Schottky-Dioden besonders für Höchstfrequenzanwendungen geeignet. Außerdem haben diese Dioden auch eine wesentlich kleinere Schwellspannung, was sie besonders geeignet für die HF-Gleichrichtung machen.

Varaktor-Dioden. Diese sind auch Kapazitätsdioden, die aber im Gegensatz zu den üblichen, den Abstimmkondensator ersetzenden Kapazitätsdioden, mit großer HF-Amplitude betrieben werden. Die dadurch entstehenden Oberwellen werden zur Frequenzvervielfachung im Höchstfrequenzgebiet benutzt. Außerdem werden Varaktordioden in parametrischen Verstärkern zur Verstärkung hochfrequenter Signale benutzt.

Speicher-Schaltiode. Auch Step-recovery-Diode oder Snap-off-Diode oder Speicher-Varaktor genannt. Bei dieser Diode fällt der negative Ausräumstrom, wenn die Diode vom Durchlaßzustand in den Sperrzustand geschaltet wurde, nicht, wie in Bild 13 gezeigt wurde, allmählich ab, sondern extrem abrupt in Bruchteilen einer Nanosekunde. Damit können Impulse sehr hoher Frequenz erzeugt werden.

Tunneldioden. Bei diesen Dioden wird durch eine extrem hohe Dotierung ein Kennlinienverlauf erzielt, der einen Ast negativen Widerstandes enthält. Damit eignen sich solche Bauelemente zur Verstärkung und Schwingungserzeugung bei sehr hohen Frequenzen. Als Material zur Herstellung von Tunneldioden werden Ge, Si und GaAs benutzt.

Lawinen-Laufzeit-Dioden. Auch Impatt-Dioden genannt. Als Material wird Si oder GaAs verwendet, wobei mehrere, verschiedenen hoch dotierte Schichten aufeinanderfolgen. Diese Diode wird ähnlich einer Z-Diode im Durchbruchbereich betrieben. Durch Stoßionisation in der Diodenschicht werden Stromimpulse erzeugt, die einen angeschlossenen Schwingkreis entdämpfen können. Dadurch kann diese Diode als Mikrowellengenerator eingesetzt werden.

Gunn-Dioden. Gunn-Dioden sind Halbleiterbauelemente, die keinen eigentlichen PN-Übergang haben, sondern nur eine Schichtfolge verschieden dotierter N-Zonen. Sie bestehen aus GaAs, InP oder CdTe. Durch die spezielle Anordnung des Kristalls bilden sich Raumladungswolken von Elektronen aus, die durch den Kristall laufen. Die

Wer möchte sich im Rahmen der Entwicklung von Farb- und Schwarzweiß-Fernsehgeräten mit Aufgaben aus der

Ablenk-Technik

beschäftigen?

Wir denken an jüngere

Diplom- oder Fachschul-Ingenieure

die schon viel Erfahrung besitzen und nachweisen können, daß wir ihnen sofort hochinteressante Aufgaben in der Unterhaltungselektronik übertragen können.

Wenn Sie sich für das o. g. Sachgebiet interessieren, schreiben Sie bitte an den Leiter unserer Fernseh-Entwicklung, Herrn C. Trowitzsch, im Hause.

NORDMENDE

Norddeutsche Mendel Rundfunk KG
Funkschneise 5-9, 2800 Bremen 44

Gunn-Diode wird ebenfalls zur Erzeugung von Mikrowellen, z.B. für Radargeräte, benutzt.

Triggerdioden und Vierschichtdioden. Diese Dioden stellen Bauelemente aus mehreren PN-Übergängen dar, die in ihrer Wirkungsweise mehr den Thyristoren ähneln. Da sie aber nur zwei Anschlüsse haben, zählen sie noch zu den Dioden. Ihre Spannungs-Strom-Kennlinie ähnelt zunächst einer in Sperrichtung betriebenen einfachen Diode. Nach der Durchbruchspannung schließt sich jedoch ein Ast negativen Widerstandes an. Dadurch steigt der Durchlaßstrom stark an. Ein bis zur Durchbruchspannung geladener Kondensator wird dann plötzlich fast ganz entladen, was einen starken Stromimpuls darstellt. Deshalb eignen sich solche Dioden gut zur Zündung von Thyristoren. (Wird fortgesetzt)

Technische Druckschriften

Bauteile für die Elektronik. Ein neuer Katalog über mechanische Miniatur-Bauteile aus dem Lieferprogramm der TKW-Elektronik GmbH, Düsseldorf, liegt jetzt vor.

Leistungshalbleiter. Ein neues Datenbuch mit technischen Einzelheiten von rd. 900 Halbleitertypen mit einem Umfang von 540 Seiten brachte RCA heraus. Schutzgebühr: 21,15 DM + 5,5 % MWSt.

Batterien. Ein neuer Batteriekatalog von Philips umfaßt 14 Seiten DIN A 4.

Meßgeräte. Der neue Meßgerätecatalog 1978 von Rohde & Schwarz hat 280 Seiten Umfang.

Bausätze. Ein neuer 40seitiger Katalog von Heathkit enthält mehr als 200 Anregungen zum Bauen elektronischer Geräte.

19"-Baugruppenträger. Die Druckschrift „Das Europa-System“ der Schroff KG enthält den gesamten Bereich der 19"-Baugruppenträger zur Aufnahme von Leiterplatten im Europaformat sowie steckbare Baugruppen und Gehäuse mit Verdrahtungstechnik.

Kurse und Lehrgänge

25.-27.1.1978
Einführung in die Elektronik
 Ort: Ostfildern
 Veranstalter: Technische Akademie Esslingen

30. - 31. 1. 1978
Magnetische Signal- und Datenaufzeichnung
 Ort: Ostfildern
 Veranstalter: Technische Akademie Esslingen

1.-3.2.1978
Aktuelle Probleme der Technischen Akustik
 Ort: Ostfildern
 Veranstalter: Technische Akademie Esslingen

1.-3.2.1978
Funk-Entstörung
 Gesetzliche Grundlagen, Physik der Funkstörer und der Entstörtechnik, Bauelemente, Meßgeräte und Meßtechnik
 Ort: Ostfildern
 Veranstalter: Technische Akademie Esslingen

20.-21.2.1978
Worst-Case-Berechnung von Stabilisierungsschaltungen - Geregelte Netzgeräte
 Ort: Ostfildern
 Veranstalter: Technische Akademie Esslingen

22.-24.2.1978
Digitaltechnik mit integrierten Schaltungen I
 Ort: Ostfildern
 Veranstalter: Technische Akademie Esslingen

1.-2.3.1978
Optoelektronik, Teil I: Sichtbares Licht - nahes Infrarot
 Ort: Ostfildern
 Veranstalter: Technische Akademie Esslingen

1.-3.3.1978
Die VDE-Bestimmungen für elektrische Meßgeräte
 Ort: Ostfildern
 Veranstalter: Technische Akademie Esslingen

1.-3.3.1978
Operationsverstärker, Teil I
 Ort: Ostfildern
 Veranstalter: Technische Akademie Esslingen

02.03.1978
Prinzip und Anwendungen der oszilloskopischen Speichertechnik
 Ort: Essen
 Veranstalter: Haus der Technik e.V., Essen

3.3.1978
Optoelektronik, Teil II: Infrarot
 Ort: Ostfildern
 Veranstalter: Technische Akademie Esslingen

08.03.1978
Einsatz von Sampling-Oszilloskopen in der Puls- und Hochfrequenztechnik
 Ort: Essen
 Veranstalter: Haus der Technik e.V., Essen

06.03.1978
Mikroprozessoren
 Ort: Essen
 Veranstalter: Haus der Technik e.V., Essen

5.-7.4.1978
Einführung in die Elektronik
 Ort: Ostfildern
 Veranstalter: Technische Akademie Esslingen

5.-7.4.1978
Aktuelle Probleme der Technischen Akustik
 Ort: Wien
 Veranstalter: Technische Akademie Esslingen

8.-10.5.1978
Hochfrequenztechnik, Teil II
 Ort: Ostfildern
 Veranstalter: Technische Akademie Esslingen

18.-19.5.1978
Analog-Digital- und Digital-Analog-Wandler
 Ort: Ostfildern
 Veranstalter: Technische Akademie Esslingen

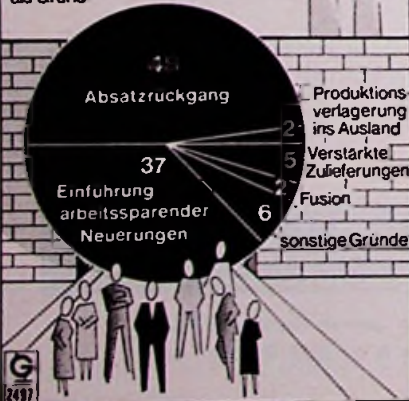
22.-24.5.1978
Elektrische Kleinstmotoren und ihr Einsatz
 Ort: Ostfildern
 Veranstalter: Technische Akademie Esslingen

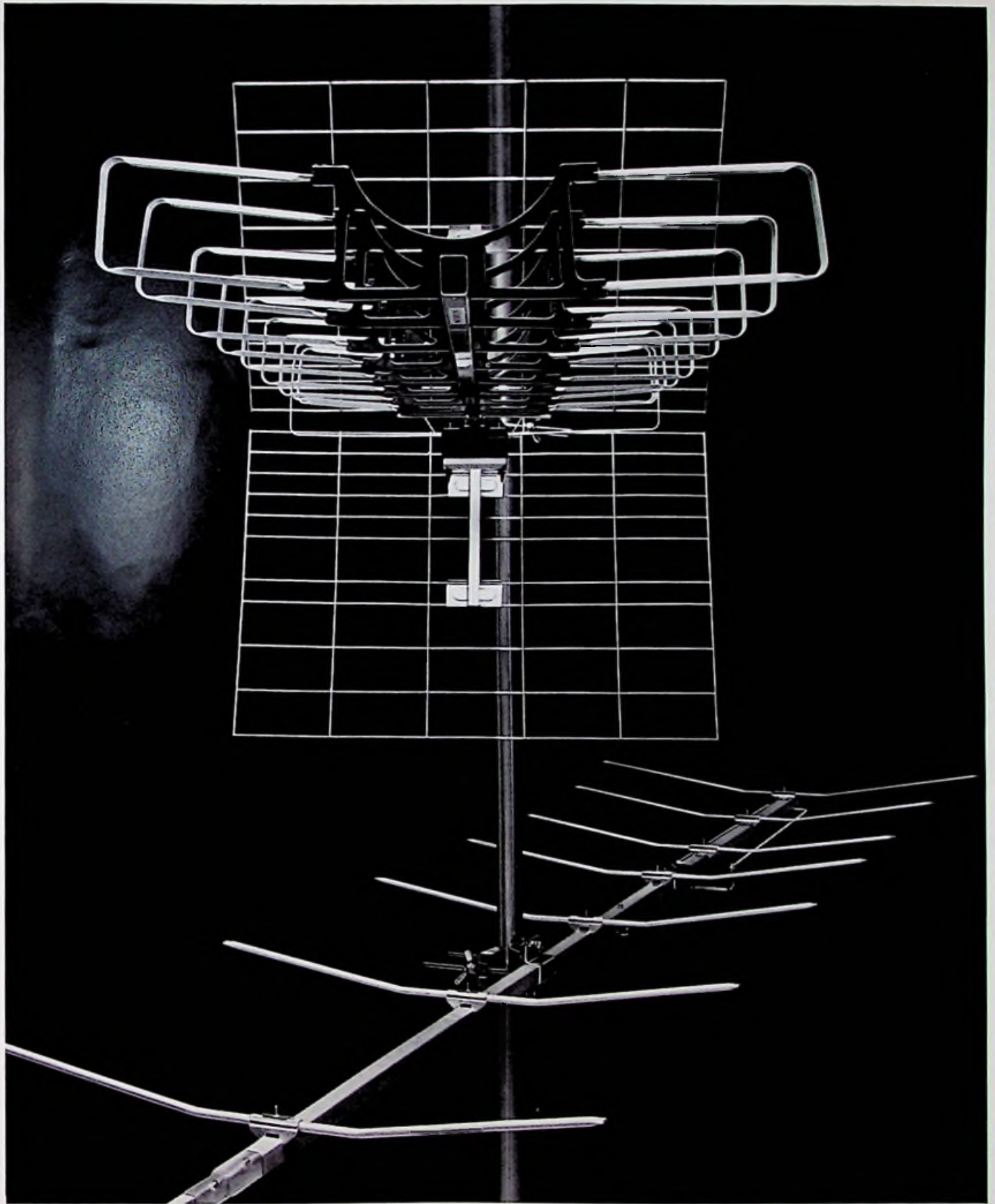
31.5.-2.6.1978
Digitaltechnik mit integrierten Schaltungen I
 Ort: Ostfildern
 Veranstalter: Technische Akademie Esslingen

25.-27.7.1978
Vom Mikroprozessor bis zum Minicomputer
 Ort: Ostfildern
 Veranstalter: Technische Akademie Esslingen

Weniger Beschäftigte - warum?

Von je 100 Industrieunternehmen nannten für den Zeitraum 1973 - 1976 als Grund:





**Für die Empfangstechnik von heute und morgen:
Hirschmann Super-Spectral, Hirschmann Magneta.**



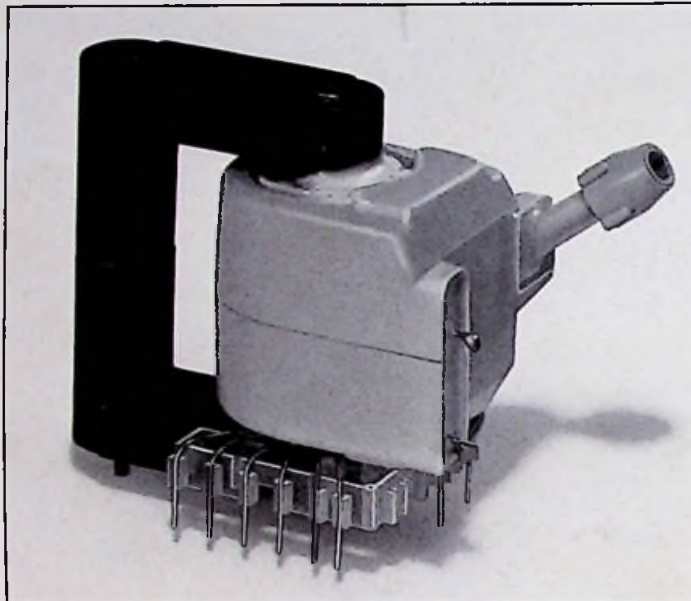
Hirschmann

Richard Hirschmann, Radiotechnisches Werk, Richard-Hirschmann-Straße 19, D-7300 Esslingen/Neckar

Valvo Diodesplit- Transformator.

Für die Hochspannungserzeugung in Farbfernsehgeräten nach dem 20 AX-Konzept stellt Valvo die wesentliche Weiterentwicklung eines Zeilentransformators vor: Den Dioden-Split-Transformator.

Die Primärwicklung ist als Metallfolienwicklung ausgeführt und befindet sich unter der Hochspannungsspule. Hierdurch ergibt sich ein



verbessertes dynamisches und statisches Innenwiderstandsverhalten und störende Schwingungen werden vermieden.

Kurzdaten

Strahlstrom

$$I_H = \text{max. } 1,5 \text{ mA}$$

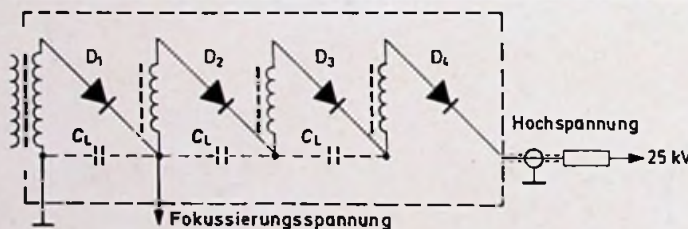
Hochspannung

$$U_H \approx 24 \text{ kV}$$

Innenwiderstand

$$R_i = 1 \text{ M}\Omega$$

Die Hochspannungswicklung ist in vier Lagen aufgeteilt, deren Spannungen mit den Dioden D1 bis D4 gleich-



gerichtet und addiert werden. Die benötigte Ladekapazität wird durch die Lagekapazitäten C_L gebildet.

Ein ökonomischer Hochspannungs- modul.

A 0877/1335

Weitere Informationen erhalten Sie unter Bezug auf Nr. 1335 von

VALVO
Artikelgruppe Fernseherteile
Burchardstraße 19 2 Hamburg 1
Telefon (0 40) 32 96-445/444



VALVO

Bauelemente
für die gesamte
Elektronik