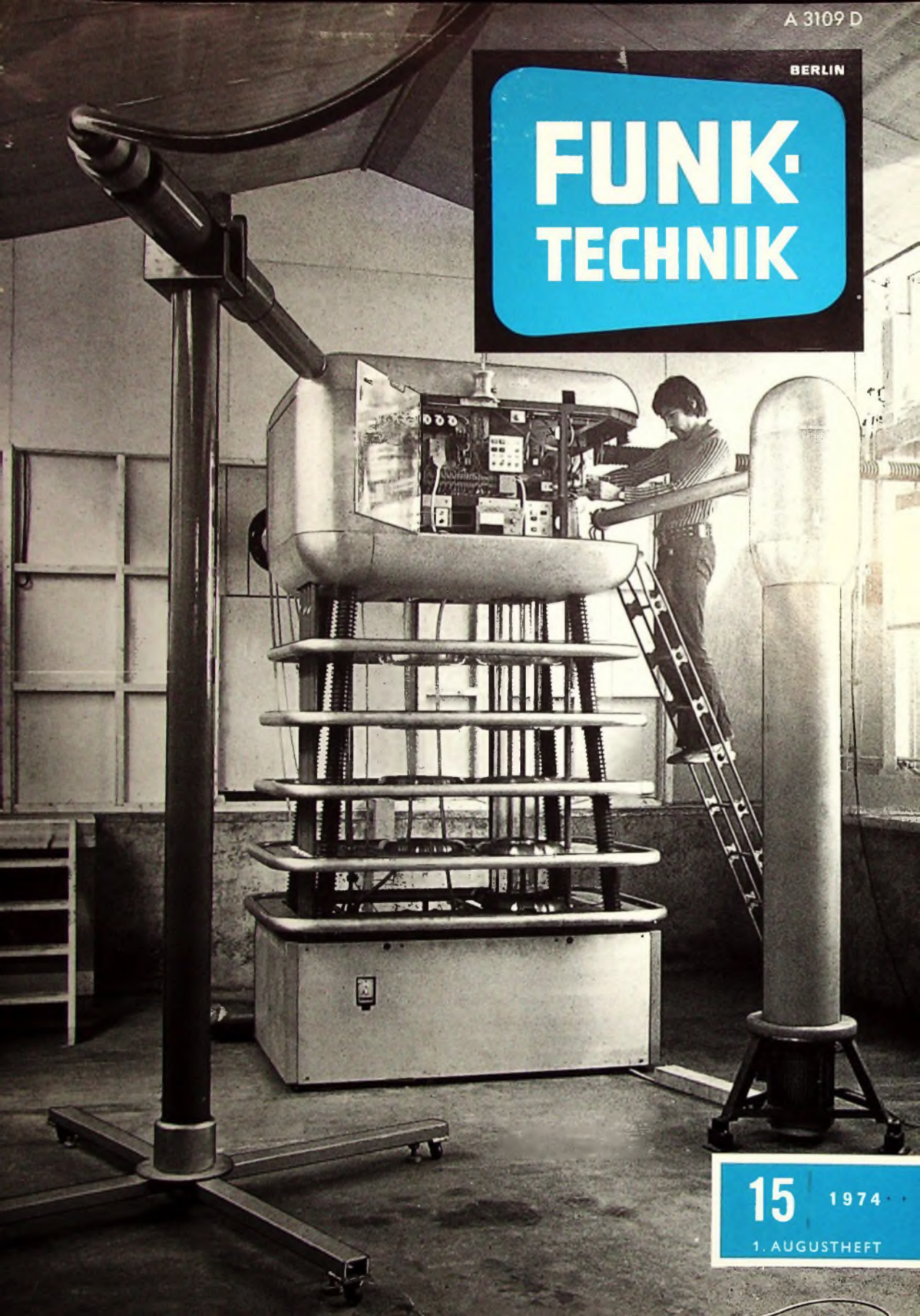


BERLIN

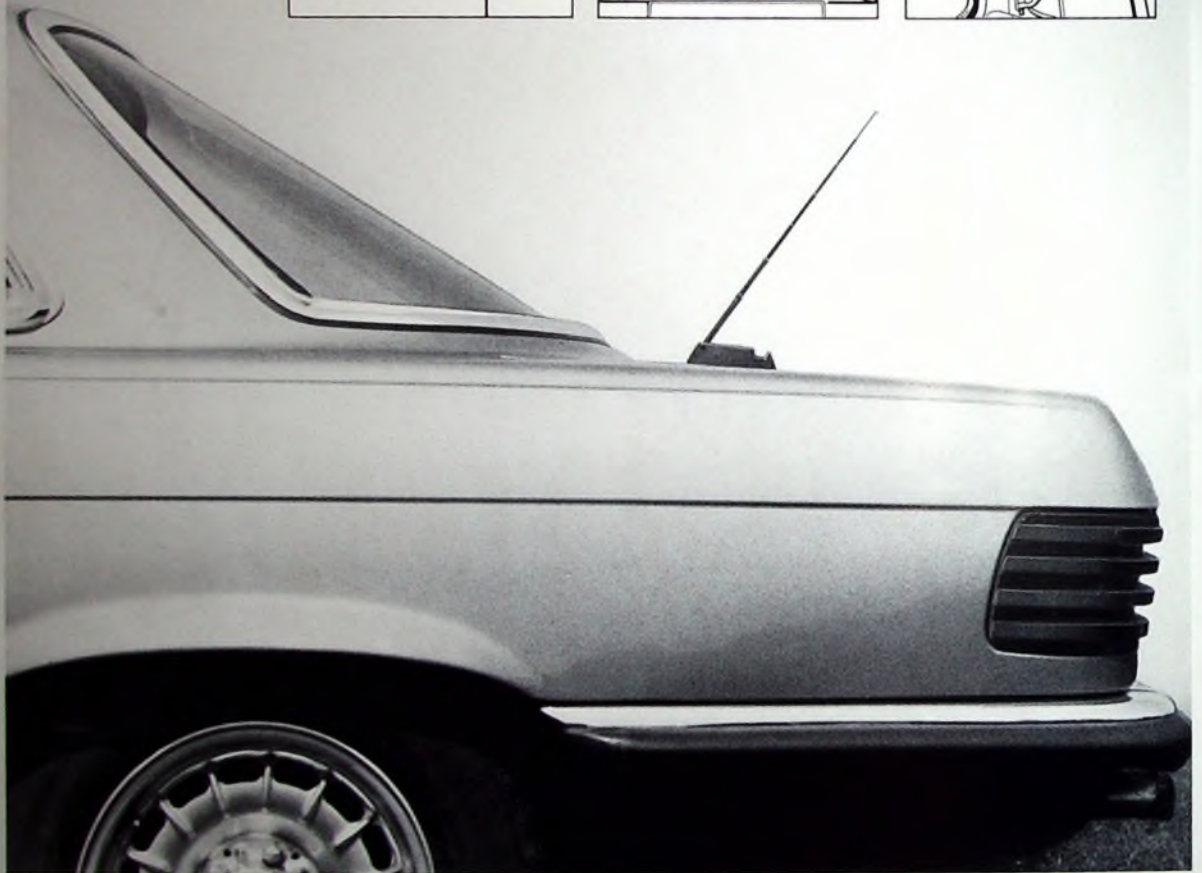
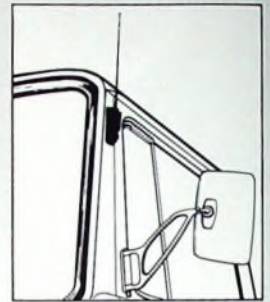
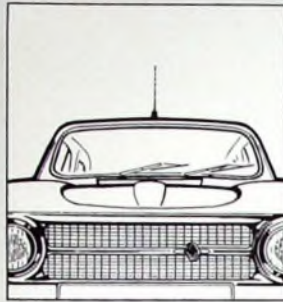
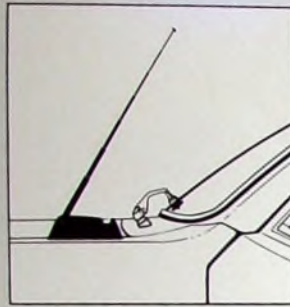
# FUNK- TECHNIK



15 1974

1. AUGUSTHEFT





## Hitronic, die besondere, elektronische Autoantenne. Für alle Fahrzeuge und für überall am Fahrzeug.

Ob hinten auf dem Kofferraum,  
ob auf dem Dach oder vorn auf  
dem Kotflügel - die neue Hitronic  
macht überall eine gute Figur:  
Sie hat ein ungewöhnliches Kurz-  
teleskop, ist mattschwarz und form-  
schön - und waschanlagensicher!  
Den besseren Empfang bewirkt  
eine ausgeklügelte Elektronik.

**Antennen und Steckverbinder**



**Hirschmann**

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

4-Farb-Informations-  
prospekte über Hitronic  
gegen diesen Coupon.



1.74.62

gelesen gehört gesehen .....	520
FT meldet .....	522
Fernsehempfänger höherer Qualität .....	523
FT-Informationen .....	524
<b>Halbleiter</b>	
Ionenimplantation als Dotierverfahren in der Halbleiter- technologie .....	525
<b>Fernmeldesatelliten</b>	
Die Übertragungssysteme des Fernmeldesatelliten Symphonie .....	529
Computer steuert Airbus Test .....	531
Thyristor- oder Triac-Ansteuerung mit integrierten Nullspan- nungsschaltern .....	532
<b>Lautsprecher</b>	
Abhörlautsprecher „Ditton 66“ .....	535
Persönliches .....	536
Flüssigkristalle für die Elektronik .....	537
<b>Meßtechnik</b>	
Der integrierte Funktionsgenerator 8038 .....	539
Elektronische Meßzerhacker .....	543
Magnetkarten-Videorecorder .....	542
Neue Vorschriften für Antennenanlagen kommen .....	542
<b>Kraftfahrzeug-Elektronik</b>	
Kfz-Schaltungen mit der integrierten Schaltung TAA 775 G .....	546
<b>Ausbildung</b>	
Computergestützte Fortbildung von Technikern .....	548
ZVEI-Empfehlungen zur Einrichtung von Ausbildungs- stätten .....	548
Lehrgänge .....	550
Tagungen .....	550

Unser Titelbild: Teilansicht einer Ionenimplantationsanlage mit Hochspannungsgenerator, Ionenquelle, Extraktionseinheit und Massenseparator (s. a. S. 525-528) (Aufnahme: Vaivo)

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

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH, 1. Berlin 52 (Borsigwalde), Eichborndamm 141-167, Tel. (0 30) 4 11 60 31, Telex 01 81 632 vrfkt, Telegramme: Funktechnik Berlin, Chefredakteur: Wilhelm Roth, Stellvertretender Chefredakteur: Dipl.-Ing. Ulrich Radtke, sämtlich Berlin, Chefkorrespondent: Werner W. Diefenbach, 896 Kempten 1, Postfach 14 47, Tel. (08 31) 6 34 02, Anzeigenleitung: Dietrich Gebhardt, Chefgraphiker: B. W. Beerwirth, sämtlich Berlin, Zahlungen an VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH, Postscheckkonto Berlin West 76 64-103, Bank für Handel und Industrie AG, 1. Berlin 65, Konto-Nummer 2 191 854 (BLZ 100 800 00). Die FUNK-TECHNIK erscheint monatlich zweimal, Preis je Heft 3,- DM, Auslandspreise lt. Preisliste (auf Anforderung). Die FUNK-TECHNIK darf nicht in Lesezirkel aufgenommen werden. Nachdruck - auch in fremden Sprachen - und Vervielfältigungen (Fotokopie, Mikrokopie, Mikrofilm usw.) von Beiträgen oder einzelnen Teilen daraus sind nicht gestattet - Satz und Druck: Druckhaus Tempelhof, 1. Berlin 42.

## NiCd-Akkumulatoren von einem der größten Batterie-Hersteller der Welt: DAIMON.

- DAIMON NiCd-Akku kann man tausende Male laden und entladen.
- Sie brauchen nicht gewartet zu werden.
- Sie sind in der Lage, hohe Entladeströme abzugeben.
- Selbst bei extremen Temperaturbedingungen sind die DAIMON NiCd-Akkus einsetzbar (weil sie mit Sinterelektroden ausgestattet sind).
- Absolut stoß- und rüttelfest.
- Ein sich selbstschließendes Sicherheitsventil garantiert die lange Lebensdauer.
- Alle DAIMON NiCd-Akkus sind in jeder Lage zu laden, zu entladen und zu lagern.

Umfangreiches Informationsmaterial erhalten Sie von DAIMON GMBH, Abteilung VK/NC-Technik, 5 Köln 30, Postfach 300 420.







### Testbildzeiten des ZDF

Für das ZDF gelten seit dem 10. Juli 1974 folgende Testbildzeiten:

Dienstag bis Donnerstag von 9 bis 12 Uhr und Freitag von 9 bis 10:30 Uhr: postalische Wartung der Sender (Ausstrahlung des ZDF-Testbildes oder eines Meßsignals, halbstündlich fünfminütige Einblendung des örtlichen Stationsdias; Sender können zeitweise auch abgeschaltet werden). Montag, Samstag und Sonntag 30 Minuten vor Programmbeginn, Dienstag bis Donnerstag von 12 Uhr bis Programmbeginn und Freitag von 11:30 Uhr bis Programmbeginn: Farbtestbild mit Meßton aus der Senderzentrale.

In besonderen Fällen kann die Deutsche Bundespost auch außerhalb der Zeit der postalischen Wartung Reparaturen an Sendeeinrichtungen durchführen.

### Scotch Chrome-C-Cassetten

Die neuen Scotch Chrome-C-Cassetten, die 3M Deutschland jetzt auf den Markt bringt, zeichnen sich besonders durch die 80% höhere Dynamik und den gegenüber anderen Chromdioxid-Cassetten deutlich geringeren Tonkopferschleiß aus. Wie die bekannten Scotch AVC-, High Energy- und Low Noise-Cassetten, haben auch die neuen Scotch Chrome-C-Cassetten den exklusiven Rückseitenschutz, der sowohl den Gleichlauf des Cassettenbandes wesentlich verbessert als auch den gefürchteten Bandsalat verhindert. Neben den üblichen Spielzeiten (60, 90 und 120 min) ist diese Cassette auch mit 45 Minuten Spielzeit lieferbar. Damit sind beispielsweise LP-Überspielungen ohne Bandverlust und damit rationeller möglich.

### „Uni-Line“-Bildröhrensystem

GTE *Sylvania* hat für 100°-Farbempfänger das In-line-System „Uni-Line“ entwickelt. Es besteht aus einer 26"-In-line-110°-Farbbildröhre mit Schlitzmaske, bei der durch Transposition der Blau-Kanone und annähernde Beibehaltung der Abstände im System in der In-line-Konfiguration eine Dickhalsröhre entsteht, die wahlweise mit Sattel- oder Toroidal-Ablenkeinheit angeboten wird. Die Ablenkeinheiten basieren auf dem Prinzip des homogenen Feldes, das bei den heutigen 110°-Farbbildröhren allgemein angewendet wird.

### Schutzdioden CG-1 und DG-1 für Fernsehgeräte

Eine neue Typenreihe der „Glass Amp II“ Gleichrichter-Schutzdioden für Fernsehgeräte brachte *General Instrument Europe* heraus. Die neuen Dioden CG-1 und DG-1, die speziell für Schutzschaltungen im Horizontalablenkenteil entwickelt wurden, sind in einem Sinterglasgehäuse mit doppelter Wärmeableitung hermetisch dicht eingeschlossen und zeichnen sich daher durch niedrigen Reststrom und hohen Leitwert aus. Der Spitzen-Überlastungsstrom ist 50 A bei 75 °C, und der Nenndurchlaßstrom liegt bei 1,5 A bei 50 °C. Die Betriebstemperatur umfaßt den Bereich von -65 bis +125 °C. Die typische Durchlaß-Erholspannung beträgt 30 V für die CG-1 und 25 V für die DG-1. Die Rückwärts-Erholzeit ist 15 µs (CG-1) beziehungsweise 20 µs (DG-1).

### 0,25-W-NF-Verstärker MFC 4000 B

Mit der integrierten Schaltung MFC 4000 B stellte *Motorola* einen NF-Verstärker für Kofferempfänger vor, der mit Betriebsspannungen bis 12 V arbeiten kann und 0,25 W Ausgangsleistung an 16 Ohm abgibt. Bei 0,2 W Ausgangsleistung und 9 V Betriebsspannung verringert sich der Klirrfaktor auf etwa 2%. Ein besonderer Vorteil der MFC 4000 B ist der geringe Leistungsverbrauch, der durch einen typischen Ruhestrom von nur 3 mA erreicht wird. Zur Vollaussteuerung des Verstärkers genügt ein Eingangssignal von 240 mV<sub>eff</sub>. Die IS ist in einem 206-A-Gehäuse mit vier Anschlüssen untergebracht.

### Silizium-NF-Transistoren mit 500 mW Verlustleistung

Für allgemeine NF- und Gleichstromanwendungen entwickelte *AEG-Telefunken* die NPN-Typen BC 546, BC 550 und die PNP-Typen BC 556, BC 560, die eine Verlustleistung von 500 mW haben. Die Kollektor-Emitter-Sperrspannung ist 65 V (BC 546, BC 556), 45 V (BC 547, BC 550, BC

557, BC 560) beziehungsweise 30 V (BC 548, BC 549, BC 558, BC 559). Die Typen BC 549, BC 550, BC 559 und BC 560 zeichnen sich durch kleine Rauschwerte bei niedrigen Frequenzen aus. Die neuen Transistoren haben ein TO-92-Gehäuse.

### Leistungs-Darlington-Transistoren 2N6492, 2N6493 und 2N6494

Eine neue Serie von drei Leistungs-Darlington-Transistoren von *Motorola* ersetzt die Typen 2N3055, 2N6253 und 2N6254. Die neuen Typen 2N6492, 2N6493 und 2N6494 bieten erhöhte Verstärkung sowie einen erweiterten Arbeitsbereich. Sie unterscheiden sich nur im Spannungsbereich, der bei  $U_{CB} = 55$  V für den 2N6492 beginnt und seinen maximalen Wert bei 100 V für den 2N6493 und 2N6494 erreicht. Die maximalen  $U_{CEO}$ -Werte sind 45, 70 beziehungsweise 80 V. Anwendungsmöglichkeiten für die neuen Transistoren sind Serien- und Parallel-Leistungsregler, Leistungsschaltkreise, NF-Verstärker und Leistungssteuerungen für induktive Lasten.

### Temperaturumwandler LX5600

Der Temperaturumwandler LX5600 von *National Semiconductor* besteht aus einem Temperaturfühler, einer Referenzspannungsschaltung und einem Operationsverstärker, die auf einem Chip integriert sind. Der Temperaturfühler nutzt die geringe Emitter-Basis-Spannungsdifferenz von zwei Transistoren in einem bestimmten Strombereich aus. Die Ausgangsspannung des LX5600 ist der Temperatur im Bereich -55... +125 °C direkt proportional (Ausgangsnichtlinearität 0,018%). Ohne externe Verstärkungseinstellung des Operationsverstärkers beträgt die Ausgangsspannungsänderung 10 mV/°C. Der Proportionalitätsfaktor kann durch externe Widerstände in weiten Grenzen verändert werden. Der Operationsverstärker läßt sich auch als Komparator betreiben, wodurch eine Ein-Aus-Schaltfunktion der Ausgangsspannung bei einer vorgegebenen Temperatur erreicht wird. Die Betriebsspannung darf bis zu 28 V betragen, so daß auch Lampen und Relais geschaltet werden können.

### 8 x 2-Register-Speicher MC 10143 mit Mehrfach-Anschlüssen

*Motorola* ergänzte die ECL-Serie 10000 um den MC 10143. Dieser 8x2-Register-Speicher mit Mehrfach-Anschlüssen ist in der Lage, simultan zwei Bit zu lesen und ein weiteres zu schreiben. Er ist kompatibel mit allen Schaltungen der Serien MECL 10000 und MRCL 3. Anwendungsmöglichkeiten bestehen im Computer- und im Datenverarbeitungsbereich.

### Operationsverstärker mit garantierten Drift-Daten

*Solidex* bietet eine Serie von Operationsverstärkern mit garantierten Drift-Daten von 10, 5 oder 2 µV/°C an. Es gibt die Standardtypen 741, 709, 748, 101 A, 301 A sowie die Low-Power-Ausführung UC 4250. Die Testpunkte sind bei  $U_{CC} = \pm 15$  V und  $R_g = 10$  kOhm festgelegt. Änderungen dieser Parameter entsprechend Kundenspezifikation sind möglich.

### 256-bit-Schottky-TTL-RAM DM 74S200

Das neue 256-bit-Schottky-TTL-RAM DM 74S200 von *National Semiconductor* hat drei logisch verknüpfte Eingänge zur Bestimmung der Funktionen Lesen-Schreiben sowie acht intern decodierte Adresseneingänge. Durch PNP-Eingangstransistoren werden die Eingangsströme auf maximal 250 µA begrenzt. Die Zugriffszeit der Funktionseingänge ist typisch 20 ns, die der Adreßeneingänge typisch 31 ns. Die Verlustleistung beträgt typisch 1,7 mW/bit. Ein weiteres Merkmal des DM 74S200 ist der Tri-State-Ausgang, der die schaltungstechnischen Vorteile eines offenen Kollektorausgangs mit der Schaltgeschwindigkeit eines Totempol-Ausgangs verbindet.

### Änderungen im BBC-Hochspannungsgleichrichter-Sortiment

Für BBC-Hochspannungsgleichrichter kam ein neues Preisblatt heraus. Daraus ist zu ersehen, daß eine Reihe von Gleichrichtertypen aus dem Programm herausgenommen wurde. Diese Typen sind in Zukunft als Sonderausführung in einer Mindest-Stückzahl von 100 und mit einer





Lieferzeit von 9 Monaten erhältlich. Das Programm der Stabgleichrichter mit Sockel als Röhrenersatz wurde umgestellt. Die Hochspannungs-Stabgleichrichter und der Sockel mit Anodenmutter werden getrennt geliefert. Neu aufgenommen wurde ein Hochspannungsgleichrichter-Modul. Dieses Modul ist beidseitig mit Gewinde versehen.

#### Polyesterfilm-Kondensatoren „Crystal-Cap“

„Crystal-Cap“ heißt eine neue Typenreihe von Polyesterfilm-Kondensatoren der *General Instrument Europe*. Die neuen Bauelemente wurden als Überbrückungs- und Kopplungskondensatoren für industrielle Elektronikschaltungen entwickelt. Das dielektrische Filmmaterial ist selbstabdichtend und bildet das eigene Gehäuse. Es gibt den Typ „165“ (runde Ausführung), den Typ „166“ (radiale Anschlüsse) sowie den Typ „167“ (mit „P/C Mount“). Betriebstemperaturbereich der Reihe:  $-50^{\circ}\text{C}$  ...  $+85^{\circ}\text{C}$ ; Kapazitätsbereich: 1 nF bis 1  $\mu\text{F}$ ; Stoßspannung: 50 ... 600 V.

#### Metallglasur-Widerstände bis 1 GOhm

Neu ins Lieferprogramm der *CRL Electronic Bauelemente GmbH* wurden Metallglasur-Widerstände der Reihen „MG/MH“ und „MR, MS“ aufgenommen. Ihre wesentlichen Merkmale sind der Fertigungsbereich bis maximal 1 GOhm, hohe Spannungsfestigkeit und der Temperaturkoeffizient von 50 beziehungsweise 80 ppm/ $^{\circ}\text{C}$ . Die Widerstände sind kunstharzummüllt und die Anschlußdrähte „Dumet-vergoldet“.

#### Relais für Industrieanwendungen

Zum Industrirelais-Sortiment der Firma *Finder*, das über die *Neumüller GmbH* bezogen werden kann, gehören: Kleinrelais, Relais mit Oktal-Stecksokkeln oder mit Schraubanschlüssen, Steckrelais mit Faston-Anschlüssen, Stromrelais für mittlere Leistungen (Kontaktbelastung 10 A bei 220 V Wechselspannung) und verschiedene Relais für die direkte Montage auf gedruckten Schaltungen. Die Schaltkontakte sind in den meisten Fällen als Umschalter ausgeführt. Jedes Relais hat wahlweise 1, 2 oder 3 Umschaltkontakte. Neben offenen Ausführungen gibt es auch Relais mit durchsichtiger Staubschutzkappe.

#### Extrem kleine Reed-Relais

Die Firma *ESM Elektronikservice*, München, offeriert Reed-Relais, die kleiner als ein 1-Pfennig-Stück sind. Die Typenserie „SM 281“ ist für 1 bis 12 V bei einer Erregerleistung von 73 mW ausgelegt. Bei der Typenserie „SM 282“ sind die betreffenden Werte 1 ... 24 V und 30 ... 240 mW. Weitere Vorteile sind hermetische Ausführung, hoher Spulenwiderstand sowie eine zulässige Umgebungstemperatur bis  $100^{\circ}\text{C}$ . Der Reed-Schalter ist im Spulenkörper eingegossen.

#### Zwei neue temperaturkompensierende Dickfilm-Dielektrika

Die Serie der temperaturkompensierenden Dickfilm-Dielektrika von *Du Pont* wurde um zwei neue Werkstoffe erweitert: Dielektrikum „9427“ (NP0) und Dielektrikum „9428“ (N150). Sie sind bei  $850^{\circ}\text{C}$  einbrennbar. Durch Mischen der beiden Stoffe kann man jeden gewünschten Kapazitäts-Temperaturkoeffizienten zwischen 0 (NP0) und  $-150$  ppm/ $^{\circ}\text{C}$  (N150) erhalten.

#### Digital-Knöpfe „CT 23“ und „CT 26“

Zur Einstellung von Wendelpotentiometern liefert *TWK-Elektronik*, Düsseldorf, die Digital-Knöpfe „CT 23“ und „CT 26“, deren Zählwerk von 000 bis 999 läuft. Die letzte Dekade ist durch fünf Teilstriche zusätzlich unterteilt, so daß eine reproduzierbare Feineinstellung möglich ist. Mit einem Spannhebel kann der eingestellte Wert blockiert werden. Das Modell „CT 23“ ist zum Aufbau auf Fronttafeln (Höhe über der Tafel 31,5 mm), der Typ „CT 26“ zum Einbau in Fronttafeln (verbleibende Höhe über der Tafel 15 mm) bestimmt. Der Außendurchmesser der Knöpfe beträgt 31 mm.

#### Neuartiger Prüfsummer kann zwei ersetzen

Die Firma *Taco-Tafel + Co.*, Esslingen, hat das neue Prüfsummermodell „3000 E“ herausgebracht, das sowohl niederohmig als auch spannungsfest ist. Nach dem bisherigen Stand der Technik schienen diese beiden Eigenschaften in

einem Gerät unvereinbar (höchstens mit Umschalter). Der „3000 E“ hat jedoch keinen Schalter oder Bedienungsknopf. Er gestattet es, an der Tonhöhe schon 10 Ohm vom direkten Null-Ohm-Durchgang zu unterscheiden und nimmt dennoch keinen Schaden, wenn die Prüfanschlüsse mit 380 V in Berührung kommen. Der Anbieter nennt einen Preis von 52,60 DM (o. MwSt.).

#### „Clipper“-Meßgeräteserie

Unter der Bezeichnung „Clipper“ liefert *Gossen* Meßgeräte mit Drehspul-Kernmagnetmeßwerk, die VDE 0410 entsprechen und vor allem für den Einsatz in Geräten bestimmt sind, bei denen aus Preisgründen auf Meßgeräte der Klasse 1,5 verzichtet werden muß. Die Serie umfaßt drei Größen, die als Einbau- und Unterbau-Meßgeräte verwendet werden können. Einige Daten: Anzeigefehler maximal  $\pm 2\%$  vom Endwert, Meßbereich-Endwerte bei Gleichstrom von 100  $\mu\text{A}$  bis 4 A, bei Gleichspannung von 1 V bis 600 V, bei Wechselstrom von 100  $\mu\text{A}$  bis 10 mA und bei Wechselspannung von 6 V bis 600 V.

#### Fluke-Digitalzähler

Die niederländische Firma *Fluke B.V.* (deutsche Vertretung: *Fey*, München) stellte eine neue Serie von Digitalzählern vor. Sie besteht aus vier Modellen, die neben einer Vielzahl von Betriebsarten Frequenzmeßbereiche bis zu 40 beziehungsweise 515 MHz bieten. Aus der Vielzahl der Meßmöglichkeiten seien Frequenz-, Zeitintervall- und Periodendauermessungen mit und ohne Mittelwertbildung, die Messung von Frequenzverhältnissen sowie die Ereigniszählung mit und ohne Torsteuerung angegeben.

#### Normalfrequenz-Empfänger „DFX 10-9 B1“

Der Normalfrequenz-Empfänger „DFX 10-9 B1“ der *Ibsen AB* (deutsche Vertretung: *Dressler Elektronik*) ist für den Empfang der Frequenz 151 kHz des Langwellensenders Deutschlandfunk bestimmt. Aus dieser Frequenz, die sendeseitig mit etwa  $10^{-11}$  konstant gehalten wird, werden im „DFX 10-9 B1“ zwischen 0 MHz und 1 Hz dekadisch geteilte Normalfrequenzen mit einer Langzeitkonstanz gleicher Größenordnung abgeleitet. Sie stehen am Ausgang des Empfängers zur Verfügung und können als Frequenz- oder Zeitnormal verwendet werden. Zwei Instrumente und eine Leuchtanzeige am Empfänger zeigen die phasenstarke Kopplung an den Sender an.

#### Schreibende Registriergeräte immer noch bevorzugt

Eine neue Untersuchung des Marktforschungsinstituts *Sira* mit dem Titel „European markets for miniature chart recorders“ kommt zu dem Ergebnis, daß der Absatz von schreibenden Registriergeräten bei festen Preisen im Großraum Europa um jährlich 5% steigen wird. Viele Fachleute sind zwar der Ansicht, daß Katodenstrahlröhren diesen Markt in kurzer Zeit erobern könnten, die Autoren der Untersuchung glauben jedoch, daß es fünf bis zehn Jahre dauern wird, bevor die optischen Anzeigegeräte den Absatz von Registrirschreibern merklich beeinflussen können.

#### „Duracell Flat-Pak“

In den *Mallory-Laboratorien* wurde ein kompakter und flacher Batterie-Typ aus den Grundzellen des „Duracell“-9-V-Blocks entwickelt und in einer 6-V- sowie einer 9-V-Version vorgestellt. Die „Duracell Flat-Pak“ genannte Hochleistungsbatterie hat die Abmessungen 10 mm  $\times$  48 mm  $\times$  35 mm. Ursprünglich wurde sie für Taschenrechner entwickelt, aber auch Kamera- und Blitzgerätehersteller interessieren sich für sie.

#### Fernseh-Systeme für Unterricht und Ausbildung

„Fernseh-Systeme für Unterricht und Ausbildung“ heißt eine Broschüre der *Philips Elektronik Industrie GmbH*, Hamburg, Geschäftsbereich Audio-Video-Technik, in der die Einsatzmöglichkeiten des Fernsehens in Unterricht und Ausbildung erörtert werden. Außerdem wird an Hand verschiedener Systeme erläutert, wie eine Schulentennen-Anlage stufenweise bis zur zentralen Regieranlage ausgebaut werden kann.



### **RCA plant für 1975 Einstellung der Produktion von Heim-Audiogeräten**

RCA Consumer Electronics teilte mit, daß sie 1975 die Produktion von Heim-Audiogeräten (Rundfunkempfänger, Tonbandgeräte und Plattenabspielgeräte einschließlich Heim-Stereo-Anlagen) einstellen und sich ausschließlich mit der Fertigung von Geräten für den Heim-Fernsektor befassen werde. RCA Records (Schallplatten) ist jedoch von der Produktionseinstellung nicht betroffen und wird als besondere Abteilung weitergeführt.

William C. Hittinger, Executive Vice President für Consumer- und Halbleiter-Elektronik der RCA, sagte dazu, daß der ehemals erhebliche Anteil der Audioprojekte am gesamten Consumer-Elektronik-Geschäft der RCA in den letzten Jahren auf etwa 5 % zurückgegangen und nicht mehr rentabel sei. Die Entscheidung der RCA, ab 1975 nur noch Fernsehprodukte anzubieten, erlaube verstärkte Bemühungen um die Entwicklung und das Marketing auf diesem Gebiet einschließlich der „SelectaVision“-Video-Recorder.

### **Aufsichtsrat der Deutschen Messe- und Ausstellungs-AG genehmigte Investitionen in Höhe von 4,1 Mill. DM**

Der Aufsichtsrat der Deutschen Messe- und Ausstellungs-AG, Hannover, genehmigte in seiner Sitzung am 5. Juli 1974 in Stuttgart Investitionen in Höhe von 4,1 Mill. DM für versorgungstechnische Verbesserungen in verschiedenen Ausstellungshallen. 3,4 Mill. DM der Investitionen entfallen auf die Tochtergesellschaft Elektro-Messehaus Hannover GmbH. Über die Verwendung des im Jahresabschluß 1973 der Messe-AG ausgewiesenen Bilanzgewinns von 1,65 Mill. DM wird endgültig die Hauptversammlung am 30. August 1974 beschließen.

### **Neues fernsprechtechnisches Entwicklungszentrum**

Im Süden Münchens erstellt Siemens zur Zeit ein neues fernsprechtechnisches Entwicklungszentrum. Hier werden künftig auf 15 000 m<sup>2</sup> etwa 850 Mitarbeiter, die jetzt noch auf 15 Plätze in und um München verstreut sind, an der Entwicklung neuer Vermittlungssysteme für öffentliche und private Netze arbeiten. Mit der Fertigstellung des Entwicklungszentrums, dessen Baukosten über 50 Mill. DM betragen, ist erst im Lauf des nächsten Jahres zu rechnen. Der erste Bauabschnitt wird jedoch schon im Sommer dieses Jahres bezugsfertig sein.

### **Neumüller vertritt IMA Microwave Products**

Die Neumüller GmbH, München, hat die Vertretung der schwedischen Firma IMA Microwave Products übernommen. Dieses Unternehmen, das 1973 gegründet wurde und aus dem Mikrowelleninstitut der Universität Stockholm hervorgegangen ist, bietet ein breites Spektrum von Standard- und Spezialdioden sowie Oszillatoren für den Mikrowellenbereich an.

### **Du Pont-Dickfilm-Gruppe zieht um**

Die Dickfilm-Gruppe von Du Pont, die zur Abteilung Elektronische Produkte gehört, wird im August 1974 ihren europäischen Hauptsitz von Genf nach Frankfurt, Opernplatz 2, verlegen. Die Dickfilm-Gruppe unterhält im Neu Isenburger Du Pont-Werk bereits eine Produktionsstätte, in der Edelmetallpasten für die Verarbeitung in der elektronischen Industrie hergestellt werden.

### **National Semiconductor errichtet neue Fabrik zur Wafer-Herstellung**

National Semiconductor kündigte jetzt den Bau einer Fabrik zur Herstellung von Wafers in der Nähe von Salt Lake City (USA) an, die 18 000 m<sup>2</sup> Produktionsfläche umfassen soll. Die neue Wafer-Fabrik – die dritte von National Semiconductor in den USA und weltweit die vierte – soll Ende 1974 in Betrieb genommen werden.

### **NCR-Corporation**

The National Cash Register Company in Dayton (USA), das Stammhaus der deutschen NCR – National Registrierkassen GmbH, ist am 1. Juli 1974 in NCR Corporation umbenannt worden. Auch die deutsche NCR wird gegen Ende dieses Jahres eine Umfirmierung vornehmen, wie es einige europäische Schwesterfirmen bereits getan haben.

### **ICL liefert Sechs-Länder-Computernetz**

Ein Computernetz, das sechs Länder, zu denen auch die Bundesrepublik Deutschland gehört, miteinander verbindet, wird die britische Firma International Computers Limited im Rahmen eines Kontrakts liefern, der erstmals auf der Hannover-Messe 1973 erörtert wurde.

### **Preisgünstiges Kühlkörper-Angebot**

Aus dem Sortiment von Thermalloy offeriert Tisco, Zweigniederlassung der Texas Instruments Deutschland GmbH, einen Kühlkörper mit einem R<sub>thk</sub> von etwa 60 °C/W. Vom Anbieter genannter Preis: „weit unter“ 0,20 DM bei einer Abnahme von 100 000 Stück; Konditionen für Kleinmengen: „weit unter den marktüblichen Preisen“.

### **Elektrotechnik '74**

Vom 19. bis 21. September 1974 findet auf dem Dortmunder Ausstellungsgelände zum zweitenmal die Fachausstellung „Elektrotechnik“ statt. Veranstalter ist der Fachverband Elektrotechnik, Dortmund, der die Interessen der rund 10 000 Fachbetriebe in Nordrhein-Westfalen vertritt. Im Rahmen der Fachschau werden auch Seminare, Fortbildungsveranstaltungen sowie eine neutrale Beratung für Bauinteressenten durchgeführt.

### **Hi-Fi-Stereo-Fachausstellung in Wien**

Vom 9. bis 13. Oktober 1974 wird im Wiener Bauzentrum im Palais Liechtenstein die Fachausstellung „Hi-Fi-Stereo 74“ durchgeführt, die sich ausschließlich mit der Hi-Fi-Technik in Stereophonie und Quadrophonie befaßt. Da Anfang Oktober dieses Jahres der Österreichische Rundfunk sein 50-jähriges Jubiläum begeht, wird die ORF-Teilnahme an der Ausstellung ganz im Zeichen dieses Ereignisses stehen.

### **Das CeBIT wächst um 10 000 m<sup>2</sup>**

Das Angebot der Deutschen Messe- und Ausstellungs-AG, das Centrum für Büro- und Informationstechnik (CeBIT) der Hannover-Messe ab 1975 um rund 10 000 m<sup>2</sup> Nettofläche zu erweitern, hat bei der Industrie guten Anklang gefunden. In den Hallen 1 und 18 stehen damit insgesamt 60 600 m<sup>2</sup> zur Verfügung, von denen Ende Juni bereits 59 300 m<sup>2</sup> disponiert waren.

### **Diskussionstreffen der ISHM-Deutschland**

Die International Society for Hybrid Microelectronics – Deutschland (ISHM-Deutschland) veranstaltet am 18. September 1974 um 14 Uhr im kleinen Hörsaal des Physikalischen Vereins, Frankfurt, Robert-Maier-Straße 2-6, ein Diskussionstreffen zum Thema „Siebe und Masken für die Dickschichttechnik“. Fachleute aus der Industrie werden die wichtigsten Aspekte des Themas in Kurzreferaten darstellen. Der Schwerpunkt der Veranstaltung soll aber in der Diskussion der anstehenden Probleme liegen.

### **Britische Untersuchung der Lautsprecher-Absatzmärkte**

In London wurde eine Studie der Lautsprecher-, Kopfhörer- und Mikrofon-Märkte innerhalb der Untersuchungsreihe des Marktforschungsinstitutes Finresearch für die Rundfunkindustrie herausgegeben. „Diese Untersuchung, die den Titel ‚Loudspeakers, headphones and microphones‘ trägt, ist mit einiger Sicherheit die erste jemals veröffentlichte und allgemein erhältliche Publikation, die sich speziell diesen wichtigen Erzeugnissen widmet“, sagt die Ovum Ltd., 22 Grays Inn Road, London WC1, Telefon 01-242 69 21, bei der die Untersuchungsergebnisse erhältlich sind. Der Handel mit Kopfhörern und Mikrofonen bewegt sich zum überwiegenden Teil im internationalen Rahmen; die Lautsprecher-Märkte werden hauptsächlich von inländischen oder sogar lokalen Herstellern beliefert.

### **„VDE-Preis“ ab 1975 „ETG-Preis des VDE“**

Der seit 1971 verliehene „Preis des VDE“ für hervorragende wissenschaftliche Veröffentlichungen von Autoren bis zu 40 Jahren wird ab 1975 – mit Rücksicht auf die Gründung der Energietechnischen Gesellschaft im VDE (ETG) – in „ETG-Preis des VDE“ umbenannt.



Chefredakteur: WILHELM ROTH

Chefkorrespondent: WERNER W. DIEFENBACH

## Fernsehempfänger höherer Qualität

Qualität und Service gelten bei der Beurteilung von Fernsehempfängern als wichtige Kriterien. Sie können die Einkaufsdispositionen des Fachhandels und des Endabnehmers entscheidend beeinflussen. Wer sichergehen will, bevorzugt Markenware, deren Qualitäts- und Service-Eigenschaften außer Zweifel stehen. Viele Endabnehmer schwören auf bestimmte Markenerzeugnisse, mit denen sie jahrelang vertraut sind und keine Enttäuschungen erlebt haben. An diesem Ergebnis sind oft alle Handelspartner gleichermaßen beteiligt. Fabrikneue Fernsehempfänger können schon beim Großhändler aus irgendwelchen Gründen fehlerhaft sein. Auch der Einzelhandel muß feststellen, daß bei dem mehrstündigen Routinebetrieb Fernsehempfänger defekt werden. Die Servicewerkstätten beheben diese Fehler. Sie wären ohne vorherige Kontrolle mit Sicherheit später beim Kunden aufgetreten und hätten das Image des Markenerzeugnisses geschmälert.

Die mit diesen Vorgängen konfrontierte Industrie weiß um diese Frühaußfälle sehr wohl Bescheid. Aber nicht alle Hersteller zogen daraus ihre Konsequenzen. Man weiß jedoch, daß praktisch jeder Fernsehempfänger vor Verlassen der Fabrik einem Probelauf von einigen Stunden Dauer unterzogen wird. Wie die Erfahrungen des Handels zeigen, reicht dieser Kurztest aber oft nicht aus. Es fehlen intermittierender Betrieb und Langzeitkontrolle. Saba führte in Erkenntnis dieser Situation nunmehr ein ausgeklügeltes Verfahren zur besseren Qualitätssicherung ein. Beim Einbrenntest „fährt“ man die gesamte Tagesproduktion — gegenwärtig rund 1000 Geräte — für mindestens 24 Stunden ein. Dabei folgt nach jeweils 3-5 Stunden Betrieb eine halbe Stunde Abkühlzeit. Außerdem laufen zur Kontrolle des Langzeitverhaltens ständig etwa 150 Geräte bis zu 1000 Stunden und länger im Live-Test. Schließlich werden täglich Stichproben an 10...20% der fertig verpackten Geräte vorgenommen.

Reparaturen an Tunern sind in den meisten Servicewerkstätten unbeliebt. Sie erfordern Spezialkenntnisse und oft einen hohen Aufwand an Arbeitszeit. Ferner gibt es Tuner, die infolge ihrer unzuverlässigen Konstruktionskonzeption den gleichen Fehler immer wieder zeigen. Diese Erfahrungen veranlassen den Servicetechniker, Austausch tuner anzufordern und sich bei der Reparatur auf den Aus- und Einbau des Tuners zu beschränken. Die Industrie führte jetzt in der Tunerfertigung rationale Meß- und Prüfmethoden ein. Bei Grundig wird jeder Tuner zunächst getestet, ob er die hohen Anforderungen der Farbfernsehempfänger erfüllt oder sich nur für Schwarz-Weiß-Geräte eignet. Dann überprüft man die Rauschleistungs- und Störstrahlungswerte und mißt den Sperrstrom der Abstimmindien. Diese Kontrolle in einem automatischen Meßplatz, der jeweils vier Tuner gleichzeitig aufnimmt, ist für den Prüfer einfach. Ein Fertigsignal gibt an, ob die vorgeschriebenen Toleranzgrenzen eingehalten werden. Wegen der Meßautomatik dauert die Gesamtkontrolle nur wenige Sekunden — eine wichtige Voraussetzung bei einer Tagesproduktion von 7000 Tunern.

Mit der Modulbauweise wurden gute Erfahrungen gemacht; man verdankt ihr Qualitätssteigerung und einfacheren Service. Auch der Anfall von Garantiereparaturen ging wesentlich zurück. Die oft kritische, zeitraubende und für den Kunden teure Fehlersuche

beschränkt sich hier praktisch auf das Ermitteln der gestörten, leicht auswechselbaren Baugruppe. Grundig erhöhte nun die Anzahl der Module in Farbfernsehempfängern von 12 auf 14. Der neue Regelbaustein stabilisiert die Zeilen-Endstufe gegen Netzspannungs- und Belastungsschwankungen. Das zweite neue Modul wird im Netzteil eingesetzt und enthält ein automatisch abfragendes elektronisches System, das als Überlastungsschutz arbeitet. Es ersetzt den bisherigen elektromechanischen Sicherungsautomaten.

Ein weiteres Hilfsmittel zum Rationalisieren der Servicearbeit ist das Diagnose-System. In den neuen Grundig-Farbfernsehempfängern sind 13 wichtige Meßpunkte an eine Vielfachbuchse geführt, an die im Servicefall ein handlicher Diagnose-Adapter angeschlossen werden kann. Er wertet die zugeführten Betriebs- und Signalspannungen aus und zeigt sie über Leuchtdioden an. Auf diese Weise kann man in vielen Fällen den aufgetretenen Fehler sehr schnell lokalisieren. Der Adapter erlaubt hauptsächlich die auf der Chassisplatte verbliebenen, nicht steckbaren Schaltungsgruppen, Modultechnik und Diagnose-Adapter ergänzen sich sinnvoll. Es ist nicht mehr notwendig, Meßpunkte aufzusuchen und Meßgeräte anzuschließen. Wenn eine Leuchtdiode nicht leuchtet, liegt der Fehler in dem zugehörigen Schaltungsteil. Die mitgelieferte Anleitung enthält auch Hinweise, welche Bauteile defekt sein könnten. Übrigens, nicht jedermann darf den Diagnose-Adapter kaufen. Er wird nur an den Fachhandel geliefert.

Diagnose-Adapter sind vor allem für den Außendienst nützlich, weil sich dadurch der Transport von weiteren Meßgeräten in die Kundenwohnung erübrigt. Eine nützliche Erweiterung für den stationären Werkstattdienst wäre die Kombination der Fehleranzeige mit einem akustischen Signal. In diesem Falle könnte man leichter nur zeitweilig auftretende Fehler lokalisieren.

Viele Fernsehteilnehmer merken kaum, wie schlecht die Tonqualität ihres Fernsehempfängers wirklich ist. Man hat sich daran gewöhnt und argumentiert, daß die Fernsehprogramme nur wenige Musiksendungen bieten. Kritische Gerätetests und Hi-Fi-Freunde beanstanden aber immer öfter den „Fernseh-Gießkannton“. Mit dem etwa vorhandenen Klangregler kann man meistens nur die Sprachverständlichkeit verbessern. Obwohl man weiß, daß heute ein besserer Fernsehsehton nur von einem kleinen Prozentsatz der Fernsehteilnehmer gefordert wird — man spricht von höchstens 2% — gehen die Überlegungen der Konstrukteure auch in dieser Hinsicht weiter. „Guten Klang“ versprechen Fernsehempfänger mit 3-W-Gegentakt-Endstufe und 21 cm x 9 cm großem Frontlautsprecher, aber nur vereinzelt findet man akzeptable Vorschläge zu wirklich besserer Klangqualität. Ein Tonteil mit einem 15-W-Endverstärker (Sinusleistung) und hochwertigem Lautsprechersystem liefert eine beachtlich gute Musik- und Sprachwiedergabe, wie ein Vergleich im Hause Grundig mit einem Standard-Fernsehempfänger bewies. Ein Gerät dieser Art in attraktiver Ausstattung wird man verkaufen können, auch wenn es etwa 15% mehr kostet. Allerdings darf man bei dem heutigen Sendesystem und bei dem empfangsseitig angewandten Inter-carrier-Prinzip weder UKW-Qualität noch Hi-Fi-Sound erwarten.

Werner W. Diefenbach



**all-akustik.** Neu im Sortiment der Hannoveraner Vertriebsfirma sind das **Luzman-Steuergerät „R 600“** (UM, 2 x 30 W Sinusleistung an 8 Ohm, Klirrfaktor < 0,1 % bei 30 W, Frequenzbereich 10... 50 000 Hz) und der **Micro-Plattenspieler „DD-1“** mit magnetischem Tonabnehmersystem „VF 3200/6“ (33 und 45 U/min, Direktantrieb durch Gleichstrom-Servomotor, Tonhöhen-schwankungen < 0,06 %, Drehzahlfein-einstellung ± 6 %, Frequenzbereich 10 bis 28 000 Hz, Kanaltrennung 30 dB bei 1000 Hz). Nach Mitteilung des Anbie-ters soll das „R 600“ etwa 1200 DM und der „DD-1“ etwa 990 DM (mit Tonarm und Abtastsystem) kosten.

**BBC.** Das neue Röhren-Preisverzeichnis 1974/75 (Druckschriften-Bestell-Nr. DHS 40 504 D) enthält die seit dem 1. Juli 1974 gültigen Preise für Sende- und Spezialröhren, Gleichrichterröhren, Thyratrons, Ignitrons und Zubehör.

**Hitachi.** Speziell für den europäischen Markt wurde eine Kompaktanlage entwickelt, die als Typ „ST-2650“ mit Cassetten-Recorder sowie als Modell „SDT-2660“ mit Plattenspieler und Cassetten-Recorder geliefert wird (UKML, 5 UKW-Stationstasten, automatische UKW-Scharfabstimmung, 2 x 20 W Sinusleistung, Cassetten-Recorder mit Bandsorten-Schalter und automatischer Band-Endabschaltung, Plattenspieler mit Magnetsystem, Tonarmlift sowie Abschalt- und Tonarm-Rückkehrautomatik).

**Philips.** Als Nachfolger der Niedrigpreis-Stereo-Anlage „RH 701“ wurde die Stereo-Anlage „Sirius Stereo 741“ herausgebracht, deren Steuergeräte alle Bedingungen der Hi-Fi-Norm DIN 45 500 erfüllt (UKML, 2 x 6 W Sinusleistung bei  $k < 1\%$ , eingebauter Entzerrer-Verstärker für magnetodynamische Tonabnehmer, Fächerentzerrer, Kopfhöreranschluß, über die gesamte Frontpartie gezogene grün-

leuchtende Flutlichtskala mit zusätzli-chen eingravierten Kurven für die Einstellung der Regler für Lautstärke, Balance, Höhen, Tiefen). Die zugehörigen 7-Liter Lautsprecherboxen „RH 421“ enthalten ein Breitband-Sy-tem und sind bezüglich Frequenzbe-reich und Belastbarkeit an das Steuer-gerät angepaßt. Das neue Hi-Fi-Steuergerät „Tonmeister RH 734 Ste-reo 4“ – Nachfolger des „RH 712“ – er-hielt bei unveränderter Technik (U2KML, 2 x 20 W Sinusleistung, 5 UKW-Stationstasten, Stereo-4-Schal-tung) ein neues Gehäuse mit schwarzer Frontpartie.

Neu im Sortiment der Hi-Fi-Vierfach-kombinationen sind die Phono-Cas-setten-Steuergeräte „RH 937 Dolby“ (U, 5 Stationstasten, 2 x 20 W Sinuslei-stung, Frequenzbereich 30... 25 000 Hz ± 1,5 dB, Leistungsbandbreite 30 bis 30 000 Hz, Plattenspieler „GC 008“, Cas-setten-Recorder mit schaltbarer Dolby B-Rauschunterdrückung, automati-scher Bandsortenumschaltung und ab-schaltbarer Aussteuerungsautomatik) und „RH 935 ST-4“ (U, 4 Stationstasten, 2 x 15 W Sinusleistung, Frequenzbe-reich 30... 20 000 Hz ± 1,5 dB, Leistungs-bandbreite 40... 20 000 Hz (-3 dB), Plat-tenspieler „GC 007“, Cassetten-Recor-der „N 2505“ mit DNL-Rauschunterdrü-ckung und Aussteuerungsautomatik).

Der neue Kofferempfänger „Orkan de Luxe 22 RL 435“ ist der Nachfolger des „Taifun de Luxe“. Die Technik wurde vom Vorgängertyp übernommen, je-doch wird das Gerät nicht mehr aus Flachbatterien, sondern aus sechs Ba-byzellen gespeist. Das Gehäuse hat jetzt eine Linearskala und eine beson-dere Drucktaste für den Ein-Aus-Schalter.

Das Plattenwechsler-Angebot wurde durch das Stereo-Tischgerät „GA 151“ und das Mono-Electrophon „GF 251“ (Batterie- und Netzbetrieb, 4 W Musik-leistung, Lautsprecher im abnehmba-ren Kofferdeckel) ergänzt. Beide Gerä-te enthalten das Wechslerchassis „GC 051“ mit dem Kristall-Tonabnehmersystem „GP 214“ (Bedienung aller Spie-ler- und Wechslerfunktionen mit ei-nem Hebel, Tonarmlift für manuellen Betrieb, 33 $\frac{1}{3}$  und 45 U/min, Gleichlauf-schwankungen < 0,25 %, Rumpel-Geräuschspannungsabstand > 55 dB, Fre-quenzbereich 60... 14 000 Hz). Zum An-schluß von magnetischen Tonabneh-mern an Geräte ohne eingebauten Entzerrer-Verstärker steht jetzt als Zu-satzgerät der netzbetriebene Stereo-Entzerrer-Verstärker „GH 915“ zur Verfügung (Entzerrungscharakteristik nach DIN, Verstärkung 35 ± 1 dB je Kanal, Frequenzbereich 20... 20 000 Hz ± 1 dB, Leistungsaufnahme maxi-mal 2,5 W, Klirrfaktor < 0,1% bei 1000 Hz und maximaler Ausgangsspannung, Kanaltrennung > 45 dB, Fremdspan-nungsabstand > 75 dB).

Zum Aufstellen von Lautsprecher-boxen ist jetzt das Drehfußgestell „12 ER 9002“ mit 30 cm Fußdurchmes-ser, 37,5 cm Höhe und um ± 12° ein-stellbarer Neigung lieferbar.

Als Service-Hilfe wird ein Modul-Set für das Farbfernsehchassis „K 9“ ange-

boten. Es enthält in einem Koffer alle Bausteine dieser halbleiterbestückten Chassis. Gegenüber dem Einzelbezug der Bausteine spart man beim Modul-Set 10% der Kosten.

**Telefunken.** Neu im Angebot ist der Hi-Fi-Stereo-Cassetten-Recorder „MC 2200 hifi“ mit eingebautem abschaltbaren Dolby B-Rauschunterdrückungssystem (Vierspur-Tape-Deck, Chromdioxid-Automatik, abschaltbare Aussteuerungsautomatik, Memory-Zählwerk, Flachbahnregler zur manuellen Aussteuerung und zur Regelung der Mithörlautstärke, Geräuschspannungsabstand  $\geq 56$  dB mit Chromdioxidband und Dolby, Tonhö-henschwankungen  $\leq 0,2\%$ , Frequenz-bereich 30... 14 000 Hz mit Chrom-dioxidband, Zubehör im Lieferum-fang: Chromdioxid-Cassette C 60, Stereo-Tonleitung).

Heft 64/74 der Hauszeitschrift „Telefunken sprecher“ ist unter anderem dem Farb-Portable „PALcolor 614“, der Rundfunk-Phono-Kombination „hifi center 4040“, dem Hi-Fi-Cassetten-Recorder „magnetophon C 2100 hifi“, der neuen Plattenwechslerreihe „304 automatic“, dem Radiowecker „star clock 101“ mit Digitaluhr und der Entwick-lung der Selektionsmittel für Rund-funkempfänger gewidmet.

Heft 18/74 der Hauszeitschrift „Telefunken heute“ stellt vor allem das Plattenabspielgerät „mister hit 2000“ her-aus; mit ihm setzt die Firma „ein seit Jahren erfolgreiches Konzept fort“. Die Verstärkerleistung wurde gegen-über dem Vorläufertyp auf 2 W erhöht. Das Gerät ist „konsequent für den Jugendmarkt von heute konzipiert“.

**Diebstahl.** Die nachstehend genannten Geräte wurden als gestohlen gemeldet: von der Grundig-Niederlassung, Frankfurt






Farbfernsehempfänger „Color 1510“ (Nr. 12090, 21355 u. 23120; beim letztge-nannten Modell Chassis ausgebaut)

Schwarz-Weiß-Fernsehempfänger „Triumph 1712“ (Nr. 19642)



Beim Auftauchen der Geräte sollte man die Polizei verständigen.

**Neue Service-schrift**

Blaupunkt Farbfernsehgeräte der Serien „7663...“ und „7664...“

PRODUKTIONSZAHLEN			
Geräte-art	Monat	Stück	Prod.-Wert 1000 DM
<b>Farbgeräte</b>			
	Mai 1973	159 514	216 737
	Mai 1974	216 876	304 804
<b>Schwarz-Weiß-Geräte</b>			
	Mai 1973	143 903*	54 173*
	Mai 1974	168 214	65 428
	Mai 1973	404 336*	60 169*
	Mai 1974	338 909	68 200
	Mai 1973	138 054	42 285
	Mai 1974	139 191	48 089
	Mai 1973	28 213	13 187
	Mai 1974	35 990	21 118

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

TEILNEHMERZAHLEN		
Gebührenpflichtige Hörfunk- und Fernseh-teilnehmer; Stand per 1. Juli 1974 (in Klammern: Änderungen gegenüber Vormonat)		
	19 353 430	(-1231)
	17 461 718	(+ 10 704)
Per 1. Juli waren 1 413 767 Hörfunk- und 1 267 934 Fernsehteilnehmer gebührenfrei		



# Ionenimplantation als Dotierverfahren in der Halbleitertechnologie

## 1. Einleitung

Dotierverfahren sind in der Halbleiterindustrie von wesentlicher Bedeutung für die Entwicklung und Produktion von Bauelementen. Sie ermöglichen es, elektrisch wirksame Störstoffe in das Halbleitergitter gezielt einzubauen und dadurch ein gewünschtes elektrisches Verhalten des Halbleiterkristalls zu erzeugen.

Erst durch das Dotieren mit unterschiedlichen Störstoffen in verschiedenen Konzentrationen und Verteilungen wird die vorhandene große Vielfalt der Halbleiterbauelemente ermöglicht. Berücksichtigt man, daß die Dotierungen in Schichten ablaufen, die nur eine Dicke von  $1/10\ 000$  bis zu  $1/10$  mm haben, dann wird deutlich, wie außerordentlich wichtig Genauigkeit und Gleichmäßigkeit der Dotierungen für eine reproduzierbare Fertigung sind.

Die Ionenimplantation, die in jüngster Zeit in verschiedenen Gebieten der Halbleitertechnik Eingang gefunden hat, ergänzt und erweitert die bereits vorhandenen, in den vergangenen 25 Jahren entwickelten Methoden. Deshalb soll zunächst ein Überblick über die Entwicklung der Dotierverfahren in der Halbleitertechnik gegeben werden.

## 2. Dotierverfahren in der Halbleitertechnik

Dotierende Fremdstoffe können in das Kristallgitter eines Halbleiters auf

der Schmelze und beim epitaktischen Wachstumsprozeß aus der Gasphase Dotierstoffe während des Kristallwachstums in das Gitter des Halbleitermaterials eingebaut. Unter geeigneten Bedingungen erhält man eine homogene Dotierung, deren Konzentration in weiten Grenzen einstellbar ist. Die untere Grenze der möglichen Störstellendichte wird durch den Störpegel der Apparatur bestimmt, die obere Grenze dadurch, daß bei zu hohen Dotierstoffzugaben eine Störung des einkristallinen Wachstums auftritt.

Während das Ziehverfahren einkristalline Halbleiterstäbe als Ausgangswerkstoff für die Bauelementherstellung liefert, werden beim Epitaxieprozeß auf einer einkristallinen Halbleiterscheibe als Substrat Siliziumschichten unterschiedlicher Dotierung und Leitung hergestellt. Eine solche epitaktisch erzeugte Schicht kann zum Beispiel die Kollektorzone eines Transistors darstellen, während zwei epitaktisch her-

## 2.2. Einbau aus einer Lösung

In einem Halbleiterplättchen mit verhältnismäßig niedriger Dotierung lassen sich Zonen hoher Dotierung derart herstellen, daß ein niedrigschmelzendes dotierendes Metallkügelchen unter erhöhter Temperatur bis zu einer bestimmten Tiefe in das Halbleitermaterial einleiert wird. Beim Abkühlen rekristallisiert das gelöste Halbleitermaterial. Dabei werden Dotieratome aus dem Legierungsmetall in das Gitter eingebaut. Wendet man diese Technik auf einander genau gegenüberliegende Stellen eines dünnen Halbleiterplättchens an, so erhält man die sogenannten Legierungstransistoren, bei denen die Emitter- und Kollektorzone infolge des Legierungsschrittes eine hohe Dotierung aufweisen, während die Basiszone durch das schwach dotierte Ausgangsmaterial gebildet wird. Das Schema eines Legierungstransistorelementes mit entsprechendem Verlauf der Dotierungskonzentration ist in Bild 2 dargestellt. Bild 3 zeigt das

Bild 1. Schematische Schnittdarstellung eines Epibasis-Transistors (a) und prinzipieller Störstellendichteverlauf (b)

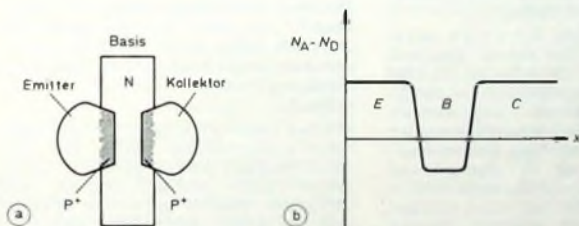
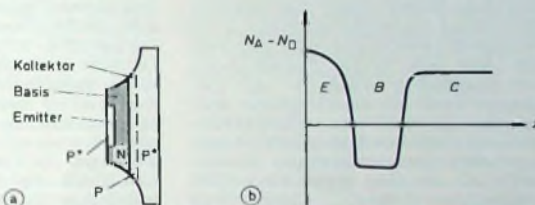
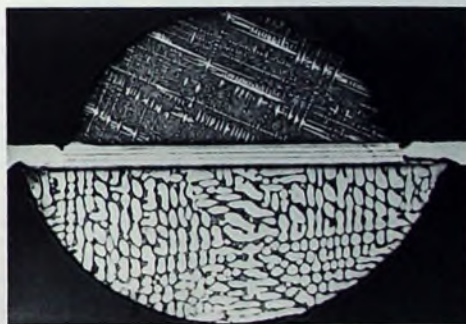


Bild 2. Schematische Schnittdarstellung eines Legierungstransistors (a) und prinzipieller Störstellendichteverlauf (b)

Bild 3. Schlibbild eines Legierungstransistors



unterschiedliche Weise eingebracht werden, und zwar durch

- ▶ Einbau während des Kristallwachstums,
- ▶ Einbau aus einer Lösung,
- ▶ Einbau durch Diffusion,
- ▶ Einbau durch Ionenbeschuß.

## 2.1. Einbau während des Kristallwachstums

In großem Umfang werden heute beim Ziehen von Halbleiterkristallen aus

Dipl.-Ing. Dieter Eckstein ist Leiter der Technologischen Entwicklung Einzelhalbleiter in den Röhren- und Halbleiterwerken der Valvo GmbH, Hamburg

gestellte Schichten entgegengesetzten Leitungstyps als Kollektor- und Basiszone dienen können. Hiervon macht man bei den Epibasis-Transistoren Gebrauch. Bild 1 zeigt den prinzipiellen Aufbau eines solchen Transistorelementes und den zugehörigen Störstellendichteverlauf.

In jüngster Zeit hat man auch Verfahren und Apparaturen entwickelt, die es gestatten, während des Aufwachsens der epitaktischen Schicht deren Dotierung durch Steuerung der Dotierstoffzugabe zu variieren und somit einen bestimmten Verlauf der Störstellendichte senkrecht zur Oberfläche der Schicht zu erzeugen.

Schlibbild eines solchen Legierungstransistors.

Diese Herstellungstechnik für Transistoren wurde 1950 eingeführt und hat ihren Höhepunkt schon deutlich überschritten. Ihre Grenzen liegen in den beschränkten Variationsmöglichkeiten der Abmessungen, des Verlaufs der Störstellendichte und damit der elektrischen Eigenschaften eines Transistors.

## 2.3. Einbau durch Diffusion

Die Diffusionstechnik begann, sich 1960 in Verbindung mit der Silizium-Planartechnik in der Industrie durchzusetzen und nimmt heute eine her-



vorragende Stellung bei der Halbleiterfertigung ein.

Beim Diffusionsprozeß wirken folgende physikalische Vorgänge zusammen: Bei Zufuhr von Wärme lösen sich Atome des Halbleiters aus ihrem Kristallgitterverband (in merkwürdiger Anzahl etwa bei  $1000\text{ }^\circ\text{C} \triangleq \approx 0,1\text{ eV}$ ) und bewegen sich über immer vorhandene Gitterleerstellen oder über Zwischengitterplätze unregelmäßig im Kristallgitter (Selbstdiffusion). Sind nun zum Beispiel an der Oberfläche

Ein durch zweifache Diffusion von Störstellen erzeugter Planartransistor mit dem dazugehörigen Störstellendichteverlauf ist schematisch im Bild 4 dargestellt.

#### 2.4 Einbau durch Ionenbeschuß

Die bisher beschriebenen Dotierverfahren arbeiten alle mit recht hohen Temperaturen, wenn auch mit kleinen Energien, um Störstoffe in das Kristall-

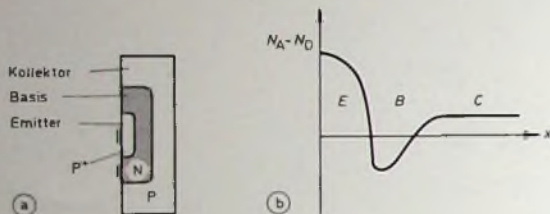


Bild 4. Schematische Schnittdarstellung eines Planartransistors (a) und prinzipieller Störstellendichteverlauf (b)

des Halbleiters Dotierstoffe vorhanden, so wandern die Atome dieser Stoffe entsprechend ihren Konzentrationsgradienten über die zufällig vorhandenen leeren Gitterplätze ins Innere des Halbleiters. (Auch die Diffusion über Zwischengitterplätze ist möglich; sie ist vor allem für Schwermetalle von Bedeutung.)

Auf diese Weise lassen sich Störstellen in einen Halbleiter einbringen, die P- oder N-Leitung erzeugen. Der Prozeß läuft trotz hoher Temperaturen verhältnismäßig langsam ab. Gesteuert wird die Eindringtiefe über Temperatur, Zeit und Oberflächenkonzentration des Dotierstoffs. Unsicherheiten kommen in dieses Verfahren durch die nicht immer einheitlich beschaffene Kristalloberfläche, weil hierdurch der Übergangsmechanismus zwischen Dotierstoff und Kristall beeinflusst wird. Unsicherheiten entstehen aber auch durch Fremdstoffe, die bei den angewandten hohen Temperaturen durch die Wandungen der Reaktionsgefäße (Quarzhöhre) diffundieren.

Ein Nachteil dieser Dotiermethode liegt darin, daß die Verteilung der Störstoffe im Halbleiter den Diffusionsgesetzen gehorchen muß. Die höchste Konzentration an Störatomen befindet sich daher stets an der Oberfläche, von wo sie, entsprechend den vorliegenden Randbedingungen, zum Inneren des Kristalls hin abnimmt.

gitter des Halbleiters einzubauen. Bei der Ionenimplantation, die gegenwärtig als Dotiermethode Eingang in die Halbleiterindustrie findet, werden dagegen die Störstoffe in einem elektrischen Feld beschleunigt und mit hoher Energie (etwa 50 ... 1000 keV) in den Halbleiter geschossen, der eine beliebige Temperatur haben kann [1]. Auf dieses Verfahren, dessen historische Entwicklung kurz dargestellt werden soll, wird im folgenden ausführlich eingegangen.

Schon Mitte der 50er Jahre wurde von Shockley der Ionenbeschuß von Halbleitern vorgeschlagen [2]. Hierbei ging es ihm allerdings nicht unmittelbar um die Dotierung, sondern um eine Erhöhung der Zahl der Gitterleerstellen im Kristall, deren Konzentration auf die Diffusion von Störstoffen einen Einfluß hat.

1961 veröffentlichte Rourke seine Versuche, Halbleiter durch Beschuß mit Ionenstrahlen zu dotieren [3]. 1966 wurde die Ionenimplantation bei MOS-Feldeffekttransistoren angewendet, und von da an stieg das Interesse der Halbleitertechnologen an diesem Verfahren zunehmend. Verzögernd auf die Einführung dieser Technik wirkte die Kompliziertheit der dazu nötigen Anlagen. Erst seit wenigen Jahren stehen Ionenimplantationsanlagen zur Verfügung, mit denen eine ökonomische Massenfertigung von Halbleiterbauelementen möglich ist.

### 3. Erzeugung hochenergetischer Ionenstrahlen

Zur Dotierung eines Halbleiters mittels Ionenbeschusses benötigt man einen Ionenstrahl hoher Energie, der nur Ionen des gewünschten Dotierstoffes enthält. Es besteht also die Aufgabe, ein Gas zu ionisieren und eine bestimmte Ionenart zu selektieren, zu bündeln und zu beschleunigen. Mit dem so erzeugten Ionenstrahl wird dann die zu dotierende Halbleiterscheibe überstrichen.

Den prinzipiellen Aufbau einer Ionenimplantationsanlage gibt Bild 5 wieder. Eine solche Anlage muß, um die erwähnten Aufgaben erfüllen zu können, folgende Einrichtungen enthalten: Hochspannungsgenerator, Ionenquelle, Extraktionseinheit zum Absaugen der Ionen, Massenseparator zur Selektion der gewünschten Ionenart, Beschleunigungsrohr für die Ionen, Ablenkeinheit für den Ionenstrahl, Kammer zum Beschießen mit Halbleiterscheiben, ionenoptische Einrichtungen zum Justieren des Strahls, Pumpen für das erforderliche Vakuum sowie Meßeinrichtungen zum Kontrollieren und Messen des Ionenstrahls (s. Titelbild und Bild 6). Da es wünschenswert ist, die Beschickungskammer zu erden, um eine gefahrlose Bedienung zu ermöglichen, muß die Ionenquelle auf hohem Potential liegen. Das erfordert eine gute Isolation der Energie- und Gasversorgung sowie der Bedienungselemente. Auch die Meßgrößenübermittlung zum Bedienungspult muß entsprechend ausgeführt werden.

In der Ionenquelle wird durch ein Gleich- oder Wechselfeld eine Gasentladung erzeugt, bei der die eingebrachten Teilchen ionisiert werden. Am einfachsten ist die Verwendung von gasförmigen Verbindungen des Dotierstoffes, die man über ein Dosierventil in die Ionisationskammer strömen läßt. Aber auch Feststoffquellen sind möglich, bei denen ein Verdampfen der Stoffe in einem Ofen erfolgt.

Bei der Gasentladung entstehen Ionen aller vorhandenen Stoffe. Sie sind meist einfach positiv geladen, jedoch treten auch einfach negativ und mehrfach positiv geladene Teilchen auf. Die positiv geladenen Ionen werden durch eine Öffnung der Kammer mittels eines elektrischen Feldes aus der Ionenquelle abgesaugt und durch Magnetfelder fokussiert.

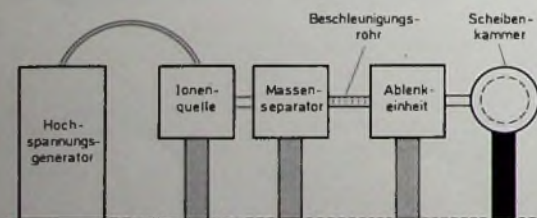


Bild 5. Prinzipieller Aufbau einer Ionenimplantationsanlage



Bild 6. Teilansicht der Ionenimplantationsanlage mit Beschießungskammer (vorn links), Beschleunigungsrohr und Ablenkeinheit



Auf ihrem Weg durch den Massenseparator wirken Kräfte auf die Ionen derart ein, daß nur die Ionen mit einem bestimmten Verhältnis von Ladung zu Masse ihren Weg fortsetzen können, während die anderen auf die Rohrwandungen aufprallen. Die Separation der Ionen kann durch ein magnetisches Feld oder durch das Zusammenwirken von elektrischem und magnetischem Feld erfolgen.

Die selektierten Ionen müssen nun auf die erforderliche Energie beschleunigt werden. (Ein Vertauschen der Reihenfolge von Separation und Beschleunigung ist möglich.) Der Ionenstrahl wird dann in der elektrostatischen Ablenkeinheit horizontal und vertikal so abgelenkt, daß er in unregelmäßigen Bahnen die in der Bestückungskammer befindlichen Halbleiterkristalle überstreicht. Die Unregelmäßigkeit des Bahnverlaufs ist erforderlich, um jedem Oberflächen teil der bestrahlten Kristallscheiben eine möglichst gleiche Strahlendosis zuzuführen. Man kann die Scheiben auch vor dem Strahl, der einen Durchmesser von etwa 5 bis 10 mm hat, bewegen oder beide Methoden kombinieren.

#### 4. Vorgänge im Halbleiter bei der Ionenimplantation

Die mit hoher Energie in einen Halbleiter eindringenden Ionen erleiden Energieverluste infolge Wechselwirkung mit den Elektronen und Streuung an den Atomkernen, bis sie in einer bestimmten Tiefe zum Stillstand kommen. Für einen amorphen Festkörper lassen sich die mittlere Reichweite und ihre statistische Schwankung für Ionen gegebener Energie nach der LSS-Theorie (Lindhard, Scherff und Schiott) berechnen [4]. Die Annahme einer Gaußverteilung gestattet es, aus der Dosis der implantierten Ionen ( $N/cm^2$ ), die sich während der Bestrahlung messen läßt, die Konzentration ( $N/cm^3$ ) in der Tiefe der mittleren Reichweite zu bestimmen. Die mittlere Reichweite eines Ions ist proportional seiner Energie. Sie nimmt mit zunehmender Masse des Ions ab. Der Bremsvorgang im Festkörper verläuft so, daß bei Energien, die oberhalb einer kritischen Energie liegen (die kritische Energie nimmt mit zunehmender Masse des Ions zu), überwiegend Energieverluste durch Energieübertragung an die Elektronen entstehen und erst, wenn die Energie der Ionen unter die kritische gefallen ist, die Energieverluste durch Streuung an den Atomkernen maßgebend werden.

Kernbremsung bedeutet aber Strahlenschädigung des Festkörpers. Aus dem oben Gesagten ergibt sich, daß Ionen, die mit relativ hoher Energie in den Halbleiter eindringen, merkliche Strahlenschäden erst von einer bestimmten Tiefe an erzeugen, dann nämlich, wenn sie so viel Energie an die Elektronen verloren haben, daß ihre Wechselwirkung mit den Atomkernen überwiegt. Mit zunehmender Menge eingestrahelter Teilchen nehmen naturgemäß die Strahlenschäden zu, die bis zur völligen Zerstörung des Gitteraufbaus führen können. Man

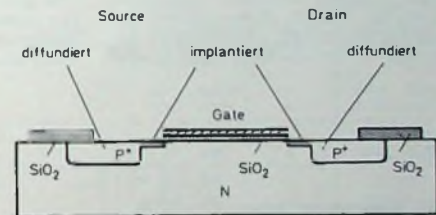
erhält dann eine amorphe Schicht innerhalb der Gitterstruktur des Halbleiters.

Durch Zufuhr von Wärmeenergie (Tempern) nach der Bestrahlung lassen sich die Strahlenschäden weitgehend ausheilen, das heißt, die Atome fügen sich wieder in die natürliche Gitterstruktur ein. Gleichzeitig ordnen sich dabei die eingestrahlenen Teilchen, die meist auf Zwischen gitterplätzen zum Stillstand gekommen sind, weitgehend auf Gitterplätzen ein. Erst dort können sie als Donatoren und Akzeptoren wirksam werden, während sie auf Zwischen gitterplätzen elektrisch unwirksam sind.

Die regelmäßige Anordnung von Atomen im einkristallinen Halbleiter bewirkt, daß die Häufigkeit der Wechselwirkung zwischen den eingestrahlenen Ionen und den Gitteratomen des Halbleiters von dem Winkel des einfallenden Strahls gegenüber den Kristallebenen abhängt. Fällt der Strahl in einer Richtung ein, in der er nur wenige Atome „sieht“, weil sie in der betreffenden Richtung genau hintereinander angeordnet sind, ist die Streuung geringer und damit die Reichweite der Ionen größer als nach der LSS-Theorie, die für isotrope Streuung gilt. Man bezeichnet dies als Kanaleffekt (Channeling).

Bei exakter Ausrichtung des Kristalls zum Ionenstrahl kann eine große Anzahl von Ionen (etwa 20 %) Tiefen erreichen, die achtmal größer sind, als sie sich nach der LSS-Theorie ergeben. Es ist jedoch bisher nicht gelungen, diesen Effekt reproduzierbar zu nutzen. Man versucht deshalb, den Kanaleffekt weitgehend zu vermeiden, indem man den Kristall zum Strahl so ausrichtet, daß die Ionen auf eine möglichst dichte Packung der Gitteratome treffen. Man erreicht dies durch

Bild 7. Schematische Schnitt darstellung eines mittels Ionenimplantation hergestellten MOS-Transistors



eine Neigung der Oberflächennormalen gegenüber dem Ionenstrahl um 7...9°. Die mittlere Reichweite nach der LSS-Theorie beträgt in Silizium beispielsweise bei einer

Energie von	100 keV	200 keV
für Bor	0,4 µm	0,72 µm
für Phosphor	0,12 µm	0,25 µm

#### 5. Anwendung der Ionenimplantation als Dotierverfahren

Trotz der komplizierten Vorgänge im einkristallinen Halbleiter beim Bestrahlen mit Ionen und trotz der erforderlichen aufwendigen Anlage besteht für die Ionenimplantation als Dotierverfahren in der Halbleitertechnologie für bestimmte Anwen-

dungsgebiete aus folgenden Gründen großes Interesse:

Weil der Massenseparator einen Ionenstrahl höchster Reinheit liefern kann und die Halbleiterscheiben bei Zimmertemperatur bestrahlt werden können, wird es möglich, Verunreinigungen bei der Dotierung weitgehend auszuschließen.

Die eingebrachte Menge an Dotierstoff kann als elektrische Ladung während der Bestrahlung genau gemessen werden und ist dadurch gut kontrollierbar. Insbesondere für kleine Mengen (Dotierung  $<10^{18}/cm^3$ ) ist die Ionenimplantation daher den Diffusionsverfahren überlegen.

Die Eindringtiefe für das Maximum der Verteilung der eingestrahlenen Ionen ist sehr gut durch die den Ionen übertragene Energie zu steuern schwer zu kontrollieren sind dagegen die „Schwänze“ der Verteilung, die sich häufig weiter in die Tiefe erstrecken. Ein weiterer Vorteil der Ionenimplantation liegt also in der Beherrschung kleiner Eindringtiefen ( $<1\mu m$ ). Für größere Eindringtiefen reichen die Beschleunigungsspannungen industriell hergestellter Anlagen gegenwärtig nicht aus.

Die Verteilung der Dichte der Störstellen im Halbleiter kann innerhalb der bestehenden Grenzen beliebig vorgenommen werden. Es lassen sich eine hohe Gleichmäßigkeit und Reproduzierbarkeit der Dotierung sowohl über die Halbleiterscheibe als auch von Scheibe zu Scheibe erreichen.

Wie beim Diffusionsverfahren, kann eine Siliziumdioxidschicht maskierend gegen das Eindringen von Ionen wirken. Es läßt sich also mit den beim Planarverfahren üblichen fotolithografischen Prozessen eine selektive Dotierung in der Halbleiteroberfläche erzeugen. Dabei dringen die

Ionen fast ausschließlich nahezu senkrecht zur Oberfläche in den Halbleiter ein, so daß unter der Oxidmaske keine Dotierung entsteht.

Aus den genannten, das Implantationsverfahren kennzeichnenden Eigenschaften ergeben sich die Anwendungen in der Halbleiterindustrie. Die Tatsache, daß bei der Ionenimplantation unterhalb einer Maske nahezu nicht dotiert wird, bringt Vorteile bei MOS-Bauelementen. Die Gate-Elektrode wirkt bei einer Ionenbestrahlung als selbstjustierende Maske [5], die zusammen mit der fehlenden Dotierung unter der Elektrode die Drain-Gate-Rückwirkungskapazität verkleinert (Bild 7). Als Folge ergeben sich höhere Grenzfrequenzen und damit schnellere Logikschal-



tungen. Auch die Schwellenspannung von MOS-Transistoren kann reduziert werden, zum Beispiel bei P-Kanal-MOS-Transistoren von 3,5 auf 0,5... 1 V, indem man Ionen durch das dünne Gate-Oxid in die Kanalzone implantiert. MOS-Schaltungen werden dadurch mit TTL-Schaltungen kompatibel. Ferner kann man Anreicherungs- und Verarmungs-MOS-Feldeffekttransistoren auf demselben Kristall realisieren. Außerdem lassen sich die Eigenschaften komplementärer MOS-Schaltungen durch die Ionenimplantation erheblich verbessern.

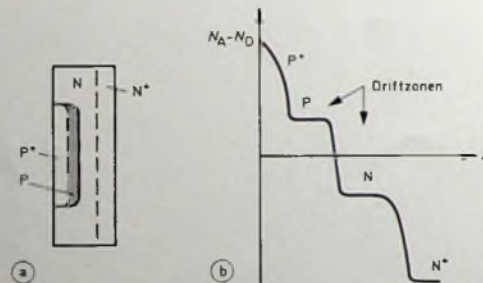
Das Beherrschen kleiner Eindringtiefen und niedriger Dotierungen ermöglicht es, sehr hochohmige Widerstände in monolithischen integrierten Schaltungen zu erzeugen. Mit Schichtwiderstandswerten von 20 000 Ohm/□ lassen sich beispielsweise Widerstände im Megohmbereich realisieren, während man bei der herkömmlichen Diffusionstechnik kaum 400 Ohm/□ überschreiten kann. Damit eröffnet sich dem Schaltungsentwickler die Möglichkeit, neue Schaltungskonzeptionen zu verwirklichen.

Bei bipolaren Hochfrequenztransistoren für den Gigahertzbereich, die ebenfalls nur sehr geringe Eindringtiefen und eine sehr genaue Dotierung in der Basiszone benötigen, ist die Ionenimplantation eine gut geeignete Technik, um eine bessere Gleichmäßigkeit der Grenzfrequenz von Exemplar zu Exemplar zu gewährleisten.

Außerordentlich hoch muß die Ausbeute an Einzeldioden einer Diodenmatrix für ein Silizium-Vidikon sein, weil sonst die Bildwiedergabe durch Flecken infolge fehlerhafter Dioden beeinträchtigt wird. Die geringe Temperaturbelastung und die hohe Reinheit bei der Anwendung der Ionenimplantation zur Herstellung der PN-Übergänge wirken sich in dieser Hinsicht günstig aus.

Impact-Dioden (Impact Ionisation Avalanche Transit Time Diode) mit Doppeldriftzone als Oszillatoren für den mm-Wellen-Bereich (Bild 8) sind

Bild 8. Schematische Schnittdarstellung einer Impact-Diode mit Doppeldriftfeld (a) und prinzipieller Störstellendichteverlauf (b)

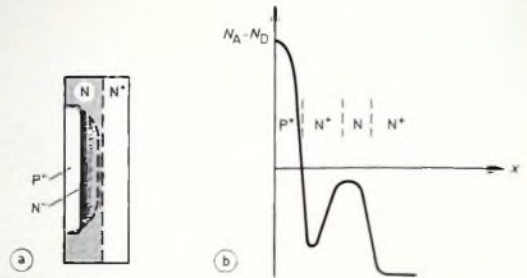


ein weiteres Anwendungsgebiet für die Ionenimplantation. An die hochdotierten Kontaktzonen der P- und N-Seite schließen sich zum PN-Übergang hin schwach und homogen dotierte Driftzonen für Elektronen und Löcher an, so daß Wirkungsgrad und Impedanz gegenüber Dioden mit nur einer Driftzone erhöht werden. Die Arbeitsfrequenz der Diode wird durch die Weite der Driftzonen bestimmt, so daß sich auch hier die

gute Kontrollierbarkeit von geringer Eindringtiefe und geringer Dosis durch Ionenimplantation vorteilhaft nutzen läßt. Im einfachsten Fall wird man in einer epitaktischen NN'-Si-Scheibe nur die homogene P-Zone durch mehrere Bestrahlungen mit unterschiedlicher Energie erzeugen. Es ist aber auch möglich, den gesamten Dotierungsverlauf P-PNN' durch Implantation herzustellen.

Kapazitätsdioden (Bild 9), bei denen man eine hohe Übereinstimmung der Kapazitätskennlinien fordert, und

Bild 9. Schematische Schnittdarstellung einer Kapazitätsdiode (a) und prinzipieller Störstellendichteverlauf (b)



eine Reihe anderer Dioden können von der Gleichmäßigkeit, der geringen Verunreinigung während der Implantation und der Möglichkeit profitieren, Dotierungsprofile zu erzeugen, die von den bisher möglichen abweichen.

Bei Strahlungsdetektoren benötigt man dicht unter der Oberfläche liegende PN-Übergänge. Sie lassen sich durch Ionenimplantation gut herstellen.

Weil die Dotierung durch Ionenbeschuss unabhängig vom thermischen Gleichgewicht und vom Lösungsgleichgewicht ist, eignet sich das Implantationsverfahren auch für Verbindungs Halbleiter, bei denen Diffusionsverfahren nur bedingt angewendet werden können.

Die genannten Anwendungsbeispiele für Ionenimplantation in der Halbleiterindustrie stellen nur einen Überblick über die Einsatzmöglich-

wenigen 10 000 DM, wenn es sich um Legierungs- oder Diffusionsöfen handelt. Für Ionenimplantationsanlagen sind dagegen einige 100 000 DM aufzuwenden. Derartige hohe Investitionen lassen sich jedoch nur vertreten, wenn dadurch entweder die Fertigung neuartiger oder verbesserter Bauelemente ermöglicht wird, für die ein entsprechend hoher Preis zu erreichen ist, oder wenn sich damit die Kosten zur Herstellung konventioneller Bauelemente merklich senken lassen, was durch eine Verkürzung der Bearbei-

tungszeit und eine Erhöhung der Ausbeuten erreicht werden kann.

Bei modernen Implantationsanlagen hat man die Forderung nach kürzeren Bearbeitungszeiten dadurch erfüllt, daß man Ionenquellen entwickelte, die hohe Strahlenströme liefern. Dadurch ergeben sich stark verkürzte Bestrahlungszeiten (etwa 1 min). Außerdem wurden die Aufnahmekammern und -halterungen für die zu bestrahlenden Halbleiterscheiben so konstruiert, daß man nahezu kontinuierlich – ohne Unterbrechungen durch lange Evakuierungszeiten der Kammern – die Bestrahlung der Scheiben durchführen kann. Höhere Ausbeuten ergeben sich bei Anwendung des Implantationsverfahrens dadurch, daß sich Dotierungen größerer Gleichmäßigkeit und Reproduzierbarkeit erreichen lassen.

Zusammenfassend kann man sagen, daß sich die Ionenimplantation, auch unter wirtschaftlichen Aspekten betrachtet, als Dotierungsverfahren für die Massenfertigung von Halbleiterbauelementen mit Vorteil einsetzen läßt. Sie stellt eine Bereicherung der Fertigungsmöglichkeiten dar und vermag einen wesentlichen Beitrag zur Herstellung von leistungsfähigeren, zuverlässigeren und preisgünstigeren Halbleiterbauelementen zu liefern.

#### Schrifttum

- [1] ● Mayer, J. W.; Eriksson, L.; Davis, J. A.: Ion Implantation in semiconductors. New York 1970, Academic Press
- [2] ● Shockley, W.: Dislocations and mechanical properties of crystals. New York 1957, J. Wiley & Sons
- [3] Rourke, F. M.; Sheffield, J. C.; White, F. A.: Crystal doping by ion bombardment. Rev. Sci. Instr. Bd 32 (1961) S. 455 bis 458
- [4] Lindhard, J.; Scharff, M.; Schiott, H. E.: Range concepts and heavy ion ranges. Mat. Fys. Medd. Dan. Vid. Selsk. Bd 33 (1963) Nr. 14
- [5] Jaklits, O.: Herstellverfahren für Isolierschicht-Feldeffekt-Transistoren und ihre Bedeutung für die Technik integrierter Schaltungen. Valvo Berichte Bd 16 (1971) S. 65-78



# Die Übertragungssysteme des Fernmeldesatelliten Symphonie

Im Juni 1967 wurde zwischen Frankreich und der Bundesrepublik Deutschland ein Abkommen über den geostationären Fernmeldesatelliten Symphonie geschlossen – ein Versuchsobjekt, um Erfahrungen für spätere Betriebsatelliten zu sammeln. Der Prototyp sollte Ende 1973 gestartet werden, während die beiden Flugmodelle Mitte und Ende 1974 auf ihre Umlaufbahnen gebracht werden sollten. Ursprünglich waren die Starts in Französisch-Guayana mit ELDO-Europa-II-Raketen vorgesehen. Nachdem aber der Rat der ELDO (Europäische Trägerraketen-Organisation) am 27. April 1973 die sofortige Einstellung des Europa-II-Projektes beschlossen hatte, sind Verhandlungen mit der NASA aufgenommen worden, um für die Starts Delta-Trägerraketen verwenden zu können. Im Dezember 1974 soll der erste Satellit mit einer Delta-Rakete von Cap Canaveral aus in seine Umlaufbahn gebracht werden.

## 1. Aufgabe des Fernmeldesatelliten

Der Fernmeldesatellit Symphonie soll sowohl zur Übertragung von Rundfunk- und Fernsehsendungen dienen als auch für Ferngespräche und die Datenübertragung Verwendung finden. Seine Lebensdauer ist auf fünf Jahre veranschlagt.

### 1.1. Ausleuchtzone

Bedingt durch die Interessensbereiche der beiden Länder, ist mit dem Fernmeldesatelliten sowohl eine Aus-

Der Antennengewinn  $G_A$  ergibt sich aus dem Verhältnis der von der Antenne in der Hauptstrahlrichtung abgestrahlten Leistung  $P_A$  zu der Leistung  $P_K$ , die ein Kugelstrahler bei gleicher zugeführter Leistung abstrahlen würde zu

$$G_A = \frac{P_A}{P_K} \quad (2)$$

Da in der Nachrichtentechnik das logarithmische Dämpfungsmaß Dezibel (dB) verwendet wird, ergibt sich für den Antennengewinn in dB die Beziehung

$$G_A = 10 \cdot \lg \frac{P_A}{P_K} \quad (3)$$

Damit erhält man für die äquivalente isotrope Sendeleistung die Größe dBW. Diese Größe ist die in dB ausgedrückte und auf 1 W bezogene Leistung

$$x \text{ dBW} = 10 \cdot \lg \frac{P}{1 \text{ W}} \quad (4)$$

Durch die geplanten Ausleuchtzone kann mit vielen Ländern ein Versuchsbetrieb aufgenommen werden, der nach erfolgreichem Abschluß zu ständigen Fernmeldesatelliten-Nachrichtenverbindungen führen soll.

## 1.2. Frequenzbereiche

Für den Empfang durch den Satelliten wird das 6-GHz-Band und für das Senden vom Satelliten das 4-GHz-Band verwendet. Die Zwischenfrequenz liegt im Bereich von 250 MHz bis 750 MHz. Da jedes der beiden Flugmodelle mit

auf der Erde die gleichen Frequenzen benutzen.

## 1.3. Übertragungsmöglichkeiten

Der Satellit soll ein Fernsehbildsignal von 5 MHz Bandbreite und drei Tonrundfunksignale mit je 15 kHz Bandbreite oder acht kleinere bis mittlere Trägerfrequenzbündel übertragen können. Hierfür wird ein Vielfachzugang sowohl über Frequenz- als auch Zeitmultiplex erfolgen. Damit lassen sich PCM-Verbindungen (Puls-Code-Modulation) mit mehreren Richtungen herstellen.

Bei dem Frequenzmultiplexverfahren (FDM) sendet jede Bodenstation ihren mit der Nachricht modulierten Träger auf einer eigenen Frequenz innerhalb eines gemeinsamen Frequenzbandes zum Satelliten. Bei dem Zeitmultiplexverfahren (TDM) senden die Bodenstationen in einem zeitlich gestaffelten Rhythmus auf derselben Frequenz, wobei dann im Satelliten jeweils nur das Signal einer Bodenstation verarbeitet wird. Im Satelliten werden alle Signale aus dem 6-GHz-Band – gleichgültig ob FDM oder TDM – im Transponder gemeinsam verstärkt, über eine Zwischenfrequenz in das 4-GHz-Band umgesetzt und zur Erde abgestrahlt.

Bei der Puls-Code-Modulation wird das niederfrequente Nachrichtensignal abgetastet, und die dabei entstehenden Amplitudenwerte werden nach einem Code übertragen. Die bei

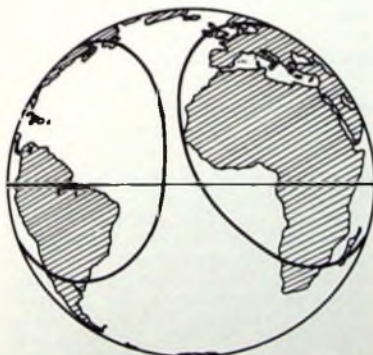


Bild 1. Ausleuchtzone des Fernmeldesatelliten Symphonie

Bild 2 (unten) Darstellung des Vielfachzugangs des Fernmeldesatelliten

Tab. I. Frequenzbereiche des Fernmeldesatelliten Symphonie

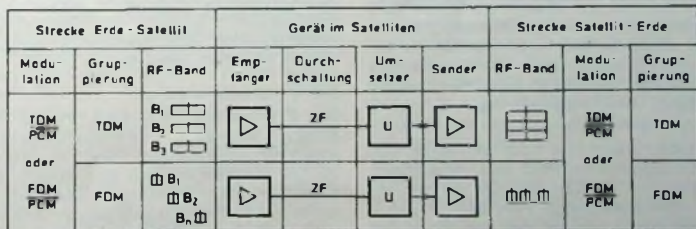
	Flugmodell 1		Flugmodell 2	
	Transponder	Frequenzbereich MHz	Transponder	Frequenzbereich MHz
Empfang	a	5940 ... 6030	b	6065 ... 6155
	c	6195 ... 6285	d	6320 ... 6410
Senden	a	3715 ... 3805	b	3840 ... 3930
	c	3970 ... 4060	d	4085 ... 4185
Zwischenfrequenz	a	645 ... 735	b	520 ... 610
	c	390 ... 480	d	265 ... 355

leuchtung weiter Teile Europas und Afrikas als auch Nord- und Südamerikas geplant (Bild 1). Der Satellit ist so ausgelegt, daß er von jedem Punkt in den Ausleuchtzone ein Fernmeldesignal empfangen kann. Hierfür ist eine äquivalente isotrope Sendeleistung am Rande der Ausleuchtzone von mindestens 29 dBW erforderlich.

Die äquivalente isotrope Sendeleistung EIRP ist das Produkt von Antennengewinn  $G_A$  und Sendeleistung  $P_S$ .

Es gilt:

$$EIRP = G_A \cdot P_S \quad (1)$$



je zwei Transpondern (Kunstwort, gebildet aus transmit = senden und respond = antworten) ausgestattet ist, ergeben sich acht verschiedene Frequenzbereiche (Tab. I). Bei diesen Frequenzen kann ein Interferenzgeräusch entstehen, wenn Richtfunkstrecken

der Abtastung einer kontinuierlichen Nachricht – wie Sprache oder Musik – entstehenden unendlich vielen verschiedenen Impulse werden auf eine bestimmte Anzahl zu übertragender Impulse begrenzt. Die Begrenzung beruht auf der Eigenschaft des Ohres.



Impulse, die in einem bestimmten Amplitudenbereich liegen, nicht mehr einzeln zu unterscheiden. Es wird deshalb nur der Amplitudenwert übertragen, der der jeweiligen Amplitudenstufe am nächsten liegt. Dieser Vorgang wird Quantisierung genannt. Auf der Empfangsseite werden die Impulse über einen Tiefpaß geführt, wodurch man eine annähernd identische Nachricht erhält. Im Bild 2 sind die Kombinationsmöglichkeiten für den Vielfachzugang des Satelliten Symphonie schematisch dargestellt.

## 2. Aufbau der Übertragungssysteme des Satelliten

Wegen der ursprünglich vorgesehenen ELDO-Europa-II-Rakete mußte die Nutzlast des Satelliten auf etwa 200 kg begrenzt werden. Dadurch wurde auch die Größe der Übertragungssysteme festgelegt.

einer Keulenöffnung von  $9,3^\circ \times 14,4^\circ$ , weil die Ausleuchtzonen auf der Erde elliptische Formen haben (s. Bild 1). Die Parabolspiegel haben die Abmessungen  $65,5 \text{ cm} \times 42,5 \text{ cm}$ . Um Abschattungseffekte durch die Erreger und ihre Halterungen zu vermeiden, befinden sich die Erreger außerhalb des Strahlengangs der Hauptkeule, so daß eine Schrägausleuchtung erfolgt. Der Antennengewinn jeder Antenne beträgt, bezogen auf den Rand der Ausleuchtzonen,  $19,5 \text{ dB}$ , während er in der Hauptstrahlrichtung den Wert  $23,7 \text{ dB}$  hat. Alle drei Antennen werden in Zirkularpolarisation betrieben. Die Polarisatoren befinden sich als dreilagige Polarisationsgitter im Vorderteil des Empfangshorns beziehungsweise der Erreger und sind in Polystyrolschaum eingebettet. Durch die Einbettung wird einerseits eine größere Festigkeit und andererseits (mit dem davor befindlichen

Das extrem schwache Signal wird über eine Empfangsweiche zu den beiden Transponderkanälen geführt. Das Flugmuster 1 arbeitet mit den Kanälen a und c und das Flugmuster 2 mit den Kanälen b und d (s. Tab. I). Danach verstärkt ein zweistufiger Tunneldiodenverstärker im 6-GHz-Band das Signal um  $26 \text{ dB}$ , bevor eine Abwärtsumsetzung in das ZF-Band erfolgt. Im Abwärtssetzer befinden sich neben dem eigentlichen Umsetzer ein ZF-Anpassungsverstärker und ein Filter, um die jeweiligen Kanäle herauszufiltern. Im ZF-Verstärker läßt sich durch TC-Signale vom Boden (Telecommand = Fernbedienung) eine Verstärkung zwischen  $36$  und  $46 \text{ dB}$  einstellen, wobei gleichzeitig eine Amplitudenkorrektur erfolgt. Dann wird das Signal über Bandsperrfilter, die die TC-Signale sperren, einem Aufwärtssetzer zugeführt und in das 4-GHz-Band umgesetzt. Der Aufwärtssetzer

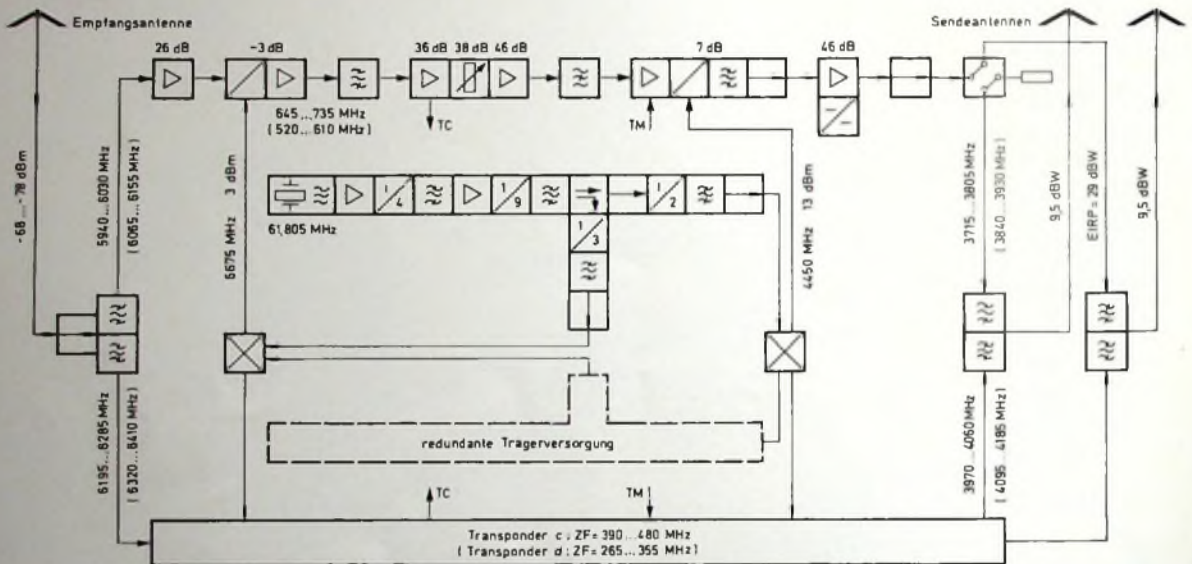


Bild 3. Blockschaltbild des Übertragungssystems des Fernmeldesatelliten

### 2.1. Energieversorgung

Die Energieversorgung erfolgt durch drei um  $120^\circ$  gegeneinander versetzte Sonnenpaddel mit insgesamt etwa 22 000 Siliziumzellen. Dabei entsteht eine Leistung von  $160 \text{ W}$ , die nach fünf Jahren noch  $155 \text{ W}$  betragen soll. Mit der aufgenommenen Energie werden zwei Nickel-Cadmium-Akkumulatoren mit je  $17 \text{ V}$  und  $3,5 \text{ Ah}$  gespeist, womit allerdings ein Betrieb im Erdschatten nicht möglich ist.

### 2.2. Antennen

Für den Empfang von der Erde im 6-GHz-Bereich dient ein rotations-symmetrisches Empfangshorn mit einer Keulenöffnung von  $18,2^\circ \times 18,5^\circ$ , wobei ein Antennengewinn in bezug auf den Rand der Ausleuchtzonen von mindestens  $16 \text{ dB}$  erreicht wird. Das Empfangshorn hat eine Länge von  $37,7 \text{ cm}$  und einen Durchmesser von  $21,6 \text{ cm}$ .

Das Abstrahlen der verstärkten Signale im 4-GHz-Bereich erfolgt über zwei elliptische Parabolantennen mit

Deckel aus harzgetränkten Glasfasern) eine Wärmeisolierung erreicht. Die metallischen Außenflächen von Erreger und Empfangshorn sind mit sogenannter Superisolation ebenfalls wärme geschützt, die aus etwa  $30$  mit Aluminium beschichteten Mylar- und Kaptonfolien besteht. Die Kunststoffbedeckungen bewirken eine Signaldämpfung von weniger als  $0,1 \text{ dB}$ .

### 2.3. Transponder

Der Transponder hat die Aufgabe, das Eingangssignal vorzuverstärken, zweimal umzusetzen und verstärkt an die Sendeantennen abzugeben. Im Bild 3 ist das Blockschaltbild dargestellt. Die Empfangsantenne nimmt von der Bodenstation eine Leistung von  $15 \text{ pW}$  auf. Im Dämpfungsmaß ausgedrückt, entspricht das dem Wert  $-78,3 \text{ dBm}$ .

Die Größe  $\text{dBm}$  ist die in  $\text{dB}$  und auf  $1 \text{ mW}$  bezogene Leistung

$$x \text{ dBm} = 10 \cdot \lg \frac{y \text{ W}}{1 \text{ mW}} \quad (5)$$

zer enthält einen ZF-Anpassungsverstärker, einen parametrischen Umsetzer und ein Filter, das die Oszillatorfrequenz und das obere Seitenband sperrt. Im Anpassungsverstärker werden die TM-Signale (Telemetrie = Fernmessung) eingekoppelt. Die folgende Verstärkerstufe ist mit einer Wanderfeldröhre mit einer Leistung von  $13 \text{ W}$  bestückt und verstärkt das Signal um  $46 \text{ dB}$ . Mit einem mechanischen Schalter kann der Ausgang der Wanderfeldröhre auf eine der beiden Sendeweichen geschaltet werden, die mit den beiden Sendeantennen verbunden sind. In den Sendeweichen sperren Bandfilter auch die doppelte Signalfrequenz und die von der Wanderfeldröhre im Empfangsband von  $5940$  bis  $6030 \text{ MHz}$  erzeugte Rauschleistung. Wegen der Verluste in den Kabeln, Schaltern und Weichen steht am Transponderausgang eine Leistung von  $9,1 \text{ W}$  zur Verfügung. Nach Gl. (4) erhält man damit eine Leistung von  $9,6 \text{ dBW}$ , die zusammen mit dem Antennengewinn von  $19,5 \text{ dB}$  eine äqui-



valente isotrope Sendeleistung von 29 dBW ergibt.

Die für die Umsetzung notwendigen beiden Oszillatorfrequenzen für die Abwärts- und Aufwärtsumsetzung werden von einem Quarzoszillator geliefert, der mit der Grundfrequenz 61,805 MHz schwingt. Diese Frequenz wird stufenweise vervierfacht und verneinfacht, bis die Frequenz 2250 MHz erreicht ist, die dann für die Abwärtsumsetzung auf 6675 MHz verdreifacht und für die Aufwärtsumsetzung auf 2250 MHz verdoppelt wird. Diese Trägerversorgung ist in doppelter Ausführung vorhanden, wobei die zweite, redundante Trägerversorgung als Ersatz dient. Sie schaltet sich automatisch ein, wenn die erste Versorgung ausfällt oder stark fehlerhaftes Verhalten zeigt.

Diese Transponderausführung wurde gewählt, weil die hohe Gesamtverstärkung von etwa 120 dB auf drei Frequenzbereiche aufgeteilt wird. Dafür verwendet man Transistorschaltungen, bei denen Frequenzselektion, Dämpfungs- und Laufzeitverzerrung sowie die Ein- und Auskopplung der TM- und TC-Signale leicht zu realisieren ist.

### 3. Position des Satelliten im Raum

Der Satellit Symphonie soll eine Synchronbahn mit einer Höhe von 35 786 km erreichen. Zuerst gelangt er auf eine 300 km hohe Parkbahn. Damit der Satellit stabilisiert wird, werden Drallraketen gezündet, die ihm einen Drall von 120 U/min verleihen. Nach der

Stabilisierung zündet der Perigäumsmotor (Perigäum = erdnahster Punkt), der den Satelliten in eine Transferbahn bringt. Über verschiedene Bodenstationen wird die Bahn des Satelliten durch Telemetrie vermessen und gegebenenfalls korrigiert. Im vierten Apogäum (erdentferntester Punkt) zündet der Apogäumsmotor und

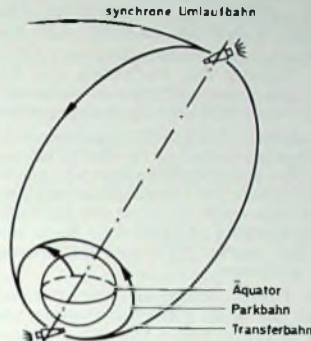


Bild 4 Erdumlaufbahnen des Nachrichtensatelliten Symphonie

bringt den Satelliten in eine Synchronbahn (Bild 4). Durch den Abwurf des Yogo verringert sich der Drall auf 0,5 U/min. Das Yogo besteht aus zwei kleinen Gewichten, die an längeren Drähten an dem Satelliten befestigt und bis zum Abwurf um ihn gewickelt sind. Infolge der Fliehkraft fliegen sie vom Satelliten fort und

haben wegen des größeren Radius eine kleinere Winkelgeschwindigkeit. Dadurch üben sie auf den Satelliten einen der Drehrichtung entgegengesetzten Zug aus, wodurch die Abbremsung erfolgt. Der Restdrall wird durch Zünden von Kaltgasdüsen beseitigt. Gleichzeitig werden die Sonnenpaddel entfaltet. Mit Hilfe der Erdsensoren läßt sich der Satellit so ausrichten, daß seine Antennen auf  $\pm 0,6^\circ$  genau auf die Ausleuchtzonen zeigen. Die genaue Position von  $0^\circ$  und  $15^\circ$  W wird durch Heißgasdüsen erreicht, womit dann der Satellit betriebsbereit wird.

### Schrifttum

- Schmeller, O.: Symphonie, der deutsch-französische Fernmeldesatellit. Z. f. d. Post- und Fernmeldewesen Bd 21 (1969) Nr. 18, S. 705-711
- Herz, R.; John, R.: Nachrichtensatelliten, Forschungsatelliten und Raumsonden. Siemens-Z. Bd. 44 (1970) Beiheft Beiträge zur Raumfahrt, S. 64-74
- Herz, R.: Die Fernmeldesysteme des Nachrichtensatelliten Symphonie. Nachrichtentechn. Z. Bd 24 (1970) Nr. 5, S. 240-243
- Sodekai, H.: Die fernmeldetechnische Nutzlast des Satelliten Symphonie. Raumfahrt. Bd 17 (1973) Nr. 1, S. 33-37, u. Nr. 3, S. 159
- Pfützmann, M.: Die Energieversorgung im Nachrichtensatelliten Symphonie. FUNK-TECHNIK Bd. 29 (1974) Nr. 13, S. 463-466
- Pulsmodulation (PCM) - ein Verfahren zur Mehrfachausnutzung von Nachrichtenkanälen. FUNK-TECHNIK Bd. 29 (1973) Nr. 11, S. 402-406
- Handbuch für Hochfrequenz- und Elektrotechnik, Bd. VI u. Bd VIII. Berlin 1966 bzw. 1969, VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH

## Computer steuert Airbus-Test

Im Labor für Festigkeit und Schwingungen der IABG (Industrieanlagen-Betriebsgesellschaft mbH) in Ottobrunn bei München läuft zur Zeit ein großer Struktur-Ermüdungsversuch für den Airbus. Die Zellenstruktur dieses Flugzeugs ist für eine Lebensdauer von 48 000 Flügen (entsprechend etwa 60 000 Flugstunden) ausgelegt. Ziel des Ermüdungsversuchs ist ein Nachweis dieser geplanten Strukturlebensdauer. Eine Testzelle, die aus einem etwa 25 m langem Rumpfmittelstück und den beiden Tragflächen besteht, wird wechselnden Belastungen unterworfen, die in ihrer Größe und Häufigkeit mit den zu erwartenden Betriebsbeanspruchungen der Serienflugzeuge übereinstimmen. Die eigens für den Ermüdungsversuch hergestellte Testzelle hat die gleiche Konstruktion und die gleichen Abmessungen wie die Serienflugzeuge. Die Ermüdung der Zellenstruktur eines Verkehrsflugzeuges wird verursacht durch wechselnde Belastungen während des Rollens auf dem Flugfeld, durch Böenbeanspruchungen während des Fluges und durch den bei Flügen in großer Höhe im Rumpf vorhandenen Überdruck. Im Ermüdungsversuch werden diese Beanspruchungen nach einem Einzelflugprogramm simuliert. Dabei wird neben der Größe und Häufigkeit auch die Reihenfolge der wechselnden Belastungen weitgehend den tatsächlichen Gegebenheiten während des Fluges angepaßt.

Das Versuchsprogramm erstreckt sich zunächst auf die Simulation von 96 000 Flügen. Daran anschließend werden über eine Dauer von 24 000 Flügen fail-safe-Untersuchungen durchgeführt, die die Ausfallsicherheit der Zellenstruktur im Falle auftretender Ermüdungsschäden nachweisen sollen. Die Simulation der Kräfte erfolgt durch 53 Hydraulikzylinder, die für Maximallasten von 10 bis 70 Mp ausgelegt sind und über Lastgeschirre die Kräfte in die Struktur einleiten. Während jedes Fluges wird der Rumpf mit Druckluft von etwa 0,6 atü gefüllt. Die Steuerung des zeitlichen Ablaufes der Zylinderkräfte sowie des Innendruckes im Rumpf erfolgt über einen Digital-Equipment-Computer „PDP-11/20“, der die momentanen Soll-Werte digital berechnet und über einen Digital-Analog-Wandler an ein elektronisches Regelsystem weitergibt. An jedem Zylinder beziehungsweise an den Drosselklappen des Luftversorgungssystems befinden sich elektrische Servoventile, mit denen die aufzubringenden Lasten individuell geregelt werden. Die Rückmeldung der vorhandenen Kräfte (Ist-Werte) erfolgt durch Dynamometer, die an den Enden der Zylinderkolbenstangen montiert sind, oder über Druckmeßglieder im Inneren des Rumpfes. Hydraulikzylinder, Servoventile, Dynamometer und elektrisches Regelgerät bilden einen geschlossenen Regelkreis. Die Rückmeldung der vorhandenen Zylinderkräfte er-

folgt jedoch nicht nur an das Regelgerät, sondern auch über Analog-Digital-Wandler an den steuernden Prozeßrechner, der durch einen Vergleich zwischen Soll- und Ist-Werten die Soll-Wert-Vorgabe auf das Verhalten der Regelkreise abstimmen beziehungsweise bei eventuell auftretenden gravierenden Fehlern den Versuch abschalten kann.

Parallel zum laststeuernden Rechner arbeitet synchron ein weiterer Digital-Equipment-Rechner „PDP-15“, der über einen zweiten, völlig unabhängigen Ausgang der Dynamometer die Steuerung des Versuches überwacht, die gefahrenen Belastungen ständig mißt und bei auftretenden Störungen beziehungsweise Abschaltvorgängen den zeitlichen Ablauf der Zylinderkräfte zu Dokumentationszwecken auf Magnetband speichert.

In periodischen Abständen innerhalb eines jeden Programmumlaufs von 1000 Flügen werden statische Lasten aufgebracht und die auftretenden Beanspruchungen der Struktur mit Dehnmessstreifen an rund 400 Punkten gemessen. Die Werte für die Zylinderlasten und den Innendruck der Zelle sowie die Dehnungen werden über einen Zeilendrucker ausgegeben und für spätere zusätzliche Auswertungen auf Magnetband gespeichert.

Bis Mitte Mai 1974 hatte der Airbus im IABG-Labor bereits 30 000 Flüge absolviert. Täglich werden etwa 400 Flüge simuliert. Das Programm läuft voraussichtlich bis Mitte 1975 und umfaßt insgesamt 120 000 Einzelflüge.



# Thyristor- oder Triac-Ansteuerung mit integrierten Nullspannungsschaltern

Thyristoren und Triacs haben in den letzten Jahren nicht nur in der industriellen und kommerziellen Elektronik, sondern auch im Haushalt Eingang gefunden. Das brachte im Hinblick auf die mit ihrem Betrieb verbundenen Niederfrequenz- und Hochfrequenz-

und gerade die werden dann aus Kostengründen eingespart.

In qualitativ hochwertigen Einrichtungen dieser Art benutzt man deshalb schon seit einiger Zeit ein Verfahren, welches das Auftreten von HF-Störungen von vornherein verhindert oder zumindest sehr stark einschränkt. Der Augenblick des Einschaltens einer Wechselstromlast ist für das Entstehen von NF- und HF-Störungen von großer Wichtigkeit. Im Augenblick des Einschaltens kann nämlich die Stromanstiegsgeschwindigkeit sehr hoch sein, so daß starke NF- und HF-Störungen auftreten.

Bild 1 veranschaulicht die Verhältnisse, die beim Einschalten einer reinen Wirklast von 3 kW (Küchenherd, Waschmaschine, Warmwasserbereiter usw.) am Wechselstromnetz von 220 V, 50 Hz, auftreten, und zwar für den Fall, daß gerade im Augenblick des Netzspannungshöchstwertes geschaltet wird. Der Lastwiderstand beträgt bei den angegebenen Verhältnissen etwa 16,1 Ohm. Da der Scheitelwert einer 220-V<sub>eff</sub>-Netzspannung etwa 311 V ist, muß beim Einschalten der Strom innerhalb sehr kurzer Zeit von 0 auf etwa 311/16,1 = 19,3 A ansteigen, wobei die Stromanstiegsgeschwindigkeit nur durch die im allgemeinen kleinen Leitungsinduktivitäten begrenzt und deshalb sehr groß ist. Es ist nun zu berücksichtigen, daß Thyristoren und Triacs keine beliebig hohen Stromanstiegsgeschwindigkeiten zulassen. Der zulässige di/dt-Wert ist für jeden Thyristor- oder Triactyp ein wichtiger Grenzwert. Wird er überschritten, ist ein ordnungsgemäßer Betrieb nicht mehr gewährleistet. Das Bauelement könnte auf diese Weise sogar zerstört werden.

Anders liegen die Verhältnisse, wenn das Einschalten in dem Augenblick erfolgt, in dem die Netzwechselspannung ihren Nulldurchgang hat (s. Bild 2). Der Laststrom  $i_L$  kann jetzt nicht schneller ansteigen, als es der Anstieg der Netzwechselspannung  $u_N$  und der Lastwiderstand  $R_L$  gestatten. Es können so auch keine Störungen mit einem Störspektrum bis zu hohen Frequenzen auftreten. Die größtmögliche Stromanstiegsgeschwindigkeit (in A/s) ist durch die Beziehungen

$$\left(\frac{di}{dt}\right)_{\max} = \frac{2\pi \cdot f_{\text{Netz}} \cdot U_{\text{eff}} \cdot \sqrt{2}}{R_L}$$

◀ Bild 2 Zündung eines Triac jeweils im Nulldurchgang der Netzwechselspannung: a) Verlauf der Netzspannung, b) Verlauf des Laststroms (220 V<sub>eff</sub>, 50 Hz;  $R_L = 16,1$  Ohm, 3 kW)

Bild 3 Wellen-Paket Steuerung eines Triac: a) die Last erhält 20%, b) die Last erhält 90% ihrer maximalen Leistung ▶

beziehungsweise

$$\left(\frac{di}{dt}\right)_{\max} = \frac{2\pi \cdot f_{\text{Netz}} \cdot N_L \cdot \sqrt{2}}{U_{\text{eff}}}$$

bestimmt. Für die betrachteten Verhältnisse mit einer Netzfrequenz  $f_{\text{Netz}} = 50$  Hz, einer Netz-Effektivspannung  $U_{\text{eff}} = 220$  V und einem Lastwiderstand von  $R_L = 16,1$  Ohm beziehungsweise einer Leistung  $N_L = 3000$  W ergibt sich eine maximale Stromanstiegsgeschwindigkeit von etwa 6,07 A/ms. Wie man im Bild 2b auch ohne Rechnung erkennen kann, wird beim Einschalten im Spannungs-Nulldurchgang die Stromanstiegsgeschwindigkeit niemals höher, als sie auch bei normalem Dauerbetrieb wäre. Man kommt mit einem Thyristor mit relativ niedrigem Grenzwert für di/dt aus.

Bereits früher wurden verschiedene Schaltungen entwickelt, die einen angeschlossenen Thyristor oder Triac jeweils im Augenblick des Nulldurchgangs der Netzwechselspannung mit einem Gate-Zündimpuls versorgen. Derartige mit diskreten Transistoren, Dioden und anderen Einzelteilen aufgebaute „Nullspannungsschalter“ waren aber aufwendig, und ihr Einsatz blieb deshalb auf hochwertige Anlagen beschränkt. Seit einiger Zeit sind nun aber auch integrierte Schaltkreise für diesen Zweck auf dem Markt, deren Preiswürdigkeit ihre Verwendung auch für einfachere Einrichtungen interessant macht.

Beim Einsatz eines Nullspannungsschalters muß man sich darüber im klaren sein, daß mit ihm immer nur komplette Halbwellen geschaltet werden können. Eine sogenannte „Phasenanschnitt“-Steuerung, wie sie beispielsweise für Beleuchtungsregelungen sehr beliebt ist, widerspricht dem Prinzip der Nullspannungs-Steuerung. Das wird am Bild 1 deutlich. Hier ist der störungsmäßig ungünstigste Fall einer Phasenanschnitt-Steuerung für Triacs dargestellt, bei der jede Halbwelle genau beim Scheitelwert der Netzwechselspannung gezündet wird; die Last erhält im dargestellten Fall die halbe Leistung.

Mit einem Nullspannungsschalter wird man dagegen eine sogenannte „Halbwellen-“ oder „Vollwellen-Paket-Steuerung“ vornehmen, wie sie im Bild 3 schematisch dargestellt ist. Dies setzt voraus, daß die Zeitkonstante der mit dem Thyristor oder Triac regel-

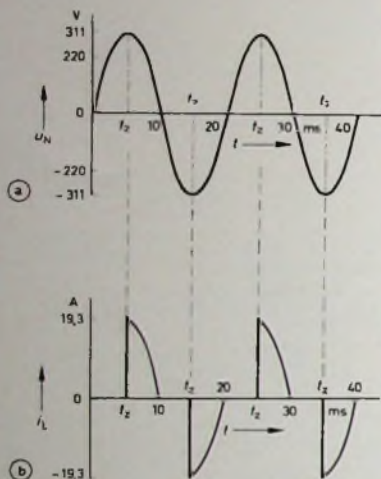
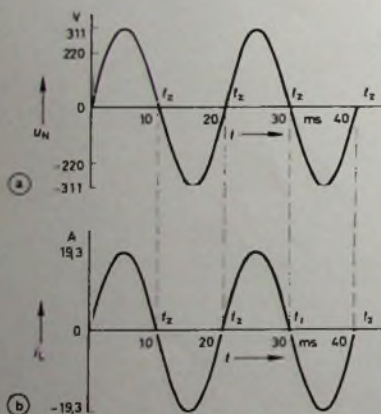
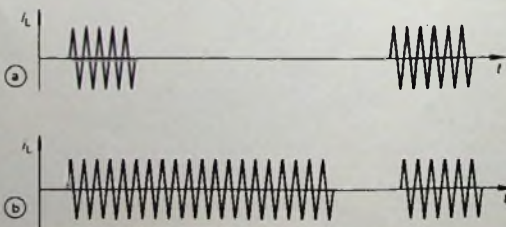


Bild 1 Zündung eines Triac beim Scheitelwert der Netzwechselspannung: a) Verlauf der Netzspannung, b) Verlauf des Laststroms (220 V<sub>eff</sub>, 50 Hz;  $R_L = 16,1$  Ohm, 3 kW)

störungen neue Probleme mit sich. Zwar versucht man in vielen Fällen, die unerwünschte Störstrahlung mit Entstörfiltern zu unterdrücken, aber gerade bei den billigeren (und damit weit verbreiteten) Regeleinrichtungen – etwa für die Beleuchtung oder für die



Drehzahlregelung von Elektromotoren – ist die Entstörung oft nicht ausreichend. Die in einem weiten Frequenzbereich wirksamen Filter müssen nämlich außer Kondensatoren auch relativ teure Spulen enthalten,





ten Anlage groß ist gegenüber der Dauer einer Halbwelle des Netzwechselstromes. Sehr gut geeignet sind Wellen-Paket-Steuerungen beispielsweise für Heizungsanlagen wie Elektroöfen und -herde, Warmwasserbereiter usw. Für die Beleuchtungsregelung bei 50 oder 60 Hz ist die Wellen-Paket-Steuerung dagegen nicht geeignet, weil sich bei den üblichen elektrischen Lichtquellen (Glühlampen oder Leuchtstofflampen) dann ein stören-

etwa 12  $\mu$ s. CA3059 und CA3079 sind mit einem Dual-in-line-Plastikgehäuse, CA3058 ist mit einem Dual-in-line-Keramikgehäuse ausgerüstet; alle Ausführungen haben 14 Anschlüsse. Sie können wahlweise an Netzwechselspannungen von 24  $V_{eff}$ , 120  $V_{eff}$  oder 220  $V_{eff}$  und sogar an noch höheren Spannungen betrieben werden. Bild 4 zeigt die Blockschaltung eines Nullspannungsschalters CA3058 oder CA3059 in einer typischen Zweipunkt-

wird zunächst mit Hilfe der beiden gegeneinander geschalteten Dioden D 1 und D 2 auf  $\pm 8$  V begrenzt (s. Bild 5). Die beiden Dioden D 7 und D 13 arbeiten als Einweg-Netzgleichrichter und versorgen die übrigen Stufen des Nullspannungsschalters mit einer Betriebsspannung von etwa 6 V, die am Anschluß 2 mit einem externen Kondensator von 100  $\mu$ F geglättet wird und hier auch für andere Zwecke – etwa für die Stromversorgung einer Sensorbrücke – zur Verfügung steht. Wenn eine Last eingeschaltet werden soll, liefert der Anschluß 4 bei jedem Nulldurchgang der Netzwechselspannung einen kurzen Impuls, der einen angeschlossenen Thyristor oder Triac zündet.

Die Erzeugung der Zündimpulse für einen am Anschluß 4 mit seinem Gateangeschlossenen Thyristor oder Triac läßt sich am einfachsten verstehen, wenn man zunächst den Zustand des Nullspannungsschalters betrachtet, bei dem am Ausgang 4 ein Strom fließt. Dies ist nämlich sozusagen der „Normalzustand“ der gesamten Anordnung, und alle anderen Stufen dienen nur dazu, den Stromfluß am Anschluß 4 während der nichterwünschten Zeiten zu sperren.

Bild 4. Blockschaltung des Nullspannungsschalters CA3058 oder CA3059 in einem Zweipunkt-Temperaturregler

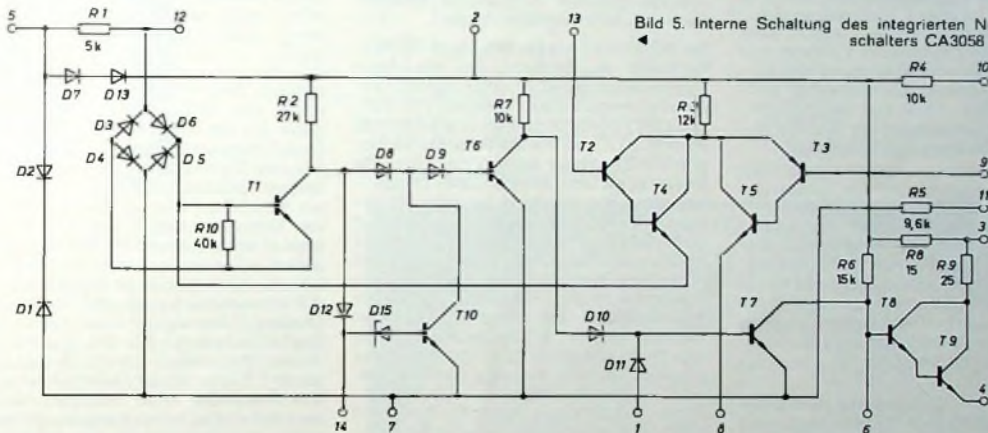
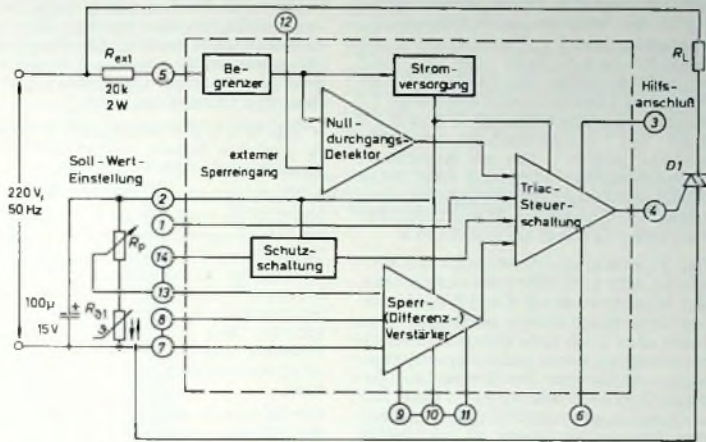


Bild 5. Interne Schaltung des integrierten Nullspannungsschalters CA3058 oder CA3059

des Flimmern bemerkbar macht. Wesentlich günstiger sind die Verhältnisse bei 400-Hz-Netzen, wie sie beispielsweise als Bordnetz in der Luftfahrt-Industrie üblich sind. Hier hat sich für die Beleuchtungsregelung mit Nullspannungs-Steuerung eine Schaltperiode von 17,5 ms bewährt, die in Verbindung mit der dann gegebenen Halbwelldauer von 1,25 ms eine Regelung in 14 Stufen zuläßt.

### 1. Die integrierten Nullspannungsschalter CA3058, CA3059 und CA3079

Die Nullspannungsschalter CA3058, CA3059 und CA3079 von RCA (Vertrieb in Deutschland: Enatechnik GmbH, 2085 Quickborn) liefern jedesmal, wenn die Netzwechselspannung ihren Nulldurchgang hat, einen kurzen Ausgangsimpuls, der als Gate-Impuls zur Zündung von Thyristoren oder Triacs verwendet wird. Er hat bei 50 Hz eine Dauer von etwa 120  $\mu$ s, bei 400 Hz von

Tab. 1. Bemessung des Vorwiderstandes  $R_{ext}$  für verschiedene Netzspannungen

Netzspannung (50, 60, 400 Hz) $V_{eff}$	Vorwiderstand $R_{ext}$ kOhm	Belastbarkeit von $R_{ext}$ W
24	2	0,5
120	10	2
220	20	4
277	25	5

Temperaturregler-Anordnung. Als Temperaturfühler dient ein NTC-Widerstand  $R_{s1}$ , der Sollwert läßt sich am Regelwiderstand  $R_p$  einstellen. Der Anschluß an das Wechselstromnetz erfolgt über einen Vorwiderstand  $R_{ext}$ , dessen Wert von der Netzspannung abhängt. Tab. 1 gibt eine Übersicht über die bei den verschiedenen Netzspannungen erforderlichen Vorwiderstände. Die über den Vorwiderstand  $R_{ext}$  zugeführte Netzwechselspannung

Damit am Anschluß 4 ein Strom fließen kann, müssen die Transistoren T 8 und T 9 stromführend, der Transistor T 7 gesperrt und der Transistor T 6 wiederum leitend sein. Jedes Signal, das in irgendeiner Weise den Transistor T 7 öffnet, bewirkt, daß die Ansteuerung von T 8 und damit auch von T 9 über die Kollektor-Emitter-Strecke von T 7 kurzgeschlossen wird, so daß T 8 und T 9 sperren und dann kein Strom aus dem Anschluß 4 fließen kann.

Der Transistor T 7 läßt sich nun auf zwei Arten öffnen. Beispielsweise kann man an den Anschluß 1 eine Spannung von mehr als +1,2 V legen, wobei ein Strom von 10  $\mu$ A benötigt wird. (Ist die Spannung am Anschluß 1 größer als +1,5V, dann ist der fließende Strom durch einen passenden Vorwiderstand auf 1 mA zu begrenzen.) Dieser Strom fließt durch die Diode D 11 in die Basis von T 7, und die Kollektor-Emitter-Strecke von T 7 wird leitend.



Die Ansteuerung von T 8 und T 9 ist dann kurzgeschlossen, und der Ausgangsanschluß 4 kann keinen Strom mehr liefern. Weil die Diode D 10 beim Anliegen einer ausreichend positiven Spannung am Anschluß 1 verhindert, daß andere Signale an der Basis von T 7 wirksam werden, hat das Signal am Anschluß 1 Vorrang vor allen anderen.

Der Transistor T 7 läßt sich aber auch durch Sperrung des Transistors T 6 öffnen. Über den Widerstand R 7 fließt dann ein sonst kurzgeschlossener Strom über D 10 in die Basis von T 7, der diesen Transistor durchsteuert. T 6 führt im „Normalzustand“ Strom – solange nämlich der Transistor T 1 gesperrt ist und durch den Widerstand R 2 sowie die beiden Dioden D 8 und D 9 ein Steuerstrom in seine Basis fließt.

Der Transistor T 1 gehört zum Nulldurchgangs-Detektor. Solange die Spannung am Anschluß 5 positiver als +3 V ist, fließt über den Widerstand R 1, die Diode D 6, die Basis-Emitter-Strecke von T 1 und die Diode D 4 ein Strom zum Anschluß 7, so daß der Transistor T 1 leitend ist. Also ist T 6 gesperrt, T 7 leitend und die Endstufe aus T 8 und T 9 gesperrt. Es kann also kein Strom aus dem Anschluß 4 fließen. Liegt am Anschluß 5 eine negative Spannung als -3 V, dann fließt ein Strom durch die Diode D 5, die Basis-Emitter-Strecke von T 1, die Diode D 3 und den Widerstand R 1. Auch in diesem Fall ist also T 1 leitend, und der Anschluß 4 liefert keinen Strom. Eine Sperrung des Transistors T 1 kann nur erfolgen, wenn die Spannung am Anschluß 5 kleinere Absolutwerte aufweist als etwa  $\pm 2$  V, das heißt in unmittelbarer Umgebung des Nulldurchgangs der Netzwechselfspannung.

Bei der Schaltung im Bild 4 liefert der Nullspannungsschalter als Ausgangssignal schmale Impulse, die zeitlich mit den Nulldurchgängen der Netzwechselfspannung zusammenfallen. Bei einer Netzfrequenz von 50 Hz beträgt die Impulsdauer etwa 120  $\mu$ s, bei 60 Hz etwa 100  $\mu$ s und bei 400 Hz etwa 12  $\mu$ s. Ausgangsimpulse treten aber nur dann auf, wenn am Anschluß 1 kein positives Signal liegt; andernfalls ist der Ausgang gesperrt.

Um die Nullspannungsschalter CA3058, CA3059 und CA3079 möglichst vielseitig einsetzen zu können, sind sie über die bisher beschriebenen Schaltungsgruppen hinaus auch noch mit einem integrierten Sperrverstärker ausgerüstet, der es beispielsweise gestattet, sie mit Hilfe von externen Sensoren zu steuern. Beim Sperrverstärker handelt es sich im Prinzip um einen empfindlichen Differenzverstärker, der im Bild 5 durch die Transistoren T 2, T 3, T 4 und T 5 dargestellt ist. Jedes der beiden Transistorpaare T 2, T 4 und T 3, T 5 wirkt in dieser Schaltung wie ein zusammengesetzter Transistor außerhalb gewöhnlich hoher Stromverstärkung (Super-Beta-Anordnung). Die Emittoren von T 4 und T 5 sind dabei als Kollektoren der zusammengesetzten Transistoren aufzufassen, der Emittor von T 2 stellt zusammen mit dem Kollektor von T 4 den einen, die entsprechenden Anschlüsse von T 3 und T 5 den anderen Emittor dar. R 3 arbeitet also als gemeinsamer Emittorwiderstand der beiden Differenzverstärker-

hälften. Das Verhältnis der Ströme in den Emittoren von T 4 und T 5 hängt von der Differenz der Spannungen an den Basen von T 2 und T 4 ab. Ist das Potential am Anschluß 13 positiver als das am Anschluß 9, dann fließt für T 4 nur ein kleiner oder kein Emittorstrom. Hingegen liefert T 4 einen großen Emittorstrom, wenn Anschluß 13 gegenüber Anschluß 9 auf negativerem Potential liegt.

Beim Stromfluß durch die Transistoren T 2 und T 4 fließt dieser Strom durch den Widerstand R 3, durch das Transistorpaar T 2, T 4, dann durch die Basis-Emitter-Strecke von T 1 und schließlich durch die Diode D 4 zum Anschluß 7. Damit ist der Transistor T 1 leitend, und über T 6, T 7, T 8 und T 9 wird der Ausgangsstrom im Anschluß 4 gesperrt. Ein am Anschluß 4 angeschlossener Thyristor oder Triac erhält also keine Gate-Triggerimpulse, solange der Anschluß 13 auf negativerem Potential liegt als Anschluß 9.

Das Potential am Anschluß 9 läßt sich wie im Bild 4 mit Hilfe des aus den beiden Widerständen R 4 und R 5 gebildeten Spannungsteilers festlegen. Man kann aber auch eine externe Beschaltung wählen, wenn andere Spannungsverhältnisse für Sonderfälle erforderlich sind. Man braucht dann nur noch den Anschluß 13 mit einer passenden Sensoranordnung zu verbinden, und die gesamte Anordnung arbeitet dann als selbständiger Regler.

Im Bild 4 wird als Sensor ein NTC-Widerstand  $R_p$  benutzt. Bei niedrigen Temperaturen hat er einen hohen Widerstandswert. Das Potential von Anschluß 13 ist dann positiver als das von Anschluß 9, und ein am Anschluß 4 liegender Thyristor oder Triac, der die Heizung steuert, erhält Gate-Triggerimpulse; die Heizung ist also eingeschaltet. Mit steigender Temperatur wird der Widerstand des NTC-Fühlers kleiner, und bei einem bestimmten, mit Hilfe des Regelwiderstandes  $R_p$  einstellbaren Wert wird das Potential am Anschluß 13 negativer als das am Anschluß 9. Die Gate-Triggerimpulse für den Thyristor oder Triac werden dann gesperrt und die Heizung damit abgeschaltet. Erst wenn sich wieder eine gewisse Abkühlung eingestellt hat – der NTC-Widerstand also wieder hochohmiger geworden ist –, beginnt das Spiel von neuem. Soll an Stelle einer Heizung eine Kühleinrichtung gesteuert werden, dann braucht man nur den NTC-Widerstand mit dem Regelwiderstand zu vertauschen oder aber die beiden Anschlüsse 9 und 13.

Der Sperrverstärker kommt mit geringen Eingangsströmen aus. Es lassen sich deshalb relativ hochohmige NTC-Widerstände bis zu 100 k $\Omega$  verwenden. Der Fehler bleibt dabei kleiner als 5%. Noch kleinere Fehler erhält man, wenn an Stelle der integrierten Widerstände R 4 und R 5 zwei externe Widerstände benutzt werden, welche die gleiche Impedanz wie der Fühler aufweisen. Für den Mindestwert der Sensor-Impedanz ist die interne Stromversorgung maßgebend. Um sie nicht zu überlasten, sind beim Betrieb mit extrem niederohmigen NTC-Widerständen besondere Maßnahmen erforderlich.

## 2. Schutzschaltung

Die Ausführungen CA3058 und CA3059 sind mit einer integrierten Schutzschaltung ausgerüstet, die bei der CA3079 nicht zu finden ist: Bei extrem hochohmigem oder extrem niederohmigem NTC-Widerstand werden die Gate-Triggerimpulse für den angeschlossenen Thyristor oder Triac gesperrt. Die Verwendung der Schutzschaltung setzt allerdings die Beachtung einiger Punkte voraus:

► Es wird die Schaltung nach Bild 4 verwendet, bei der die Anschlüsse 13 und 14 verbunden sind. Die eingebaute Stromversorgung darf nur in der hier gezeigten Weise – also nicht noch zusätzlich – belastet werden.

► Die Werte für den Regelwiderstand  $R_p$  und den Sensor müssen zwischen 2 k $\Omega$  und 100 k $\Omega$  liegen.

► Das Verhältnis von Sensorwiderstand zu  $R_p$  muß für alle normalen Betriebsbedingungen zwischen 0,33 und 3 liegen. Sensoren, deren Impedanz diese Forderung nicht erfüllt, sind gegebenenfalls durch Serien- oder Parallelwiderstände entsprechend zu ergänzen. Bei Nichtbeachtung dieses Punktes kann es zu unerwünschtem Ansprechen der Schutzschaltung kommen.

Die Schutzschaltung selbst besteht aus den Dioden D 12 und D 13 sowie aus dem Transistor T 10. Bei normalem Betrieb – wenn also der NTC-Widerstand einen ordnungsgemäßen Wert aufweist – ist der Transistor T 6 jeweils für die Dauer eines Ausgangsimpulses leitend. Der Verbindungspunkt zwischen den Dioden D 8 und D 12 hat dann ein um etwa drei Sperrschicht-Durchlaßspannungen (ungefähr 2 V) höheres Potential als der Anschluß 7. Dieser Zustand bleibt erhalten, solange am Anschluß 14 ein positiveres oder ein um höchstens 0,15 V negativeres Potential als an diesem Punkt liegt. Fällt aber die Spannung am Anschluß 14 auf 1 V ab, dann liegen an der Anode von D 8 nur noch etwa 1,6 ... 1,7 V: Über die Dioden D 8 und D 9 kann dann kein Basisstrom mehr für T 6 fließen, und dieser Transistor sperrt. Damit aber wird T 7 leitend, die Ansteuerung für die Endstufe wird kurzgeschlossen, und es werden keine Ausgangsimpulse mehr geliefert. Da in der Schaltung nach Bild 4 die Anschlüsse 13 und 14 verbunden sind, tritt dieser Fall ein, wenn der NTC-Widerstand ungewöhnlich niederohmig ist oder kurzgeschlossen wird.

Im umgekehrten Fall – also bei ungewöhnlich hochohmig werdendem NTC-Widerstand – wächst die Spannung am Anschluß 14. Bei einem Wert von etwa 6 V wird die Z-Diode D 15 leitend, der Transistor T 10 wird durchgesteuert, und die Spannung zwischen den Dioden D 8 und D 9 bricht zusammen. Auch damit wird der Transistor T 6 gesperrt, und die Schaltung liefert keine Ausgangsimpulse mehr. Das Ansprechen der Schutzschaltung in diesem Fall ist aber nur gewährleistet, wenn die Spannung am Anschluß 2 um mindestens 0,2 V höher ist als die Zener-Spannung von D 15. Aus diesem Grunde soll die interne Stromversorgung nicht zusätzlich belastet werden. (Schluß folgt)



## Abhörlautsprecher „Ditton 66“

Die britische Firma Celestion war eine der ersten, die das Prinzip der parasitären Tieftonabstrahlung in Lautsprecherboxen ausnutzten. Bei diesem Prinzip wird eine Membran mit sehr loser Aufhängung und entsprechend niedriger Eigenfrequenz vom eigentlichen Tieftonlautsprecher zu erzwungenen Schwingungen angeregt. Bei sehr tiefen Frequenzen ist die Auslenkung der Membran des parasitären Strahlers

Die Schaltung der eingebauten Frequenzweiche zeigt Bild 2. Die Drosseln sind durchweg als Luftdrosseln ausgeführt, und alle Kondensatoren sind hochwertigste Ausführungen mit sehr enger Toleranz.

Das akustische Verhalten eines Lautsprechers wird weitgehend durch sein polares Schalldruckverhalten bestimmt. Das Polardiagramm im Bild 4 zeigt den Schalldruckverlauf der

„Ditton 66“-Box in einem Raumwinkel von 360°. Man ersieht daraus, daß nicht nur für tiefe und mittlere Frequenzen, sondern auch für die hohen Frequenzen eine vorzügliche räumliche Verteilung der Schallstrahlung vorhanden ist. Der Schalldruckverlauf des Abhörlautsprechers in axialer Richtung läßt sich dem Diagramm im Bild 4 entnehmen. Im Bereich 50 ... 20 000 Hz ist dieser Verlauf innerhalb  $\pm 4$  dB linear. Der Bericht hat die „Ditton 66“ in Wohnräumen unterschiedlicher Größe und Ausstattung getestet. Es war in allen Fällen eine weiche und unverfärbte Wiedergabe feststellbar. In einigen Fällen könnten die mittleren Frequenzen etwas präsenter „kommen“, aber das ist eine Frage des jeweiligen subjektiven Hörempfindens und sollte daher nicht als Qualitätsbeurteilung einem Lautsprecher zugrunde gelegt werden. Die wichtigsten technischen Daten sind in Tab. 1 zusammengestellt.



Bild 1. Innenaufbau des Abhörlautsprechers „Ditton 66“. Von unten nach oben: parasitärer Tieftonstrahler 12"-Tieftonsystem „UL 12“, Kalotten-Mitteltontonsystem „MD 500“ und Kalotten-Hochtonsystem „HF 2000“

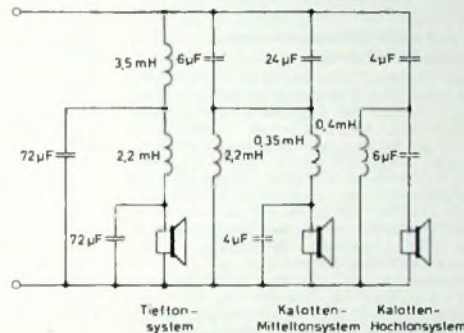


Bild 2. Schaltung der Frequenzweiche

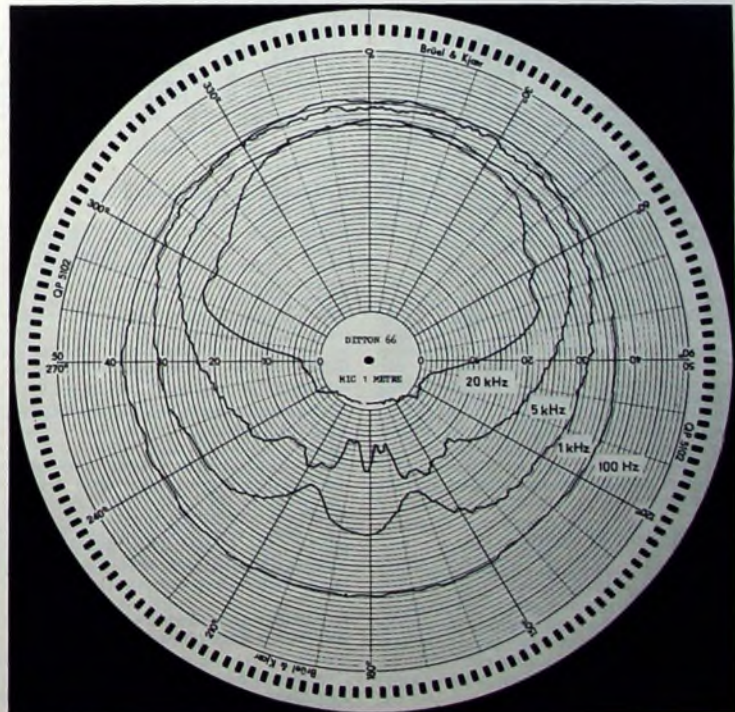
Tab. 1. Technische Daten der „Ditton 66“

Übertragungsbereich	16 ... 40 000 Hz
linear im Intervall $\pm 4$ dB	50 ... 25 000 Hz
Übernahmefrequenzen	500 Hz und 5000 Hz
der Weichen	
Eingangsimpedanz	4 ... 8 Ohm (Verstärker)
Nennimpedanz	6 Ohm
Belastbarkeit	max. 80 W
Gesamt-Klirrfaktor	
in 1 m Abstand bei 96 dB	
Schalldruck	
100 Hz	0,6 %
400 Hz	0,6 %
1 000 Hz	0,7 %
4 000 Hz	0,7 %
10 000 Hz	0,9 %
15 000 Hz	1,1 %
Ausführung und Gewicht: Walnuß oder Teak	38 cm X 100 cm X 29 cm; 30 kg

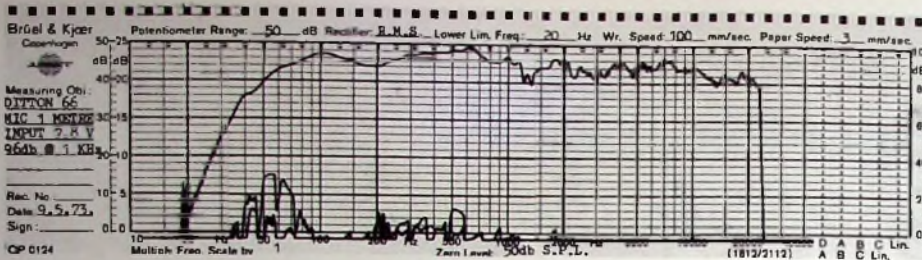
gegenphasig zur Auslenkung der eigentlichen Tieftonlautsprechermembran. Mit steigender Frequenz dreht sich die Phase, bis in dem wichtigen Frequenzbereich zwischen etwa 25 Hz und 60 Hz die beiden Membranen gleichphasig schwingen und sich somit in der Abstrahlung der tiefen Frequenzen unterstützen. Auf diese Weise läßt sich mit geschlossenen Lautsprechergehäusen eine hörbar bessere Tiefenwiedergabe als unter Verwendung nur eines einzigen Tieftonsystems erreichen. Dieses Prinzip wird bei allen Lautsprecherboxen der Firma mit Erfolg angewandt.

Bild 1 zeigt das Gehäuseinnere der Box „Ditton 66“. Man erkennt ganz unten den parasitären Tieftonstrahler und darüber das eigentliche Tieftonsystem, dem die tieffrequente Ausgangsspannung des Verstärkers zugeführt wird. Zur Mitteltonwiedergabe dient im Frequenzbereich 500 bis 5000 Hz ein Spezial-Kalottenlautsprecher. Darüber befindet sich ein Kalotten-Hochtonsystem, das die Frequenzen zwischen 500 Hz und etwa 25 000 Hz abstrahlt. Alle Lautsprechersysteme sind Celestion-Entwicklungen.

Bild 3. Polardiagramm des Schalldruckverlaufs für 100 Hz, 1 000 Hz, 5 000 Hz und 20 000 Hz (von außen nach innen)







Wie alle hochwertigen Lautsprecher, sollte auch die „Ditton 66“ nur an hochwertigen Verstärkern mit hinreichender Ausgangsleistung (2x50 Watt) betrieben werden. Die schlanke hohe Ausführung der Box (Bild 5) ermöglicht ihre Aufstellung auch in Räumen mit wenig Stellfläche. Wegen der relativ großen Höhe der Box (100 cm) können die Mittelton- und Hochtonlautsprecher frei und offen in den Raum strahlen. Das ausgezeich-

nete polare Strahlungsdiagramm der Box läßt sich daher auch in Wohnräumen weitgehend ausnutzen. Man sollte aber nach Möglichkeit den Lautsprecher nicht zu nahe an Zimmerwände stellen. Die verfärbungsfreieste Wiedergabe erhält man stets dann, wenn die Akustik des Abhörortes möglichst wenig Einfluß hat. Aber auch hierüber streiten sich die „Gelehrten“.

Prof. Dipl.-Ing. H. H. Klinger

Bild 4 (oben) Schalldruckverlauf in axialer Richtung, gemessen in 1 m Abstand vom Lautsprecher

Bild 5. Außenansicht der Lautsprecherbox „Ditton 66“



## Persönliches

### B. Seeger 80 Jahre

Bruno Seeger, ehemaliger Direktorialbevollmächtigter bei Osram, beging am 16. Juni 1974 in Berlin seinen 80. Geburtstag. Er war bis zu seiner Versetzung in den Ruhestand (1960) Leiter des Verkaufs Entladungslampen und des Technischen Außendienstes der Osram GmbH.

### J. Köhler 70 Jahre

Am 1. Juli 1974 wurde Oberingenieur i. R. Josef Köhler, der bis zu seiner Pensionierung im Jahre 1969 bei Peh in verschiedenen Bereichen beschäftigt war, 70 Jahre. Köhler kam 1936 bei Peh und richtete dort eine zeitbedingte Abteilung für Nachrichten- und Funkmeßgeräte ein. Nach dem Krieg war er zunächst in der Bauelement-Entwicklung, dann als Prüffeldleiter und in den letzten Jahren als Leiter der Patentabteilung tätig.

### H. Warschko 65 Jahre

Am 29. Juni 1974 vollendete Dipl.-Ing. Helmut Warschko das 65. Lebensjahr. Nach dem Studium trat H. Warschko als Fachingenieur für elektrische Hausgeräte in die Mannheimer Zweigniederlassung von Siemens-Schuckert ein. Nach dem Krieg war er als Vertriebsleiter für die Bereiche Haushalt-, Kälte- und Waschgeräte und ab 1968 als Koordinator für Vertriebsfragen, Prognose und Planung der Siemens-Elektrogeräte GmbH tätig. Von 1967 bis 1974 war er außerdem Vorsitzender des Fachverbandes Elektrohaushalt-, Kälte- sowie Waschgeräte und Geschirrspüler im ZVEI.

### H. Müntefering 60 Jahre

Dipl.-Ing. Heinrich Müntefering, Vorstandsmitglied der Felten & Guillaume Carlswerk AG Köln, wurde am 9. Juli 1974 60 Jahre. Seine berufliche Laufbahn begann Müntefering im Jahre 1939 im Vertriebsbereich der Siemens & Halske AG in Hannover. 1940 wechselte er zur Hartmann & Braun AG in Frankfurt a. M., wo er zunächst als Sachbearbeiter in der Entwicklung, später als Produkt- und zuletzt als Abteilungsleiter im Vertrieb tätig war. Seit August 1965 ist er Mitglied des F&G-Vorstandes mit dem Ressort Marketing.

### G. Rotermann 60 Jahre

Direktor Gerhard Rotermann, Geschäftsführer der Daimon-Werke Köln und Berlin, beging am 18. Juli 1974 seinen 60. Geburtstag. Nach 1945 hat er sich beim Wiederaufbau des damaligen Daimon-Werkes in Rodenkirchen/Köln, bei der generellen Vertriebs-Neuorganisation und bei der Errichtung des neuen Daimon-Großwerkes in Köln-Ossendorf große Verdienste erworben.

### G. Jehmlich Personalvorstand von AEG-Telefunken

Dipl.-Volkswirt Günter Jehmlich (46), seit dem 1. Juli 1974 stellvertretendes Mitglied des Vorstands der Allgemeinen Elektrizitätsgesellschaft AEG-Telefunken, Berlin/Frankfurt a. M., hat von dem bisherigen Vorstandsmitglied Otto Mössner (65) die Leitung des Horizontalen Bereichs „Personal- und Sozialwesen“ des Unternehmens übernommen. Jehmlich war zuvor vier Jahre lang für das Zentralbüro und das Vorstandssekretariat von AEG-Telefunken verantwortlich. Zum neuen Leiter des Zentralbüros und des Vorstandssekretariats wurde Dipl.-Kaufmann Günter Evers, Direktor von AEG-Telefunken und zuvor Leiter des Rechnungswesens im Horizontalen Bereich „Finanzverwaltung“, ernannt.

### G. Pressler ordentliches Vorstandsmitglied bei Hartmann & Braun

Der Aufsichtsrat der Hartmann & Braun AG, Frankfurt a. M., hat Dipl. Phys. Gerhard Pressler (49), Leiter des Vorstandsbereichs Entwicklungsdirektion zum ordentlichen Vorstandsmitglied bestellt. Pressler trat 1950 bei Hartmann & Braun ein. 1964 erhielt er Prokura, 1967 erfolgte die Ernennung zum Direktor, und 1973 wurde er stellvertretendes Vorstandsmitglied.

### A. Schultz Vorstandsmitglied Marketing bei Braun

Dipl.-Kaufmann Albrecht Schultz wurde vom Aufsichtsrat der Braun AG zum neuen Vorstandsmitglied Marketing für die gesamte Braun-Gruppe ernannt. Schultz (55) – seit zwanzig Jahren im Hause Braun und seit 1961 Vorstandsmitglied – gibt den Artikelbereich Haustechnik an Alfred Zeien (44) ab, der nach vorübergehender Tätigkeit bei Gillette wieder in den Braun-Vorstand zurückkehrt ist.

### G. Seebach neues Vorstandsmitglied von Telefunken

Dipl.-Kaufmann Dr. Gerhard Seebach (40), seit dem 1. Mai 1974 Vorstandsmitglied der Telefunken Fernseh und Rundfunk GmbH, Hannover, hat am 1. Juli 1974 die kaufmännische Geschäftsführung Inland des Unternehmens übernommen. Sein Vorgänger Walter Meyer, der für die Leitung dieses Ressorts vorübergehend verantwortlich war, übernahm bei AEG-Telefunken eine andere Aufgabe.

### R. Zimmermann Geschäftsleiter des Valvo-Zweigbüros München

Am 17. 1974 übernahm Dipl.-Ing. Rolf Zimmermann die Leitung des Valvo-Zweigbüros in München. Zimmermann war

seit 1970 in der Valvo-Hauptniederlassung im Bereich „Integrierte Techniken“ tätig.

### Ehrendoktorwürde für F. Koppelman

Die Technische Universität Berlin hat Prof. Dr.-Ing. Floris Koppelman (71) in Anerkennung seiner bahnbrechenden Erfindungen und zahlreichen Entwicklungen auf dem Gebiet des Kontaktumformers, der elektrischen Meßtechnik und der umrichterspeisten Drehstrommaschinen am 5. Juli 1974 die Würde eines Dr.-Ing. E. h. verliehen. Von 1930 bis 1940 arbeitete Koppelman bei den Siemens-Schuckert-Werken und im Jahre 1940 wurde er Mitarbeiter der AEG im Forschungsinstitut Berlin-Reinickendorf. Seit Ende 1968 lebt er im Ruhestand.

### H. Rupp tritt in den Ruhestand

Der Technische Direktor und Mitglied der Geschäftsleitung des Süddeutschen Rundfunks, Dr.-Ing. Helmut Rupp (63), tritt aus Gesundheitsgründen zum 31. 12. 1974 in den Ruhestand. Seine Position übernimmt am 1. 1. 1975 Dr.-Ing. Dietrich Schwarze (44), bisher Direktor und Geschäftsführer der Rundfunkbetriebstechnik (RBT) in Nürnberg. Schwarze studierte am Heinrich-Hertz-Institut in Berlin und war, ehe er zur RBT ging, Leiter der Hauptabteilung Technische Planung, Ausrüstung und Vertreter des Technischen Direktors des SFB.

### Veränderungen bei der 3M Deutschland GmbH

Mit Wirkung vom 1. Juli 1974 hat Dipl.-Ing. H. C. Randecker, Mitglied der Geschäftsleitung der 3M Deutschland GmbH, den Bereich Computer-Graphik, Mikrofilm, AVI, Action-Papiere und Musiksysteme übernommen.

R. D. Homeyer wurde zum Direktor für den neugegründeten Bereich Elektro-Produkte und H. D. Schiffer zum Direktor für den neuen Bereich Magnetische Produkte ernannt.

### Veränderungen bei der RCA Corporation

William C. Hittinger, Executive Vicepresident der RCA-Divisionen „Consumer Electronics“ und „Solid State Electronics“, hat mit Wirkung vom 1. 7. 1974 zusätzlich die Division „Electronic Components“ übernommen, zu der auch die RCA-Farbbildröhren-Aktivitäten gehören. John B. Faiese, der bisherige Executive Vicepresident Electronic Components, wird in beratender Funktion weiterhin als RCA-Executive Vicepresident von den Präsidenten der RCA Corporation, Anthony L. Conrad, tätig sein.



# Flüssigkristalle für die Elektronik

Schluß von FUNK-TECHNIK Rd 28 (1974) Nr. 14, S. 493

## 3.2. Deformation der aufgerichteten Phase

Weist die Flüssigkristallschicht in einer Zelle ohne anliegende Spannung homöotrope Orientierung (aufgerichtete Phase) auf, dann läßt sie sich durch Anlegen eines Feldes in eine homogene Orientierung umkippen. Sind nun vor und hinter der Zelle gekreuzte Polarisationsfilter angebracht, dann kann, wenn kein Signal anliegt, kein Licht durch die Kombination treten. Sobald aber ein elektrisches Feld passender Größe zwischen den Elektroden auftritt, läßt die Kombination Licht durch. Die anzulegende Spannung beträgt etwa 5 V.

Die Möglichkeit, die Zelle hell oder dunkel zu steuern, besteht allerdings genaugenommen nur für monochromatisches Licht, also nur für Licht einer Farbe. Bei weißem Licht ist der Effekt nicht vollkommen. Die Deformation der aufgerichteten Phase eignet sich aber zur Erzeugung sehr vieler Farben, so daß man damit bunte Anzeigeeinheiten verwirklichen kann.

## 3.3. Verdrillte nematische Phase

Auch die Verwendung einer Flüssigkristallschicht mit homogener Orientierung (ohne Feld) zur Steuerung der Lichtdurchlässigkeit einer Zelle ist möglich. Man behandelt dazu die Oberflächen der beiden Deckgläser so, daß die Orientierung der obersten Molekülschicht zu der der untersten genau senkrecht steht. Dann orientieren sich die dazwischenliegenden Molekülschichten in der Weise, daß ein schrauben- oder wendeltreppenähnlicher Übergang zwischen diesen beiden Orientierungen entsteht. Jede der Molekülschichten ist gegenüber der darüberliegenden etwas gedreht, bis schließlich bei der untersten Schicht eine gegenüber der obersten Schicht 90° betragende Verdrillung erfolgt ist. Man nennt deshalb derartige Zellen „verdrillte nematische Zellen“.

Läßt man nun in eine solche verdrillte nematische Zelle polarisiertes Licht eintreten, dessen Polarisationsrichtung der Richtung der Molekülachsen in der Eintrittsschicht parallel verläuft, dann wird beim Durchlaufen der Zelle die Polarisationsrichtung des Lichts um 90° gedreht. Das austretende Licht weist dann also gegenüber dem eintretenden eine Drehung seiner Polarisationsrichtung von 90° auf.

Ist an der Austrittsseite der Zelle ein zweites Polarisationsfilter angebracht, dessen Polarisationsrichtung parallel zu der auf der Eintrittsseite ist, dann läßt die Kombination ohne angelegte Spannung kein Licht durch. Erst beim Anlegen eines passenden Signals an den Elektroden wird Licht durchgelassen. Das umgekehrte Verhalten erreicht man mit zwei Polarisationsfiltern, deren Polarisationsrichtungen

gekreuzt sind. Die Umschaltung von einem Zustand in den anderen erfolgt bei Spannungen zwischen etwa 4 und 6 V, wobei ein Spannungsunterschied von der Größenordnung 2 V erforderlich ist.

## 4. Aufbau von Anzeigeeinheiten

Bei der Erklärung der Wirkungsweise einer Flüssigkristallzelle zur Beeinflussung von Licht wurde aus Gründen der einfacheren Darstellbarkeit angenommen, daß die Elektroden jeweils die gesamte Zellenfläche bedecken. Naturgemäß lassen sich die Elektroden aber auch unterteilen oder in Form von Strichen, Punkten, Ziffern, Buchstaben oder anderen Zeichen ausführen. Eine Beeinflussung des Lichts erfolgt dann immer nur in der Flüssigkristallschicht zwischen den jeweils eingeschalteten Elektroden, so daß sich praktisch beliebige Zeichen darstellen lassen.

feiner Rasterteilung lassen sich damit nicht nur Zeichen, sondern sogar grafische Darstellungen wiedergeben, indem jeweils die erforderlichen Zeilen- und Spaltenelektroden angesteuert werden. Mit einer solchen Raster-Zelle ist im Prinzip auch die Wiedergabe eines Fernsehbildes möglich, jedoch treten dabei noch zwei erhebliche Schwierigkeiten auf: Die bisher bekannten Flüssigkristalle sind im Hinblick auf ihre Ein- und Ausschaltzeiten noch zu langsam (Größenordnung 5...50 ms), und außerdem erfordert ein solcher flacher Bildschirm eine sehr umfangreiche Steuerlogik. Der CCIR-Norm entsprechend, sind 625 Zeilenelektroden und rund 850 Spaltenelektroden zu schalten. Selbst wenn man diese umfangreiche Schaltlogik in LSI-Schaltungen unterbringen kann, verteuern die vielen Anschlüsse und Verbindungsleitungen die Anwendung für das Fernsehen erheblich. Ei-

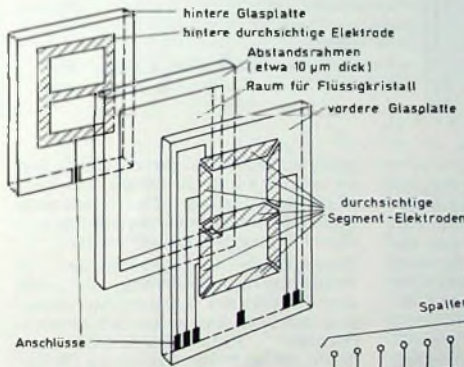


Bild 7. Prinzipieller Aufbau einer 7-Segment-Flüssigkristall-Anzeige (die Dicke der Flüssigkristallschicht wird durch den Abstandsrahmen bestimmt)

Bild 8. Elektrodenanordnung zur Rastersteuerung von Flüssigkristallzellen

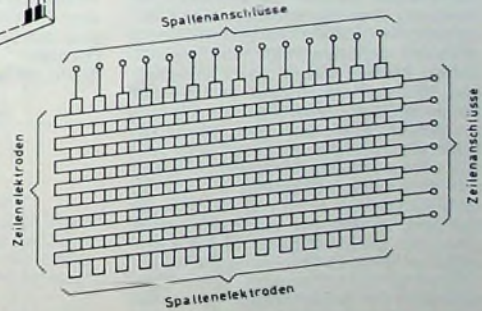


Bild 7 zeigt den prinzipiellen Aufbau einer Anzeigeeinheit mit der verbreiteten 7-Segment-Anordnung. Nur eine Elektrode braucht in die entsprechenden sieben Striche aufgeteilt zu werden, von denen jeder über einen eigenen Anschluß von außen zugänglich ist. Die Gegenelektrode ist für alle sieben Segmente gemeinsam. In ähnlicher Weise lassen sich die Elektroden auch für 16-Segment-Anordnungen oder zur Wiedergabe spezieller Zeichen, aber auch vollständiger Wörter oder Sätze anordnen.

Bild 8 zeigt, wie sich mit Flüssigkristallzellen eine Raster-Anordnung verwirklichen läßt. Bei genügend

ne wirtschaftliche Lösung ist wahrscheinlich nur möglich, wenn man die erforderliche Steuerlogik gemeinsam mit den Elektroden auf der Glasplatte unterbringen kann, wobei diese dann als gemeinsames Substrat dient. Vorher sind allerdings noch Flüssigkristalle mit erheblich kürzeren Ein- und Ausschaltzeiten zu entwickeln. Flüssigkristallzellen lassen sich vom Prinzip her sowohl mit Gleich- als auch mit Wechselspannung betreiben. Ihre Lebensdauer ist aber bei Wechselspannungsbetrieb wesentlich größer. Als Betriebsfrequenz empfehlen sich für die zur Zeit verwendeten Substanzen Werte unterhalb von 100 Hz.



Die Lebensdauer von Flüssigkristallzellen wird auch von der Art des Elektrodenmaterials beeinflusst. Elektroden aus leitenden Oxiden – beispielsweise aus Zinnoxid, Indiumoxid oder Gemischen aus beiden – sind günstiger als solche aus Metallen. Wenn in bestimmten Fällen reflektierende Elektroden erwünscht sind, dann ist es zweckmäßig, hinter der Oxidelektrode – also außerhalb der eigentlichen Zelle – eine reflektierende Metallschicht anzubringen, die keinen Kontakt mit dem Flüssigkristall hat.

### 5. Beleuchtung von Flüssigkristall-Anzeigeeinheiten

Im Gegensatz zu den bisher üblichen Anzeigeeinheiten mit Gasentladungsröhren, Glühfäden, Leuchtdioden usw. ist eine Flüssigkristall-Anzeigeeinheit nicht selbstleuchtend, sondern beeinflusst nur auffallendes Fremdlicht. Im Hinblick auf den Kontrast der Anzeige ist dies aber durchaus von Vorteil, wie man an Hand der folgenden Betrachtungen erkennen kann.

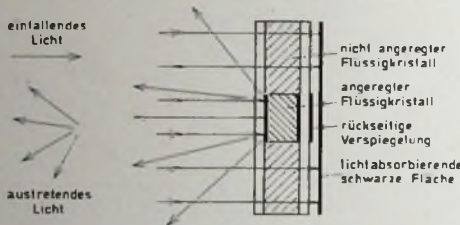
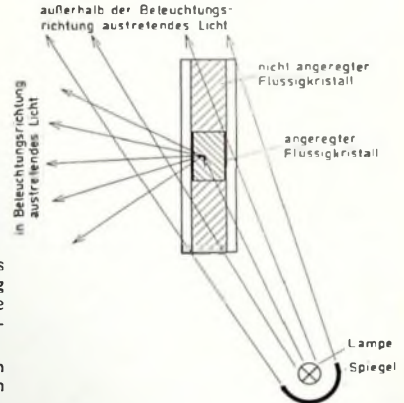


Bild 9 Beleuchtung einer Flüssigkristall-Reflexionszelle

Bild 10 Beleuchtung einer Flüssigkristall-Transmissionszelle



### 5.1. Reflexionszellen

Bei einer Flüssigkristall-Reflexionszelle wird das Umgebungslicht zur Anzeige ausgenutzt. Bild 9 zeigt eine entsprechende Anordnung. Das aus der Betrachtungsrichtung einfallende Licht wird an den zu dynamischer Streuung angeregten Stellen des Flüssigkristalls diffus reflektiert, während es an den nicht angeregten und deshalb klaren Stellen durch den Flüssigkristall hindurchtreten kann und in einer hinter der Zelle angeordneten schwarzen Schicht absorbiert wird. Das abzubildende Zeichen erscheint also hell auf schwarzem Hintergrund. Je heller nun das Umgebungslicht ist, um so mehr Licht wird auch vom Zeichen reflektiert, so daß der Anzeigekontrast praktisch konstant bleibt und die Anzeige bei jeder Beleuchtung gut zu erkennen ist. Selbstleuchtende Anzeigeeinheiten der herkömmlichen Art dagegen mit ihrer im allgemeinen konstanten Leuchtdichte sind in sehr heller Umgebung meistens nur schwer zu entziffern; ihr Kontrast ist dann schlecht.

Besonders günstig ist es, bei Reflexionsbetrieb die hintere Elektrode spiegelnd auszuführen. So wird auch das Licht, das die Zelle nach hinten verläßt, in die Beobachtungsrichtung zurückgeworfen. Dazu stellt man entweder die rückwärtige Elektrode aus reflektierendem Metall her, oder man hinterlegt die rückwärtige, dann durchsichtig ausgeführte Elektrode mit einer Spiegelschicht. Das letztere Verfahren ist hinsichtlich der Lebensdauer der Zelle günstiger.

Vorteilhaft ist der sehr geringe Energiebedarf der Reflexionszelle. Weil ein damit ausgestattetes Gerät keine Lichtquelle benötigt, beschränkt sich die Leistungsaufnahme auf etwa  $150 \mu\text{W}/\text{cm}^2$  Anzeigefläche. Flüssigkristall-Reflexionszellen stellen also die ideale Anzeigeeinrichtung für batteriebetriebene Geräte dar, zum Beispiel für tragbare Digital-Meßinstrumente, elektronische Armbanduhren usw.

### 5.2. Transmissionszellen

Flüssigkristall-Transmissionszellen werden von der dem Betrachter abgewandten Seite aus beleuchtet (im allgemeinen durch eine zusätzliche Glühlampe). Dabei ist darauf zu achten, daß das Licht dieser Lampe nicht direkt in das Auge des Beobachters gelangen kann, da sonst der Kontrast wesentlich verschlechtert wird. Man sorgt deshalb durch Spiegelanordnungen (zum Beispiel Bild 10) dafür, daß die Beleuchtung mit einer außerhalb des Betrachtungswinkels liegenden Nei-

gung auf den Flüssigkristall trifft. Das an seinen zu dynamischer Streuung angeregten Stellen diffus reflektierte Licht gibt dann das darzustellende Zeichen mit gutem Kontrast wieder.

Flüssigkristall-Anzeigeeinheiten in Transmissionsausführung, die nach dem Prinzip der dynamischen Streuung arbeiten, sind neben den entsprechenden Reflexions-Anordnungen heute am weitesten verbreitet. Wahr-

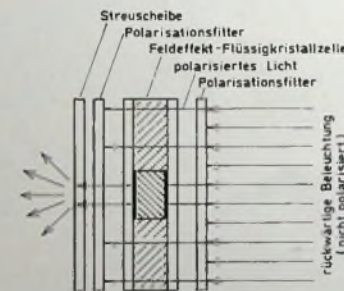


Bild 11 Beleuchtung einer Flüssigkristall-Transmissionszelle mit Feldeffektsteuerung

scheinlich wegen des komplizierteren Aufbaus unter Verwendung von Polarisationsfiltern treten die Bauelemente, bei denen der Feldeffekt ausgenutzt wird (Deformation der aufgerichteten Phase beziehungsweise verdrehte Zelle), noch in den Hintergrund.

Bild 11 zeigt eine Anordnung zur Beleuchtung einer Flüssigkristall-Trans-

missionszelle mit Feldeffektsteuerung. Dabei ist zu beachten, daß guter Kontrast nur dann zu erhalten ist, wenn die Beleuchtung von hinten senkrecht auf die Zelle trifft. Dann liegt aber die Lichtquelle direkt im Beobachtungswinkel. Man hilft sich in diesen Fällen, indem vor der Betrachtungsseite der Anzeigeeinrichtung eine diffus streuende Schicht angebracht wird. Auf diese Weise ergibt sich dann eine gute Betrachtungsmöglichkeit in einem weiten Winkelbereich.

### 6. Zusammenfassung

Flüssigkristalle mit cholesterischer Mesophase gestatten die bequeme Beobachtung flächenmäßig ausgedehnter Temperaturfelder. Der für solche Untersuchungen erforderliche Material-, Geräte- und Arbeitsaufwand ist sehr gering.

Mit Flüssigkristallen, die eine nematische Phase aufweisen, lassen sich Anzeigeeinheiten für Ziffern-, Buchstaben- und Zeichenwiedergabe aufbauen, die eine sehr geringe Betriebs-

leistung erfordern und deren Kontrast sich bei größerer Umgebungshelligkeit nicht verschlechtert. Hinsichtlich der Zeichengröße bestehen für Flüssigkristall-Anzeigeeinheiten praktisch keine Beschränkungen. Bezüglich ihrer Einbaumöglichkeiten sind die flachen Abmessungen solcher Elemente sehr günstig, und ihre Ansteuerung kann leistungsparend mit MOS-Schaltungen erfolgen. Der einfache Aufbau von Flüssigkristall-Anzeigebausteinen dürfte bei Großserienfertigung zu sehr günstigen Preisen führen, so daß damit zu rechnen ist, daß sie sich bald in großem Umfang durchsetzen werden.

### Schrifttum

Licristal - Flüssige Kristalle. Druckschrift der E. Merck, Darmstadt  
 Nematische Phasen Licristal. Druckschrift der E. Merck, Darmstadt  
 Hampel, B.; Eichner, W.: Flüssigkristall-Anzeigeeinheiten. Elektronik Bd 23 (1974) Nr. 4, S. 121-124 u. Nr. 5, S. 167-170  
 Limann, O.: Elektronische Anzeige mit Flüssigkristallen. Industrie-Elektrik + Elektronik Bd 18 (1974) Nr. 3, S. 73-75, u. Nr. 8, S. 180 bis 183  
 Castellano: Der Sturm ist vorüber. Flüssigkristalle können vielleicht bald ihre Farben überall zeigen. Sonderdruck 2017-5/71 der A. Neue - Enatechnik GmbH, Quickborn



# Der integrierte Funktionsgenerator 8038

Die integrierte Schaltung 8038 von Intersil benötigt in der einfachsten Anwendungsschaltung nur fünf zusätzliche Bauelemente, um an ihren drei Ausgängen in einem weiten Frequenzbereich abstimmbare Sinus-, Dreieck- und Rechteckschwingungen zu erzeugen. Weiterhin kann die 8038 als Sägezahn- oder Impulsgenerator arbeiten. Versuche mit zehn Exemplaren dieser IS bestätigen ihre günstigen Eigenschaften zunächst bei Festfrequenzbetrieb. Danach wurde ein einfaches, aber vom Hersteller nicht angegebenes Verfahren erprobt, mit dem das Tastverhältnis auch bei Frequenzeinstellung in einem weiten Bereich weitgehend konstant gehalten werden kann. Neben anderen Hilfskreisen wurde auch ein Endverstärker entwickelt, der die drei Wellenformen auf eine Maximalamplitude von  $2 \times 45V$  verstärkt.

## 1. Arbeitsweise des integrierten Funktionsgenerators

In Funktionsgeneratoren wird die Dreiecksspannung durch stromkonstantes Auf- und Entladen eines Kon-

densators erzeugt. Oft arbeitet man dabei mit zwei Konstantstromquellen mit gegensätzlicher Polung, die mit Hilfe von zwei elektronischen Schaltern wechselweise so an den Kondensator gelegt werden, daß dieser periodisch aufgeladen und entladen wird. Wie Bild 1 zeigt, kommt die beschriebene IS mit einem Schalter *S* aus, weil die Stromquelle *A* einen Strom *I*, *B* dagegen den Strom  $2 \cdot I$  liefert. Der Kondensator *C* wird zunächst durch *A* so lange aufgeladen, bis seine Spannung die Schaltschwelle der Vergleichsschaltung 1 erreicht hat. Dann erfolgt ein Umspringen des Flipflops, der *S* schließt. Jetzt ist der Kondensatorstrom  $I - 2 \cdot I = -I$ ; *C* wird also mit der gleichen Geschwindigkeit entladen, wie er vorher aufgeladen wurde. Wenn die Entladung die Schaltschwelle der Vergleichsschaltung 2 erreicht hat, dann kehrt der Flipflop in seine Ausgangsstellung zurück, und der Vorgang beginnt erneut. Man erhält somit eine Dreieckschwingung an *C* und ein Rechtecksignal am Ausgang des Flipflops. Die IS enthält Verstärker oder Impedanzwandler für diese beiden Schwingungsformen. Die Sinusschwingung wird aus dem Dreieckssignal durch progressive Begrenzung erzeugt. Dazu dienen 16 der 56 in der IS enthaltenen Transistoren. Der Frequenzbereich der IS ist nach unten nur durch den Leckstrom des verwendeten Kondensators *C* begrenzt. Daher können Periodendauern von mehreren Minuten erhalten werden. Die obere Frequenzgrenze ist eine Frage der Schaltgeschwindigkeit, die jedoch durch die geringe zulässige Verlustleistung der IS begrenzt ist und auch kaum durch integrierte Kompensationskapazitäten verbessert werden kann. Die IS zeigt daher bereits bei Frequenzen von 20 oder 30 kHz Schaltverzögerungen, die bei einer nach dem gleichen Prinzip ( $I - 2 \cdot I$ ) arbeitenden Schaltung mit diskreten Bauelementen [1] erst bei 5 MHz auftreten. In der Frequenzkonstanz ist die IS dagegen

raturkoeffizient, Toleranzen) betrifft. Der zweite Buchstabe bezeichnet den Temperaturbereich (M:  $-55 \dots +125^\circ C$ , C:  $0 \dots 75^\circ C$ ). Bild 2 zeigt die Lage der Anschlüsse. Der Preis der 8038 BC beträgt bereits mehr als das Doppelte des Preises einer 8038 CC. Er liegt aber trotzdem nicht wesentlich über den Kosten einer etwa gleichwertigen, mit diskreten Bauteilen aufgebauten Schaltung.

## 2.1. Betriebsspannungen und -ströme

Die 8038 kann an einer einfachen Spannungsquelle von 10 bis 30 V (Minuspol an Masse) betrieben werden. Die Verwendung von  $\pm$  Masse symmetrischen Spannungen von  $\pm 5$  bis  $\pm 15V$  ist ebenfalls möglich. Die drei Ausgangsspannungen der IS haben dann ebenfalls symmetrische Form (Mittelwert Null). Bei Speisung mit  $U_{CC} = \pm 10V$  ist die Stromaufnahme (Anschluß 6) etwa 12 mA (maximal 20 mA für Typen C und 15 mA für Typen M). Dieser Wert enthält nicht die Stromaufnahme über die äußeren Widerstände  $R_A$  und  $R_B$ , die mehr als 20 mA betragen kann.

## 2.2. Frequenzen

Es ist möglich, Schwingfrequenzen zwischen 0,001 Hz und 1 MHz zu erhalten. Am Dreieck- und am Sinusausgang beobachtet man jedoch bereits ab 20 oder 30 kHz verzerrte Schwingungsformen. Bei Einstellung der Frequenz durch eine an den Anschluß 8 gelegte Gleichspannung kann die Frequenz im Verhältnis 1:1000 verändert werden. Bei einer derartigen Frequenzmodulation darf die Frequenz der an 8 liegenden Spannung bis 100 kHz betragen. Bei kleinem Frequenzhub ist die Linearität der Modulation etwa 0,2% beim Typ C und 0,1% bei den Typen A und B. Der Maximalwert der Frequenzdrift in Abhängigkeit von der Temperatur ist bei den zuletzt genannten Typen  $50 \cdot 10^{-6}/^\circ C$  beziehungsweise  $100 \cdot 10^{-6}/^\circ C$ , während für den Typ C ein Mittelwert von  $50 \cdot 10^{-6}/^\circ C$  angegeben wird. Bei den drei Typen beobachtet man eine Frequenzdrift von etwa 0,05%, wenn sich die Betriebsspannung um 1 V ändert (Anschlüsse 7 und 8 verbunden). Die Werte der frequenzbestimmenden Widerstände  $R_A$  und  $R_B$  sollen zwischen 500 Ohm und 1 MOhm liegen. Werte von einigen Kiloohm ergeben das günstigste Betriebsverhalten.

## 2.3. Ausgangsamplituden

Die Ausgänge 2, 3 und 9 liefern die drei Schwingungsformen mit verschiedenen Amplituden. Am Rechteckausgang 9 erhält man eine Amplitude (Spitze zu Spitze) von mindestens 90% der Betriebsspannung. Dieser Wert kann verringert werden, wenn man den Lastwiderstand des Rechteckausganges ( $R_L$  im Bild 1) an eine Betriebsspannung legt, die niedriger ist als die

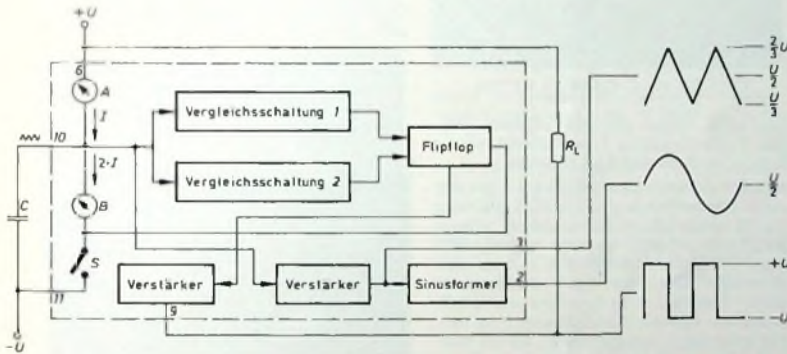


Bild 1. Funktionsdiagramm der IS 8038

densators erzeugt. Oft arbeitet man dabei mit zwei Konstantstromquellen mit gegensätzlicher Polung, die mit Hilfe von zwei elektronischen Schaltern wechselweise so an den Kondensator gelegt werden, daß dieser periodisch aufgeladen und entladen wird.

Wie Bild 1 zeigt, kommt die beschriebene IS mit einem Schalter *S* aus, weil die Stromquelle *A* einen Strom *I*, *B* dagegen den Strom  $2 \cdot I$  liefert. Der Kondensator *C* wird zunächst durch *A* so lange aufgeladen, bis seine Spannung die Schaltschwelle der Vergleichsschaltung 1 erreicht hat. Dann erfolgt ein Umspringen des Flipflops, der *S* schließt. Jetzt ist der Kondensatorstrom  $I - 2 \cdot I = -I$ ; *C* wird also mit der gleichen Geschwindigkeit entladen, wie er vorher aufgeladen wurde. Wenn die Entladung die Schaltschwelle der Vergleichsschaltung 2 erreicht hat, dann kehrt der Flipflop in seine Ausgangsstellung zurück, und

der diskreten Schaltung deutlich überlegen. Dies gilt besonders für die Temperaturdrift, aber auch für die Änderung der Frequenz in Abhängigkeit von der Speisespannung.

## 2. Kenndaten der 8038

Die 8038 kann in den Typengruppen AM, BM, AC, BC und CC geliefert werden. Der erste Buchstabe (A, B, C) dieser Bezeichnungen ist ein Qualitätsmerkmal, das jedoch nur einige Kennwerte (Klirrfaktor, Linearität, Tempe-

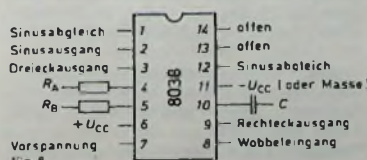


Bild 2. Anschlüsse der 8038 (von oben)



am Anschluß 6. Es ist somit möglich, 5-V-Logikschaltungen direkt anzusteuern.

Am Dreiecksausgang 3 erhält man eine Amplitude (Spitze zu Spitze) von etwa  $\frac{1}{3}$  der Gesamtbetriebsspannung, und für das Sinussignal (Anschluß 2) beträgt dieser Wert etwa 0,22 (Mindestwerte 0,3 beziehungsweise 0,2). Bei  $U_{CC} = 20\text{ V}$  ist somit die Sinusspannung etwa  $1,55\text{ V}_{eff}$ . Dieser Wert gilt jedoch nur für einen äußeren Lastwiderstand von mehr als  $100\text{ k}\Omega$ . Am Dreiecksausgang 3 kann mit einem bedeutend geringeren Lastwiderstand gearbeitet werden, weil der Innenwiderstand hier  $200\text{ }\Omega$  beträgt. Da für den Verstärker am Rechteckausgang keine Speisepansungsverbindung in der IS vorhanden ist, muß hier ein äußerer Lastwiderstand  $R_L$  eingeschaltet werden. Dabei ist es günstig, mit einem Spitzenstrom von weniger als  $5\text{ mA}$  zu arbeiten.

#### 2.4. Genauigkeit der Signalformen

Bei  $R_L = 4,7\text{ k}\Omega$  sind die Anstiegs- und Abfallzeiten der Rechteckschwingung  $100$  beziehungsweise  $40\text{ ns}$ . Das Tastverhältnis kann zwischen  $2\%$  und  $98\%$  verändert werden. Der Linearitätsfehler der Dreieckschwingung ist etwa  $0,1\%$  beim Typ C sowie  $0,05\%$  bei den Typen A und B. Mit der einfachsten Anwendungsschaltung erhält man bei Festfrequenzbetrieb am Sinusausgang einen Klirrfaktor, dessen Mittelwert mit  $0,8\%$  ( $0,7\%$  bei den Typen A und B) und dessen Maximalwert mit  $3\%$  ( $1,5\%$  bei den Typen A und B) angegeben wird. Durch später beschriebene Maßnahmen kann der Klirrfaktor meistens unter  $0,5\%$  gehalten werden. Diese Klirrfaktorangaben des Herstellers gelten für eine Frequenz von etwa  $10\text{ kHz}$ . Versuche zeigten, daß sie auch für tiefere Frequenzen gültig sind, wenn das Tastverhältnis immer genau abgeglichen wird. Ab  $20$  oder  $30\text{ kHz}$  steigt jedoch der Klirrfaktor rasch an.

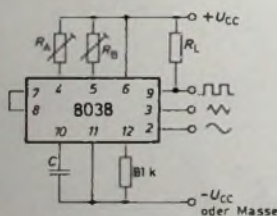


Bild 3 Grundsätzliche Anwendungsschaltung der 8038

#### 3. Betrieb für Festfrequenzzeugung

Bild 3 zeigt die einfachste Anwendungsschaltung der 8038. Die Schwingfrequenz wird von  $C$  und dem der Parallelschaltung von  $R_A$  und  $R_B$  entsprechenden Widerstandswert bestimmt. Das Verhältnis  $R_A/R_B$  ist dagegen eine Funktion des Tastverhältnisses. Der ansteigende Ast der Dreieckspannung fällt zusammen mit der negativen Halbwelle der Rechteckspannung für ihre Dauer gilt

$$t_1 = \frac{5}{3} \cdot R_A \cdot C \quad (1)$$

Der restliche Teil des Schwingungszuges hat die Dauer

$$t_2 = \frac{5}{3} \cdot \frac{R_A \cdot R_B \cdot C}{2 \cdot R_A - R_B} \quad (2)$$

Für die Frequenz ergibt sich aus Gl (1) und Gl.(2)

$$f = \frac{1}{t_1 + t_2}$$

Bei gleichen Widerstandswerten  $R_A = R_B = R$  wird  $f = 0,3/(R \cdot C)$ , und das Tastverhältnis müßte an sich den Wert 1 annehmen. Wegen der unvermeidbaren Toleranzen wird dieser Wert jedoch meistens nur erreicht, wenn man  $R_A$  und  $R_B$  etwas verschieden wählt. Bezeichnet man den Mittelwert dieser Widerstände mit  $R$ , dann gilt für die Schwingfrequenz

$$f = \frac{0,15}{R \cdot C} \quad (3)$$

Gl.(3) gilt auch für die Schaltung im Bild 4, in der das Tastverhältnis mit dem Potentiometer  $P$  abgeglichen wer-

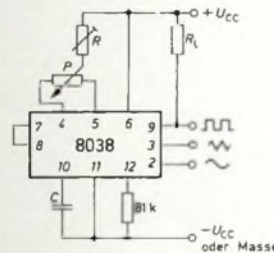


Bild 4 In dieser Schaltung kann die Frequenz mit  $R$  und das Tastverhältnis mit  $P$  eingestellt werden

den kann. Wenn nur ein Abgleich auf das Tastverhältnis 1 gewünscht wird, kann  $P \approx R/50$  gewählt werden.

Mit der Schaltung im Bild 4 wurde an zehn Exemplaren der 8038 BC die mit Gl (3) erreichbare Genauigkeit überprüft. Gearbeitet wurde dabei mit  $U_{CC} = 20\text{ V}$ ,  $C = 100\text{ nF}$ ,  $R = 3\text{ }\Omega$  und  $P = 160\text{ }\Omega$ . Alle Werte waren mit einer Toleranz von weniger als  $\pm 1\%$  bekannt. Um den Einfluß von  $P$  zu berücksichtigen, wurde  $R$  in Gl.(3) mit  $3,08\text{ k}\Omega$  eingesetzt, was eine Frequenz von  $487\text{ Hz}$  ergibt. Die mit den zehn Exemplaren gemessenen Frequenzen lagen zwischen  $461,7$  und  $487,3\text{ Hz}$ ; die Maximalabweichung betrug also  $-5,1\%$ . Bei  $C = 2\text{ nF}$  führt Gl.(3) zu  $f = 24,35\text{ kHz}$ ; die Meßwerte lagen jedoch zwischen  $20$  und  $22,15\text{ kHz}$ . Sie zeigen, daß die Rechnung durch eine fiktive Kapazität von etwa  $300\text{ pF}$  (zwischen den Anschlüssen 10 und 11) zu

$$f = \frac{0,15}{R \cdot (C + 300 \cdot 10^{-12})}$$

korrigiert werden kann.

Der  $81\text{-k}\Omega$ -Widerstand zwischen den Anschlüssen 11 und 12 in den Bildern 3 und 4 erzeugt die Vorspannung für die Begrenzstufen, die das Sinussignal aus der Dreieckspannung formen. Die mit diesen Schaltungen erhaltenen Schwingungsformen bei  $1\text{ kHz}$  zeigt Bild 5.

Besonders bei Frequenzen von mehr als  $10\text{ kHz}$  soll das Verhältnis  $R/C$  nicht zu groß sein, wenn korrekte Schwin-

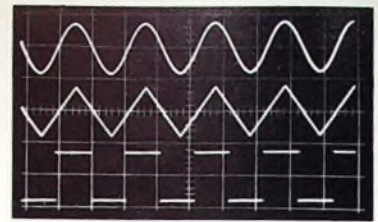


Bild 5. Ausgangssignale der Schaltung im Bild 4 bei  $1\text{ kHz}$

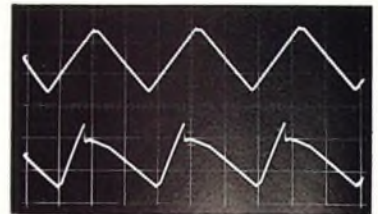


Bild 6. Bei Frequenzen über  $10\text{ kHz}$  entstehen Schaltverzögerungen, wenn  $C$  zu klein ist

gungsformen gewünscht werden. Als Beispiele zeigt Bild 6 bei etwa  $30\text{ kHz}$  am Dreiecksausgang erhaltene Schwingungszüge. Die obere Kurve wurde mit  $R = 2,5\text{ k}\Omega$  und  $C = 2\text{ nF}$  aufgenommen, die untere mit  $R = 10\text{ k}\Omega$  und  $C \approx 200\text{ pF}$ . Versuche mit  $R < 1\text{ k}\Omega$  ergaben völliges Verschwinden der im Oszillogramm sichtbaren Schaltverzögerungen. Zu kleine Werte von  $R$  bewirken jedoch eine schlechtere Linearität. Bei Frequenzen von mehreren hundert  $\text{kHz}$  werden auch am Sinusausgang nur stark verzerrte Schwingungen erhalten (Bild 7).

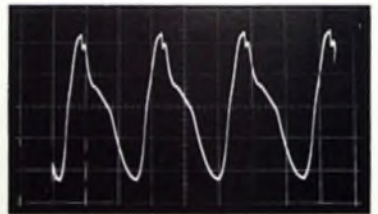


Bild 7. Am Sinusausgang erhaltene Schwingungsform bei  $455\text{ kHz}$

#### 4. Abgleich auf minimalen Klirrfaktor

In den Schaltungen nach den Bildern 3 und 4 wurden an den zehn Versuchsexemplaren nach individuellem Abgleich des Tastverhältnisses und bei Frequenzen zwischen  $20\text{ Hz}$  und  $10\text{ kHz}$  Klirrfaktoren zwischen  $0,6$  und  $1,2\%$  gemessen. In manchen Fällen ermöglichte ein einstellbarer Widerstand ( $100\text{ k}\Omega$ ) zwischen den Anschlüssen 11 und 12 eine leichte Verbesserung.

Als noch günstiger erwies sich die Schaltung im Bild 8, bei der beide Korrekturan Anschlüsse (1 und 12) der IS benutzt werden. Bei sorgsamer Einstellung dieser Korrekturen und des Tastverhältnisses (Unterteilung von  $R_B$ ) konnten Klirrfaktoren von  $0,4$  bis  $0,7\%$  erreicht werden. Weitere Versuche ergaben, daß der Abgleich am Anschluß 1



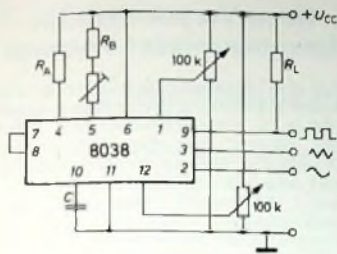


Bild 8 Zusätzliche Korrektur zur Sinusformung

nur sinnvoll ist, wenn mit fester oder bis zu einem Verhältnis von etwa 2 veränderbarer Frequenz gearbeitet wird. Bei breiterem Frequenzbereich konnte eine gewisse Frequenzabhängigkeit dieses Abgleichs festgestellt werden. Vor allem beobachtet man aber dann eine Verschiebung des Tastverhältnisses, die auch bei der später beschriebenen Korrektur so groß bleibt, daß die durch den Abgleich am Anschluß 1 erreichbare Verbesserung nicht mehr ins Gewicht fällt.

Aber selbst bei Festfrequenzbetrieb und sorgfältigem Abgleich macht sich die Dreieckform noch etwas in der am Sinusausgang erhaltenen Spannung bemerkbar. Beim oberen Kurvenzug im Bild 9 wird das besonders deutlich, da hier eine Halbschwingung vergrößert dargestellt ist. Die darunter sichtbare Halbwelle zeigt eine wesentlich verbesserte Form. Sie wurde aus der

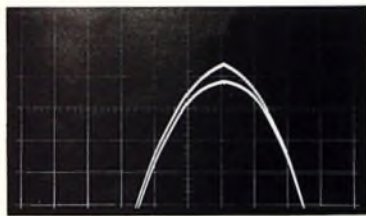


Bild 9 Verbesserung der Signalform an der Sinusspitze

ersteren durch die Schaltung im Bild 10 gewonnen. Sie enthält zunächst eine Kollektorstufe T1, deren hoher Eingangswiderstand (etwa 1 M $\Omega$ ) den Sinusausgang 2 der IS genügend wenig belastet. Auf einen Reihenwiderstand R1 folgt dann eine Spannungsverdopplerschaltung, deren Lastwider-

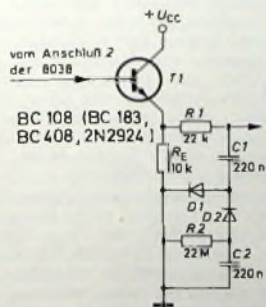


Bild 10 Schaltung zur zusätzlichen Abflachung der Sinusspitze

stand R2 so groß ist, daß die Dioden D1 und D2 nur während der Signalspitzen leitend werden. Der entsprechende Strom bewirkt an R1 einen Spannungsabfall, durch den die Signalspitzen abgerundet werden. Eine weitere Kollektorstufe kann nachgeschaltet werden, wenn das formverbesserte Signal an einem geringen Innenwiderstand zur Verfügung stehen soll.

Bei einigen Versuchsexemplaren reduzierte die Schaltung im Bild 10 den Klirrfaktor auf weniger als 0,3%. Wenn mit stark veränderbarer Frequenz gearbeitet wird, fällt jedoch aus den genannten Gründen die Klirrfaktorverbesserung kaum ins Gewicht. Die Schaltung im Bild 10 kann dann aber trotzdem einen gewissen Wert haben, da die Spitzenverzerrung nach Bild 9 recht auffällig ist, während andere Oberwellenanteile zu mehr abgerundeten und damit im Oszillogramm weniger sichtbaren Verformungen führen.

### 5. Betrieb mit einstellbarer Frequenz

Wenn man in der Schaltung nach Bild 4 R im Verhältnis 1:10 verändert, dann

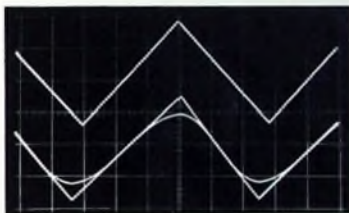


Bild 11 Verschiebung des Tastverhältnisses bei einer Frequenzänderung im Verhältnis 10:1

wird die entsprechende Frequenzänderung von einer mehr oder weniger auffälligen Änderung des Tastverhältnisses begleitet. Als Beispiel zeigt Bild 11 eine Dreieckschwingung mit nahe bei 1 liegendem Tastverhältnis (obere Kurve) im Vergleich zu zwei

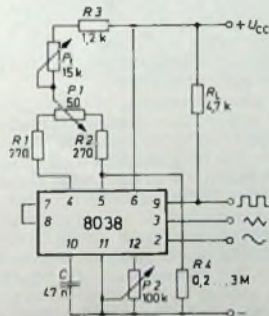


Bild 12. Die bei Frequenzänderung beobachtete Veränderung des Tastverhältnisses kann mit dem Widerstand R4 korrigiert werden

später getrennt aufgenommenen Kurven (am Dreieck- und am Sinusausgang). Zwischen den beiden Aufnahmen wurde R auf das Zehnfache vergrößert und die Zeitbasis des Oszillografen entsprechend umgeschaltet. Die untere, am Sinusausgang aufgenom-

mene Kurve weist einen Klirrfaktor von etwa 5% auf.

Bild 12 zeigt eine Korrekturmöglichkeit durch den Widerstand R4. Bei Bedienung von P1 ändert sich der Strom durch R1 und R2, wobei die Spannung an den Anschlüssen 4 und 5 weitgehend konstant bleibt. Der durch R4 abgezweigte Strom ist also ebenfalls konstant. Sein Anteil an dem durch R2 fließenden Strom ändert sich jedoch mit der Einstellung von P1. Damit gelingt es, die Stromaufteilung auf die Anschlüsse 4 und 5 so von der Einstellung von P1 abhängig zu machen, daß die Verschiebung des Tastverhältnisses weitgehend kompensiert wird. Die dazu nötigen Werte von R4 lagen bei den zehn Versuchsexemplaren zwischen 0,2 und 3 M $\Omega$ . Die Kompensation mußte in allen Fällen am Anschluß 5 vorgenommen werden. Grundsätzlich ist jedoch auch eine Asymmetrie möglich, die eine Kompensation am Anschluß 4 verlangt.

In der Schaltung nach Bild 12 geschieht der Abgleich auf minimalen Klirrfaktor am besten, indem man P1 am hochfrequenten Bereichsende einstellt, dann R4 am unteren Bereichsende so wählt, daß wieder das Tastverhältnis 1 erhalten wird. Schließlich gleicht man P2 in Bereichsmitte ab. Wenn nötig, sind die beschriebenen Operationen so lange zu wiederholen, bis die Klirrfaktormessbrücke keinen Rückgang der Verzerrung mehr anzeigt.

Die Werte im Bild 12 entsprechen einem Frequenzbereich von etwa 195 Hz bis 2,2 kHz. Alle Versuchsexemplare konnten so abgeglichen werden, daß der Klirrfaktor bei keiner Frequenz mehr als 1% betrug. Beim Umschalten von C auf den zehnfachen Wert (Bereich 19,5... 220 Hz) wurde – unter Beibehaltung der Einstellungen – ein Klirrfaktor von 1% unterhalb etwa 50 Hz in mehreren Fällen überschritten. Diese Feststellung gilt auch für den Bereich 1,95... 22 kHz, und zwar ab etwa 15 kHz. Eine Verbesserung ist möglich, wenn man gleichzeitig mit C auch R4 und P2 umschaltet sowie bei hohen Anforderungen außerdem auch P1.

### 6. Frequenzsteuerung durch Wechsel- oder Gleichspannung

In den bisher besprochenen Anwendungsschaltungen waren die Anschlüsse 7 und 8 miteinander verbunden. Bei dieser Beschaltung liefert 7 an 8 eine Vorspannung, die so berechnet ist, daß man einen minimalen Wert der Frequenzdrift infolge Speisespannungsänderungen erhält. Wie Bild 13 zeigt, kann man diese Vorspannungsquelle auch bei Frequenzmodulation benutzen, wenn an 8 eine Wechsel-

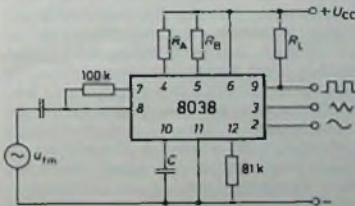


Bild 13 Frequenzmodulation durch eine Wechselspannung  $U_{fm}$



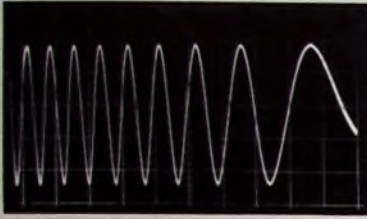


Bild 14 Mit der Schaltung nach Bild 13 erhaltene Frequenzmodulation bei einer Mittenfrequenz von 1 kHz

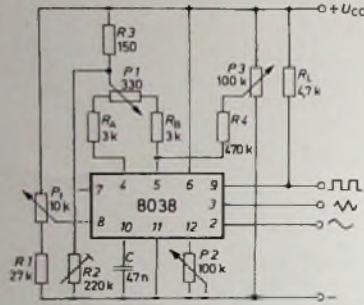


Bild 15 Frequenzeinstellung durch eine mit  $P_1$  veränderbare Gleichspannung

spannung über einen Kondensator gelegt wird und wenn der benötigte Frequenzhub  $\pm 50\%$  nicht übersteigt Bild 14 zeigt ein unter diesen Bedingungen bei einer mittleren Frequenz von etwa 1 kHz aufgenommenes Oszillogramm.

Über den Anschluß 8 kann auch die Frequenz mit einer einstellbaren Gleichspannung gesteuert werden. Wenn dabei ein lineares Potentiometer verwendet wird, erhält man eine ebenfalls lineare Frequenzskala, also eine für die Praxis bequemere Skalentei-

## Magnetkarten-Videorecorder

Auf der International Magnetic Conference (Intermag) vom 12 bis 17. Mai 1974 in Toronto hat Sony erste Einzelheiten über seinen neuen Videorecorder mitgeteilt. Damit erhöht sich die Anzahl der bisher für Videorecorder benutzten Informationsträger um einen weiteren: die Magnetkarte. Der als „Mavicaord“ bezeichnete Speicher mit Chromdioxidschicht hat die Abmessungen  $6\frac{3}{8} \times 8\frac{1}{2}$  (etwa 162 mm  $\times$  216 mm) und ermöglicht die Speicherung von zehn Minuten Farbprogramm.

Die Information wird beim Sony-System phasenmoduliert aufgezeichnet, und zwar derart, daß die Nullphasen der Trägerfrequenz auf benachbarten Spuren (in radialer Richtung) zusammenfallen. Dadurch ist es möglich, mit sehr schmalen Spuren und extrem geringem Spurbestand zu arbeiten. Gleichzeitig werden die Anforderungen an die Genauigkeit der mechanischen Spurführung erheblich verringert. Wie man in Toronto hörte, kann man auf den „Rasen“ zwischen den Spuren sogar ganz verzichten, weil beim gleichzeitigen Abtasten von zwei oder drei Bildern wegen der Art der Aufzeichnung keine störenden

lung als mit der Schaltung nach Bild 12, bei der die Frequenz dem Kehrwert des Widerstandes  $P_1$  proportional ist.

Bild 15 zeigt eine Schaltung, bei der die Frequenz mit einer Gleichspannung (mit  $P_1$ ) eingestellt wird. Da bei zu niedrigen Spannungen am Anschluß 8 die Schwingungen verzerrt werden oder ganz aussetzen, muß der Einstellbereich von  $P_1$  durch  $R_1$  begrenzt werden. Die Maximalfrequenz liegt dann etwa 20% über dem Wert, den man bei Verbindung von 8 und 7 erhält. Mit den im Bild 15 angegebenen Werten ist sie etwa 2,1 kHz. Durch entsprechenden Abgleich von  $P_1$  und  $P_3$  kann das Tastverhältnis bei einer Frequenzänderung von 10:1 auf etwa 1% konstant gehalten werden.

An sich können bedeutend weitergehende Frequenzänderungen erhalten werden. Wenn der Widerstand  $R_2$  im Bild 15 vorgesehen wird, ist sogar ein Abgleich auf die Minimalfrequenz Null möglich. Unterhalb  $f_{max}/50$  beobachtet man dann jedoch bedeutende Änderungen des Tastverhältnisses bei verringerter Frequenzstabilität. Ohne  $R_2$  wurden nach Abgleich auf minimale Änderung des Tastverhältnisses an den zehn Versuchsexemplaren Minimalfrequenzen von  $f_{max}/100$  bis  $f_{max}/30$  gemessen. Man kann  $R_2$  aber auch so abgleichen, daß sich ein möglichst linearer Zusammenhang zwischen Steuerspannung und Frequenz ergibt. Bei einem Frequenzbereich von mehr als 10:1 ist es jedoch schwierig, den verbleibenden Linearitätsfehler unter  $\pm 1\%$  zu halten.

Beim Abgleich auf minimalen Klirrfaktor am Sinusausgang ist das für Bild 12 genannte Prinzip anzuwenden. In der Nähe von  $f_{max}$  stellt man  $P_1$  ein, während  $P_3$  bei etwa  $f_{max}/10$  und  $P_2$  in Bereichsmittle auf geringstmöglichen Oberwellenanteil abgeglichen wird.

(Schluß folgt)

Balken usw. auftreten. Im allgemeinen legt man für ein hinreichend rauschfreies Bild für eine Wellenlänge von  $2\mu$  eine Spurbreite von  $20\mu$  zugrunde. Sony hofft, diese Breite ohne wesentlichen Qualitätsverlust auf  $8\mu$  verringern zu können.

Der Abspielvorgang bei der „Mavicaord“ scheint eine gewisse Ähnlichkeit mit dem beim TED-Abspielgerät zu haben. Die Magnetkarte wird mitsamt der Schutzhülle in das Gerät gegeben, dort der Hülle entnommen und um die zylindrischen Führungskanten der Abspielmechanik gelegt. Auf der Innenseite des so gebildeten Zylinders rotiert der Magnetkopf; die Spurführung erfolgt durch axiale Verschiebung dieses Zylinders. Standbild und Slow-motion sind möglich.

Vervielfältigt werden die „Mavicaords“ durch Kontaktkopierern. Sony kündigt zwei Kopiergeräte an: ein professionelles Modell (etwa 40 Karten je Sekunde) und eine einfachere Ausführung für den Gebrauch in Schulen und Bibliotheken. Die Frage der Software scheint noch nicht ganz gelöst zu sein; Geräte könnten nach Sony in etwa zwei Jahren verfügbar sein. Dawson

## Neue Vorschriften für Antennenanlagen kommen

Für den Bau und den Betrieb von Rundfunk-Empfangsantennenanlagen gibt es in der Bundesrepublik schon seit Jahren spezielle Vorschriften. Rundfunk-Empfangsantennenanlagen sind wie die angeschlossenen Ton- und Fernseh-Rundfunkempfänger Funkanlagen. Wenn sie nicht bestimmte Mindestforderungen erfüllen, ist der Empfang ungenügend und nicht mehr störungsfrei. Schließlich kann die Antennenanlage selbst zur Störquelle werden und den Rundfunkempfang in ihrer Umgebung stören.

### Abnahmemessungen

Die Funktionstüchtigkeit vieler Antennenanlagen – besonders von Gemeinschafts-Antennenanlagen mit aktiven elektronischen Bauelementen – läßt leider oft noch zu wünschen übrig. Mancher Mieter behilft sich mit einer Zimmerantenne, nur weil die Gemeinschaftsantenne nicht in Ordnung ist. Die Fachleute sind sich zwar darüber einig, daß so komplizierte Gebilde wie Gemeinschafts-Antennenanlagen vor der Inbetriebnahme fachmännisch geprüft und regelmäßig gewartet werden müssen, wenn sie einwandfrei arbeiten sollen. Aus Kostengründen wird aber häufig darauf verzichtet. Von allen Beteiligten (Mieter und Vermieter, aber auch vom Handel, Handwerk und von der Industrie) wird deshalb die Abnahmemessung für Antennenanlagen gefordert.

### Abnahmebericht für Gemeinschafts-Antennenanlagen mit aktiven elektronischen Bauelementen

Die Deutsche Bundespost wird dieser Forderung in den neuen Antennenvorschriften nachkommen. Sie verlangt künftig einen Abnahmebericht für Gemeinschafts-Antennenanlagen, die mit aktiven elektronischen Bauelementen bestückt sind. Wer eine solche Antennenanlage errichten läßt, sollte deshalb bereits bei der Vergabe den Auftragnehmer in schriftlicher Form zur Erstellung des erforderlichen Abnahmeberichts verpflichten. Die Deutsche Bundespost erteilt dem Besitzer der Antennenanlage die Genehmigung in Zukunft erst dann, wenn dieser innerhalb von vier Wochen nach der Fertigstellung der Anlage den ordnungsgemäß ausgestellten Abnahmebericht einreicht. Halbfertige Anlagen, die, ohne voll funktionsfähig zu sein, in Betrieb genommen werden, darf es künftig nicht mehr geben. Dem Auftraggeber wird empfohlen, die Betriebsbereitschaft der Antennenanlage erst dann anzuerkennen, wenn vom ausführenden Unternehmen der Abnahmebericht in zweifacher Ausfertigung beim Auftraggeber eingegangen ist.

Die neuen Genehmigungsbestimmungen, die im übrigen noch besondere Vorschriften für die sogenannten Groß-Gemeinschafts-Antennenanlagen und für die zusätzliche Nutzung solcher Anlagen enthalten werden, sollen demnächst verkündet werden. Mit ihrem Inkrafttreten ist zum 1. April 1975 zu rechnen.



# Elektronische Meßzerhacker

Fortsetzung von FUNK-TECHNIK Bd. 29 (1974) Nr. 14, S. 506

Im Bild 5 sind das Schaltzeichen und das Ausgangskennlinienfeld des N-Kanal-FET BF 245 (Texas Instruments) dargestellt. Daraus ist ersichtlich, daß die negative Gatespannung  $U_{GS}$  so weit erhöht werden kann, bis der FET gesperrt und somit der Drainstrom  $I_D = 0$  wird. Damit die Steuerelektrode keine

geschlossen. Bild 6 zeigt einen Kurzschluß-Zerhacker, dessen N-Kanal-FET mit einer negativen Steuerspannung  $U_{S1}$  geschaltet wird. Diese Schaltung ist aber nur für Signalquellen mit großem Innenwiderstand  $R_C$  zweckmäßig. Um die Signalquelle so wenig wie möglich zu belasten, soll daher der

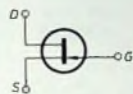
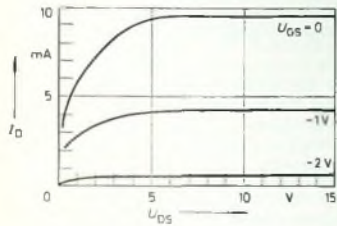


Bild 5. Ausgangskennlinienfeld und Schaltzeichen des N-Kanal-FET BF 245

Eingangsverstärker einen hohen Eingangswiderstand haben. Damit der FET exakt schaltet, muß die Steuerspannung  $U_{S1}$  möglichst so hoch sein, damit der Innenwiderstand  $r_{DS}$  klein wird; dabei darf aber die Gate-Kanal-

Ladungsträger an den Kanal abgibt (also die als Diode zu betrachtende Sperrschicht in Sperrichtung gepolt bleibt), darf die Spannung  $U_{GS}$  beim N-Kanal-FET keine positiven (beim P-Kanal-FET keine negativen) Werte annehmen. Beim MOS-FET ist ein Vorzeichenwechsel unschädlich; bei  $U_{GS} = 0$  gibt es hier keinen Kanal mehr, und es fließt (bis auf den Reststrom) zwischen Gate und Source kein Strom mehr [2].

Beim Schalterbetrieb wird an das Gate und die Source eine rechteckförmige Steuerspannung gelegt. Verändert diese ihren Wert sprunghaft von 0 auf einen Wert, der größer ist als die Schwellenspannung  $U_{TO}$ , dann bildet sich zwischen Source und Drain eine Raumladungszone, in die Ladungsträger eindiffundieren und einen leitenden Kanal bilden, so daß zwischen Drain und Source ein Strom fließen kann. Der FET ist damit geöffnet. Bei einer Gatespannung  $U_{GS} < U_{TO}$  ist er gesperrt. Die Umschaltzeiten werden hierbei vor allem durch die Gatekapazitäten beeinflusst. Beim Ein- und Ausschalten müssen diese umgeladen werden, so daß geringe Signalverfälschungen entstehen. Werden Steuerspannungen mit steilen Anstiegsflanken verwendet, dann werden über die Gatekapazität Spannungsspitzen auf die Source und den Ausgang gekoppelt. Im allgemeinen kann man die Restströme zwischen Drain und Source sowie Gate und dem Kanal vernachlässigen; sie liegen bei etwa 10 nA (etwa 100 nA beim herkömmlichen Transistor). Auch bei FET-Zerhackern werden die drei schon erwähnten Schaltungsanordnungen verwendet, die nachstehend behandelt werden sollen.

## 4.1. FET-Kurzschluß-Zerhacker

Um den FET schlagartig zu sperren und zu öffnen, verwendet man im allgemeinen rechteckförmige Steuerspannungen. Das Eingangssignal wird also periodisch nach Masse kurzge-

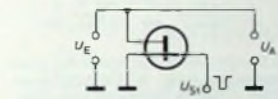


Bild 6. FET-Kurzschluß-Zerhacker

Diode noch nicht leitend werden ( $U_{S1}$  darf nicht positiv werden). Bei MOS-FET ist die höchstmögliche Steuerspannung durch  $U_{GD,max}$  begrenzt. Bei der Wahl der minimalen Steuerspannung für das Sperren des FET ist zu beachten, daß diese nicht negativer wird, als zum sicheren Sperren notwendig ist; dies ist etwa bei der Schwellenspannung  $U_{TO}$  der Fall. Die höchste Eingangsspannung wird durch die maximale Drain-Gate-Spannung bestimmt; sie sollte in jedem Fall aber niedriger als diese sein.

Beim Schalten des FET entstehen Impulse, die über die Gate-Kanal-Kapazität in den Kanal gekoppelt werden. Obwohl sie bedeutend kleiner sind als

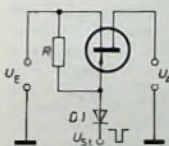


Bild 7. FET Serien-Zerhacker

Bild 8 a) FET-Serien-Kurzschluß-Zerhacker mit komplementären FET. b) FET-Serien-Kurzschluß-Zerhacker für komplementäre Steuerspannungen

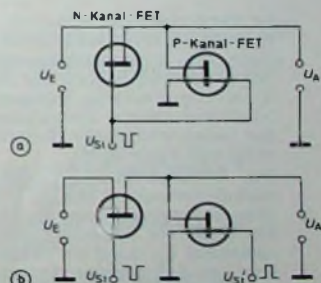
bei herkömmlichen Transistoren, bewirken sie besonders bei niedrigen Eingangsspannungen eine Verfälschung des Meßergebnisses. Durch PN-FET mit kleinen Gate-Kanal-Kapazitäten oder mit MOS-FET lassen sich hierbei bessere Ergebnisse erreichen. Eine weitere Möglichkeit, diese Störspitzen klein zu halten, besteht darin, Steuerimpulse mit großen Anstiegs- und Abfallzeiten zu wählen oder diese Zeiten mittels eines Tiefpasses zu vergrößern.

## 4.2. FET-Serien-Zerhacker

FET-Serien-Zerhacker nach Bild 7 eignen sich besonders für niederohmige Signalquellen. Der Einfluß des Quellen- und Kanalwiderstandes des FET wird um so kleiner, je größer der Eingangswiderstand des nachgeschalteten Verstärkers ist [1]. Ist der FET gesperrt, so wird die Ausgangsspannung  $U_A = 0$ . Das gilt allerdings nur, wenn die Frequenz der Eingangsspannung nicht sehr hoch ist. Ist der FET durchgeschaltet, so wird die Ausgangsspannung gleich der Eingangsspannung. In diesem Fall muß die Steuerspannung  $U_{S1}$  niedriger sein als die kleinste auftretende Eingangsspannung  $U_{E1}$ , da sonst die Gate-Kanal-Diode leitend wird. Bei größeren Eingangsspannungen (über etwa 300 mV) schaltet man eine Diode  $D_1$  in den Steuerkreis. Um den FET leitend zu machen, legt man eine Steuerspannung an, die höher ist als die höchste Eingangsspannung  $U_E$ . Die Diode sperrt dann, und die Spannung  $U_{GS}$  wird gleich Null; der FET ist somit für alle Eingangsspannungen leitend. Der Strom, der während des Sperrens über den Widerstand  $R$  in die Eingangsspannung fließt, stört in den meisten Fällen nicht, da die Ausgangsspannung  $U_A$  hierbei Null ist.

## 4.3. FET-Serien-Kurzschluß-Zerhacker

Bei dieser Schaltungsart können entweder zwei komplementäre FET nach Bild 8a oder zwei gleiche FET nach Bild 8b benutzt werden. Im ersten Fall werden die FET abwechselnd durch eine Steuerspannung an ihren zusammengeschalteten Steuerelektroden leitend, im zweiten Fall erfolgt die Ansteuerung im Gegenteil durch eine komplementäre Steuerspannung ( $U_{S1}$  und  $U_{S1}'$ ). In den meisten Fällen ist es günstiger, Transistoren des gleichen Typs zu verwenden, weil - wenn astabile Taktgeber verwendet werden - zwei verschiedene Steuerspannungen zur Verfügung stehen. Für die Di-



mensionierung der Steuerspannungen gelten im übrigen die bereits angegebenen Gesichtspunkte.

Mit FET-Serien-Kurzschluß-Zerhackern lassen sich schnelle Umschaltzeiten erreichen. Sie können von nieder- oder hochohmigen Signalquellen gleichermaßen angesteuert werden. Da der Ausgang bei diesem Schaltungsprinzip immer niederohmig ist, bleiben kapazitiv übertragene Impulse klein. Sie werden sogar teilweise kompensiert, weil in den beiden FET die



Impulse mit verschiedenen Vorzeichen auftreten.

### 5. Dioden-Zerhacker

In Dioden-Zerhackern setzt man vorzugsweise schnelle Silizium-Schalterdioden ein. Diese Dioden zeichnen sich durch geringe Sperrströme, hohe Sperrspannungen und große Durchlaßsteilheiten aus [4]. Infolge der geringen Sperrströme bei großen Innenwiderständen und niedrigen Durchlaßwiderständen eignen sie sich für Schalteranwendungen bis zu einigen MHz. Mit Dioden lassen sich Zerhacker aufbauen, die nach dem Kurzschluß-, Serien- und Serien-Kurzschlußprinzip arbeiten. Nachstehend werden die einzelnen Schaltungsmöglichkeiten besprochen.

#### 5.1. Dioden-Kurzschluß-Zerhacker

Die Schaltung im Bild 9a zeigt einen Dioden-Kurzschluß-Zerhacker für positive Eingangsspannungen [1]. Durch eine negative Steuerspannung  $U_{St}$  wird die Diode  $D 2$  leitend, und die positive Eingangsspannung wird über  $D 1$  und  $D 2$  nach Masse kurzgeschlossen. Bei negativen Eingangsspannungen sperrt  $D 1$ , so daß keine Zerhackung möglich

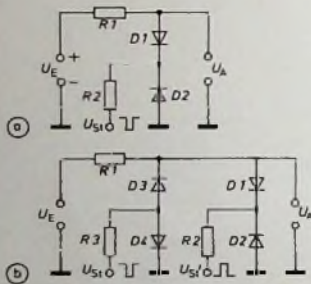


Bild 9. a) Dioden-Kurzschluß-Zerhacker für positive Eingangsspannungen. b) Dioden-Kurzschluß-Zerhacker für beliebige Eingangsspannungen

ist. Beim positiven Anteil der Steuerspannung sperren beide Dioden, so daß dann die Ausgangsspannung gleich der Eingangsspannung ist. Bei dieser Schaltung ist wichtig, daß beide Dioden möglichst gleiche Durchlaßspannungen haben, weil hierbei die Offsetspannung sehr klein bleibt.

Die Prinzipschaltung eines Kurzschluß-Zerhackers für beliebige Eingangsspannungen zeigt das Bild 9b [1]. Bei negativer Spannung der Steuerspannung  $U_{St}$  wird die Diode  $D 2$  leitend, so daß positive Eingangsspannungen über  $D 1$  und  $D 2$  nach Masse kurzgeschlossen werden. Der positive Teil der Steuerspannung  $U_{St}$  schaltet jetzt die Diode  $D 4$  ein, so daß über  $D 3$  und  $D 4$  die negativen Werte der Eingangsspannung  $U_E$  nach Masse kurzgeschlossen werden. Infolge der guten Schaltungssymmetrie sind die kapazitativ übertragenen Impulse und die Offsetspannung sehr klein. Die Steuerspannung in dieser Schaltung muß höher sein als die höchste Eingangsspannung, weil sonst die Dioden nicht gesperrt werden. Dies gilt auch für den Steuerstrom im entgegengesetzten

Fall. Um die Dioden leitend zu machen, muß der Strom durch die Widerstände  $R 2$  und  $R 3$  höher sein als der durch den Widerstand  $R 1$ .

#### 5.2. Dioden-Serien-Kurzschluß-Zerhacker und -Serien-Kurzschluß-Zerhacker

Die Schaltung im Bild 10a [1] arbeitet analog zu der im Bild 9a. Bei gesperrter Diode  $D 1$  kann der Steuerstrom in den

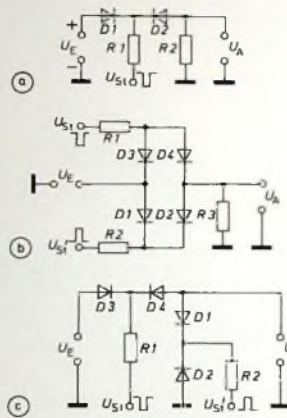


Bild 10. a) Dioden-Serien-Zerhacker für positive Eingangsspannungen. b) Dioden-Serien-Zerhacker für beliebige Eingangsspannungen. c) Dioden-Serien-Kurzschluß-Zerhacker

Eingangskreis  $U_E$  fließen. Die Schaltung nach Bild 10b hat diesen Nachteil nicht. Sie eignet sich außerdem für Eingangsspannungen beliebiger Polarität. Bild 10c zeigt einen Serien-Kurzschluß-Zerhacker für komplementäre Steuerspannungen und positive Eingangsspannungen.

#### 5.3. Kapazitätsdioden-Zerhacker (Modulator)

Kapazitätsdioden finden Anwendung in Schaltungen zur elektronischen Schwingkreisabstimmung, in Nachstimm-Schaltungen, als Koppelemente in Filtern mit regelbarer Bandbreite, in Mischern, Frequenzvervielfachern, in dielektrischen und parametrischen Verstärkern, in Modulationsschaltungen usw. Bei diesen Anwendungen nutzt man die Tatsache aus, daß die Sperrschichtkapazität der Dioden von der angelegten Sperrspannung abhängig ist. Bei Anwendungen in Modulatoren (und in denen für Abstimmzwecke) ist es wichtig, daß die Signalspannung stets niedrig gegenüber der minimalen Vorspannung ist. Andernfalls führt die Krümmung der Kapazitätskennlinie, die eine Funktion von  $U_R$  ist, zu Verzerrungen des Aus-

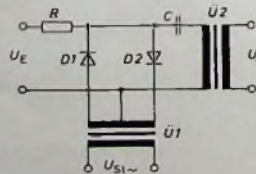


Bild 11: Kapazitätsdioden-Zerhacker (Modulator)

gangssignals. Durch eine Gegentaktanordnung zweier Dioden bleiben aber auch bei großer Signalaussteuerung die Verzerrungen klein, weil das Signal die Dioden gegenphasig aussteuert und sich die Verzerrungen kompensieren.

Bild 11 zeigt einen derartigen Modulator mit Kapazitätsdioden [1]. Bei der Eingangsspannung  $U_E = 0$  ist die Ausgangsspannung  $U_A$  ebenfalls Null, weil die Steuerspannung  $U_{St}$  durch die Kapazität der Dioden  $D 1$  und  $D 2$  entgegengesetzt gleiche Wechselströme erzeugt. Durch eine Eingangsspannung vergrößert sich die Diodenkapazität von  $D 1$ , und die von  $D 2$  nimmt ab. Der Strom durch  $D 1$  überwiegt dabei, so daß die Spannungsdifferenz eine Ausgangsspannung erzeugt. Die Amplitude der Ausgangsspannung ist dabei proportional der Eingangsspannung. Hohe Frequenzen der Steuerspannung (bis zu einigen MHz) ermöglichen kleine Übertrager. Infolge der Gegentaktanordnung ist die Gleichaktunterdrückung sehr hoch. Weil der Eingangskreis vom Steuer- und Ausgangskreis galvanisch getrennt ist, kann man Spannungen mit hohem Potentialunterschied messen. Die Frequenz der Ausgangsspannung ist gleich der der Steuerspannung, so daß man bei hohen Frequenzen mit einfachen Demodulatorschaltungen auskommt.

#### 6. Photo-Zerhacker

Bei Verwendung geeigneter lichtempfindlicher und lichtemittierender Bauelemente sind Photo-Zerhacker den Transistor-, Dioden- oder FET-Zerhackern überlegen. Weil sich hierbei der Eingangskreis vom Ausgangskreis statisch abschirmen läßt, treten keine kapazitiven Umschaltspitzen auf, so daß sie weniger Drift haben als zum Beispiel FET-Zerhacker. Photo-Zerhacker arbeiten nach folgendem Prinzip: Ein lichtemittierendes Halbleiter-

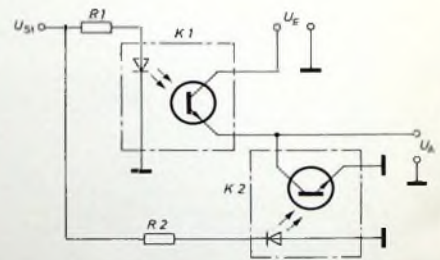


Bild 12. Photo-Zerhacker nach dem Serien-Kurzschluß-Prinzip

element wird durch eine Wechsel- oder Rechteck-Steuerspannung angesteuert. Dadurch ändert sich der Innenwiderstand des in der Nähe der Lichtquelle angeordneten Lichtdetektors, so daß die Eingangsspannung nach dem Kurzschluß-, Serien- oder Serien-Kurzschlußprinzip zerhackt wird.

Eine derartige Schaltung ist im Bild 12 vereinfacht dargestellt. Als lichtempfindliche Bauelemente können (je nach den Anforderungen an die Meßgenauigkeit) Photowiderstände, Photoelemente, Photodioden, Phototransistoren oder Photo-FET verwendet wer-



den. Als lichtemittierendes Bauelement können Glühlampen, Glimmlampen, Leuchtdioden (LED) oder Laserdioden benutzt werden. Am vorteilhaftesten ist es jedoch, optoelektronische Koppler zu verwenden. Hier handelt es sich um Kombinationen von Lichtemittern und -detektoren, die in einem bestimmten Abstand voneinander gemeinsam in einem Gehäuse untergebracht sind. Mit derartigen Elementen, die zur Übertragung von linearen und pulsformigen Signalen geeignet sind, erreicht man Ansprechzeiten in der Größenordnung von Nanosekunden. Die Betriebsspannungen liegen bei 2V (Betriebsstrom etwa 50 mA). Da die Helligkeit des emittierten Lichts dem Dioden-Durchlaßstrom proportional ist, folgt das Ausgangssignal den Amplitudenänderungen des Lichtes [5].

### 7. Störimpulse und ihre Beseitigung

Bei allen drei Schaltungsarten, bei der Kurzschluß-, Serien- und Serien-Kurzschluß-Arbeitsweise, treten beim Umschalten der Steuerspannung an der Basis oder dem Gate am Verstärkereingang abwechselnd positive und negative Spannungsspitzen auf. Diese Störimpulse sind am größten bei Transistor- und FET-Zerhackern, weil hier die hochfrequenten Komponenten der Anstiegs- und Abfallflanken der Basis- oder Gatespannung über die Kollektor-Basis- beziehungsweise Drain-Gate-Kapazität auf den Ausgang gekoppelt werden. Da diese Kapazitäten spannungsabhängig sind und der innere Widerstand, über den sich die Kapazität entlädt, bei gesperrtem und geöffnetem Halbleiter unterschiedlich ist, sind die positiven und negativen Störimpulse verschieden groß. Da sie anschließend im Wechselspannungsverstärker verstärkt werden, ergibt sich eine Ungenauigkeit des Meßergebnisses.

Eine Möglichkeit zur Verringerung dieser Störimpulse bieten spezielle Schalthalbleitern und FET oder MOS-FET mit niedrigen Restströmen und kleinen Kapazitäten. Die Spannungsspitzen können aber auch klein gehalten werden, wenn die Zerhackerrfrequenz niedrig ist und die Flanken der Steuerspannung flach sind. Da die obere Grenzfrequenz eines Zerhackers durch die Zerhackerrfrequenz bestimmt wird, sind hierbei Kompromisse einzugehen. Durch Verringerung des Spannungshubes der Steuerspannung können ebenfalls zufriedenstellende Ergebnisse erreicht werden.

### 8. Zerhacker-Verstärker

Die Eingangsspannung, deren Frequenz gegenüber der Zerhackerrfrequenz immer kleiner sein muß, wird mit einem Kurzschluß-, Serien- oder Serien-Kurzschluß-Zerhacker in eine durch die Abtastfrequenz des Zerhackers modulierte Gleichspannung umgewandelt. Diese der Eingangsspannung proportionale Wechselspannung wird mit einem Wechselspannungsverstärker verstärkt, danach in einem Synchrongleichrichter demoduliert und über einen Tiefpaß und eventuell einen nachgeschalteten Spannungs-Strom-Umsetzer an Anzeige- oder Stellglieder weitergegeben.

Der Vorteil dieser Schaltungsart gegenüber der direkten Verstärkung in einem Gleichspannungsverstärker ist, daß nur die sehr geringen Driften des Zerhackers und des Wechselspannungsverstärkers das Meßergebnis beeinflussen. Die untere Grenzfrequenz ist immer Null, die obere Grenzfrequenz ist gleich der Zerhackerrfrequenz beziehungsweise gleich der des Tiefpaßfilters. Somit können Gleichspannungen, Wechselspannungen und langsam verlaufende Impulsspannungen gleichermaßen verstärkt werden. Um die Welligkeit des Ausgangssignals gering zu halten, muß man die Grenzfrequenz des Filters kleiner als die Abtastfrequenz machen. Bei Abtastfrequenzen von 1 bis etwa 5 kHz sind Rauschen und Brummen am geringsten.

Schiebungen der Zerhackerrfrequenz gegenüber Z1 und Z2 verursachen. Der Zerhacker Z2 demoduliert das Wechselspannungssignal, und über R4 und C4 erfolgt die Siebung des Gleichspannungssignals. Das im Wechselspannungsverstärker V1 verstärkte und nun gleichgerichtete Signal kann am Instrument I angezeigt oder einem Spannungs-Strom-Umsetzer zugeführt werden. Dieser Umformer V2 wandelt das Spannungssignal in ein lastunabhängiges Gleichstromsignal um. Mit diesem eingepprägten Stromsignal können elektrische oder pneumatische Stellglieder angesteuert werden. An dem im Ausgangskreis liegenden Gegenkopplungswiderstand R5 und dem Verbraucher R7 wird eine dem Ausgangsstrom proportionale Gegenkopplungsspannung abgegriffen.

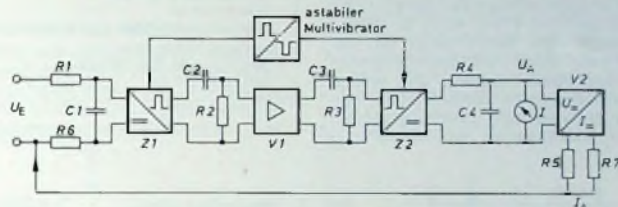


Bild 13. Prinzipschaltung eines Zerhacker-Meßverstärkers

Im Bild 13 ist das Schaltungsprinzip eines Zerhacker-Meßverstärkers dargestellt. Mit dem T-Filter R1, C1 werden hochfrequente Eingangsspannungen vom Zerhacker Z1 ferngehalten, weil sie bei einer eventuellen Übertragung zu niederfrequentem Rauschen am Verstärkerausgang führen würden. Mit dem Kondensator C1 wird auch ein Teil der Störspitzen des 1. Zerhackers unterdrückt. Durch das Hochpaßfilter C2, R2 werden Gleichspannungen vom Eingang des Wechselspannungsverstärkers ferngehalten. C3 und R3 trennen Gleichspannungsanteile vom 2. Zerhacker ab. Die RC-Glieder müssen hierbei so dimensioniert sein, daß sie keine Phasenver-

änderungen und der zu messenden Eingangsspannung entgegenschaltete. Dadurch erreicht man eine geringere Abhängigkeit der Ausgangsspannung oder des eingepprägten Stroms von den Verstärkungsfaktoren der Verstärker und den Verlusten der Zerhacker. Der gesamte Zerhacker-Meßverstärker verhält sich wie ein selbstabgleichender Kompensator (Schluß folgt)

#### Weiteres Schrifttum

- [4] ● Einzelhalbleiter, Standard-Typen. Siemens-Datenbuch 1972/73
- [5] Feustel, O.: Optoelektronik - eine Herausforderung an den Entwickler. elektronikpraxis (1972) Nr. 12, S. 10-11

## INTERNATIONALE ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU

brachte im Juliheft 1974 unter anderem folgende Beiträge:

Anwendung des Halbbildverfahrens bei der magnetischen Bildaufzeichnung	Prüfung des Gummel-Poon-Modells auf seine Brauchbarkeit
Formale Analyse des nichtinvertierenden Verstärkers mit Gegenkopplung	Wissenschaftliche Sonderschau auf der 6. Interkama
Bereichsstrukturen in Supraleitern	Elektronik in aller Welt · Ausstellungen und Tagungen · Lehrgänge und Seminare · Angewandte Elektronik · Aus Industrie und Wirtschaft · Persönliches
Impulsbelastung metallisierter Kunststoffkondensatoren	ELRU-Informationen · ELRU-Kurznachrichten
Hochfrequenzkinematographische Analyse von Schalterlichtbögen	

Format DIN A4 · Monatlich ein Heft · Preis im Abonnement 20,- DM vierteljährlich einschließlich Postgebühren. Einzelheft 7,- DM zuzüglich Porto

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

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



# Kfz-Schaltungen mit der integrierten Schaltung TAA 775 G

Vor allem als elektronischer Taktgeber in Kraftfahrzeugen mit 12-V-Bordnetz läßt sich die monolithisch integrierte Schaltung TAA 775 G von *Intermetall* einsetzen. Mit nur wenigen zusätzlichen Bauelementen läßt sich auf einfache Weise mit diesem integrierten Leistungsozillator ein Richtungs- und Warnblinker oder ein Wisch-Intervall-Schalter realisieren. Nachstehend werden diese beiden Schaltungen dargestellt und erläutert.

## 1. Die integrierte Schaltung TAA 775 G

Die technischen Daten der integrierten Schaltung TAA 775 G sind in Tab. I dargestellt. Wie Bild 1 zeigt, hat die TAA 775 G zwei Oszillatoreingänge und einen Steuereingang. Die beiden Oszillatoreingänge dienen zum Anschluß des externen frequenzbestimmenden RC-Gliedes, das – wie das

Tab. I. Technische Daten der integrierten Schaltung TAA 775 G

<b>Grenzwerte</b>	
Versorgungsspannung:	15 V
Ausgangsstrom ( $I_{10}$ ):	150 mA
Umgebungstemperatur:	- 25 ... + 85 °C
<b>Statische Kennwerte bei einer Versorgungsspannung von 12 V und 25 °C</b>	
mittlere Stromaufnahme:	8 mA
erforderlicher Oszillatoreingangsstrom $I_1$ zur Erzielung des Ein-Zustandes am Oszillator-Ausgang:	> 10 $\mu$ A
Ausgangs-Sättigungsspannung im Ein-Zustand bei $I_{10} = 110$ mA:	< 1 V

lage mit der integrierten Schaltung TAA 775 G. In Tab. II sind die Kennwerte der TAA 775 G in Blinkanlagen zusammengestellt. Mit dem RC-Glied R1 C5 und dem Relais F ersetzt dieser elektronische Taktgeber das in Kraftwagen bisher übliche Hitzdrahtrelais. Die Schaltung läßt sich darüber hinaus auch noch als Warnblinkanlage verwenden. Bei Betätigung des (Zug-)Schalters S2 werden die vier Glühlampen gleichzeitig getastet und blinken. Ist eine der beiden Glühlampen defekt, dann erhöht sich die Spannung am Steuereingang 7. Die Blinkfrequenz erhöht sich dann ebenfalls merklich. Dadurch ist ohne zusätzlichen schaltungstechnischen Aufwand die so wichtige Überwachung

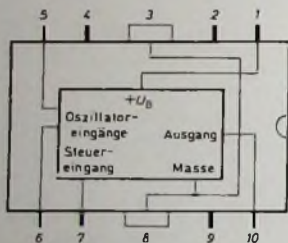
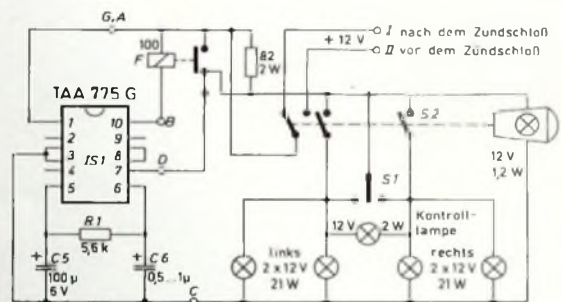


Bild 1. Anschlußschaltbild der integrierten Schaltung TAA 775 G

Bild 2. Schaltung der kombinierten Richtungs- und Warnblinkanlage mit der (IS 1) TAA 775 G



Tab. II. Kennwerte der integrierten Schaltung TAA 775 G in Blinkanlagen

Blinkbeginn mit Hellphase	
Nennfrequenz bei Richtungsblinken mit zwei 21-W-Blinklampen:	85 min <sup>-1</sup>
Nennfrequenz bei Warnblinken mit vier 21-W-Blinklampen:	85 min <sup>-1</sup>
relative Einschaltdauer der Lampen bei Nennfrequenz	45 %
Änderung der Blinkfrequenz im Spannungsbereich 9 ... 15 V:	< 2 %
Faktor der Frequenzerhöhung bei Ausfall einer Blinklampe:	2,2
relative Einschaltdauer bei erhöhter Blinkfrequenz:	52 %

Schaltbild des Wisch-Intervall-Schalters später zeigen wird – durch Einsetzen eines Potentiometers neben den Festwiderständen auch veränderbar gemacht werden kann. Der frequenzbestimmende Widerstand soll zwischen 1 und 120 kOhm liegen; der frequenzbestimmende Kondensator kann beliebig groß gewählt werden. Der Steuereingang ermöglicht durch Anlegen verschiedener Spannungen drei verschiedene Betriebsarten. Ist die Spannung  $U_7$  am Steuereingang 0 ... 0,35 V, so arbeitet der Leistungsozillator auf seiner Nennfrequenz  $f_0$ . Liegt die Spannung an diesem Eingang jedoch zwischen 0,45 und 5 V, so arbeitet die TAA 775 G mit einer um den Faktor 2,2 erhöhten Frequenz. Diesen Effekt kann man bei der Richtungs- und

Warnblinkanlage zur Überwachung der Glühlampen ausnutzen. Die erhöhte Frequenz zeigt an, daß eine Glühlampe ausgefallen ist. Wird die Spannung am Anschluß 7  $\geq 8$  V, so wird der Oszillator gesperrt. Für die Nennfrequenz bei  $U_7 \leq 0,35$  V gilt die Formel

$$f_0 = \frac{800}{R \cdot C}$$

Um die Frequenz  $f_0$  in Hertz zu erhalten, muß R in kOhm und C in  $\mu$ F eingesetzt werden. Die Schwingung beginnt beim Anlegen einer Steuerspannung für die ersten beiden Betriebsfälle sofort mit dem Ein-Zustand

## 2. Schaltung der Warnblinkanlage

Bild 2 zeigt die Schaltung einer kombinierten Richtungs- und Warnblinkanlage

der Blinkanlage möglich. Der Kondensator C6 mit einem Wert von 0,5 ... 1  $\mu$ F verhindert den Einfluß von kurzzeitigen Betriebsspannungseinbrüchen auf die Funktionsweise der IS 1. In der vorliegenden Dimensionierung beträgt die Nennfrequenz beim Richtungs- und Warnblinken ungefähr 1,4 Hz, die

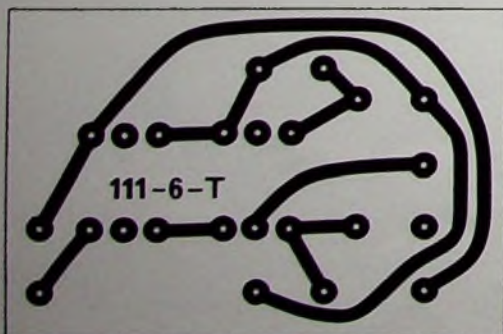
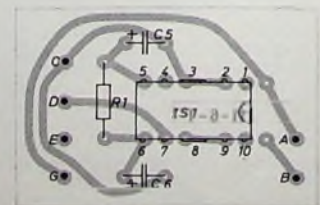


Bild 3. Printplatte für die Richtungs- und Warnblinkanlage (Maßstab 1:1)

Bild 4. Bestückungsplan der Richtungs- und Warnblinkanlage





relative Einschaltdauer der Glühlampen 45 % und der Faktor der Frequenzerhöhung beim Defektwerden einer Blinklampe 2,2. Es werden hierbei die allgemein üblichen 21-W-Blinkglühlampen verwendet. Bei einer Betriebsspannungsänderung im Bereich von 9 bis 15 V liegt die Änderung der Nennfrequenz unter 2 %.

### 3. Aufbau der Warnblinkanlage

Bild 3 zeigt die Printplatte für die Richtungs- und Warnblinkanlage im Maßstab 1:1. Auf ihr können die integrierte Schaltung TAA 775 G sowie die drei externen Bauelemente untergebracht werden. Bild 4 stellt den Bestückungsplan dar. Das Relais *F* wurde nicht mit auf der Platine untergebracht, da es viele unterschiedliche Ausführungen gibt, die alle für diese Schaltung verwendet werden können. Ferner sind meistens Relais, die speziell für die Anwendung im Auto bestimmt sind, nicht mit Anschlußstiften für gedruckte Schaltungen versehen. Bei der Auswahl des Relais muß unbedingt auf eine ausreichende Belastbarkeit der Kontakte geachtet werden (bei Warn-

das Hitzdraht-Blinkrelais seinen Platz hatte. Die bisherigen Anschlüsse am Blinkgeber - Plus- und Minuspol der Batterie, die Anschlüsse am Blinkschalter in der Lenksäule und die Verbindungen zu den Glühlampen - brauchen dann lediglich umgesteckt zu werden. Hinzu kommt jetzt der Schalter *S* 2 für das Warnblinken. Zweckmäßigerweise muß beim Warnblinken die Betriebsspannung, die beim Richtungsblinken üblicherweise hinter dem Zündschloß entnommen wird, vor dem Zündschloß entnommen werden, damit die Warnblinkanlage auch bei abgezogenem Zündschlüssel arbeitet. Für *S* 2 gibt es in den Autozubehör-Geschäften passende Zugschalter mit eingebauter roter Kontrolllampe. Bei den Anschlußkabeln ist allerdings auf ausreichenden Querschnitt zu achten.

### 5. Wisch-Intervall-Schalter

Wenn es nur wenig regnet und man stellt den Scheibenwischer eines Autos an, dann läuft dieser auf der Scheibe teilweise trocken. Das ergibt neben unangenehmen Schabegeräuschen auch

in bestimmten, einstellbaren Zeitintervallen für jeweils einen Wischvorgang einzuschalten. Diese Schaltung läßt sich ohne großen Aufwand in jedes Kraftfahrzeug einbauen, dessen Scheibenwischer nach dem Abschalten selbsttätig wieder in seine Ausgangsstellung zurückläuft.

### 6. Schaltung des Wisch-Intervall-Schalters

Bild 5 zeigt die Prinzipschaltung des Wisch-Intervall-Schalters mit dem integrierten Leistungszusatz TAA 775 G. Die technischen Daten des Wisch-Intervall-Schalters nach Bild 5 sind in Tab. III zusammengestellt. Bei dem frequenzbestimmenden RC-Glied wurde hierbei *R* 1 in die Festwiderstände *R* 1 und *R* 2 und das Potentiometer *P* 1 aufgeteilt, um eine Regelung der Nennfrequenz zu erreichen. Die gesamte Schaltung zeigt Bild 6. Zur Regelung der Pausendauer zwischen zwei Wischphasen wurde ein Potentiometer *P* 1 mit 100 kOhm verwendet. Damit läßt sich die Ausschaltdauer der Schaltung im Bereich von 4 bis 20 s regeln. Mit dem Schalter *S* 1 wird der Wisch-

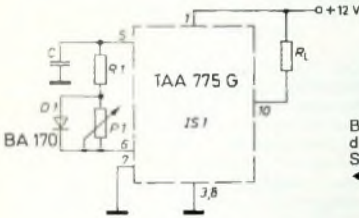
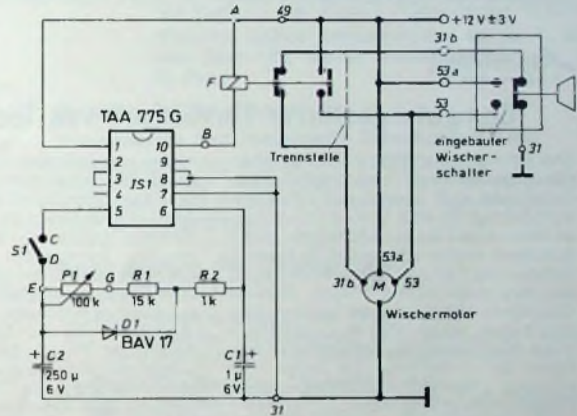


Bild 5. Prinzipschaltung des Wisch-Intervall-Schalters mit der TAA 775 G

Tab. III. Technische Daten des Wisch-Intervall-Schalters nach Bild 5

Betriebsspannung:	12 V
Einschaltdauer (konstant):	0,2 s
Ausschaltdauer (einstellbar):	4 ... 20 s
Es gilt $t_{ein} = 0,7 \cdot C \cdot R_1$ ,	
$t_{aus} = 0,75 \cdot C \cdot (R_1 + R_2)$	
$(t_{ein}, t_{aus}$ in ms, $R$ in kOhm, $C$ in $\mu F$ )	

Bild 6. Gesamtschaltung des Wisch-Intervall-Schalters



blinken 84 W, das heißt etwa 7 A.) Die Platine kann zusammen mit dem Relais in einem Teko-Aluminiumgehäuse untergebracht werden.

### 4. Anschluß

Das Gehäuse mit der gedruckten Schaltung und dem Relais *F* wird am zweckmäßigsten an der Stelle im Kraftfahrzeug befestigt, an der bisher

eine übermäßig starke Abnutzung der Wischerblätter und unter Umständen ein Verkätzen der Windschutzscheibe. Die einzige Abhilfe besteht darin, den Scheibenwischer ständig ein- und auszuschalten. Diese Aufgabe kann ein Wisch-Intervall-Schalter übernehmen. Dieses Gerät besteht aus einem regelbaren Taktgeber, der die Aufgabe hat, den Scheibenwischer-

Intervall-Schalter eingeschaltet. Die Wirkung des eingebauten Wischerschalters (1- oder 2-Stufen-Schalter) wird bei ausgeschalteter Wisch-Automatik nicht beeinträchtigt.

### 7. Aufbau des Wisch-Intervall-Schalters

Bild 7 zeigt die Printplatte für den Wisch-Intervall-Schalter, Bild 8 den Bestückungsplan. Auch hier wurde das Relais nicht mit auf der Platine untergebracht. Im Bild 9 ist ein Beispiel für den Aufbau des Wisch-Intervall-Schalters auf einer Lochrasterplatte dargestellt. Die Platine kann zusammen mit dem Relais *F* leicht in einem

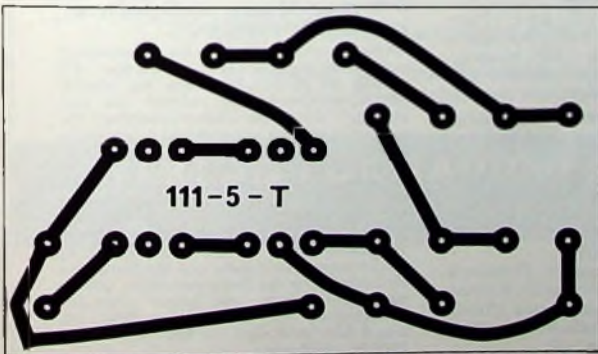
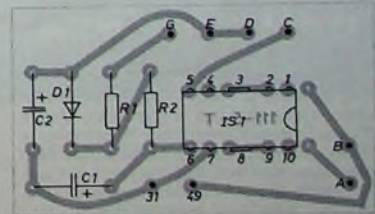


Bild 7. Printplatte für den Wisch-Intervall-Schalter (Maßstab 1:1)

Bild 8. Bestückungsplan für den Wisch-Intervall-Schalter. Die Anschlüsse bedeuten: A, B Relaispule; C, D Schalter *S* 1 (am Potentiometer *P* 1); E, G Potentiometer *P* 1; 49, 31; s. Bild 6





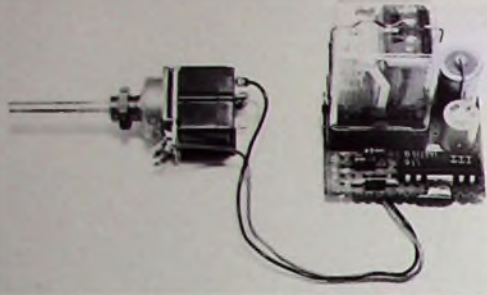
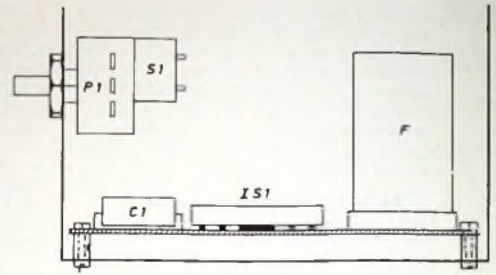


Bild 9. Versuchsaufbau des Wisch-Intervall-Schalters auf einer Lochrasterplatte

Bild 10. Einbau des Wisch-Intervall-Schalters in ein Teko-Gehäuse „1/B“



kleinen Aluminiumgehäuse untergebracht werden.

Bild 10 zeigt das Gerät mit dem Relais  $F$  und dem Potentiometer  $P1$  mit dem Schalter  $S1$  im Teko-Aluminiumgehäuse „1/B“ mit den Abmessungen  $72 \text{ mm} \times 37 \text{ mm} \times 44 \text{ mm}$ . Das Relais  $F$  („V 23154 C 0716-B 104“,  $120 \text{ Ohm}$ ) befindet sich auf der Lochrasterplatte, die mit Abstandsbolzen an dem Aluminiumgehäuse befestigt ist. Das Potentiometer  $P1$  kann dann an der Schmalseite befestigt werden. Zur Bedienungserleichterung kombiniert man

zweckmäßigerweise  $S1$  mit dem Potentiometer  $P1$ . Zu diesem Zweck verwendet man ein Potentiometer mit eingebautem Zug- oder Drehschalter.

#### 8. Einbau und Anschluß im Kraftfahrzeug

Das Gehäuse des Wisch-Intervall-Schalters wird griffgünstig unter dem Armaturenbrett untergebracht, so daß der Drehknopf auch mit angelegtem Sicherheitsgurt noch bequem zu erreichen ist. Die dick gezeichneten Linien in Bild 6 zeigen den Anschluß im Wa-

gen. Die Verbindung zwischen dem eingebauten Wischerschalter und dem Wischermotor muß unterbrochen werden. Es werden nunmehr die Kontakte des Relais zwischengeschaltet. Bei Beachtung der nummerierten Anschlüsse im Kraftfahrzeug ist der Einbau unkritisch.

#### Schrifttum

- Integrierte Schaltungen für die Konsumelektronik 72/73. Freiburg 1972. ITT Intermetall
- Hoffmann, C. D.: Drehzahlmesser mit Transistoren oder einer integrierten Schaltung. FUNK-TECHNIK Bd. 29 (1974) Nr. 5, S. 173-174

## Ausbildung

### Computergestützte Fortbildung von Technikern

Das Problem der Mitarbeiter-Fortbildung in einem Forschungslaboratorium geht weit über das der Spezialausbildung für eine bestimmte Aufgabe hinaus, wie sie am häufigsten in der Industrie angetroffen wird. Es handelt sich darum, Fähigkeiten zu entwickeln, die innerhalb eines großen Anwendungsbereichs eingesetzt werden können, sowie darum, den Kursteilnehmern diejenigen theoretischen Grundlagen zu vermitteln, die ihnen eine ständige Weiterentwicklung dieser Fähigkeiten ermöglichen.

Die Möglichkeit, diese Ziele durch computergestützten Unterricht zu realisieren, wurde an Hand eines Versuchskurses über Vierpoltheorie demonstriert. Daran waren in enger Zusammenarbeit beteiligt das OPE-Laboratorium (ordinateur pour étudiants) der Universität Paris VII und die Laboratoires d'Electronique et de Physique appliquée, die der internationalen Philips-Forschung angehören.

Das im OPE-Laboratorium entwickelte Informationssystem ermöglicht einen Unterricht, bei dem sich die Lernfähigkeit des Schülers vor allem auf die Aneignung von Fähigkeiten durch Lösen bestimmter Aufgaben konzentriert. Unterstützt wird das Verfahren durch einen auf der Analyse der vom Schüler ausgearbeiteten Antworten beruhenden Dialog sowie durch eine Registrierung der individuellen Leistungen.

Der Kursus ist nach folgenden einfachen Grundsätzen aufgebaut: Jeder Frage ist eine numerische Bezeichnung (Referenz) zugeordnet und außerdem ein Code, der den auf die Antwort anzuwendenden Analysetyp angibt. Ein solcher Abschnitt enthält die zu ver-

mittelnden Informationen sowie die eigentliche dem Studenten vorzulegende Frage einschließlich eines Satzes der verschiedenen in Betracht kommenden Antworten. Für jeden Antworttyp werden ein entsprechender Kommentar und die Adresse der nächsten Frage angegeben. Die Verzweigungsentscheidungen, die in dieser Weise nur von der Antwort auf eine bestimmte Frage abhängen würden, lassen sich aber dank der Anwendung einer detaillierten ausgearbeiteten Sprache dem Entscheidungsverhalten jedes Studenten besser anpassen. Hierbei sind alle möglichen Entscheidungswege in einem Diagramm dargestellt. Dazu gehören auch die verschiedenen in Betracht kommenden pädagogischen Maßnahmen auf Grund der vom Schüler gegebenen Antworten nicht nur auf die letzte Frage, sondern auch auf eine gewisse Anzahl von Fragen, die nach Ansicht des pädagogischen Programmierers ein bestimmtes Verhalten oder einen bestimmten Wissensgrad erkennen lassen.

Der von Serge Leblanc, Ingenieur in Laboratoires d'Electronique et de Physique appliquée (LEP), ausgearbeitete Kursus umfaßt folgende drei pädagogischen Aspekte:

1. Sammeln theoretischer Informationen, wobei der Schwerpunkt auf dem Schaltungsentwurf liegt;
2. Vertiefung der erworbenen Kenntnisse durch Lösen von Aufgaben, wobei der Teilnehmer einen hohen Freiheitsgrad hinsichtlich der Wahl der Arbeitsmethode behält;
3. Analyse komplizierter Probleme, wobei der Teilnehmer durch Kombinieren der ihm während des Kursus vorgelegten Grundmodelle ein globales Modell ausarbeiten soll.

Das Unterrichtsexperiment wurde in den Räumen des OPE mit dem von diesem Laboratorium entwickelten Informationssystem durchgeführt. An dem Kursus nahmen zehn Techniker beziehungsweise Ingenieure des LEP teil, die hinsichtlich Lebensalters, Vorbildung und beruflichen Tätigkeitsbereichs eine ziemlich heterogene Gruppe bildeten. Jeder der Teilnehmer absolvierte den Kursus nach eigenem Ermessen und im eigenen Tempo. Die Zeiten des Computer-Dialogs, der das einzige Übertragungs- und Kontrollelement ist, stauten sich von 23 bis 38 Stunden für ein Lehrprogramm, das bei herkömmlichem Unterricht 20 Unterrichtsstunden plus 20 bis 40 Stunden eigener Arbeit in Anspruch nehmen würde.

Die Beurteilung der erworbenen Fähigkeiten, die durch Analyse des Teilnehmerverhaltens während des gesamten Kursus – insbesondere aber während der Lösung von Problemen – erfolgt, deckt sich mit der günstigen Beurteilung seitens der Teilnehmer selbst. Das sollte die Anwendung des Verfahrens in Laboratorien der Industrie rechtfertigen.

#### ZVEI-„Empfehlungen zur Einrichtung von Ausbildungsstätten“

Mit der Verordnung über die Berufsausbildung in der Elektrotechnik vom 12. Dezember 1972 wurden die Ausbildungsinhalte der elektrotechnischen Berufe neu definiert. Die Ausbildung in den neuen elektrotechnischen Berufen erfordert gut eingerichtete Ausbildungsstätten. Der Zentralverband der Elektrotechnischen Industrie hat sich deshalb mit der Einrichtung von Ausbildungsstätten befaßt und legte jetzt als Ergebnis dieser Arbeiten die „Empfehlungen zur Einrichtung von Ausbildungsstätten“ als Ergänzung des „Ausbildungshandbuchs für die Stufenausbildung elektrotechnischer Berufe“ vor. Die Broschüre, ein Leitfaden für die Stufenausbildung elektrotechnischer Berufe, wird gegen einen Unkostenbeitrag von 10 DM vom ZVEI, Abteilung Berufsbildung, 6 Frankfurt 70, Postfach 70 09 69, abgegeben.



# Wertvolle Fachbücher für Studium und Praxis

## Handbuch für Hochfrequenz- und Elektro-Techniker

Band I-VIII mit über 6130 Seiten, über 5400 Bildern und Tabellen. Gesamtpreis 223,— M. Alle acht Bände auch einzeln lieferbar (Band I zur Zeit vergriffen)

## Oszillografen-Meßtechnik

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

## Computer-Technik — leicht verständlich

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

## Schaltungen und Elemente der digitalen Technik

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

## Mikrowellen

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

## Transistor-Schaltungstechnik

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

## Technik des Farbfernsehens in Theorie und Praxis

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

## Praxis der Rundfunk-Stereophonie

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

## Prüfen · Messen · Abgleichen

## Service an Farbfernsehempfängern

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

## Elektrische Nachrichtentechnik

### I. Band: Grundlagen, Theorie und Berechnung passiver Übertragungsnetzwerke

von Dozent Dr.-Ing. HEINRICH SCHRÖDER  
650 Seiten · 392 Bilder · 7 Tabellen · Ganzleinen 47,— M

### II. Band: Röhren und Transistoren mit ihren Anwendungen bei der Verstärkung, Gleichrichtung und Erzeugung von Sinusschwingungen

von Dozent Dr.-Ing. HEINRICH SCHRÖDER  
603 Seiten · 411 Bilder · 14 Tabellen · Ganzleinen 47,— M

### III. Band: Grundlagen der Impulstechnik und ihre Anwendung beim Fernsehen

von Dozent Dr.-Ing. HEINRICH SCHRÖDER  
Dozent Dipl.-Ing. GERHARD FELDMANN  
Dozent Dr.-Ing. GUNTHER ROMMEL  
764 Seiten · 549 Bilder · Ganzleinen 52,50 M  
Über 110 Seiten umfangreicher als der I. Band  
und über 160 Seiten umfangreicher als der II. Band

## Handbuch der Elektronik

### Bauelemente und Industrielle Schaltungstechnik

Herausgeber: Dr. REINHARD KRETZMANN  
Mitautoren: Ing. PAUL GERKE · Ing. FRANZ KUNZ  
529 Seiten · 478 Bilder · 17 Tabellen · Ganzln. 52,— M  
(zur Zeit vergriffen)

## Kompendium der Photographie

von Dr. EDWIN MUTTER

### I. Band: Die Grundlagen der Photographie

Zweite, verbesserte und erweiterte Auflage  
358 Seiten · 157 Bilder · Ganzleinen 33,— M

### II. Band: Die Negativ-, Diapositiv- und Umkehrverfahren (zur Zeit vergriffen)

334 Seiten · 51 Bilder · Ganzleinen 33,— M

### III. Band: Die Positivverfahren, ihre Technik und Anwendung

304 Seiten · 40 Bilder · Ganzleinen 33,— M

## Wörterbuch der Photo-, Film- und Kinotechnik mit Randgebieten

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

## Praxis der Schmalfilmvertonung demonstriert an Siemens-Geräten

von PETER STÜBER  
52 Seiten · 12 Bilder · Broschiert 9,50 M

Zu beziehen durch jede Buchhandlung im Inland und Ausland sowie durch den Verlag  
Verlagsverzeichnis mit ausführlichen Inhaltsangaben auf Anforderung

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH

1 BERLIN 52

C



## Lehrgänge

### „Practronics“-Lehrgang

Philips offeriert den Elektronik-Lehrgang „Practronics“. Er setzt sich aus einer Kombination von Lehrbüchern, Arbeitsheften, Matrix, Meßgerät und Bauelementen zusammen, mit denen der Schüler die Grundlagen der Elektrizität und Elektronik erlernen kann. An Hand von Anweisungen auf den linken Seiten der Lehrbücher und von vorgegebenen Schaltungen, die auf den rechten Buchseiten dargestellt sind, können auf der überklappbaren Matrix mit Bauelementen Schaltungen zusammengesteckt werden. In dem Arbeitsheft kann der durchgenommene Lehrstoff schriftlich niedergelegt werden. Die Meßeinrichtung (verschiedene Speisequellen, ein Signalgenerator, ein Vielfachmeßinstrument) soll die praktische Arbeit in der Meßtechnik fördern.

### EDV-Seminare der Technischen Akademie

Im September 1974 veranstaltet die Technische Akademie, Wuppertal, unter anderem folgende EDV-Seminare:

2. - 3. 9.: Grundlagen der Datenorganisation
4. 9.: Datenbanksysteme
5. - 6. 9.: Methoden der Datenerfassung
9. - 10. 9.: Techniken der Systemanalyse
12. - 13. 9.: Dateimatrizen als Instrument der Systemanalyse
23. - 27. 9.: Grundlagen, Probleme und Möglichkeiten der Datenverarbeitung (Teleprocessing I)
25. - 27. 9.: Einführung in die Netzplantechnik (Seminarreihe)
  25. 9.: Teil I: Zeitplanung mit Vorgangspfeilnetzen (CPM und verwandte Verfahren)
  26. 9.: Teil II: Zeitplanung mit Vorgangsknotennetzen (MPM und verwandte Verfahren)
  27. 9.: Teil III: Projektverfolgung mit PPS (Projekt-, Planungs- und Steuerungssystem)

Nähere Auskunft erteilt die Technische Akademie e. V., D-5600 Wuppertal 1, Hubertusallee 18; Telefon (021 21) 74 00 66; Telex 8 592 525 taw d.

### Technische Schulung in Essen

Das Haus der Technik e. V., 43 Essen, Hollestraße 1, Telefon (02 01) 23 50 07, führt im letzten Tertial 1974 unter anderen die nachstehend genannten Berufs-Trainingskurse durch:

24. 9.: Elektronische Digitalsteuerungen, Teil I (S 614)
25. u. 26. 9.: Rationalisierung durch angewandte Kybernetik (S 617)
  30. 9.: Netzplantechnik, Teil I (S 620)
  1. 10.: Netzplantechnik, Teil II (S 622)
- ab 7. 10.: Grundlagen der Elektronik, Teil I (L 637); 6 Nachmittage
14. 10.: Stecker- und Relaiskontakte in der Elektronik (S 651)

16. 10.: Elektronische Digitalsteuerungen, Teil II (S 658)
16. 10.: Die neuen gesetzlichen Einheiten in Naturwissenschaft und Technik (S 660)
7. 11.: Elektronische Digitalsteuerungen, Teil III (S 688)
12. 11.: Die neuen Einheiten im Meßwesen (S 693)
18. 11.: Optimale Nachrichtenübertragung und Datensicherung (S 700)
26. 11.: Project-Management (S 709)
  4. 12.: Flüssig-Kristalle (R 719)

S = Seminar, L = Lehrgang, R = Vortragsreihe. Nähere Auskünfte gibt das Haus der Technik.

### Lehrgänge in Esslingen

Die Technische Akademie, 73 Esslingen, Rotenackerstraße 71, Postfach 748, Telefon (07 11) 3 79 36, Telex 7 256 475 akesd, plant für September 1974 die folgenden Lehrveranstaltungen:

11. - 13. 9.: MOS-Technik, digitale Kundenschaltschaltkreise, Teil I (43.23)
  11. - 13. 9.: Elektronische Stücklistenorganisation (50.04)
  18. - 20. 9.: Technische Temperaturmessung (06.28)
  25. - 27. 9.: Operationsverstärker, Teil I (44.17)
- Nähere Auskünfte gibt die Akademie.

## Tagungen

### IKD 1974 in Berlin

Vom 4. bis 7. September 1974 ist in der Kongreßhalle in Berlin der Internationale Kongreß für Datenverarbeitung (IKD) geplant. Fachleute aus dem In- und Ausland sollen sich hier mit Problemen der automatisierten Datenverarbeitung beschäftigen. Parallel zum Kongreß findet eine Fachausstellung der Informationstechnik statt.

### „Meßtechnische Probleme in der Fertigung“

„Meßtechnische Probleme in der Fertigung“ sollen am 2. und 3. Oktober 1974 in Kassel auf einer Tagung der VDI/VDE-Gesellschaft Meß- und Regelungstechnik behandelt werden, die thematisch auf die am 1. und 2. Oktober am gleichen Ort vorausgehende Jahrestagung der Deutschen Gesellschaft für Qualität abgestimmt ist.

### Fernwirktagung 1974

Die von der Nachrichtentechnischen Gesellschaft im VDE für den 29. bis 31. Oktober 1974 in Düsseldorf vorbereitete Fernwirktagung 1974, die achte ihrer Art, soll den Sammeltitle „Stand und künftige Entwicklung der Fernwirktechnik“ haben. Die geplanten Übersichtsvorträge sind auf drei Schwerpunkte der heutigen Fernwirktechnik ausgerichtet: Rechereinsatz und Automatisierung, Mensch-Maschine-Beziehungen, Verfügbarkeit und Sicherheit. Nähere Auskünfte erteilt die VDE-Zentralstelle Tagungen, 6 Frankfurt 70, Stresemannallee 21, Telefon (06 11) 63 08-202.

Ich möchte Ihre überzählen

## RÖHREN und TRANSISTOREN

in großen und kleinen Mengen kaufen  
Bitte schreiben Sie an  
Hans Kamlnitzky  
8 München-Solln - Spindlerstr. 17

## ● BLAUPUNKT Auto- und Kofferradios

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

**Wo fehlt eine?**


Bei uns alle Schreibmaschinen.  
Riesenauswahl, stets Sonderposten. - Kein Risiko, da Umtauschrecht - Kleine Raten. Fordern Sie Gratikatalog 907 H

**NÖTHEL** Deutschlands großes Büromaschinenhaus  
A. O. - M. Z. H.  
34 GÖTTINGEN, Postfach 601



**Infrarot-Nachtsichtgerät** Modell EH 60  
Reichweite ca. 350 m  
Zub. Akku, Ladegerät  
Preis DM 2497,50  
Wir liefern: Minisender, Aufspiegelgeräte, Kugelschreibermikrofone, Kopierschaltmechanismen, Feiden Sie gegen DM 3,- in Briefmarken Katalog an

**E. Hübner Electronic**  
405 MG-Hardt, Postf. 3 Tel. 021 61 / 599 03



○ Interessierte Branchenkenner lesen diese Fachzeitschrift regelmäßig.

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



# wir sind ganz schön gewachsen

## WIFONA

Ein Unternehmen mit gesundem Stamm und wachsendem Erfolg – das sind wir, WIFONA.

Wir bauen Phonogeräte. Mit marktgerechter Konzeption.

Unsere stetig wachsende Produktion spricht für uns und unser Programm. Ein Beweis für Preis und Qualität.

Von der Entwicklung bis zur Fertigung alles unter einem Dach.

Stetige Erweiterung der Fertigungsanlagen sichert die Bedarfsdeckung und den termingetreuen Vertrieb unserer Produkte an den Fachhandel.

Jetzt wissen Sie schon ein wenig über uns. Wir würden uns freuen, wenn Sie noch mehr von uns wissen wollen!

Dürfen wir Sie kennenlernen?

Ich wünsche ausführliche Information

Name:

Heften Sie diesen  
Coupon an Ihren  
Briefbogen und  
senden ihn heute  
noch ab.

**WIFONA**

8591 Wiesau/Opf.  
Postfach 1215



**WIFONA**



08320

# Alle Valvo Si-NF-Transistoren von 500 bis 1000 mW.

65 Gerd  
E.-Th

VALVO hat eine Standardisierung seines Programms an Silizium-NF-Transistoren im preisgünstigen SOT-54 Kunststoffgehäuse vorgenommen.

Zu den bekannten 625 mW- und 1000 mW-Typen wurden die 500 mW-Typen BC 546 bis BC 550 und BC 556 bis BC 560 neu in das Programm aufgenommen. Diese neuen 500 mW-Typen ersetzen alle Silizium-NF-Transistoren mit einer maximal zulässigen Verlustleistung kleiner als 500 mW.

\*rauscharme Typen  
\*\*mit 1cm<sup>2</sup> Kupferfläche

$P_{Tot\ max}$	NPN	PNP	$U_{CB\ 0}$	$U_{CE\ 0}$	$I_{C\ AV}$
500 mW	BC 546	BC 556	80 V	65 V	100 mA
	BC 547	BC 557	50 V	45 V	
	BC 548	BC 558	30 V	30 V	
	BC 549*	BC 559*	30 V	30 V	
	BC 550*	BC 560*	50 V	45 V	
625 mW	BC 337	BC 327		45 V	500 mA
	BC 338	BC 328		25 V	
800... 1000** mW	BC 635	BC 636	45 V	45 V	1000 mA
	BC 637	BC 638	60 V	60 V	
	BC 639	BC 640	100 V	80 V	

## Im SOT-54 Kunststoffgehäuse.

Weitere Informationen erhalten Sie unter Bezug auf Nr. 1189 von

VALVO GmbH  
Artikelgruppe Halbleiter  
2 Hamburg 1 Burchardstraße 19  
Telefon (040) 32 96-468



# VALVO

Bauelemente  
für die gesamte  
Elektronik



A 0374/1189