

11

1. Juni-Ausgabe 1975
30. Jahrgang

FUNK

TECHNIK

Fachzeitschrift für Rundfunk, Fernsehen, Phono und Hi-Fi



Internationale Funkausstellung 1975 Berlin 29. 8.- 7. 9.

ÜBERALLEN
INFORMATIONS
PROGRAMM

vip



1975

Montag	3	10	17	24	31	3	10	17	24	31
Dienstag	4	11	18	25		4	11	18	25	
Mittwoch	5	12	19	26		5	12	19	26	
Donnerstag	6	13	20	27		6	13	20	27	
Freitag	7	14	21	28		7	14	21	28	
Sonnabend	8	15	22	29		8	15	22	29	
Sonntag	1	8	15	22	29	1	8	15	22	29
AUGUST						SEPTEMBER				
Montag		4	11	18	25	1	8	15	22	29
Dienstag		5	12	19	26	2	9	16	23	30
Mittwoch		6	13	20	27	3	10	17	24	
Donnerstag		7	14	21	28	4	11	18	25	
Freitag	1	8	15	22	29	5	12	19	26	
Sonnabend	2	9	16	23	30	6	13	20	27	
Sonntag	3	10	17	24	31	7	14	21	28	

Termin vormerken!

Gesellschaft zur Förderung der Unterhaltungselektronik (GFU) mbH, Frankfurt/M

AMK Berlin Ausstellungs-Messe-Kongreß-GmbH
D 1000 Berlin 19, Messedamm 22
Tel.: (030) 30 38-1, Telex: 01 82 908 amkb d

Gegründet von Curt Rint

FUNK TECHNIK

Vereinigt mit
Rundfunk-Fernseh-Großhandel

Fachzeitschrift für Rundfunk, Fernsehen, Phono und Hi-Fi

Redaktion: 1 Berlin 52, Eichborndamm 141 bis 167, Telefon (0 30) 4 11 60 33, Fernschreiber 01 81 632.

W. Roth, C. Rint

Anzeigenverwaltung: 8 München 2, Postfach 20 19 20, Paketanschrift: 8 München 19, Lazarettstraße 4. Tel. (0 89) 16 20 21, Fernschreiber 05 216 075. Z. Z. Ist Anzeigenpreisliste Nr. 9a vom 1. 3. 1975 gültig.

W. Sauerbrey (Anzeigenleiter).

Abonnentenverwaltung: 69 Heidelberg 1, Wilckensstraße 3-5, Tel. (0 62 21) 4 90 74, Fernschreiber 04 61 727.

Die Zeitschrift erscheint monatlich zweimal.

Bezugspreis: Vierteljährlich 20,— DM inkl. 5,5% MWSt., zuzüglich Versandgebühren, im Ausland 80,— DM jährlich zuzüglich Porto. Einzelheft 3,50 DM zuzüglich Porto.

Kündigungen sind jeweils zwei Monate vor Quartalsende (Ausland: Bezugsjahr) dem Verlag schriftlich mitzuteilen. Bei unverschuldetem Nichterscheinen keine Nachlieferung oder Gebührenerstattung.

Zahlungen an: Hüthig und Pflaum Verlag GmbH & Co. Fachliteratur KG München/Heidelberg, Postscheckkto. München Nr. 82 01-800, Deutsche Bank, Heidelberg, Konto-Nr. 01/94100, Postscheckkonto Wien Nr. 23 12 215, Postscheckkonto Basel Nr. 40 140 83.

Gesamtherstellung: Richard Pflaum Verlag KG, Graphischer Betrieb, 8 München 2, Postfach 20 19 20.

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

Verlagsleitung: Ing. P. Eiblmayr, München, Dipl.-Kfm. H. Hüthig, Heidelberg.

Für die Rücksendung unverlangt eingesandter Manuskripte wird keine Gewähr übernommen. Nachdruck, auch auszugsweise, sowie anderweitige Vervielfältigung nur mit vorheriger Zustimmung der Redaktion gestattet. Bei allen Einsendungen an die Redaktion wird das Einverständnis zur vollen oder auszugsweisen Veröffentlichung vorausgesetzt, wenn gegenteilige Wünsche nicht besonders zum Ausdruck gebracht werden.

Inhaber und Beteiligungsverhältnisse: Persönlich haltender Gesellschafter: Hüthig und Pflaum Verlag GmbH, München. Kommanditisten: Hüthig GmbH & Co Verlags-KG in Heidelberg, Richard Pflaum Verlag in München, Beda Bohinger in Gauting.

Aus dem Inhalt

Vorboten des Fortschritts	303
NF-Verstärker in integrierter Technik	304
Integrierte Schaltung für Blinkgeber	307
Grundsätzliche Schaltungskonzepte monolithisch integrierter Linearschaltungen	308
Elektrische Störbeeinflussung und ihre Beseitigung in elektronischen Geräten und Anlagen	312
Toleranz-Probleme bei Hi-Fi-Plattenspielern und Cassetten-Decks	316
Neue Technik	318
Programmierter Halbleiterspeicher	320
Moderne Technik bei Service-Meßgeräten	322
Digitale integrierte Schaltungen – Grundlagen und Begriffe	325
Zweiweg-Gleichrichter mit Operationsverstärker	328
Computer-Funk	328
Integrierter Spannungsregler	329
FT-Neuheiten-Schau: Farbfernseh-Empfänger (Bildschirme über 50 cm)	330
Neues Grundig-Haus in München	331
FT-Neuheiten-Schau: Schwarz-Weiß-Portables Farbfernsehempfänger (Bildschirm unter 50 cm)	332
FT-Neuheiten-Schau: Hi-Fi-Receiver und Kombinationen	333
Aktivitäten	334
Bauteile und Geräte	335
Persönliches	336
Neue Fachliteratur	336

Titelbild: Selbst einem so sachlichen kleinen Halbleiter-Bauelement, wie es die heute in großen Stückzahlen eingebauten Z-Dioden BZX 55 in Epitaxial-Planar-Technik (rechts im Bild) und die Silizium-Epitaxial-Planar-Z-Dioden BZX 85/C . . . (links im Bild) sind, vermag der künstlerische Blick des Fotografen einen ästhetischen Eindruck abzugewinnen. (Foto: AEG-Telefunken)

Es gibt viele Hi-Fi-Cassetten- Tonbandgeräte. Aber wenige wie diese.

Jetzt gibt es das ELAC CD 400.
Und das ELAC CD 500 mit
Dolby-System.

ELAC
CD 500



ELAC
CD 400



Beide
Cassetten-
Tonbandgeräte
erfüllen alle
Forderungen der
Hi-Fi-Norm DIN 45 500.
Die optimalen tech-
nischen Werte und die Kompakt-
Bauweise im Europa-Design sind eine Heraus-
forderung an jeden Musikliebhaber, der Wert auf
funktionsgerechten Komfort, vollendete Wieder-
gabequalität und Preiswürdigkeit legt.
Der hohe ELAC-Qualitätsstandard drückt sich
besonders in diesen Werten aus: Mit Chromdioxid-
Compact-Cassetten (CrO₂) beträgt der Geräusch-
spannungsabstand 50 dB. Der Frequenzgang
reicht von 20 ... 15.000 Hz.

Dolby-System. Das ELAC CD 500 hat bei
Benutzung des eingebauten Dolby-Systems zur
Rauschunterdrückung einen Geräuschspannungs-
abstand von 58 dB.

Hohe Gleichlaufkonstanz. Der Antrieb durch einen
mit Tachogenerator geregelten Studio-Gleichstrom-
motor ermöglicht minimale Gleichlaufschwankungen
von nur 0,13%.

Weitere Vorzüge. Praxisbezogene Anordnung der
Flachbahnregler zur Aussteuerung des Aufnahme-
pegels, automatische Pegelbegrenzung (Limiter),
automatische Band-Endabschaltung, 2 kombinierte
Pegelmeßinstrumente mit dB-Skala, Umschalter
zur Anpassung der Eingangsempfindlichkeit an
Receiver oder Verstärker nach deutscher oder
amerikanischer Norm, Bandartenwählschalter
(CD 400), automatische Bandartenwahl (CD 500),
regelbarer Kopfhöreranschluß (CD 500).

Ausführliches Informationsmaterial über die ELAC
Hi-Fi-Cassetten-Tonbandgeräte und über
das weitere ELAC Hi-Fi-Programm erhalten Sie von

ELAC

ELECTROACUSTIC GMBH
23 Kiel
Westring 425-429

In Österreich: HANS KOLBE GmbH, Mollardgasse 64, 1061 Wien 6
In der Schweiz: SONDYNA AG, Vogelsangstr. 23, 8307 Effretikon ZH
In Holland: Electrotechniek BV, Duivendrechtsekade 91-94, Amsterdam

Elektronische Bauelemente

Vorboten des Fortschritts

Seit einigen Jahren wird der Fortschritt in der Elektronik mit geänderten Maßstäben gemessen. Schon lange sind die Zeiten vorüber, als noch neue Standard-Schaltungen – mit dem Namen ihres Entwicklers für immer verknüpft – in die Rundfunkgeschichte eingingen. Auch spektakuläre historische Ereignisse wie die Einführung neuer Übertragungsverfahren oder grundsätzlich neuer Kommunikationsmittel scheinen sich nicht zu wiederholen: alles zukünftig Wahrscheinliche wurde bereits bedacht und angekündigt.

Der neue Maßstab für den Fortschritt in der Unterhaltungselektronik wird immer stärker von den aktiven elektronischen Bauelementen geprägt, und zwar genau dort, wo am wenigsten zu sehen ist: in der Weiterentwicklung von der Integration zur Großintegration von Halbleiterschaltungen – einem zukunftssträchtigen Arbeitsgebiet für hochspezialisierte Physiker und Technologen. Ingenieure und Techniker verfolgen diesen Fortschritt mit gemischten Gefühlen: Je mehr Komponenten ein IC hat, desto mehr schränkt es die rechnerische und schöpferische Freiheit des Entwicklungsingenieurs ein, denn mit den Anschlußwerten der handelsüblichen IC's sind die wesentlichen Details der Schaltung bereits festgelegt.

Welche Erwartungen aus technischer Sicht

auch immer mit der schnellen Entwicklung neuer elektronischer Bauelemente verbunden sein mögen: Der miniaturisierte Fortschritt wird vor allem die Struktur der Elektronik-Industrie verändern. Die Bauelemente-Hersteller müssen wegen der technischen Eigenart der Integration komplette Systemlösungen anbieten – mit Rücksicht auf den Preis in riesigen Stückzahlen je Einheit. Das erfordert vom Bauelemente-Hersteller eine stärkere Zusammenarbeit mit seinen Kunden und gibt ihm dadurch einen besseren Einblick in die von ihnen geplanten Marktaktivitäten. Die Geräte-Hersteller andererseits können nicht erwarten, daß sich die von ihnen individuell entwickelten Schaltungen zu erträglichen Preisen in ein Spezial-IC einbringen lassen; sie müssen auf Lösungen zurückgreifen, die wahrscheinlich auch ihre Mitbewerber verwenden.

Dieser mit dem technischen Fortschritt der Bauelemente verbundene Zwang zur Standardisierung und zur internationalen Harmonisierung ganzer Baugruppen wird langfristig nicht nur die Arbeitsweise der Techniker verändern, sondern auch die Aktivitäten der Industrie-Unternehmen: Die Großintegration wird die weltweite Kooperation und Konzentration in der Elektronik-Branche nahezu exponentiell beschleunigen.

NF-Leistungsverstärker in integrierter Technik

D. HERCHNER*)

1. Allgemeines

Der Niederfrequenz-Leistungsverstärker TBA 810 ist für den Versorgungsspannungsbereich $U_s = 4 \text{ V} \dots 20 \text{ V}$ konzipiert. Innerhalb dieses relativ großen Bereiches entspricht der Wert der Ausgangsgleichspannung, auch Mittenspannung genannt, dem halben Wert der Versorgungsspannung, das Abkappen bei Aussteuerung erfolgt daher in der Endstufe symmetrisch.

Bei der Versorgungsspannung $U_s = 16 \text{ V}$ wird ein typischer Wert der Sinusausgangsleistung $P_q = 6,5 \text{ W}$ erreicht. Auf Grund der Darlington-Eingangsstufe und des nicht erforderlichen Basisstromteilers für die Eingangsstufe weist die Schaltung einen sehr hochohmigen Eingangswiderstand auf. Die günstigen technischen Eigenschaften ergeben vielseitige Einsatzmöglichkeiten, wie z. B. im netz- und batteriebetriebenen Rundfunk-, Tonband-, Phono- und Sprechfunkgerät.

Das Blockschaltbild 1 besteht aus dem Vorverstärker V1, der Verstärkerstufe V2, einer Rückkopplungsschleife R_F sowie einem temperaturstabilisierten Netzwerk (N1) zur Einstellung der Gleichstromarbeitspunkte. Zwischen P5 und dem Eingang P8 bzw. dem Ausgang P12 besteht jeweils eine Phasendrehung $\varphi = 180^\circ$.

Die Verstärkerstufe V1 enthält nach Bild 2 im wesentlichen die PNP-Darlington-Stufe mit hohem Eingangswiderstand und die Verstärkerstufe V2 den Treibertransistor mit der Endstufe. Die Arbeitspunkteinstellung erfolgt über die beiden Stromquellen. Der integrierte Rückkopplungswiderstand R_F liegt zwischen dem Ausgang P12 der Schaltung und dem Emitteranschluß P6 der Eingangsstufe.

Damit der Basisstrom der Eingangsstufe abfließen kann, muß bei diesem Schaltungskonzept immer eine Gleichstromverbindung von P8 zum Nullpotential bestehen.

*) Dieter Herchner ist Mitarbeiter im Hause AEG-Telefunken, Fachbereich Halbleiter, Heilbronn.

1) Die Numerierung der Anschlußpunkte ist entsprechend der Bezeichnung der Gesamtschaltung, Bild 4, ausgeführt.

2. Die elektrischen Kennwerte der IS

2.1 Gleichstromverhalten

Die Ausgangsgleichspannung am P12 der Schaltung muß sich für maximale Ausgangsamplitude auf den halben Wert der Versorgungsspannung einstellen. Dies erreicht man mit dem in Bild 3 angedeuteten, gegenüber Bild 2 erweiterten Schaltungsprinzip. Ist die Struktur der Transistoren T3 und T5 identisch und der Innenwiderstand wesentlich größer als der Lastwiderstand, so müssen auch die Ströme I und I_F gleiche Werte haben.

Mit den Beziehungen

$$I = \frac{U_s - 4 U_{BE}}{2 R}$$

$$R = R_F, I = I_F$$

erhält man für die Mittenspannung

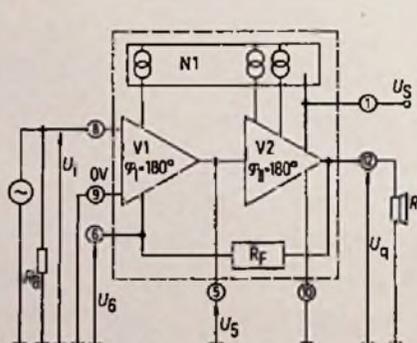


Bild 1. Blockschaltbild des NF-Leistungsverstärkers TBA 810

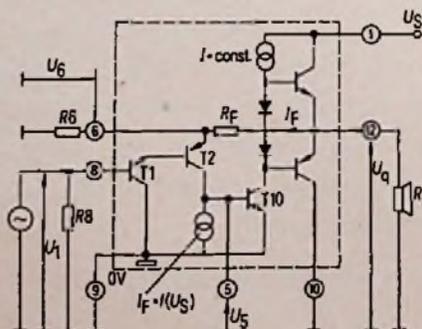


Bild 2. Prinzipschaltbild des Leistungsverstärkers

$$U_M = 2 U_{BE} + I_F R_F = 2 U_{BE} + \frac{U_s - 4 U_{BE}}{2 R} \cdot R_F = 2 U_{BE} + \frac{U_s - 4 U_{BE}}{2} = \frac{U_s}{2}$$

Der Transistor T3 arbeitet als betriebsspannungsgesteuerte Stromquelle.

Die Gesamtschaltung des integrierten Verstärkers ist im Bild 4 gezeigt. Um das Schaltbild übersichtlich zu halten, sind Widerstände mit kleinen Werten nicht aufgeführt bzw. verschiedene Elemente nur vereinfacht dargestellt.

Die an den herausgeführten Anschlußpunkten der IS anliegenden Spannungen sind in Bild 5 und die Ströme in Bild 6 als Funktion der Versorgungsspannung aufgetragen.

Die Begrenzung der maximal zulässigen Versorgungsspannung auf $U_s = 20 \text{ V}$ ist nicht schaltungstechnisch bedingt, sondern durch die Sperrspannung der Halbleiterbauteile gegeben.

2.2 Spannungsverstärkung und Frequenzgang

Mit der Spannungsverstärkung A_u etwa 1 vom Eingang P8 zum Emitteranschluß der Darlington-Eingangsstufe erhält man für die Spannung $U_6 = U_i$ und für die Gesamtspannungsverstärkung der

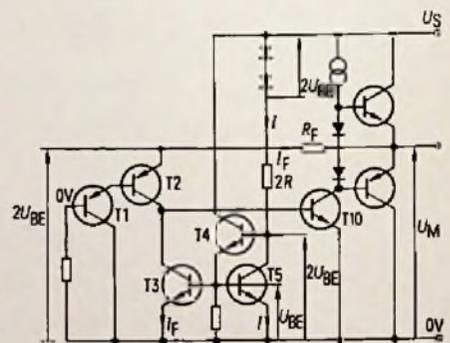


Bild 3. Erweitertes Prinzipschaltbild des Leistungsverstärkers

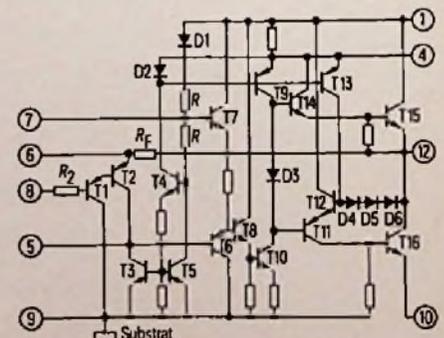


Bild 4. Gesamtschaltung des monolithisch integrierten NF-Leistungsverstärkers TBA 810

Schaltung nach Bild 2 die Gleichung

$$A_u = \frac{U_q}{U_1} = \frac{R_F + R_G}{R_G}$$

Mit dem extern anzuschließenden Widerstand R_6 wird die gewünschte Spannungsverstärkung eingestellt

$$R_G = \frac{R_F}{A_u - 1} = \frac{4000 \Omega}{A_u - 1}$$

Der integrierte Widerstand R_F unterliegt zwangsläufig technologischen Prozeßstreuungen. Im Extremfall ist mit einer Widerstandstoleranz von $\pm 20\%$ zu rechnen. Da der Emitteranschluß P6 der Darlingtonstufe mit der Gleichspannung $2U_{BE}$ über Nullpotential liegt, muß der Widerstand R_6 über eine Kapazität C_6 angeschlossen werden.

Das erste für die obere Grenzfrequenz bestimmende RC -Glied setzt sich aus dem am Punkt 5 wirksamen Innenwiderstand und der vom Gegenkopplungsgrad unabhängigen Spannungsverstärkung $A_{u_{5-12}} \approx 300$ multiplizierten Kapazität C_5 , die zwischen P5...P12 liegt, zusammen. Wie Bild 7 zeigt, besteht zwischen der Kurve des Innenwiderstandes R_5 und der Spannungsverstärkung kein linearer Zusammenhang. Man erhält also bei verschiedenen Gegenkopplungsgraden kein konstantes Verstärkungs-Bandbreitenprodukt. In Bild 8 sind die Frequenzgänge der Spannungsverstärkung mit der Verstärkung als Parameter für die Kapazität $C_{5-12} = 560 \text{ pF}$ aufgetragen.

Bei einer Verstärkung $A_u = 40 \text{ dB}$ erhält man z. B. den Widerstandswert $R_5 = 40 \Omega$. Für eine gewünschte obere Grenzfrequenz $f_o = 15 \text{ kHz}$ berechnet sich dann die extern anzuschließende Kapazität C_5 zu

$$C_5 = \frac{1}{2\pi f_o R_5 A_{u_{5-12}}} = \frac{1}{(2\pi \cdot 1,5 \cdot 10^4 \cdot 40 \cdot 3 \cdot 10^2)^{-1}} \approx 1 \text{ nF}$$

Ob die Kapazität zwischen Punkt 5 und Nullpotential erforderlich ist, hängt von der Beschaltung und dem Aufbau ab und sollte daher im Einzelfall überprüft werden.

2.3 Ausgangsleistung und Wirkungsgrad

Um bei kleinen Werten der Versorgungsspannung $U_s \leq 6 \text{ V}$ auch die maximal mögliche Ausgangsleistung zu erhalten, ist es erforderlich, die Beschaltung der IS entsprechend Bild 9a vorzunehmen. Bei dieser Schaltungsausführung ist aber die Dämpfung einer der Versorgungsspannung überlagerten Störspannung gering. Sind höhere Werte erforderlich, so ist die Beschal-

tung entsprechend Bild 9b zu wählen. Die Kapazität C_7 verhindert weitgehend eine Beeinflussung der Vorstufen durch die Störspannung, da sie in Verbindung mit dem integrierten Widerstand R als dynamischer Spannungsteiler arbeitet. Das RC -Glied R_4, C_4 ist, wie bei konventionell aufgebauten Schaltungen, für eine dynamische Spannungsaufstockung des Punkts 4 erforderlich.

Für beide in Bild 9 gezeigte Schaltungsarten ist die Ausgangsleistung als Funktion der Versorgungsspannung im Bild 10 aufgetragen.

Bild 11 zeigt den Klirrfaktor als Funktion der Ausgangsleistung für die Frequenz $f = 80 \text{ Hz}$, $f = 1 \text{ kHz}$ und $f = 12 \text{ kHz}$, wobei die Kurven $f = 1 \text{ kHz}$ und $f = 12 \text{ kHz}$ identisch sind.

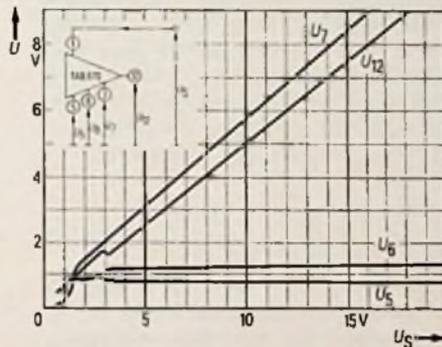


Bild 5. Gleichspannungspegel der Schaltung

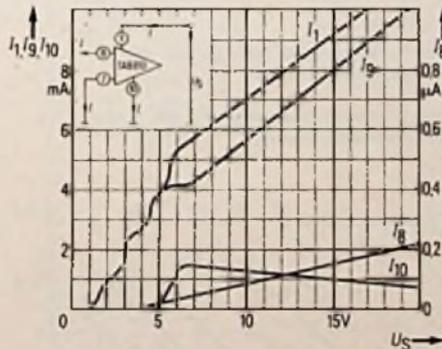


Bild 6. Werte der Gleichströme der Schaltung

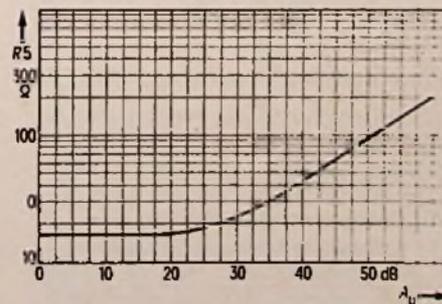


Bild 7. Innenwiderstand der ersten Verstärkerstufe als Funktion der Spannungsverstärkung

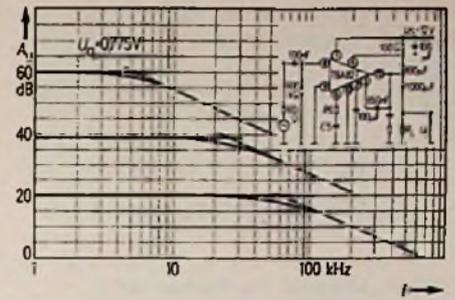


Bild 8. Frequenzgang der Spannungsverstärkung

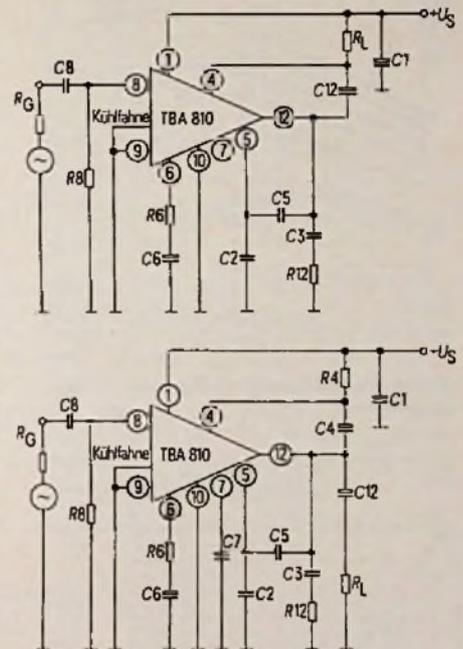


Bild 9. Beschaltungsmöglichkeiten der IS. $R_4 = 100 \Omega$, $R_6 =$ (siehe Text), $R_8 = 100 \text{ k}\Omega$, $R_{12} = 1 \Omega$, $R_L = 4 \Omega$, $C_1 = 100 \text{ nF}$, $C_2 = 2,7 \text{ nF}$, $C_3 = 100 \text{ nF}$, $C_4 = 100 \mu\text{F}$, $C_5 = 560 \text{ pF}$, $C_6 =$ (siehe Text), $C_7 = 100 \mu\text{F}$, $C_8 = 100 \text{ nF}$, $C_{12} = 1000 \mu\text{F}$

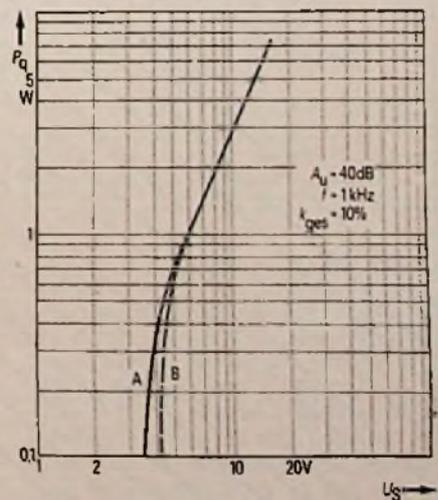


Bild 10. Ausgangsleistung als Funktion der Betriebsspannung

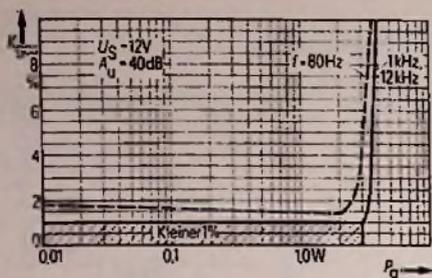


Bild 11. Klirrfaktor als Funktion der Ausgangsleistung

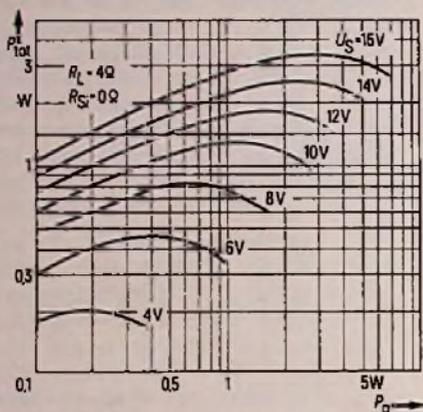
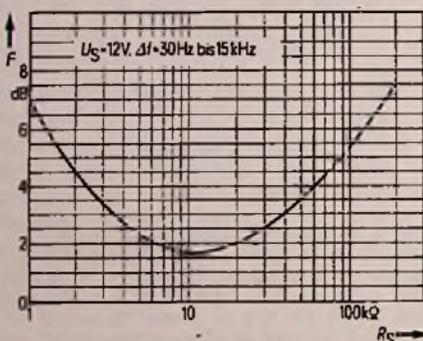


Bild 12. Verlustleistung als Funktion der Ausgangsleistung



Die für die Berechnung des Kühlkörpers erforderlichen Kurven der Verlustleistung P_{tot} als Funktion der Ausgangsleistung P_q mit der Betriebsspannung als Parameter sind in Bild 12 aufgetragen. Im Datenblatt wird eine Ausgangsleistung $P_q = 6,5 \text{ W}$ bei der Versorgungsspannung $U_s = 16 \text{ V}$ angegeben. Der Kühlkörper muß bei diesem Betriebsfall für eine Verlustleistung $P_{tot} = 3,3 \text{ W}$ dimensioniert werden. Bei einer Umgebungstemperatur $t_{amb} = 50 \text{ }^\circ\text{C}$ und der zulässigen Sperrschichttemperatur $t_j = 150 \text{ }^\circ\text{C}$ erhält man für den thermischen Gesamtwiderstand

$$R_{thJC} + R_{thk} = \frac{t_j - t_{amb}}{P_{tot}} = \frac{100 \text{ }^\circ\text{C}}{3,3 \text{ W}} \approx 30 \text{ }^\circ\text{C/W}$$

Vom Chip zur Kühlfahne der IS liegt nach Datenblatt der thermische Widerstand $R_{thJC} = 12 \text{ }^\circ\text{C/W}$. Es ist also ein zusätzlicher Kühlkörper mit einem Widerstand $R_{thk} = 30 \text{ }^\circ\text{C/W} - 12 \text{ }^\circ\text{C/W} = 18 \text{ }^\circ\text{C/W}$ vorzusehen. Mit dem thermischen Widerstand $R_{thamb} = 95 \text{ }^\circ\text{C/W}$ vom Chip zur Umgebungsluft berechnet sich die zulässige Verlustleistung bei einer Umgebungstemperatur $t_{amb} = 50 \text{ }^\circ\text{C}$ zu

$$P_{tot} = \frac{t_j - t_{amb}}{R_{thamb}} = \frac{100 \text{ }^\circ\text{C}}{95 \text{ }^\circ\text{C/W}} \approx 1,05 \text{ W}$$

Nach Bild 12 kann man die IS also bis zu einer Versorgungsspannung $U_s \approx 9 \text{ V}$, wobei die maximale Ausgangsleistung $P_q \approx 2,3 \text{ W}$ beträgt, ohne zusätzlichen Kühlkörper betreiben.

Bild 13. Rauschmaß als Funktion des Generatorwiderstandes

Bild 14. Signal-Rauschabstand als Funktion der Eingangsspannung

2.4 Rauschverhalten

Mit der in Bild 13 aufgetragenen Kurve für das typische Rauschmaß als Funktion des Generatorwiderstands R_S und der in Bild 14 gezeigten theoretischen Kurve für den Signal-Rauschabstand als Funktion der Signal-Eingangsspannung läßt sich für jeden Anwendungsfall bei linearem Frequenzgang der Signal-Rauschabstand bestimmen.

Beträgt z. B. der Generatorwiderstand $R_S = 6 \text{ k}\Omega$, dann erhält man nach Bild 13 ein Rauschmaß $F = 2,25 \text{ dB}$. Für eine Ausgangsleistung $P_q = 50 \text{ mW}$ an einem Lastwiderstand $R_L = 4 \text{ }\Omega$ ist bei einer Spannungsverstärkung $A_u = 200$ eine Eingangsspannung

$$U_i = \frac{U_q}{A_u} = \frac{\sqrt{P_q R_L}}{A_u} = \frac{\sqrt{50 \cdot 10^{-3} \cdot 4 \cdot \text{W}\Omega}}{200} = 2,2 \cdot 10^{-3} \text{ V}$$

erforderlich.

Mit diesen Werten kann man für das Rauschmaß $F = 0 \text{ dB}$ aus Bild 14 einen Signal-Rauschabstand $A_n \approx 65 \text{ dB}$ entnehmen. Die integrierte Schaltung hat aber nicht das Rauschmaß $F = 0 \text{ dB}$, sondern $F = 2,25 \text{ dB}$, der tatsächliche Signal-Rauschabstand wird also um diesen Wert auf $A_n = 65 \text{ dB} - 2,25 \text{ dB} = 62,75 \text{ dB}$ reduziert. Dividiert man die Ausgangs-Signalspannung mit dem Wert $1280 \approx 62,75 \text{ dB}$, so erhält man die Rauschspannung am Ausgang des Verstärkers

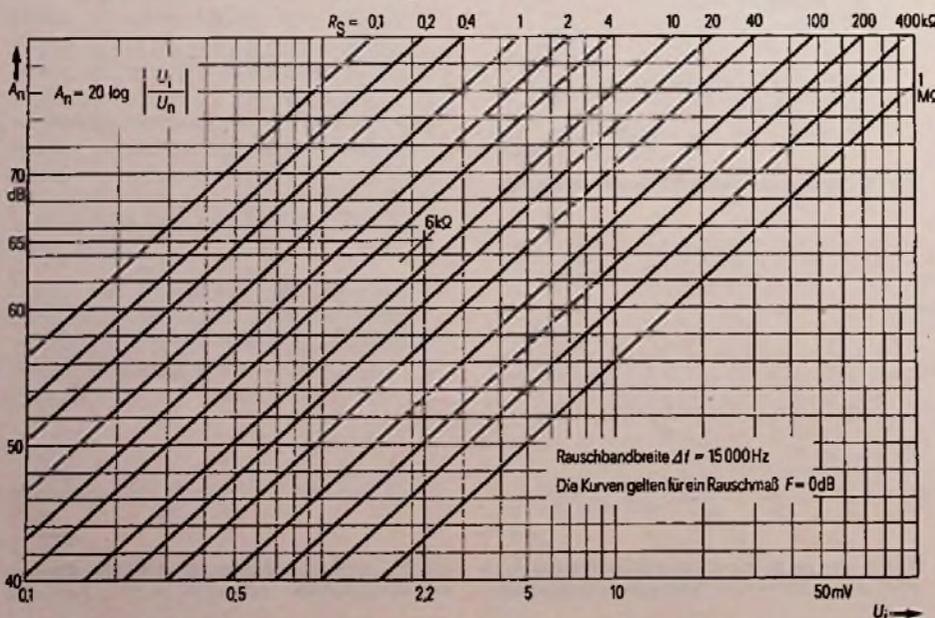
$$U_{Nq} = \frac{U_q}{A_{abs}} = \frac{447 \text{ mV}}{1280} = 0,35 \text{ mV}$$

2.5 Dämpfung der Versorgungsspannungserstwelligkeit

Ist für die Versorgungsspannung des Verstärkers ein Netzteil vorgesehen, so ist der Gleichspannung eine Störspannung überlagert. Bei einem einfachen Netzteil, das aus einem Transformator, einer Gleichrichterschaltung und einem Ladekondensator besteht, wird aus wirtschaftlichen Gründen für die Gleichrichtung der Wechselfrequenz die Brückenschaltung gewählt. Die Störspannung hat dann die Grundfrequenz $f = 100 \text{ Hz}$. Ein Teil dieser Spannung tritt am Ausgang des Verstärkers, dem Nutzsignal überlagert, auf.

Das logarithmische Verhältnis — Brummspannung auf der Versorgungsleitung U_{Br} zur Brummspannung am Ausgang des Verstärkers U_{Brq} — bezeichnet man als Stör- bzw. Brummspannungsunterdrückung

¹⁾ Da der Generatorwiderstand R_g nicht immer allein das Rauschverhalten bestimmt, wird der wirksame Widerstand für das Rauschverhalten mit R_r bezeichnet.



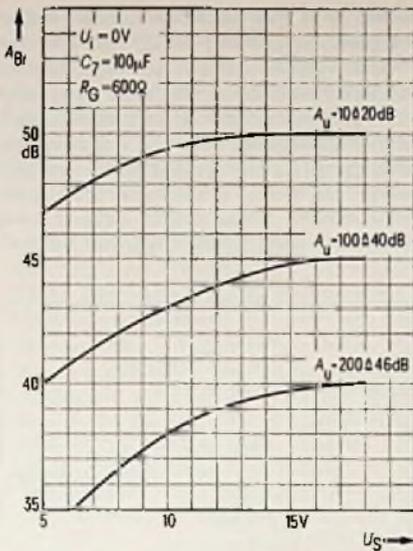


Bild 15. Brummspannungsunterdrückung ohne Eingangssignal

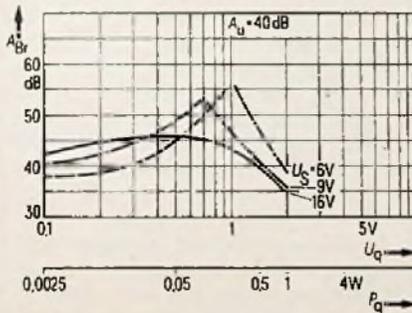


Bild 16. Brummspannungsunterdrückung in Abhängigkeit der Ausgangsleistung

$$A_{Br} = 20 \log \left(\frac{U_{Br1}}{U_{Brq}} \right) - 1$$

Die Störspannungsunterdrückung hängt vom Schaltungskonzept, der Beschaltung der IS, der Versorgungsspannung, dem von Punkt P 8 aus gesehenen wirksamen Generatorwiderstand R_S und der Ausgangsleistung ab.

Für die Schaltung mit dem auf Nullpotential bezogenen Lastwiderstand zeigt Bild 15 die Kurven für die Brummspannungsunterdrückung als Funktion der Betriebsspannung mit der Spannungsverstärkung als Parameter. Die Messung der Kurven erfolgte bei einem Generatorwiderstand $R_G = 600 \Omega$ und ohne Signal am Eingang.

In Bild 16 ist die Brummspannungsunterdrückung als Funktion der Ausgangsleistung mit der Versorgungsspannung als Parameter für die Spannungsverstärkung $A_u = 40 \text{ dB}$ aufgetragen. (wird fortgesetzt)

Integrierte Schaltung für Blinkgeber

Besonders sparsam im Verbrauch ausgelegt ist die integrierte Schaltung LM 3909 von National Semiconductor. Sie erlaubt es, eine Leuchtdiode im Blinkbetrieb länger als ein Jahr aus der gleichen 1,5-V-Monozelle zu speisen. Nun ist es wirtschaftlich vertretbar, alle Bedienelemente und Geräte, die man in tiefer Dunkelheit schnell finden will, mit Blinkgebern zu bestücken, wie Notruftasten, Hauptschalter, Sicherungen, Ventile, Schlösser, aber auch griffbereit liegende Taschenlampen oder im Yachthafen dümpelnde Ankerbojen. Darüber hinaus eignet sich der Baustein noch für den Aufbau von Thyristor-Triggern, Alarmanlagen, Zeitgebern, Rechteckwellen-Generatoren und Gleichspannungs-Wandler im mW-Leistungsbe- reich, ferner zur Steuerung von Schau- modellen, Spielzeugen und Werbemitteln.

... 1,3 Hz). Sie erhöht sich bis auf 1,1 kHz durch Herabsetzen der Kapazität auf $0,3 \mu\text{F}$. Einige Anwendungsbeispiele sind in Bild 2 wiedergegeben. Bild 2 a zeigt die Blinkerversion für höhere Speisespannung, Bild 2 b den variablen Blinker und Bild 2 c einen Blink-

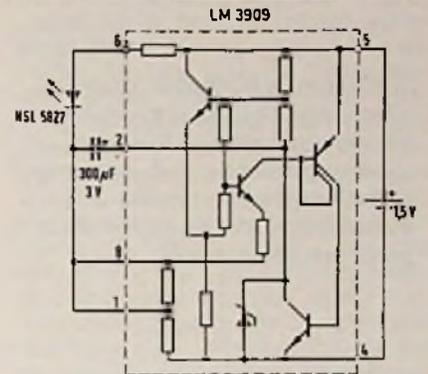


Bild 1. Innenschaltung des LM 3909

ker mit Glühlampe, die auch als Dauerlicht eingeschaltet werden kann. Selbst der 1-kHz-Rechteck-Oszillator (Bild 2 d) und der für akustische Alarmzwecke oder als Durchgangsprüfer an Leitungen, Spulen usw. benutzbare Tongenerator (Bild 2 e) mit angeschlossenem 8-Ω-Lautsprecher beanspruchen nur wenig separate Bauelemente.

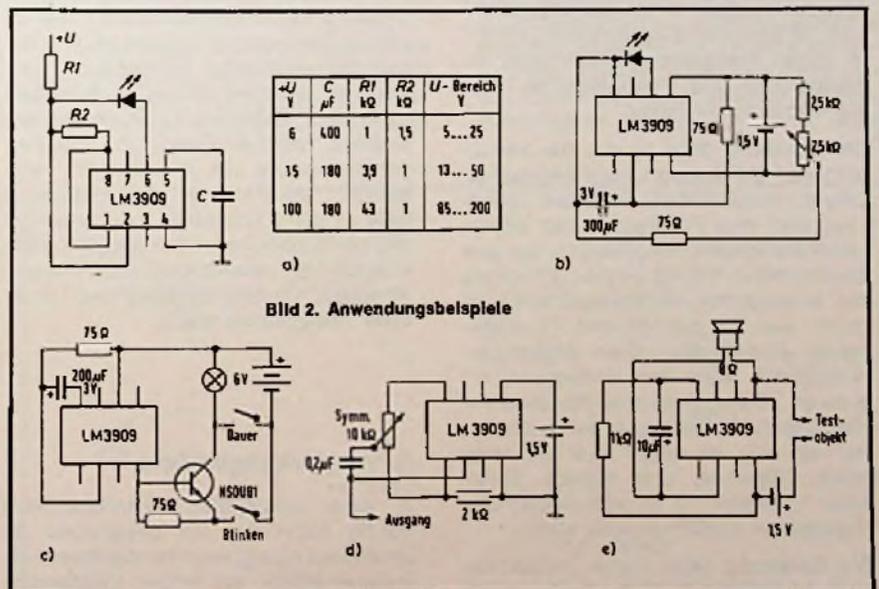


Bild 2. Anwendungsbispiele

Aus Bild 1 geht die Innenschaltung des Bausteins hervor. Die eingezeichneten Zusatz-Bauelemente machen ihn bereits zu dem Monozellen-Blinkgeber. Mindestwert der Speisespannung ist 1,15 V, Höchstwert 6 V, doch läßt sich die Schaltung mit Vorwiderstand auch an Quellen bis zu 200 V betreiben. Bei Verwendung eines $300\text{-}\mu\text{F}$ -Kondensators beträgt die Blinkfrequenz 1 Hz (0,65

Die integrierte Schaltung befindet sich in einem Mini-DIP-Kunststoffgehäuse mit acht Anschlüssen. Sie verträgt Umgebungstemperaturen zwischen -25 und $+70 \text{ }^\circ\text{C}$. Als Leuchtdioden-Blinkgeber nimmt sie 0,7 mW Leistung auf, kann aber bei entsprechender Beschaltung Stromimpulse bis zu 200 mA abgeben bzw. mit einer Frequenz von mehr als 200 kHz schwingen. fa

Grundsätzliche Schaltungskonzepte monolithisch integrierter Linearschaltungen*)

In diesem Teil werden Gleichspannungs-Koppelschaltungen, Verstärkungsblöcke, Referenzspannungsquellen und Ausgangsstufen vorgestellt, die sich mit monolithisch integrierten Schaltungen darstellen lassen.

1. Gleichspannungs-Koppelschaltungen

In monolithisch integrierten Schaltungen stehen keine Koppelkondensatoren für die Kopplung von Schaltungspunkten mit unterschiedlichem Gleichspannungspegel zur Verfügung. Man erzielt aber mit aktiven Schaltelementen den gleichen Effekt, wobei noch der zusätzliche Vorteil entsteht, daß die Kopplung auch bei tiefen Frequenzen frequenzunabhängig bleibt. Aus Kostengründen verbieten sich meist Schaltungen mit diskreten Bauelementen; mit IS, in denen Transistoren billiger sind als Widerstände und Kondensatoren, sind sie jedoch durchführbar.

Die Schaltung (Bild 1) soll die Bedeutung von Gleichspannungs-Koppelschaltungen verdeutlichen. In dieser Schaltung wird eine Absenkung des Gleichspannungspegels am Eingang um den gewünschten Betrag ohne Dämpfung der überlagerten Wechselspannung erreicht, weil die aus T1 und T2 bestehende Stromquelle einen Gleichspannungsabfall über dem Widerstand R1 erzeugt. Ist der Eingangswiderstand der nachfolgenden Schaltung sehr viel größer als R1, so ergibt sich praktisch keine Dämpfung des Signals. Dabei kann Transistor T3 je nach Bedarf den Signalstrom verstärken oder nicht.

Die Schaltung (Bild 1) hat jedoch nur noch historische Bedeutung. Sie wurde durch Koppelschaltungen verdrängt, die ausschließlich mit aktiven Bauelementen arbeiten. Darüber hinaus haben Gleichspannungs-Koppelschaltungen insgesamt gesehen etwas an

Bedeutung verloren, weil durch den Einsatz aktiver Schaltelemente Mehrzweckschaltungen möglich geworden sind, bei denen die Kopplung von Punkten mit unterschiedlichen Gleichspannungspegeln nur eine von mehreren Schaltungsfunktionen darstellt. Einige solcher Mehrzweckschaltungen zeigen die Bilder 2-4. Die Schaltung (Bild 2) ist ein zweistufiger Differenzverstärker mit komplementären Transistoren. Sie ist einem zweistufigen Differenzverstärker mit Transistoren gleicher Polarität überlegen, weil sich die Gleichspannungskopplung zwischen den Stufen durch die Anordnung von selbst ergibt. Man beachte, daß der Gleichspannungspegel am Ausgang unbestimmt ist und erst durch die nachfolgende Schaltung definiert wird. Darum eignet sich diese Schaltung für die Kombination mit einem weiten Spektrum von Folgeschaltungen. Bild 3 zeigt zum Beispiel eine Schaltung, in der die Transistoren T5, T6, T7 und T8 eine Signalkombination und eine Gleichspannungskopplung bewirken. Außerdem läßt sich eine beträchtliche Verstärkung erzielen und die Schaltung kann nach Belieben für eine Phasendrehung zwischen Ausgangs- und Eingangsspannung von 0° oder 180° eingesetzt werden. In der Schaltung (Bild 4) wirkt Transistor T5 zusammen mit der Stromquelle in seinem Kollektorkreis als Gleichspannungs-Koppelschaltung, Umkehrverstärker und Trennstufe (Impedanzwandler).

2. Verstärkungsblöcke

In einer integrierten Schaltung wird häufig außer den die gewünschte Signalverarbeitung bewirkenden Stufen ein Funktionsblock mit hoher Verstärkung benötigt. Ein typisches Beispiel für diese Situation ist ein Operationsverstärker, der aus einer Differenzverstärker-Eingangsstufe, einem hochverstärkenden Darlington-Paar als zweiter Stufe und einer Ausgangsstufe besteht, die die Anpassung an die nachfolgende externe Schaltung bewirken soll. Das Darlington-Paar stellt die einfachste dieser Stufen dar. Bild 5 zeigt zwei Varianten einer Darlington-Stufe. In der

einen sind die Kollektoren miteinander verbunden, was den Vorteil hat, daß der Strom optimal ausgenutzt wird. In der anderen sind die Kollektoren voneinander getrennt. Das hat den Vorteil, daß der Ausgangstransistor T2 bis in die Sättigung hinein angesteuert werden kann. Außerdem erlaubt diese Variante eine höhere obere Grenzfrequenz (was hier aber nicht weiter diskutiert werden

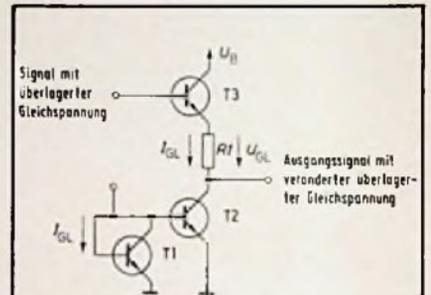


Bild 1

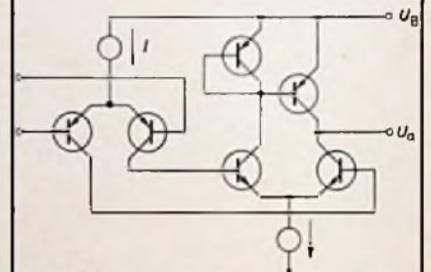


Bild 2

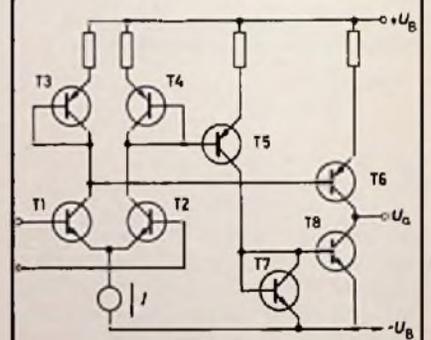


Bild 3

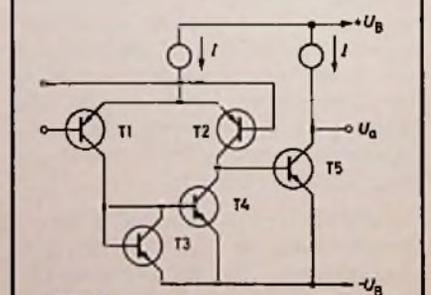


Bild 4

*) Nach A. J. Leidich, Solid State Division, RCA, Somerville, New Jersey.

soll). Beide Anordnungen sind Stufen mit hoher Stromverstärkung, die den Eingangsstrom im wesentlichen mit dem Produkt der Stromverstärkung der beiden Einzeltransistoren verstärken. Interessant ist, daß die Spannungsverstärkung eines Darlington-Paares nur halb so groß ist wie die eines Einzeltransistors. Das ergibt sich daraus, daß 18 mV erforderlich sind, um den Kollektorstrom von Transistor T2 zu verdoppeln. Die Verdopplung dieses Kollektorstromes erfordert, daß der aus dem Emitter von T1 gelieferte Basisstrom von T2 ebenfalls verdoppelt wird. Das wiederum erfordert zusätzliche 18 mV am Eingang. Da ihre Eingangswiderstände sehr hoch sind, eignen sich beide Anordnungen hervorragend als Trennstufen (Impedanzwandler). Deshalb werden Darlington-Paare auch als Trennstufen und als hochohmige Eingangsstufen eingesetzt.

Ein weiterer einfacher Funktionsblock mit hoher Verstärkung ist die in Bild 6 gezeigte komplementäre Darlington-Schaltung. Da ein monolithischer PNP-Transistor neben seiner niedrigen Stromverstärkung auch noch eine relativ geringe Strombelastbarkeit aufweist, liegt es nahe, ihn derart mit einem NPN-Transistor zu koppeln, daß die Gesamtanordnung in ihrem Verhalten einem PNP-Transistor entspricht, dabei aber die hohe Stromverstärkung und Strombelastbarkeit eines NPN-Transistors ausnutzt. Die Schaltung (Bild 6) ist jedoch mit schwerwiegenden Nachteilen behaftet. Der Ausgangstransistor kann nicht in die Sättigung gesteuert werden, weil zwischen Kollektor und Emitter die doppelte Durchlaßspannung einer Basis-Emitter-Strecke erforderlich ist. Sie kann nicht spiegelbildlich angeordnet werden, da die beiden Basis-Emitter-Zonen nicht in Reihe liegen. Außerdem neigt die Schaltung zum Schwingen, wodurch der Bereich nutzbarer Quellen- und Lastwiderstände stark eingeschränkt wird. Aus diesen Gründen vermeiden viele Entwickler von IS den Einsatz komplementärer Darlington-Stufen, wann immer das möglich ist.

3. Referenzspannungsquellen

Gelegentlich wird in einer IS eine Referenz-Gleichspannung oder sogar eine geregelte Spannungsquelle benötigt. Prinzipiell stehen zwei Spannungsnormale zur Verfügung: die in Durchlaßrichtung betriebene Basis-Emitter-Strecke und die Z-Diode. Eine in Sperrrichtung betriebene NPN-Basis-Emitter-Strecke stellt je nach Diffusionstechnik eine Referenzspannung von 7 V oder von 5,6 V dar.

Eine Möglichkeit, eine gewünschte Referenzspannung zu erzeugen, liegt in der Reihenschaltung mehrerer als Dioden geschalteter Transistoren, von denen jeder eine Teilspannung von 0,7 V erzeugt. Eine andere Möglichkeit liegt darin, eine Diodenspannung mittels eines Widerstandsverhältnisses um einen bestimmten Faktor zu vergrößern. Beide Möglichkeiten werden in Bild 7 gezeigt.

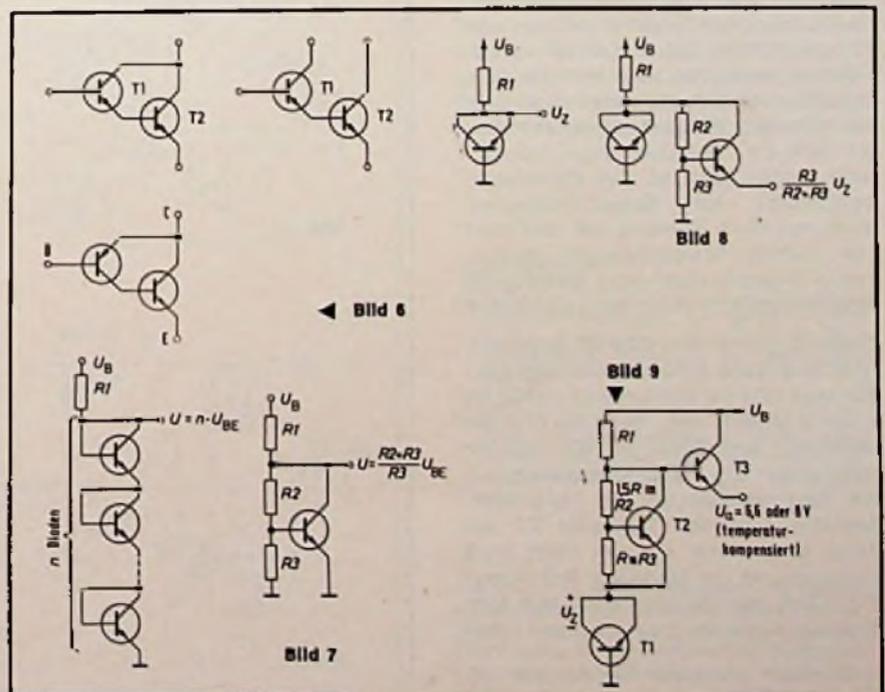
Diese Methode hat den Vorteil, daß stufenlos beliebige Spannungswerte realisiert werden können, während das Aufstocken von Dioden natürlich nur zu ganzzahligen Vielfachen der Grundspannung von 0,7 V führt. Das Aufstocken wird jedoch im allgemeinen eine geringere Fläche auf dem Chip beanspruchen. Ein Nachteil dieser Methoden liegt in der starken Temperaturabhängigkeit der Diodenspannung ($-2 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ je Diode).

Bei der Ausnutzung der Durchbruchspannung ergibt sich mit einem Bauelement eine zehnfach höhere Referenzspannung. Dabei beträgt die temperaturbedingte Änderung $3 \text{ mV}/^\circ\text{C}$, was eine weit geringere relative Temperaturabhängigkeit bedeutet als bei der in Durchlaßrichtung betriebenen Diode. Die Änderung der Referenzspannung um einen durch ein Widerstandsverhältnis gegebenen Faktor läßt sich jedoch nicht so elegant durchführen wie bei der in Durchlaßrichtung betriebenen Diode (siehe Bild 8).

Die Kombination von Z-Dioden und in Durchlaßrichtung betriebenen Dioden ermöglicht den Aufbau von Referenzspannungsquellen mit dem Temperatur-

koeffizienten Null, da die Temperaturkoeffizienten der Teilelemente entgegengesetzte Vorzeichen haben. Diese Kombination wird bei dem in Bild 9 dargestellten Spannungsregler angewandt. Da die Durchbruchspannung der Z-Diode, sei sie nun 7 V oder 5,6 V, einen Temperaturkoeffizienten von $+3 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ aufweist, sind zur Kompensation 1,5 in Durchlaßrichtung betriebene Dioden mit je $-1 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ erforderlich. Da aber auch die Temperaturabhängigkeit der Basis-Emitter-Spannung des Ausgangstransistors T3 kompensiert werden muß, sind zur Kompensation insgesamt 2,5 Diodenstrecken in Durchlaßrichtung erforderlich. Der Faktor 2,5 wird durch das Widerstandsverhältnis $(R2+R3)/R3$ erreicht. Leider läßt sich eine exakte Temperaturkompensation nicht immer erreichen, da die Temperaturabhängigkeit der Durchbruchspannung einer Z-Diode nicht wie bei der in Durchlaßrichtung betriebenen Diode auf einem einzigen, genau definierten physikalischen Phänomen beruht [1].

Es gibt noch eine weitere Art der Referenzspannungsquelle, mit der sich exakt der Temperaturkoeffizient Null realisieren läßt. Dabei wird die Tatsache ausgenutzt, daß der Temperaturkoeffizient der Durchlaßspannung einer Diode eine Funktion des Absolutwertes dieser Durchlaßspannung ist, die wiederum vom Diodenstrom abhängt. Eine temperaturunabhängige Referenzspannung läßt sich erreichen mit Gegeneinanderschalten zweier Diodenstrecken, die von deutlich unterschiedlichen Strömen durchflossen werden. Die sich erge-



bende Spannung ist gleich der Bandabstandsspannung. (Einzelheiten können aus patentrechtlichen Gründen noch nicht mitgeteilt werden.)

4. Ausgangsstufen

Die Ausgangsstufe einer IS ist deren wichtigster und bei der Entwicklung aufwendigster Teil. Sie muß das verarbeitete Signal verzerrungsfrei von der integrierten Schaltung auf die nachfolgende Kombination übertragen, sei diese nun eine weitere Stufe oder das Schlußelement einer Übertragungsstrecke, wie zum Beispiel ein Arbeitsmagnet oder ein Lautsprecher. Je allgemeiner die Anwendung des betreffenden integrierten Bausteins, desto schärfer sind im allgemeinen die Anforderungen an seine Endstufe.

Die einfachsten Ausgangsstufen sind Einzeltransistoren in Kollektor- oder Emitterschaltung, dargestellt in den Bildern 10 und 11. Sie sind in ihrer Anwendbarkeit stark eingeschränkt, weil die Kollektorschaltung nur Strom in die Last hineinliefert (Stromquelle), die Emitterschaltung hingegen nur Strom aus der Last aufnehmen kann (Stromsenke¹⁾). Werden jeweils nur relativ kleine Ströme der entgegengesetzten Polarität benötigt, so können sie durch einen Widerstand zwischen Ausgang und entsprechendem Anschluß der Speisespannung aufgebracht werden. Diese Situation liegt im allgemeinen vor, wenn schädliche Parallelkapazitäten der nachfolgenden Schaltung umgeladen werden müssen.

Von einer Endstufe für allgemeine Anwendungen muß erwartet werden, daß sie gleichgroße Ströme liefern und aufnehmen kann. Das zeigt sich sehr gut mit einem an einfacher Speisespannung betriebenen Niederfrequenzverstärker, an dem die Last über einen Kondensator angekoppelt ist. Der Gleichspannungsabfall am Koppelkondensator kann nur dann konstant auf dem Wert der halben Speisespannung bleiben, wenn in beiden Richtungen gleich große Strommittelwerte durch die Last fließen.

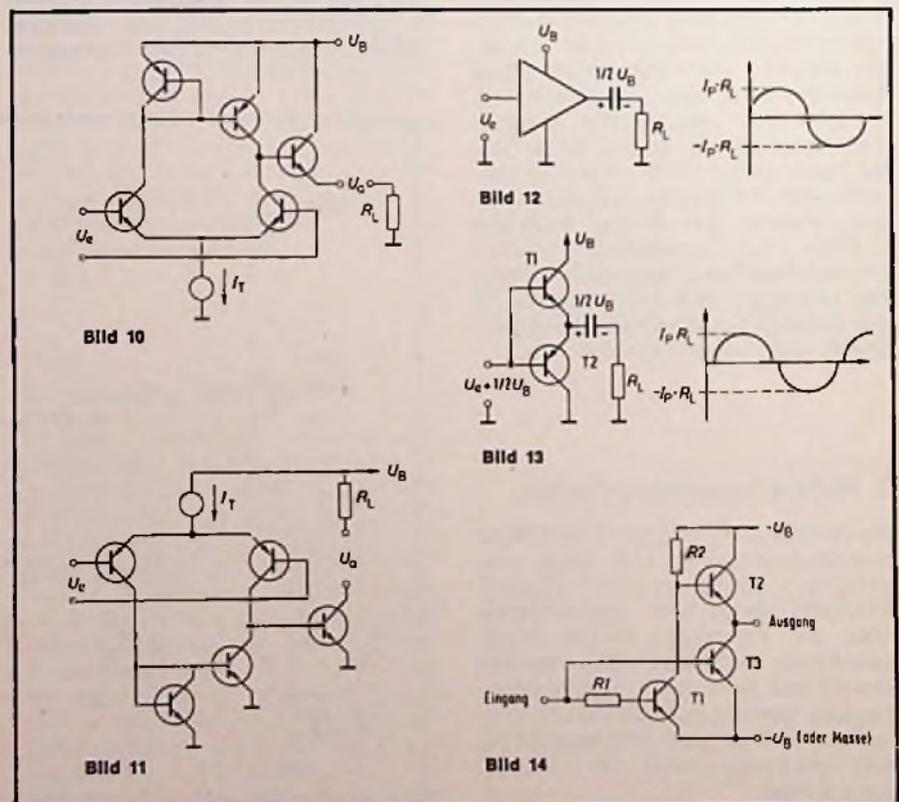
Dieser Zustand ist in Bild 12 dargestellt. Das klassische Schaltungskonzept hierfür zeigt Bild 13. Die Schaltung (Bild 13) arbeitet derart, daß Transistor T1 leitend wird und Strom an die Last liefert, wenn die Eingangsspannung U_e die Bezugsgleichspannung $U_B/2$ überschreitet, und daß Transistor T2 leitend wird, wenn U_e den Wert $U_B/2$ unterschreitet. In letzterem Fall nimmt T2 Strom aus der Last auf. Liegt kein Eingangssignal an, so bleiben beide

Transistoren gesperrt. Diese Betriebsart wird B-Betrieb genannt. Ein Problem entsteht beim B-Betrieb dadurch, daß bei beiden Transistoren Schwellenspannungen (ihre Basis-Emitter-Spannungen) überschritten werden müssen, bevor sie leitend werden. Dadurch entsteht ein „toter“ Amplitudenbereich des Eingangssignals, in dem beide Transistoren gesperrt bleiben. Bild 13 zeigt die damit entstehenden Signalverzerrungen, die als Übernahmeverzerrungen bezeichnet werden. Sie sind um so größer, je kleiner das Signal ist. Tatsächlich kann bei hinreichend kleinem Eingangssignal das Ausgangssignal Null bleiben, was natürlich kein akzeptabler Zustand ist. Das Problem wird gelöst, indem man beide Ausgangstransistoren so vorspannt, daß sie bei Abwesenheit eines Eingangssignals schon einen geringen Ruhestrom führen. Bevor schaltungstechnische Einzelheiten dieser Betriebsart – die als AB-Betrieb bezeichnet wird – erörtert werden, sollen die vorstehenden Überlegungen in Einklang mit den Möglichkeiten der Technik integrierter Schaltungen gebracht werden.

Die Schaltung (Bild 13) erfordert, daß die Transistoren T1 und T2 ein komplementäres Paar darstellen, d. h., daß sie in ihrer Stromverstärkung und in ihrer Strombelastbarkeit übereinstimmen. Diese Bedingung ist bei integrierten Schaltungen nicht erfüllbar, da die Diffusionsschritte bei der Herstellung

einer NPN-Einheit verschieden sind von denen der Herstellung einer PNP-Einheit [2]. Für kleine Ausgangsströme werden gelegentlich PNP-Einheiten als Ausgangstransistoren eingesetzt. Dabei werden jedoch die Ausgangsstufen so konzipiert, daß die Unterschiede in den Stromverstärkungen ausgeglichen werden. Eine AB-Endstufe zeigt Bild 14. Der Ruhestrom ergibt sich durch das Querschnittsverhältnis der Basis-Emitter-Strecken der Transistoren T1 und T3. Da der Widerstand $R1$ so gewählt ist, daß der Spannungsabfall an ihm in Ruhe vernachlässigbar klein bleibt, erscheint der Strom durch T1 mit einem durch die Transistorgeometrie bestimmten Faktor gespiegelt auch in T3. Die Ausgangsspannung im Ruhezustand wird über den Strom durch T1 und den Widerstand $R2$ auf den halben Wert der Speisespannung eingestellt.

Der Widerstand $R1$ kann in die Basiszone von T1 einbezogen werden. In diesem Falle stellt er dessen R_B dar. Wird der Eingang positiv, so entsteht ein merklicher Spannungsabfall über $R1$. T3 wird dadurch stark leitend und nimmt Strom aus der Last auf. Wird dagegen der Eingang negativ, so werden T1 und T3 zunehmend weniger stromführend und können bei hinreichend negativer Ansteuerung sogar gesperrt werden. In diesem Fall wird T2 über $R2$ sehr stark leitend und liefert Strom in die Last. Da beide Aus-



¹⁾ Der Strom, den eine Ausgangsstufe aus der Last aufnimmt.

gangstransistoren im Ruhezustand Strom führen, kann kein stromloser Zustand und somit auch keine Übernahmeverzerrungen auftreten. Bei dieser Anordnung wird der Ruhestrom durch ein Basis-Emitter-Querschnittsverhältnis bestimmt. Die meisten monolithisch integrierten AB-Endstufen arbeiten nach diesem Prinzip der Ruhestromeinstellung.

Für die Ruhestromeinstellung läßt sich aber auch ein anderes monolithisches Anpassungsprinzip ausnutzen, das zur Zeit schon angewandt wird. Bei dieser Technik werden die Ruhestrome durch Stromverstärkungswerte bestimmt, wie aus Bild 15 hervorgeht. Der gewünschte Ruhestromwert wird über den Widerstand R_1 in dem Transistor T_6 erzeugt. Durch den als Diode geschalteten Transistor T_5 fließt der Basisstrom von T_6 , so daß die Basisströme von T_1 und T_2 gleich dem Basisstrom von T_6 sind. Stimmen die Transistoren T_1 , T_2 und T_6 in ihren Stromverstärkungswerten überein, so sind auch ihre Kollektorströme gleich groß. In der Schaltung (Bild 15) ist keine Möglichkeit der Ansteuerung mit einer Signalspannung vorgesehen. Sie soll lediglich das Prinzip der Ruhestromeinstellung verdeutlichen.

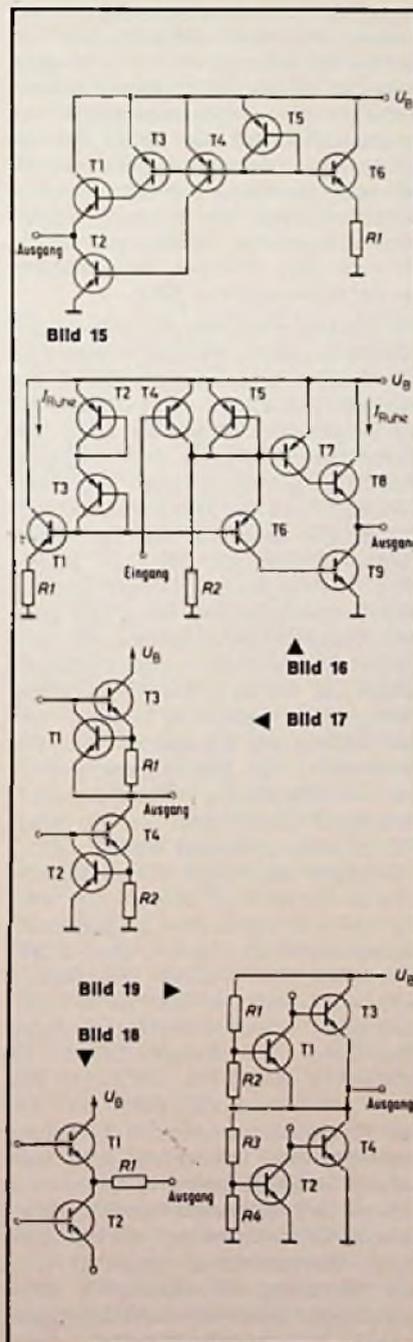
Die Schaltung (Bild 16), in der die Ruhestromeinstellung in gleicher Weise geschieht, enthält die Möglichkeit der Ansteuerung mit einem Signal. Der Ruhezustand ist dadurch gekennzeichnet, daß die Ströme durch Transistor T_4 und Widerstand R_2 gleich sind, was sich so auswirkt, als wären beide Elemente nicht in der Schaltung. Wird das Eingangspotential positiver als im Ruhezustand, so leitet T_4 weniger, wodurch der Strom durch den als Diode geschalteten Transistor T_5 ansteigt. Dieser Stromanstieg spiegelt sich in T_7 wieder, wodurch der Basisstrom des Ausgangstransistors T_8 erhöht wird und damit Strom in die Last hineingeliefert wird. Gleichzeitig bewirkt ein Stromanstieg in T_5 , daß der Strom durch den PNP-Transistor T_6 abnimmt, da dessen Basispotential durch T_2 und T_3 festgehalten wird, sein Emitterpotential jedoch wegen des steigenden Spannungsabfalles an T_6 absinkt. Mit abnehmendem Strom durch T_6 verringert sich auch der Strom durch den Ausgangstransistor T_9 . Wird das Eingangspotential negativer als im Ruhezustand, so geschieht das Umgekehrte. Der Strom durch die PNP-Diode T_5 sinkt, wodurch der Strom durch Ausgangstransistor T_8 ebenfalls sinkt, während der durch T_9 ansteigt. In diesem Zustand wird Strom aus der Last aufgenommen. Es gibt noch weitere Schaltungen dieser Art. Sie werden jedoch noch als im experimentellen Stadium befindlich betrachtet.

Kurzschlußsicherung und Überspannungsbegrenzung sind Eigenschaften, mit denen Ausgangsstufen gelegentlich ausgestattet werden. Ausgangstransistoren sind empfindlich gegenüber Beschädigungen, die durch Kurzschlüsse am Ausgang verursacht werden. Sie sind auch empfindlich gegenüber einer Erscheinung, die als Durchbruch zweiter Art¹⁾ (Second Breakdown) bezeichnet wird und die durch Blindkomponenten der Last verursacht wird. Eine kapazitive oder induktive Last kann gleichzeitig hohe Ströme durch die und

hohe Spannungen an den Ausgangstransistoren bewirken. Das kann örtlich begrenzte thermische Durchbrüche zur Folge haben, die zu einer Zerstörung des Transistors führen.

Bild 17 zeigt eine klassische Schaltung zur Kurzschlußsicherung. Erreicht in dieser Anordnung der Strom durch R_1 oder durch R_2 einen bestimmten Wert, so wird Transistor T_1 oder T_2 stromführend, wodurch der Basisstrom durch den zugehörigen Endstufentransistor begrenzt wird. Der Strom durch Endstufentransistor T_3 oder T_4 wird also begrenzt auf einen Wert, der ausreicht, um den zugehörigen Schutztransistor T_1 oder T_2 leitend zu machen. Erscheint bei maximalem Ausgangsstrom ein gewisser Ausgangsspannungsverlust tragbar, so besteht eine einfachere Möglichkeit, den Kurzschlußstrom zu begrenzen, indem man einfach einen Widerstand im Ausgangskreis vorsieht, wie das Bild 18 zeigt. Ein weiteres Prinzip der Kurzschlußsicherung besteht darin, die Basisströme für die Endstufentransistoren zu begrenzen und, begünstigt durch das Absinken der Stromverstärkung bei großen Strömen, dadurch den Ausgangsstrom auf einen sicheren Wert zu beschränken.

Bild 19 zeigt eine Schaltung zur Überspannungsbegrenzung. Überschreitet die Kollektor-Emitter-Spannung eines Ausgangstransistors einen bestimmten Wert, so wird über den aus zwei Widerständen bestehenden Spannungsteiler der Schutztransistor leitend und damit der Basisstrom durch den Ausgangstransistor reduziert. Bei weiter steigender Kollektor-Emitter-Spannung des Endstufentransistors kann auf diese Weise der Strom durch diesen Transistor bis auf Null abnehmen. Bei richtiger Wahl der für das Einsetzen dieses Mechanismus maßgebenden Kollektor-Emitter-Spannung ist ein sicherer Betrieb der Endstufe gewährleistet.



Literaturangaben

- [1] Olmstead, J. A.: Discrete Solid-State Devices. Published in SP-388. Automotive Electronics. New York: Society of Automotive Engineers, Inc., 1974, paper 740010.
- [2] Wheatley, C. F.: Integrated Solid-State Devices. Published in SP-388. Automotive Electronics. New York: Society of Automotive Engineers, Inc., 1974, paper 740011.

¹⁾ Eine bei Leistungstransistoren unter gleichzeitigem Einwirken von hoher Spannung und hohem Strom auftretende örtlich begrenzte Überhitzung, die zum thermischen Durchbruch und damit zur Zerstörung des Transistors führt.

Elektrische Störbeeinflussung und ihre Beseitigung in elektronischen Geräten und Anlagen (2. Teil)

K. H. P. BIENEK

In elektronischen Geräten und Anlagen können unerwünschte Funktionsstörungen eintreten, die insbesondere von elektrischen Störpulsen, Störsignalen, Störspannungen, Funkstörungen und anderen Störeinflüssen stammen. Die Mehrzahl der Signale gelangt leitungsgebunden und drahtlos über Netz- und Steuerleitungen, über Eingabe- und Verbraucherleitungen sowie über Meßwertgeber und die Last in die Elektronik. Störsignale werden aber auch von internen mechanischen und elektronischen Schaltvorgängen, von defekten Bauelementen, falscher Dimensionierung, falscher Leitungsführung verursacht und über Netz-, Eingangs- und Ausgangsleitungen verschleppt. Im 2. Teil erläutert der Autor Schaltungsbeispiele.

3. Bauelemente zur Besetzung von Störsignalen

Die Industrie hat Entstörmittel in verschiedenster Form für die vielfältigsten Anwendungen und Forderungen hergestellt. Es ist sinnvoller, sich dieser Industrie-Erzeugnisse zu bedienen, die den vorgeschriebenen Sicherheitsbestimmungen entsprechen, als mit ungeeigneten Behelfsmitteln zu arbeiten, die eventuell eine Gefährdung von Personen und Gerätefehlfunktionen mit sich bringen. Die zu ergreifenden Maßnahmen zur Entstörung können von Fall zu Fall sehr verschieden sein. Sie richten sich weitgehend nach den vorhandenen Gegebenheiten und den einschlägigen Vorschriften und Richtlinien. In der Hauptsache werden zur Entstörung Kondensatoren, Widerstände, Drosselspulen, Halbleiterdioden, Z-Dioden und Varistoren eingesetzt. Diese Bauelemente bewirken hauptsächlich eine Bedämpfung von Schaltfunken. Störprobleme, die beispielsweise durch unsachgemäße Leitungsführung entstehen, können hiermit in der Regel nicht beseitigt werden.

3.1. Entstörglied Kondensator

Zur Störspannungsbegrenzung und Bedämpfung von Schaltfunken wird ein Kondensator parallel zum Schaltorgan

oder an einer beliebigen Stelle der Leitung zwischen dem Schaltorgan oder der Induktivität geschaltet. Die Anordnung direkt an der Induktivität ist die günstigste Lösung, weil hierbei kein Energieausgleich über längere Leitungen erfolgt und eine elektromagnetische Kopplung zu benachbarten Signalstromkreisen unterbleibt (Bild 1). Die begrenzte Wirkung des Kondensators (hier X-Kondensator C_x) beruht auf der Tatsache des Zwischenspeicherns der in der Induktivität des Relais Rel abzubauenden magnetischen Energie. Die während des Abschaltvorgangs auftretenden Spannungsänderungen führen dem Kondensator Energie zu, die er ihr nach dem Absinken der Spannung an der Spule wieder zuführt.

Zur Spannungsbegrenzung und zur Bedämpfung sind erhebliche Kapazitäten erforderlich. Kondensatoren bis zu Kapazitäten von etwa 2 μF sind dabei für niederfrequente Störsignale hohe Bedämpfungswiderstände; hochfrequente Störsignale werden dagegen abgeleitet. Kondensatoren mit kleinen Kapazitäten von einigen Nanofarad bewirken einen Kurzschluß für hochfrequente Störsignale. Elektrolytkondensatoren sind zur Spannungsbegrenzung wenig geeignet. Ihre Kapazitätswerte nehmen mit steigender Frequenz um einige Zehnerpotenzen ab, und es tritt damit nicht die gewünschte Begrenzung höherer Frequenzanteile der Störspektren ein. Bei Verwendung von Elektrolytkondensatoren muß deshalb ein ungepolter induktionsarmer Kondensator kleiner Kapazität parallel geschaltet werden. Kapazitätsmäßig unterliegen Entstörkondensatoren keinerlei Einschränkung. Weil sie aber bei eventuellem Belagsdurchschlag bei hohen Spannungen Gefahrenquellen für Personen und Geräte Teile sein können, müssen sie den einschlägigen Sicherheitsbestimmungen entsprechen (zum Beispiel DIN 41 170, DIN 41 171, DIN 41 172, DIN 41 174, DIN 41 177, VDE 0560, VDE 0565). So müssen Kondensatoren, die zur Dämpfung symmetrischer Störsignale (symmetrische Störsignale treten zwischen zwei Leitern auf) eingesetzt werden, sogenannte X-Kondensatoren, für die 1,25-fache Nennspannung ausgelegt sein. Zur Dämpfung asymmetrischer Störspannungen (asymmetrische Störsignale treten zwischen einem Leiter und der

Erde oder einem erdführenden Gehäuse auf) werden sogenannte Y-Kondensatoren oder Berührungsschutz-Kondensatoren eingesetzt, die mindestens für die 1,7fache Nennspannung ausgelegt sein müssen. Der über diese Kondensatoren fließende Ableitstrom darf bei tragbaren Geräten 0,5 mA und bei ortsfesten Anlagen 3 mA nicht überschreiten [4]. Dies gilt auch für X-Y-

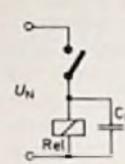


Bild 1. Störspannungsbegrenzung mit Entstörkondensator C_x

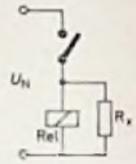


Bild 2. Störspannungsbegrenzung mit Begrenzungswiderstand R_x

Kondensatoren, die zur Dämpfung symmetrischer und asymmetrischer Störsignale eingesetzt werden.

Bei der kapazitiven Spannungsbegrenzung von Störsignalen wird die Rückfallzeit hauptsächlich elektromechanischer Schaltelemente nicht beeinträchtigt. Wird dagegen die Summe aus dem Innenwiderstand der Betriebsspannungsquelle und Leitungswiderständen bei der Beschaltung mit größeren Kapazitäten hoch, entsteht eine merkliche Ansprechverzögerungszeit. Die Erregerspule eines elektromechanischen Schalters wird dabei erst von einem genügend großen Ansprechstrom durchflossen, wenn der Entstörkondensator genügend aufgeladen ist. Dieser Nachteil kann aber durch weitere Schaltelemente, wie noch gezeigt wird, aufgehoben werden.

3.2. Entstörglied Widerstand

Ohmsche beziehungsweise lineare Widerstände begrenzen die Leistung in Entladungsstromkreisen, dehnen in Funkenlöschkreisen die Entladungszeit der Funkenlöschkondensatoren und bewirken eine Dämpfung ungewollter hochfrequenter Schwingungen. Der Strom im abgeschalteten Stromkreis setzt sich aus kapazitiven und ohmschen Anteilen zusammen. Zur wirklichen Störsignalbegrenzung muß der Stromanteil durch den ohmschen Widerstand R_x immer größer als der kapazitive Strom sein, so daß von beliebig großen Induktivitäten die Abschaltspannungen begrenzt werden. Dieser Störschutz (Bild 2) findet vor allem dort Anwendung, wo mit geringen Spannungen gearbeitet wird, beispielsweise elektrischen Signalanlagen, elektrome-

chanischen Schaltern, Thyristor- und Triac-Schalteranwendungen. Die Widerstandswerte werden erfahrungsgemäß annähernd gleich den Betriebsspannungen der Schaltanlagen ausgelegt. Leistungsmäßig müssen sie so bemessen sein, daß keine unzulässige Eigenwärmerzeugung entsteht. Für die Entstörwirkung ist der Hochfrequenz-Scheinwiderstand maßgebend. Da er bei zunehmender Frequenz infolge der Widerstands-Eigenkapazität abnimmt, müssen Entstörwiderstände kapazitätsarm aufgebaut sein. Mit der genannten Widerstandsbeschränkung treten geringere Abfallverzögerungszeiten auf als zum Beispiel beim ungeschalteten Relais oder Schütz. Eine Ansprechverzögerung entsteht nicht.

3.3. Entstörglied Kondensator-Widerstand

Eine Kondensator-Widerstand-Serienschaltung, parallel zur Störquelle angeordnet, vereinigt weitgehend die Vorzüge der genannten beiden Begrenzungsschaltungen (Bild 3). Gleichzeitig wird eine Abnahme der Eigenfrequenz des abgeschalteten Kreises erreicht. Dieser Störschutz wird hauptsächlich in Schaltanlagen mit Kleinspannungen eingesetzt. Gebräuchlich sind Widerstände R_x von etwa 5Ω bis etwa $1 \text{ k}\Omega$ in Verbindung mit Störschutzkondensatoren C_x von $0,1 \mu\text{F}$ bis $1 \mu\text{F}$.

3.4. Entstörglied spannungsabhängiger Widerstand

Abschaltspannungsspitzen induktiver Gleichspannungsverbraucher und wechsellastbetätigter Stellglieder können grundsätzlich durch Parallelschalten ohmscher Widerstände an den Induktivitäten begrenzt werden. Die Abschaltspannung in der Induktivität L verringert sich dann mit der Zeitkonstante L/R . Soll die Störampplitude stark begrenzt werden, müssen sehr kleine Widerstände eingesetzt werden. Dadurch wird aber die Abfallzeit beispielsweise eines Relaisankers sehr lang, und die Verlustleistung im Widerstand steigt entsprechend der Betriebsspannung stark an. Aus diesen Gründen werden statt der unwirtschaftlich arbeitenden ohmschen Widerstände spannungsabhängige nichtlineare Widerstände, sogenannte VDRs oder Varistoren, eingesetzt. Widerstände dieser Art haben die Eigenschaft, ihren Widerstandwert beim Variieren der angelegten Spannung fast schlagartig zu ändern. Dabei fließt durch das Widerstandsmaterial ein Strom, der etwa bis zur sechsten Potenz der anliegenden Spannung proportional ist. Da die Kristallstruktur moderner (Metalloxid-)Varistoren nicht zu Polarisierungseffekten neigt, können sie in gleich- und wechselstromgespeisten Verbrauchern zur

Störspannungsbegrenzung eingesetzt werden (Bild 4). Der zur Anwendung kommende Varistortyp R_{Vx} kann mit der Strom-Spannung-Kennlinie ausgewählt werden. Wegen der Verlustleistung am Varistor im eingeschalteten Zustand der Induktivität ist der Typ auszuwählen, der oberhalb der Nennspannung U_N eine stärkere Stromzunahme zeigt. Damit liegt gleichzeitig in gewissem Maße die Scheitelspannung und Abfallverzögerungszeit fest. Es ist darauf zu achten, daß einige Varistortypen eine erhebliche Streuung der Kennwerte haben und sich zum Beispiel der Formfaktor mit zunehmender Temperatur verringert. Nicht zu empfehlen ist eine Spannungsbegrenzung mit Varistoren an Halbleitern, weil hierfür die Änderung der Strom-Spannung-Kennlinie zu langsam verläuft. Da der Varistor-Widerstand bis zum Scheitelwert der Betriebsspannung sehr hoch ist — Varistoren haben eine ähnliche Kennlinie wie zwei gegensinnig geschaltete Z-Dioden —, wird die Arbeitsweise beschalteter induktiver Verbraucher nicht beeinträchtigt.

3.5. Entstörglied Null-Diode

Zur Funkenlöschung und Störspannungsbegrenzung in Gleichstromkreisen lassen sich Dioden, sogenannte Null- oder Freilauf-Dioden, einsetzen. Sie werden wie die besprochenen Entstörbauelemente parallel zum Verbraucher geschaltet (Bild 5), so daß im Augenblick des Schaltens der Strom in der Induktivität in der ursprünglichen Richtung weiterfließt und die gespeicherte magnetische Energie über den Widerstand der Diode D_x abgebaut wird. Bei geschlossenem Schaltkontakt fließt praktisch kein Strom durch die Diode, da sie in Sperrichtung belastet wird. Beim Öffnen des Kontaktes fließt der Strom über die Diode und nimmt nach einer Exponentialfunktion ab. Die am Kontakt oder in der Induktivität auftretende Spannungsspitze überschreitet die anliegende Betriebsspannung nur um den Wert des Spannungsabfalls an der Diodenstrecke. Zur richtigen Auswahl von Null-Dioden müssen folgende Bedingungen eingehalten werden: Der mittlere Durchlaßstrom muß mindestens gleich dem Verbraucher-Nennstrom und die Diodenspannung muß mindestens gleich der maximalen Verbraucher-Betriebsspannung sein.

Hinsichtlich der Spannungsbegrenzung zeigt die Diode nahezu ideales Verhalten. Ein Nachteil liegt in einer vergrößerten Abfallverzögerungszeit bis zu einigen Millisekunden. Diese Zeit kann durch Reihenschaltung mit einem ohmschen Widerstand R verkürzt werden. Bei schnellen Halbleiterschaltstufen werden Umschaltzeiten von $< 0,1 \mu\text{s}$

erreicht. In diesem Fall ist bei Verwendung von normalen Dioden mit zusätzlichen Spannungsspitzen zu rechnen, die unter Umständen den Halbleiterschalter zerstören. Diese Spannungsspitze kann durch Parallelschalten eines kleinen Kondensators C zur Diode begrenzt werden. Günstiger ist

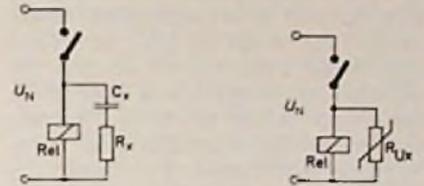


Bild 3. Störspannungsbegrenzung mit RC-Kombination

Bild 4. Störspannungsbegrenzung mit Varistor R_{Vx}

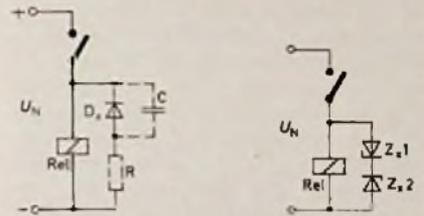


Bild 5. Störspannungsbegrenzung mit Null-Diode D_x und RC-Kombination

Bild 6. Störspannungsbegrenzung mit Null-Diode D_x und Z-Diode Z_x

jedoch das Verwenden einer Schottky-Diode, deren Schaltzeit eine Zehnerpotenz geringer ist als die der Schaltstufe.

3.6. Entstörglied Z-Diode

Soll die Abschaltzeit kurz und ein wirksamer Schutz gegen Überspannungen im Sperrbereich vorhanden sein, schaltet man in Reihe zur Null-Diode eine Z-Diode Z_x (Bild 6). Weil nun die Schaltüberspannung auf die Summe von Null-Dioden-Durchlaßspannung und Z-Dioden-Spannung begrenzt wird, ist die Stromänderungsgeschwindigkeit erheblich größer und die Abfallzeit geringer als mit einer Diode. Die Verlustleistung der Z-Diode muß unter Berücksichtigung des möglichen maximalen Abschaltstroms unter ihrer zulässigen Verlustleistung bleiben. Der maximale Abschaltstrom entspricht dem Verbraucher-Nennstrom.

3.7. Entstörglied Drosselspule

Drosselspulen bilden für hohe Frequenzen einen hohen Widerstand und hindern dadurch hochfrequente Störsignale daran, sich weiter auszubreiten. Man macht sich hierbei den mit steigender Frequenz größer werdenden Scheinwiderstand von Induktivitäten zunutze und erhöht damit den Innenwiderstand der Störquelle. Für die Netzfrequenz beziehungsweise Betriebsspannung und nie-

derfrequente Störsignale bedeuten Drosselspulen keine wesentlichen Hindernisse. Sie sind für Betriebsströme lediglich als kleine ohmsche Widerstände zu betrachten, die dadurch niedrig gehalten werden können, daß die Spulen aus entsprechend dickem Kupferdraht gewickelt werden. Je höher der Scheinwiderstand einer Drosselspule ist, desto größer ist die Entstörfunktion. Der Scheinwiderstand nimmt infolge der Eigenkapazität von einer bestimmten Frequenz an ab. Mit geeigneten Werkstoffen und Bauformen lassen sich jedoch die obere Frequenz und der wirksame Bereich einer Drosselspule beeinflussen. Zur Entstörung im Hochfrequenzbereich werden Drosselspulen mit kleinen Induktivitäten aus Ferritmaterialien oder mit Ferritperlen umhüllte Leiter verwendet.

In der Regel werden Drosselspulen L_x zusammen mit Entstörkondensatoren C_x zu Entstörfiltern (in einem Gehäuse) zusammengeschaltet. Da die Kapazität von Kondensatoren spannungsabhängig ist, die Induktivität von Spulen stromabhängig, können mit derartigen Kombinationen auch Störquellen mit niederohmigem Innenwiderstand bedämpft werden. Beispiele für Entstörkombinationen zeigen die Bilder 7—9. Ob bei diesen Entstörgliedern die Drosselseite oder die Kondensatorseite zur Störquelle geschaltet werden muß, hängt vom Innenwiderstand der Störquelle ab. Ringkerndrosseln erzeugen zwei entgegengesetzte Magnetfelder, die sich weitgehend aufheben. Aufgrund dieser Wirkungsweise ist die Entstörfunktion dieser Drosseln gegenüber symmetrischen Störsignalen fast wirkungslos. Bei asymmetrischen Störungen wirkt dagegen jede einzelne Wicklung mit ihrer vollen Induktivität. Durch Zuschalten eines X- oder Y-Kondensators kann dieser Nachteil kompensiert werden. Fertigungstechnisch einfacher lassen sich Stabkerndrosseln ausführen, deren Kerne mit einer oder mehreren Wicklungen versehen werden können. Für jeden stromführenden Leiter einer Störquelle kann eine oder für mehrere Leiter eine Drossel mit mehreren Wicklungen verwendet werden.

Die geringe Sättigungsmagnetisierung von Ferritmaterialien läßt nur kleine Betriebsströme zu, so daß derartige Drosselspulen nur im UKW- bis KW-Bereich eine ausreichende Entstörfunktion ergeben. Im LW-Bereich und darunter werden Drosselspulen mit großen Induktivitäten benötigt. Hier werden Stabkerndrosseln aus Dynamoblechen mit und ohne Luftspalte und Ringkerndrosseln aus Ferritmaterialien verwendet. Die vom Betriebsstrom durchflossene Drosselspule soll bis zur Nennbelastung ihre Induktivität beibehalten; ihr

Wirkwiderstand muß mit Rücksicht auf eventuelle Erwärmung klein sein. Zu beachten ist die mögliche Induktivitätsverringerung durch die Sättigung des Kerns bei höheren Betriebsströmen.

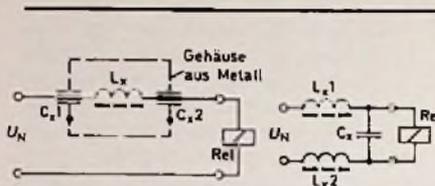


Bild 7. Einleiterentstörung mit Durchführungskondensatoren C_{x1} , C_{x2}

Bild 8. Zweileiterentstörung mit Stabkerndrosseln L_{x1} , L_{x2} und X-Kondensator

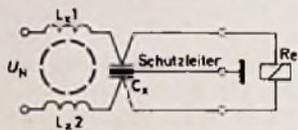


Bild 9. Zweileiterentstörung mit Ringkerndrossel und Y-Kondensator

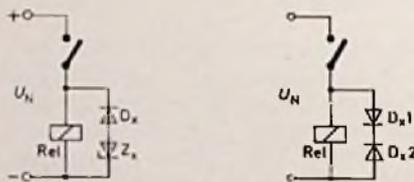


Bild 10. Spannungsbegrenzung mit gegenschalteten Null-Dioden

Bild 11. Spannungsbegrenzung mit gegenschalteten Z-Dioden

4. Vergleich der Entstörglieder und ihrer Kombinationen

Grundsätzlich ist die Kombination aller hier besprochenen Entstörglieder möglich. Es ist jedoch im einzelnen zu prüfen, ob die eintretende Entstörfunktion den erhöhten Aufwand rechtfertigt. Die mit den einzelnen Entstörschaltungen erreichbaren Entstörfunktionen sind im umgekehrten Maße abhängig von den eintretenden Anzugs- und Abfallverzögerungszeiten der beschalteten Induktivitäten. Eine große Entstörfunktion ist verbunden mit kurzen Anzugsverzögerungszeiten bei kleinen Abfallverzögerungszeiten. Eine kleine Entstörfunktion hat dagegen längere Anzugsverzögerungszeiten bei kleinen Abfallverzögerungszeiten zur Folge. Die kleinsten Störsignale bei kürzestmöglichen Verzögerungszeiten lassen sich mit einem Entstörglied aus einer Null-Dioden-Z-Dioden-Kombination erreichen. Nahezu gleiche Eigenschaften hat eine Kondensator-Widerstand-Kombination. Ihr Nachteil liegt in der

Abhängigkeit der Baugröße von der zu beschaltenden Induktivität und der hohen Anzugsverzögerung. Als wirtschaftlichste Lösung ist die Störspannungsbegrenzung mit Varistoren anzusehen. Allerdings ist eine reine Varistorbegrenzung wegen möglicher hoher Dauerverluste im eingeschalteten Zustand der beschalteten Induktivität nur begrenzt möglich. Vorteilhafter ist eine Null-Dioden-Varistor-Kombination in Serienschaltung. Als technisch ungünstigste Lösung ist die reine Widerstandsbeschränkung anzusehen. Die Verwendung von Drosselspulen mit nachgeschalteten Entstörkondensatoren ist aufwendig und eignet sich vorwiegend für Wechselstromkreise. Die Verzögerungszeiten werden maßgebend von den Spuleninduktivitäten und Kondensatorkapazitäten bestimmt. Sämtliche Entstörglieder sind ebenfalls für Wechselspannungs-Anwendungen geeignet. Störbegrenzungen mit Halbleiterbauelementen werden dann vorzugsweise gegensinnig zu den Induktivitäten geschaltet (Bilder 10—11).

5. Maßnahmen zur Herabsetzung der Störanfälligkeit transistorbestückter und integrierter Schaltungen

Ziel wirksamer Entstörmaßnahmen ist es, Einflüsse von den Netzwerken und Eingängen empfindlicher Verstärker, Kippstufen und Schalter fernzuhalten, die ein ungewolltes Ansprechen zur Folge haben. Störungen dieser Schaltungen werden hauptsächlich wegen ihrer hohen Empfindlichkeit möglich. Daher ist es notwendig, die Empfindlichkeit dieser Schaltungen und ihrer Ansteuer-Netzwerke in vertretbaren Grenzen herabzusetzen, ohne ihre eigentliche Funktion zu beeinträchtigen. Eine der wichtigsten Maßnahmen hierfür ist die Entstörung der Eingangsleitungen. In den Eingangsleitungen beziehungsweise Verbindungsleitungen zwischen Meßwertgebern, Befehlsgebern usw. und den Eingängen von Verstärkern und elektronischen Schaltern können durch elektrische und magnetische Wechselfelder und durch Schaltvorgänge hochfrequente Störsignale erzeugt und eingeschleust werden. Ist die Folgegeschwindigkeit der Informationen, die über die Eingangsleitungen gegeben werden, klein, können geeignete Eingangsfilter die Störspannungen und -signale weitgehend eliminieren. Allgemein werden Vorschaltwiderstände, Spannungsteiler, Integrierglieder aus Widerstand-Kondensator-Kombinationen und Begrenzungsdioden vor die Eingänge der nachfolgenden Schaltungen geschaltet, die als Spannungsteiler und Verzögerungsglieder arbeiten. Ist jedoch die Folgegeschwindigkeit der aufeinanderfolgenden Informationen

hoch, sind die Eingangsleitungen abzuschirmen, zu verdrehen oder bifilar zu verlegen. Diese Anordnungen schützen vor induktiver und kapazitiver Kopplung elektromagnetischer Störfelder. Nachstehend seien die einzelnen Schutzmaßnahmen näher besprochen.

5.1. Vorwiderstand

Im Hinblick auf die Störsicherheit ist es vorteilhaft, die Eingänge möglichst niederohmig zu gestalten. Die Steuerbeziehungswise Nutzschnale müssen dann aber in der Lage sein, die niederohmigen Eingänge anzusteuern. Das führt in der Praxis zu stromintensiven Systemen, die eine leistungsfähige Stromversorgung benötigen und hohe Verlustleistungen erzeugen. In der Praxis muß daher ein vernünftiger Kompromiß gefunden werden, der beispielsweise darin besteht, daß der Eingangswiderstand zwischen 10 und 80 kΩ liegt. Tritt hierbei eine Störbeeinflussung auf, so kann durch Reihenschaltung mit einem Widerstand in der Eingangsleitung die Störenergie umgesetzt werden (Bild 12). Durch das Vorschalten eines ohmschen Widerstands vor die störemplindliche Schaltung S oder ihren Eingang wird die gleiche Wirkung erreicht wie durch eine Vergrößerung ihres Innenwiderstands. Diese Maßnahme ist einfach und billig, hat aber den Nachteil, daß je nach Höhe des Vorschaltwiderstands die Ansprechschwelle erhöht wird. Die Ansteuerimpulse müssen hierbei einen größeren Scheitelwert haben. Bei geeigneter Wahl des Widerstands kann eine zehnfach höhere Störsicherheit erreicht werden, beziehungsweise die zu-

lässige Eingangsleitungslänge kann um etwa den Faktor 10 größer gewählt werden als bei unbeschaltetem Eingang [5].

5.2. Spannungsteiler

Die Störsicherheit von empfindlichen, transistorbestückten und integrierten Schaltungen kann auch durch Vorschalten eines Spannungsteilers R_1, R_2 vor den Eingang erhöht werden. Diese Schutzmaßnahme erfordert jedoch hohe Eingangssignale. Die Eingangsenergie, die bei Verwendung eines Spannungsteilers aufzubringen ist, ist mindestens das Zweifache der Energie, die bei Ansteuerung ohne Spannungsteiler aufzubringen wäre. Das erfordert in der Regel eine zusätzliche Verstärkerstufe. Von dieser Schutzart wird man dort Gebrauch machen, wo Steuerleitungen vor starker Fremdbeeinflussung zu schützen sind und keine benachbarten Signalleitungen störend beeinflusst werden sowie die zusätzlichen Kosten eines Zwischenverstärkers gerechtfertigt erscheinen (Bild 13).

5.3. Integrierglied

Über ein vor den störemplindlichen Eingang geschaltetes Integrierglied aus einer Kondensator-Widerstand-Kombination, meist in Form eines R-C-R-Netzwerks (Bild 14), wird die Ansprechschwelle erhöht und damit die Störanfälligkeit herabgesetzt. Die Erhöhung des Schwellenwerts hängt von der Größe der Widerstände ab, so daß die Ansprechzeit sehr viel länger wird und die obere Grenzfrequenz der nachfolgenden Schaltung niedriger wird. Die Anordnung eignet sich somit nur in

Anlagen, in denen Arbeitsfrequenzen < 1 kHz vorliegen. Besonders vorteilhaft ist dieser Störschutz gegenüber kurzen, steilen (HF-)Störimpulsen einsetzbar.

5.4. Begrenzungsdioden

Wirken große Störsignale auf empfindliche Schaltungen, besteht neben der Möglichkeit von Fehlschaltungen die Gefahr der Zerstörung von Transistoren und IS infolge Überschreiten der Betriebswerte. Mit vorgespannten Dioden oder Z-Dioden, die vor die Eingänge empfindlicher Schaltungen angeordnet werden, ist ein wirksamer Schutz gegen Störspannungen bzw. Überspannungen gegeben. Die Dioden begrenzen die Eingangsspannung. Dabei ist das Maß der Begrenzung von der Höhe der Vorspannung der Diode bzw. von der Größe der Zener-Spannung der Z-Diode abhängig. Es ist jedoch wichtig, die Begrenzerdioden nicht viel höher in Sperrichtung vorzuspannen beziehungsweise die Zener-Spannung von Z-Dioden nicht höher zu wählen als die Scheitelwerte der Steuersignale. Wirkungsvoll ist es, die Begrenzungsdioden mit einem Vorwiderstand R_V (Bild 15) oder einem Integrierglied (Bild 16) zu betreiben.

5.5. Störschutz mit aktiven Bauelementen

Bei Verwendung aktiver Bauelemente lassen sich sehr wirkungsvolle Schutzmaßnahmen realisieren, die allerdings den Nachteil haben, daß sie sehr aufwendig und teuer sind. Derartige Schaltungen werden vorwiegend zum Schutz störanfälliger digitaler Schaltsysteme eingesetzt. Die im Bild 17 dargestellte Schaltung wird unmittelbar vor den Eingang der zu schützenden Schaltung angeschlossen. Sie sorgt dafür, daß nur digitale Steuerspulse mit einer bestimmten Mindestdauer und einer Amplitude, die kleiner als die Soll-Amplitude sein muß, die nachfolgende Schaltung betätigt. Bei Störsignalen, deren Amplituden den Soll-Wert überschreiten, werden sie so lange über den leitend gewordenen Transistor gegen Masse kurzgeschlossen, bis sie die vorgegebene Höhe wieder unterschreiten. Eine zusätzliche positiv vorgespannte Diode D sorgt dafür, daß hohe Störspitzen unterdrückt werden und die Schutzschaltung nicht zerstören. Das Integrierglied aus dem Widerstand R2 und dem Kondensator C sorgt zusätzlich für eine Siebung störender Restimpulse.

5.6. Schirmung der Eingangsleitungen

Reichen die besprochenen Maßnahmen zur Entstörung nicht aus oder ist die

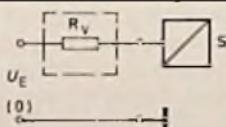


Bild 12. Störspannungsschutz mit Vorwiderstand R_V .

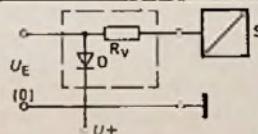


Bild 15. Störspannungsschutz mit Begrenzungsdiode D und Vorwiderstand R_V .

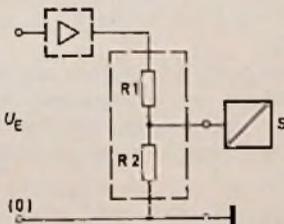


Bild 13. Störspannungsschutz mit Spannungsteiler R_1, R_2 .

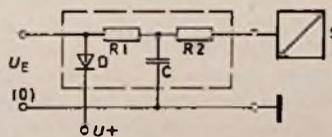


Bild 16. Störspannungsschutz mit Begrenzungsdiode D und Integrierglied

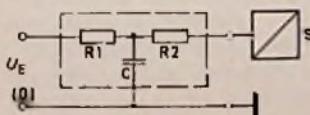


Bild 14. Störspannungsschutz mit Integrierschaltung

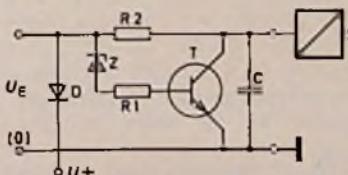


Bild 17. Aktive Störspannungs-Kurzschluß-Schaltung

Folgegeschwindigkeit der Eingangssignale kurz (> 1 kHz), müssen die Eingangssignalleitungen von den Eingabeelementen bis zu den Auswerteeinheiten (Verstärker, Schalter usw.) geschirmt, verdrillt oder bifilar geführt werden. Der Sinn der Schirmung beziehungsweise Abschirmung stöempfindlicher Leitungen (und Bauelemente) liegt darin, Störungen, die an irgendeiner Stelle der Zuleitung kapazitiv eingekoppelt werden, so niederohmig zum Bezugspotential abzuleiten, daß an der betroffenen Stelle keine Störspannung bleibt [5]. Dabei ist es wichtig, daß nur ein Endpunkt des Abschirmmaterials mit dem Bezugspotential (Masse, Null) der Versorgungsspannung verbunden wird; das andere Ende bleibt frei. Die Schirmung, die aus einem Kupfergeflecht oder aus einer metallisierten Kunststoffolie oder einem Mu-Metall bestehen kann, muß allseitig isoliert sein, um die Bedingung einer einmaligen Erdung zu gewährleisten. Der Abstand des geschirmten Kabels zu Wechselspannung führenden Leitungen sollte möglichst groß sein (mindestens 10 cm). Kabelbäume sind ungünstig; durch sogenannte Wildverdrahtung wird eine kapazitive Kopplung gering gehalten. Der Abschirmfaktor einwandfrei geschirmter Leitungen ist sehr groß; er kann in der Größenordnung um 500 liegen.

Induktive Verkopplungen, durch magnetische Wechselfelder hervorgerufen, erzeugen in parallel miteinander verlaufenden Leitungen Induktionsspannungen. Durch Verdrillen zweier Leitungen wird die Induktionsspannung aufgehoben. Auch hier ist wichtig, daß verdrillte Signalleitungen nicht parallel zu Starkstromleitungen geführt werden. Zusätzliche Schutzmaßnahmen gegen Einstrahlung von Störsignalen bietet die bifilare Verdrillung (Hin- und Rückleitung eines Leitungspaares werden verdrillt verlegt) und gemeinsame Abschirmung. Die Schirmung darf nicht als Signaleitungen benutzt werden, das heißt, für jede Signalleitung müssen zwei Adern in einer Abschirmung vorhanden sein.

(wird fortgesetzt)

Toleranz-Probleme bei Hi-Fi-Plattenspielern und Cassetten-Decks (2)

H.-J. ZUMKELLER

Anhand einer vergleichenden Betrachtung von Hi-Fi-Plattenspielern und Cassetten-Decks wird untersucht, welche physikalischen und aufwandsmäßigen Grenzen einer weiteren Qualitätssteigerung dieser Geräte gesetzt sind.

Übersprechdämpfung — Kanaltrennung

Für eine saubere Stereo-Ortung ist ein Mindestmaß an Kanaltrennung erforderlich. Das subjektive Empfinden ist in dieser Beziehung frequenzabhängig. Schlechte Kanaltrennung bei tiefen Frequenzen etwa unter 500 Hz und im oberen Höhenbereich ist nicht mehr wahrnehmbar.

DIN 45 500 differenziert hier bei den beiden Gerätearten insofern, daß man zwischen der Trennung zusammenhängender Stereokanäle (z. B. linker und rechter Kanal derselben Aufnahmen) und nicht zusammenhängender (z. B. linker Kanal der einen Stereoaufnahme und rechter Kanal der anderen) unterscheidet. Hier wird man der Situation des Cassettenbandes gerecht, bei dem beispielsweise die Spur 2 von der zugeordneten Partnerspur 1 beeinflusst wird, aber auch von der in Gegenrichtung aufgezeichneten Spur 3.

Während bei zusammenhängenden Stereokanälen eine schlechte Übersprechdämpfung allenfalls als Verschlechterung der Stereo-Ortung auffällt, wird bei nicht zusammenhängenden Kanälen besonders bei Pausen oder Pianostellen eine völlig fremde Aufnahme hörbar. DIN 45 500 fordert für zusammenhängende Stereokanäle für beide Gerätearten identische Grenzwerte: für 1000 Hz ≥ 20 dB, für 500 bis 6300 Hz ≥ 15 dB. Beim Cassetten-Deck werden für die nicht zusammenhängenden Kanäle bei 1000 Hz ≥ 60 dB und für 500 bis 6300 Hz ≥ 45 dB gefordert. Gute Tonabnehmer, die einwandfrei montiert sind, bringen etwa 25 dB bei 1000 Hz. Tonköpfe liegen im Schnitt bei 30 dB. $3/4$ -Spur-Tonköpfe erreichen in der Regel bei den nicht zusammenhängenden Kanälen die geforderten 60 dB leicht. $1/4$ -Spur-Ton-

köpfe, die bei Zweirichtungsgeräten Anwendung finden, erreichen nur bei sehr sorgfältiger Fertigung diesen Wert.

Klirrfaktor und Intermodulations-Verzerrungen

Nichtlineare Verzerrungen sind die von einem Übertragungsvorgang verursachten unerwünschten ganzzahligen (harmonischen) Oberwellen. Intermodulationsverzerrungen sind die ebenfalls unerwünschten Mischprodukte, die bei der Aufzeichnung oder Wiedergabe zweier unterschiedlicher Signale entstehen. Entsprechend ihrer größten Lästigkeit sind für die beiden Gerätekategorien von DIN unterschiedliche Meßmethoden festgelegt.

Bei Plattenspielern ist die Frequenz-Intermodulations-Messung üblich. Dabei werden zwei gemeinsam in einer Rille aufgesprochene Sinustöne vom Tonabnehmer abgetastet. Die dabei entstehenden Frequenzmischprodukte werden zum Gesamtpegel in Beziehung gesetzt und als Maß für die FIM-Verzerrungen angegeben. DIN schreibt hier einen Grenzwert von 1% beim Pegelton -6 dB vor. Gute Tonabnehmer erreichen Werte um 0,6%, Spitzen-Tonabnehmer liegen bei 0,2—0,3%.

Da bei Cassetten-Decks der Klirrfaktor mit der Aussteuerung beeinflusst werden kann, ist die Bestimmung des Wertes für einen bestimmten Aufsprechepegel nicht zweckmäßig. Besser ist es, nach DIN die Vollaussteuerung zu definieren und die anderen qualitätsbestimmenden Kriterien, soweit sie aussteuerungsabhängig sind, darauf zu beziehen. Nach DIN 45 500 ist Vollaussteuerung dann gegeben, wenn eine 333-Hz-Aufzeichnung einen Klirrfaktor K_3 von 3% erreicht.

Eine für beide Gerätearten gemeinsame Beurteilung der Verzerrungen ist nicht bekannt. Eigene Vergleichsmessungen scheitern an den fehlenden Meßschallplatten.

Sonstige Qualitätskriterien

Sicherlich sind mit den obigen Messungen nicht alle Vergleichsmöglichkeiten zwischen Plattenspieler und Cassetten-Deck ausgeschöpft. Außerdem gibt es für beide Gerätearten noch Messungen, die in der Regel eine artspezifische Eigenheit betreffen, wie die Nadelnachgiebigkeit beim Tonabnehmer oder die Löschdämpfung beim Casset-

Ing. (grad.) Hans-Jörg Zumkeller
Ist Leiter des Tonbandgeräte-Labors der
Firma Dual Gebrüder Steldinger in St. Georgen/Schwarzwald

ten-Deck. Schwächen in dieser Richtung würden jedoch die beschriebenen Eigenschaften- und Meßmethoden beeinflussen und damit indirekt einer Wertung unterliegen.

Schallplatte und Cassette

Beim Systemvergleich Plattenspieler—Cassetten-Deck kann natürlich die Qualität der Speichermedien Schallplatte und Cassette nicht außer Betracht gelassen werden. Hier kämpft der Geräteentwickler häufig mit den Tücken nicht den Normen entsprechender Exemplare, die irgendwo in der Welt produziert werden und auf Grund ihrer schlechten Eigenschaften die Geräte diskreditieren. Es wäre deshalb wünschenswert, wenn DIN 45 500 um Mindestforderungen für Schallplatten und Cassetten erweitert würde. Dabei müßte zweifellos der musikalische Inhalt ausgeklammert werden, weil er sich der objektiven Beurteilung entzieht.

Es wäre jedoch schon ein großer Erfolg, wenn bestimmte mechanische Werte festgelegt bzw. eingengt würden. Bei der Schallplatte könnten die Passung des Mitteloches, die Exzentrizität der Aufnahme zum Mitteloch und der Höhengschlag entsprechend eng toleriert werden. Bei der Cassette wären die Wickelfraktionen des Bandes sowie gewisse Gehäusemaße festzulegen. Für das Cassettenband ist mit dem Blatt 9 der DIN 45 500 eine Qualitätsnorm in Vorbereitung. Es ist zu hoffen, daß diese bald verabschiedet werden kann.

Erst wenn Schallplatte und Cassette im Rahmen der Hi-Fi-Norm definiert sind, ist die gesamte Übertragungskette im Sinne der Grundidee der DIN 45 500 erfaßt.

Hörvergleich

Ein Hörvergleich Plattenspieler-Cassetten-Deck ist leicht zu realisieren. Man benötigt dazu neben der Hi-Fi-Anlage mit den beiden Programmquellen einige gute Schallplatten. Man überspiele gewisse markante Passagen auf Qualitätscassetten mit Chromdioxid- oder High-Energie-Band, wobei man sich die Mühe machen sollte, durch mehrere Überspielungen mit unterschiedlichem Aussteuerungspegel die Cassettenaufnahme nach Dynamik und Verzerrungen zu optimieren.

Mit etwas Mühe kann jetzt eine taktgenaue Synchronisierung zwischen Plattenoriginal und Cassettenüberspielung mit Hilfe der Drehzahlfeinregulierung erzielt und ein A/B-Vergleich durch Betätigen des Programmschalters am Verstärker vorgenommen werden. Es ist darauf zu achten, daß die Laut-

stärke beider Quellen annähernd gleich ist, damit eine Verfälschung des Klangeindrucks vermieden wird. Lautstärkeausgleich mit dem physiologischen Lautstärkeregel ist jedoch nicht ratsam, weil damit der Frequenzgang beeinflusst wird. Besser ist es, das stärkere Signal mit einem Spannungsteiler an das schwächere anzupassen.

Nach kurzem Einhören gelangt man schnell zu einer guten Vergleichsbeurteilung. Der Hörvergleich mit Hilfe eines guten Kopfhörers verbessert die Konzentration auf einzelne Passagen und erleichtert dadurch die Beurteilung.

Ein Hörvergleich mit Plattenspieler Dual 701 und Cassetten-Deck Dual C 901 in Verbindung mit dem neuen BASF-Band LHS ergab folgendes Bild: Dynamikunterschiede zwischen Schallplatte und Bandkopie waren nicht auszumachen. Dieser Eindruck wurde meßmäßig untermauert. In Bild 5 ist der Amplitudenverlauf der ersten Takte des 1. Satzes der Haydn-Symphonie Nr. 104 D-Dur aufgezeichnet. Die obere Darstellung stammt unmittelbar von der Schallplatte, die untere von der Kopie vom Band.

Bei der Klangbeurteilung schneiden die Tiefen der Bandkopie erstaunlich gut ab, die Bässe sind kräftig, ohne verwaschen zu klingen. Der Vergleich der Höhen erfordert etwas mehr Aufmerksamkeit. Bei bestimmten Passagen macht sich beim Plattenoriginal die höhere Grenzfrequenz eindeutig durch ei-

ne bessere Durchsichtigkeit bemerkbar. Die Bandkopie erscheint in den Höhen etwas belegt. Insgesamt sind jedoch die Unterschiede sehr gering und liegen weit unter den Klangunterschieden zwischen verschiedenen Boxen.

Zusammenfassende Beurteilung

Beim Qualitätsvergleich Plattenspieler—Cassetten-Deck schneidet der Plattenspieler in einigen Punkten besser ab; bei ihm sind die erforderlichen Qualitätsforderungen mit geringerem Aufwand zu erzielen. Kann man beim Gleichlauf mit einer guten Antriebskonzeption und großer Fertigungssorgfalt die physikalischen Schwächen der Cassette eliminieren und die Gleichlauffehler sicher unter die Grenze des Hörbaren bringen, so muß man bei der gegebenen Bandgeschwindigkeit die Grenzen der Höhenwiedergabe hinnehmen.

Diese Grenzen sind jedoch für die meisten Hörer nicht mehr auszumachen. In bezug auf die Störspannung schneidet das Cassetten-Deck mit Dolby-Rauschunterdrückung gegenüber einem Plattenspieler (Ausnahme: solche mit Zentralantrieb) besser ab. Obwohl Bedienungs Gesichtspunkte in einer Qualitätsbeurteilung nur bedingt berechtigt sind, muß man auch hier der Cassette ein Plus einräumen. Geringerer Platzbedarf und Pflege seien nur als Stichworte genannt.

Im Verband der gesamten Hi-Fi-Anlage ist der Plattenspieler schon lange und das Cassetten-Deck spätestens seit Einführung der Dolby-Rauschunterdrückung als Hi-Fi-tüchtig zu bezeichnen. Beide Gerätekategorien sind noch entwicklungs-fähig, wobei der Plattenspieler mit Zentralantrieb in Verbindung mit einem Spitzentonabnehmer in die Nähe der Grenze des ökonomisch Vernünftigen gelangt sein dürfte.

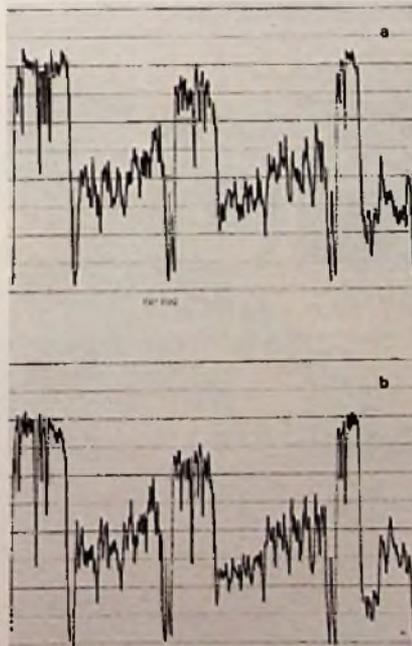


Bild 5. Amplitudenverlauf der ersten Takte des 1. Satzes der Haydn-Symphonie Nr. 104 D-dur bei der Wiedergabe von der Schallplatte unmittelbar (a) und von einem Cassetten-Deck mit der Schallplatten-Kopie (b)

Neue Technik

Substratmaterial für Eisenoxid-Fotomaskenrohlinge

Mikroplatten aus Glas sind das neueste Substratmaterial von Corning Glass Works für Eisenoxid-Fotomaskenrohlinge, die so dünn (0,2 mm) und biegsam sind, daß sie beim Kontaktdruck den feinen Änderungen der Oberfläche

beispielsweise eines Siliziumplättchens folgen. Der im Sputterling-Verfahren aufgetragene Eisenoxidfilm hat die Standardsäcke von 140 nm, wobei aber auch eine Schicht von min 95 nm gefertigt werden kann. Mit den „Photoplates“ bzw. „Dur-Cor“-Rohlingen ist es möglich, Geometrien bis 0,5 µm auf 1,5 mm Substraten zu erzielen. Je dünner die Kombination Film und Substrat ist, um so leichter lassen sich so hohe Auflösungen erzielen.

Außerdem hat das neue Material den Vorteil, daß die Maskenlebensdauer vervielfacht werden kann, und der Eisenoxidfilm ergibt eine Maske mit hoher Transparenz und niedriger Re-

flektivität. Dadurch werden die Passerfehler und die Bildausbreitung sehr verringert, so daß sich die Masken auch für komplizierte LSI-Schaltungen (Large Scale Integration) eignen. Die Mikroplatten-Rohlinge sind in den genormten Fotomaskenrößen (50×50 mm bis 100×100 mm) lieferbar.

Faseroptik-System beleuchtet Beschriftungen

Die neue Wissenschaft der optischen Fasern wird im ständig steigenden Maße in der Technik eingesetzt. Diese Entwicklung ermöglicht die Lichtüber-

Die Dual CS-Werbung läuft auf vollen Touren. Attraktiver Mittelpunkt: Dual CS 601 S. Neu – das moderne, verkaufsstarke Design.



Dual Zum guten Ton gehört Dual
75 Jahre

Dual CS 601 – Belt Drive.
HiFi-Automatik-Plattenspieler mit Riemenantrieb.
Einzigartig in Technik und Preis.

Das ist ein wirklich tolles Preis-Leistungs-Verhältnis. Die Dual CS 601 ist ein Plattenspieler, der sich durch seine hervorragende Klangqualität, seine präzise Mechanik und sein modernes Design auszeichnet. Er ist ein echter HiFi-Plattenspieler, der sich durch seine hervorragende Klangqualität, seine präzise Mechanik und sein modernes Design auszeichnet.



Die Dual CS 601 ist ein Plattenspieler, der sich durch seine hervorragende Klangqualität, seine präzise Mechanik und sein modernes Design auszeichnet. Er ist ein echter HiFi-Plattenspieler, der sich durch seine hervorragende Klangqualität, seine präzise Mechanik und sein modernes Design auszeichnet.

Die Dual CS 601 ist ein Plattenspieler, der sich durch seine hervorragende Klangqualität, seine präzise Mechanik und sein modernes Design auszeichnet. Er ist ein echter HiFi-Plattenspieler, der sich durch seine hervorragende Klangqualität, seine präzise Mechanik und sein modernes Design auszeichnet.

Dual HiFi-Beratungsscheck
Schicken Sie uns zusammen mit dem Preis der Dual CS 601 S und wir schicken Ihnen ein Beratungsscheck für die Dual CS 601 S.



Dual Zum guten Ton gehört Dual
75 Jahre

Dual Plattenspieler sind tonangebend.
Richtungweisend für Technik und Zuverlässigkeit. Weltweit!

Das ist ein wirklich tolles Preis-Leistungs-Verhältnis. Die Dual CS 601 ist ein Plattenspieler, der sich durch seine hervorragende Klangqualität, seine präzise Mechanik und sein modernes Design auszeichnet. Er ist ein echter HiFi-Plattenspieler, der sich durch seine hervorragende Klangqualität, seine präzise Mechanik und sein modernes Design auszeichnet.



Die Dual CS 601 ist ein Plattenspieler, der sich durch seine hervorragende Klangqualität, seine präzise Mechanik und sein modernes Design auszeichnet. Er ist ein echter HiFi-Plattenspieler, der sich durch seine hervorragende Klangqualität, seine präzise Mechanik und sein modernes Design auszeichnet.

Die Dual CS 601 ist ein Plattenspieler, der sich durch seine hervorragende Klangqualität, seine präzise Mechanik und sein modernes Design auszeichnet. Er ist ein echter HiFi-Plattenspieler, der sich durch seine hervorragende Klangqualität, seine präzise Mechanik und sein modernes Design auszeichnet.



Die Dual CS 601 ist ein Plattenspieler, der sich durch seine hervorragende Klangqualität, seine präzise Mechanik und sein modernes Design auszeichnet. Er ist ein echter HiFi-Plattenspieler, der sich durch seine hervorragende Klangqualität, seine präzise Mechanik und sein modernes Design auszeichnet.

Dual HiFi-Beratungsscheck
Schicken Sie uns zusammen mit dem Preis der Dual CS 601 S und wir schicken Ihnen ein Beratungsscheck für die Dual CS 601 S.



tragung von einer einzigen Lichtquelle zu allen Beschriftungsstellen von Instrumenten oder deren Amateuren und Bedieneinrichtungen. Die Lichtsubstanz wird von einem schmalen Streifen getragen, der aus 254 μm optischen Fasern gewoben ist. Die Verwendung von Licht aus einer einzigen Quelle, anstatt von verschiedenen Lichtquellen, welche hinter jeder zu beleuchtenden Stelle angebracht werden, erleichtert den Unterhalt des Gerätes und erhöht die Zuverlässigkeit des ganzen Systems und trägt bei Batteriegeräten zur Reduzierung des Strombedarfes bei. Die optischen Fasern CROFON, ein Produkt von Du Pont, werden für eine wach-

sende Zahl von Geräten deshalb gewählt, weil diese störungsfrei und -unanfällig arbeiten und trotzdem eine ausreichende Lichtquelle bieten. Von den lichtführenden Fasersystemen dürfte das Band aus CROFON eines der weitführendsten Systeme sein, das bis zum heutigen Tag für Lichtübertragung entwickelt wurde. E. H.

Statischer Wechselrichter

Avionic Instruments Inc. hat einen Wechselrichter in Festkörperbauweise entwickelt, der unter der Bezeichnung 1A25-1B Verwendung im Flugzeugbau

bzw. Avionik finden soll. Das Gerät entspricht den Vorschriften der FAA und der MIL-Normung. Der seit einiger Zeit erhältliche Wechselrichter wurde in erster Linie für die Speisung von Avionikgeräten mit 400-Hz-Wechselstrom ausgelegt. Außer für den Betrieb von Funkgeräten, Navigationssystemen und Autopiloten im Flug, kann der Wechselrichter auch als Stromquelle in Reparaturwerkstätten und Forschungslaboratorien eingesetzt werden. Das Gerät liefert 400-Hz-Wechselstrom mit 115 V oder 26,5 V Spannung. Es ist bis in 15 000 m Höhe und im Temperaturbereich von -85°C bis $+71^{\circ}\text{C}$ funktionsfähig. E. H.



Dual Zum guten Ton gehört Dual

75 Jahre

Der Dual CS 601 – Belt Drive liegt genau auf der Linie anspruchsvoller Stereo-Liebhaber: Neuartig gelöste Antriebstechnik, günstiges Preis/Leistungsverhältnis, modernes Styling. Die neue, schwarze Konsole aktiviert Ihr Verkaufsgespräch zusätzlich. Der Dual CS 601, das ungewöhnlich breite CS-Programm und eine massive, kontinuierliche Werbung geben Ihrem Plattenspielerumsatz den entscheidenden Antrieb.

Dual Gebrüder Steidinger
7742 St. Georgen/Schwarzwald



Dual CS 601 – Belt Drive
Hi-Fi Automatik-Plattenspieler mit Riemenantrieb
ausgezeichnete Technik und Preis.

Programmierbare Halbleiterspeicher

D. LÖCHNER*)

1. Einleitung

Bereits 1971 wurden die ersten elektronisch programmierbaren und löschbaren MOS-Festwertspeicher (MOS = Metall-Oxid-Silizium) vorgestellt. Diese PROMs (Programmable read only memory) erlauben, nullspannungssicher eingeschriebene Informationen mit UV-Licht wieder zu löschen. Die zur Zeit auf dem Markt befindlichen PROMs lassen sich in zwei Gruppen aufteilen. Zur einen Gruppe gehören die ROMs (read only memory), die sich nur einmal programmieren lassen – bei Fehlprogrammierung muß ein neuer Schaltkreis verwendet werden – und bei den ROMs der anderen Gruppe läßt sich der Speicherinhalt jederzeit löschen und durch ein neues Programm ersetzen. Die bei dem BBC-Procontic-System überwiegend als Programmträger eingesetzten Festwertspeicher verwenden als Speicherelement den FAMOS-Transistor (Floating-Gate-Avalanche-Injektions Metall-Oxid-Feldeffekttransistor). Der Bericht beschreibt die physikalischen Eigenschaften der Speicher, ihre Programmierung sowie die dafür benötigten Programmiergeräte.

2. Aufbau und Wirkungsweise der FAMOS-Transistoren

Der schematische Aufbau eines FAMOS-Transistors ist in Bild 1 dargestellt. Das Gate ist im Gegensatz zu P-Kanal-MOS-Transistoren vollständig von Siliziumoxid umgeben, d. h. isoliert. Der Speichereffekt beruht auf der Tatsache, daß beim Programmieren aufgrund einer überhöhten negativen Spannung zwischen Drain und Source und der dadurch entstehenden Potentialdifferenz Elektronen durch die dünne Schicht des Siliziumoxides in das Gate wandern (Avalanche-Effekt). Die im Gate angehäuften Elektronen stellen eine negative Ladung dar, die zwischen Source und Drain einen leitenden Kanal induziert (Bild 2).

Die Ladungsmenge, die während eines Programmierimpulses auf das isolierte Gate aufgebracht wird, ist in Bild 3 als Funktion der Höhe und Dauer der angelegten Spannung dargestellt. Für diese

Ladungsmenge ist kein Abfließen möglich, da sich auf elektrischem Wege die Ladung nicht mehr neutralisieren läßt. Zum Gate besteht kein leitender Zugriff.

Der unprogrammierte Zustand läßt sich nur durch eine intensive ultraviolette Strahlung (255 nm) herstellen. Auf diese Weise ist der Speicherinhalt beliebig oft zu programmieren und wieder zu löschen.

3. Die Speicherzelle

Die in Bild 4 dargestellte Speicherzelle besteht aus einem FAMOS-Transistor, einem P-Kanal-MOS-Feldeffekttransistor, über den angesteuert und beim Programmieren auch der Programmierimpuls zugeführt wird sowie den zugehörigen Decodierern und Leseverstärkern, die sowohl zum Lesen als auch zum Programmieren dienen.

Um ein bestimmtes bit zu programmieren, werden die Adreßeingänge und U_{DD} auf etwa -48 V sowie U_{GG} auf -40 V gebracht. Eine Speicherzelle wird durch entsprechendes Ansteuern der X- bzw. Y-Leitung programmiert. Der Programmierimpuls kommt dadurch an den betreffenden FAMOS-Transistor.

Die anderen bits im Speicher werden nicht programmiert, weil entweder die Y-Leitung keinen Impuls führt oder keine Spannung an der X-Leitung anliegt. Durch den „Inhibit“-Transistor, der über die Datenausgänge beim Programmieren geschaltet wird, läßt sich das Setzen eines bits innerhalb eines Wortes verhindern. Die in einem FAMOS-Transistor gespeicherte Ladungsmenge entspricht etwa einer Spannung von 10 V am Gate eines normalen MOS-Feldeffekttransistors. Zum Lesen benötigt der Speicher die üblichen Spannungen von -9 V und $+5\text{ V}$. Diese Spannungen liegen weit unter der Schwellspannung von -30 V , so daß eine ausreichende Sicherheit gegen das Verändern des Speicherinhaltes gegeben ist. Besteht am isolierten Gate eine Ladung (logische „Null“), so liegt am Eingang des Leseverstärkers U_{CC} . Bei einer logischen „Eins“, also nicht geladenem Gate, ist der FAMOS-Transistor



Bild 1

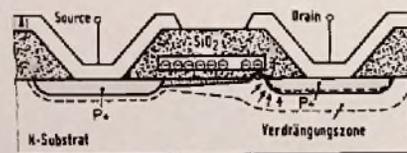


Bild 2

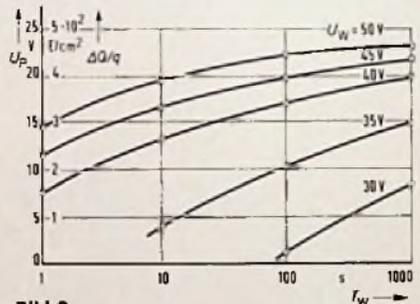


Bild 3

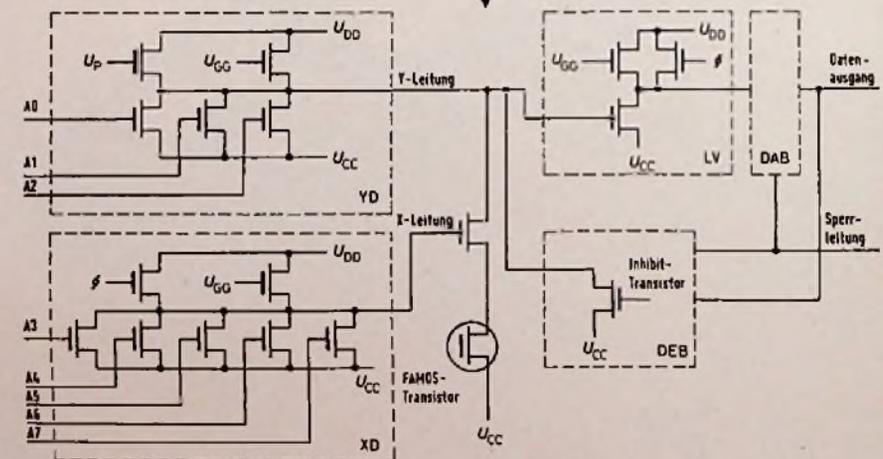


Bild 4

*) Dieter Löchner: Programmierbare Halbleiterspeicher im BBC-Procontic-System. BBC-Nachrichten 57 (1975), H. 3, S. 148–153.

sistor gesperrt und die Y-Leitung bringt eine Spannung von etwa U_{DD} an den Eingang des Leseverstärkers.

4. Programmieren

Die acht Anschlüsse der Datenausgänge werden beim Programmieren als Dateneingänge benutzt, um die Information zu bestimmen, die in den 8 bit eines Wortes programmiert werden sollen. In dem BBC-Procontic-S-System besteht ein Befehlswort aus 16 bit und im BBC-Procontic-M-System aus 24 bit, so daß zwei bzw. drei Halbleiterspeicher parallel als Programmierträger verwendet werden müssen. Ein selektives Programmieren der drei Speicher ist hier nicht möglich und auch nicht sinnvoll.

Für die Programmiergeräte steht als Grundbaustein eine Schaltung zur Verfügung — das Blockschaltbild zeigt Bild 5 —, die die für das Programmieren erforderlichen Spannungspegel und Impulse abgibt und die parallele Eingabe bis zu 24 bit in drei Halbleiterspeichern ermöglicht. Die benötigten Betriebsspannungen und die Pegel der Adressen- und Dateneingangsspannungen der Halbleiter sind in Bild 6 dargestellt.

Wegen der hohen Verlustleistungen, die bei diesen Spannungen auftreten, müssen auch U_{DD} sowie U_{GG} und die Spannungen an den Dateneingängen gepulst werden. Da die Ladungsmenge bei festgelegter Amplitude des Programmimpulses nur von der Impulsbreite abhängig ist, man andererseits aber wegen der Gefahr der thermischen Überlastung des Kristalls eine bestimmte Impulsbreite nicht überschreiten darf, wird der Programmierimpuls für das Einschreiben eines Wortes bis zu 40mal wiederholt, um das Programmieren sicher zu gestalten.

Die Schaltung enthält einen Start-Stopp-Oszillator, der durch ein einfaches TTL-Signal (Transistor-Transistor-Logik) gestartet werden kann und den zeitlichen Ablauf aller Impulsspannungen steuert. Die Eingänge dieser Baugruppe lassen sich mit TTL-Schaltkreisen ansteuern.

Nach dem Programmieren eines Wortes wird intern automatisch auf Auslesen umgeschaltet. An den Ausgängen steht danach die Information des Speicherinhaltes an.

Bei dieser Schaltung wird die zum Programmieren erforderliche Potentialdifferenz zwischen U_{GG} und U_{CC} von -48 V durch ein Verschieben des gesamten Potentialpegels aller Spannungen um $+48\text{ V}$ erreicht. U_{CC} wird während des Programmiervorganges nach $+48\text{ V}$ geschaltet, so daß alle Spannungen im positiven Bereich liegen. Bild 7 gibt eine Übersicht über die verschiedenen Möglichkeiten der Ansteuerung des Speichers.

5. Programmlebensdauer

Die Lebensdauer des gespeicherten Programmes ist für die Langzeitverlässlichkeit einer programmierbaren Steuerung verantwortlich. Die in den Festwertspeichern eingesetzten FAMOS-Transistoren als eigentliche Informationsträger sind durch zahlreiche Tests geprüft und haben sich außerordentlich gut bewährt.

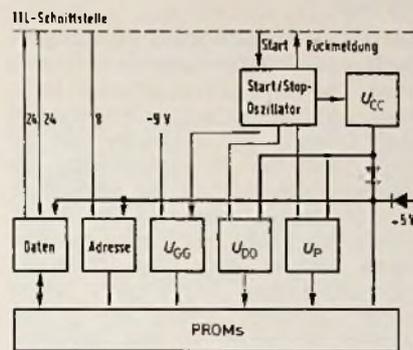


Bild 5

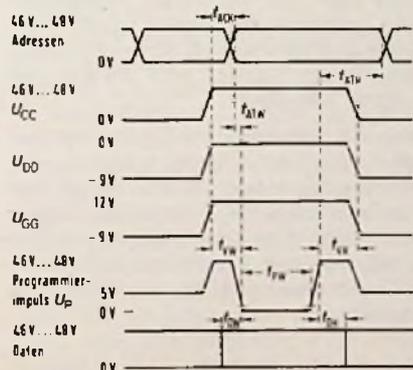


Bild 6

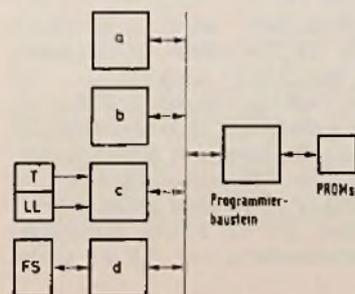


Bild 7

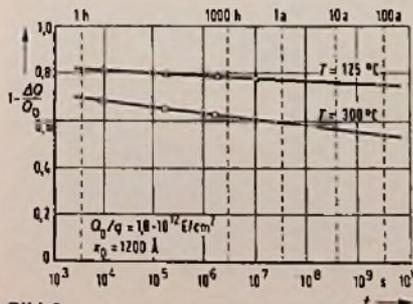


Bild 8

Theoretisch sind beim FAMOS-Transistor hinsichtlich der Informationserhaltung zwei Fehlerarten möglich, und zwar:

1. die beim Programmieren auf das isolierte Gate aufgebrachte Ladung neutralisiert sich im Laufe der Zeit; die Speicherzelle verliert somit ihre Information
2. durch die normalen Betriebsspannungen beim Lesen der Festwertspeicher kann ein nicht programmierter FAMOS-Transistor im Laufe der Zeit aufgeladen werden.

Die Technologie der elektronisch programmierbaren Festwertspeicher ist erst seit einigen Jahren im Einsatz, so daß eine Aussage über das Langzeitverhalten der Festwertspeicher nur durch theoretische Betrachtungen und die Extrapolation von Versuchsergebnissen möglich ist. Die bei den Herstellerfirmen unter außerordentlichen Bedingungen durchgeführten Tests zeigen, daß ein Ladungsverlust von 30% erst nach mehr als 100 Jahren zu erwarten ist. In Bild 8 ist der Ladungsverlust am Gate eines programmierten FAMOS-Transistors, abhängig von der Zeit, dargestellt.

Der zweite, für die Zuverlässigkeit maßgebende Faktor ist die unerwünschte Aufladung der Gates eines nichtprogrammierten FAMOS-Transistors. Beim Lesen werden die Speicher mit einer höchsten Spannung von $14,7\text{ V}$ in der gleichen Weise wie beim Programmieren mit 50 V betrieben, so daß hier eine Veränderung der Ansteuerspannung möglich ist. Die Versuche haben gezeigt, daß eine Veränderung der Ansteuerspannung von 1 V erst nach mehr als 100 Jahren eintreten dürfte. Eine Veränderung von $+5\text{ V}$ ist jedoch mindestens erforderlich, damit eine nichtprogrammierte Speicherzelle beim Lesen als programmiert erscheint.

6. Zusammenfassung

Mit dem Einsatz elektronisch programmierbarer und löschbarer Halbleiterspeicher in programmierbaren Steuerungen stehen dem Anwender Programmträger zur Verfügung, deren Speicherinhalt er ohne Zeitverlust und mit geringen Kosten jederzeit ändern und neuen Anforderungen anpassen kann.

Literatur

[1] Friedberg, H.: Eigenschaften und Anwendungen elektrisch programmierbarer MOS-ROMs. Elektronik-Industrie (1973), H. 4, S. 57 ... 60.
 [2] Frohmann-Bentchkonsky, D.: ROM can be electrically programmed and reprogramed and reprogramed ... Electronics, Bd. 44 (Mai 1971), S. 91 ... 95.
 [3] Frohmann-Bentchkonsky, D.: A Fully Decoded 2048 Bit Electrically Programmable MOS-ROM. ISSCC Digest of Tech. Papers (Feb. 1971), S. 80 ... 81.

Moderne Technik bei Service-Meßgeräten

Zuverlässige Meßgeräte sind die beste Grundlage für einen guten Service in der Rundfunk- und Fernsehtechnik. Um ein modernes Farbfernsehgerät überprüfen und reparieren zu können, braucht man freilich heute schon etwas mehr als früher für die Instandhaltung eines Volksempfängers. Der Servicetechniker wird sich daher nicht nur über den Fortschritt in der Schaltungstechnik und Konstruktion der von ihm zu betreuenden Geräte informieren, sondern er wird sich auch regelmäßig mit dem Stand der Technik für die dazu erforderlichen Meßgeräte befassen müssen. Das Spektrum reicht dabei vom Vielfachmeßgerät über Oszilloskope bis hin zum Farbmustergenerator.

Ausgesprochene Präzisionsmessungen kommen im normalen Servicebetrieb kaum vor. Die Genauigkeit derartiger Geräte muß deshalb nicht übertrieben werden, sie geht zudem ganz entscheidend auf den Preis des Gerätes ein. Wichtig ist vielmehr, daß die Meßgeräte der täglichen Arbeit in der Werkstatt weitgehend angepaßt sind. Wesentliche Voraussetzungen sind beispielsweise möglichst hoher Bedienungskomfort und die Vermeidung von Ablesefehlern. Durch automatische Bereichsumschaltung oder „narrensichere“ Anzeige des gewählten Bereiches und womöglich noch automatische Polaritätsanzeige wurden – auch bei Geräten der niederen Preisklassen – entscheidende Verbesserungen erzielt. Auch in der Service-Meßtechnik rücken digitalanzeigende Geräte, bei denen sich diese Voraussetzungen am besten erfüllen lassen, mehr und mehr in den Vordergrund.

Bei der Auswahl eines Meßgerätes sollte man darauf achten, daß die Meßbereiche den vorkommenden Aufgaben gerecht werden. Hier haben sich in den letzten Jahren durch geänderte Schaltungstechnik der „Prüflinge“ weitere Änderungen ergeben. Der Starkstromelektriker benötigt andere Meßbereiche als der Servicetechniker beim Umgang mit Rundfunk- und Fernsehgeräten. An den Frequenzbereich werden mit der UHF- und VHF-Technik immer höhere Anforderungen gestellt. Ebenso notwendig ist eine weitgehende Sicherung gegen Überlastung. Die Meßgeräteindustrie hat den Erfordernissen des Anwenders Rechnung getragen: Moderne Meßgeräte sind meist so gegen

Überlastung geschützt, daß selbst in extremen Fällen kaum Schaden eintreten kann.

Die Schaltungstechnik bei Service-Meßgeräten hat mit dem allgemeinen Trend in der Elektronik Schritt gehalten: Halbleiter und integrierte Schaltungstechnik sind Trumpf. Das wiederum hat zur Folge, daß der Stromverbrauch, die Wärmeentwicklung und die Abmessungen geringer wurden und die Stromversorgung häufig problemlos aus Batterien erfolgen kann. Das „tragbare“ netzunabhängige Servicegerät nimmt immer breiteren Raum ein – ein weiterer Fortschritt für den Benutzer, der bekanntlich oft „vor Ort“ arbeiten muß. Durch den Batteriebetrieb werden aber nicht nur die Geräte beweglicher und universell einsetzbar, sondern die Erdungsprobleme und Störungen durch Einstreuung lassen sich häufig viel leichter beseitigen.

Mit den nachstehend beschriebenen Geräten aus dem neuen Angebot der Meßgeräteindustrie ist das Gebiet keinesfalls erschöpfend behandelt; jedoch sind diese Servicegeräte typische Beispiele für das Finish und die technische Konzeption zeitgemäßer Meßapparaturen.

Multimeter

Das Multimeter 462 C von Metrix (Bild 1) ist mit seinen 28 Meßbereichen, kompakten Abmessungen von 140 mm × 100 mm × 40 mm und dem robusten Aufbau ein Meßinstrument, das auf allen Gebieten der Schwachstromtechnik bei Wartungsarbeiten in der Werkstatt oder im Labor eingesetzt werden kann. Es hat sieben Gleichspannungsmeßbereiche von 1,5 bis 1000 V,



Bild 1. Multimeter 462 C

(Metrix)

sechs Wechselspannungs-Meßbereiche von 3 bis 1000 V, sechs Bereiche für Gleichströme von 100 mA bis 5 A, fünf Bereiche für Wechselströme von 1 mA bis 5 A und ist außerdem für Widerstands- und Dämpfungsmessung verwendbar. Das stoßfeste Drehspulinstrument ist mit einem Überlastschutz ausgerüstet.

Die praxiserorientierte Serie UNAVO der Firma Neuberger für die moderne Elektronik, Rundfunk, Fernsehen und Elektrotechnik wurde durch das Gerät UNAVO 10 erweitert. Auch dieses Gerät hat einen elektronischen Überlast- und Fehlbedienungsschutz. Sämtliche Strom- und Spannungsmeßbereiche lassen sich von einer einzigen 60teiligen Spiegelskala ablesen. Die Stufung der Meßbereiche liegt bei 1:3. Die Klassengenauigkeit beträgt in allen Meßbereichen 1,5%.



Bild 2. Elektronisches Multimeter EM 3366/1 (NordMende)

Die elektronischen Multimeter EM 3366/1 und EM 3366/2 von NordMende (Bild 2) sind für universelle Meßaufgaben im Labor, im Unterricht, in der Werkstatt sowie im mobilen Service geeignet. Das technische Konzept gestattet es, Gleich- und Wechselspannungswerte im Bereich von 0,1 ... 100 V Vollausschlag über eine einzige Linear-Skala schnell zu erfassen. Der Innenwiderstand beträgt in den Gleichspannungsbereichen 50 MΩ, in den Wechselspannungsbereichen ist er größer als 1 MΩ. Hochspannungsmessungen sind bis 30 kV möglich, Gleich- und Wechselstrommessungen von 0,1 ... 1000 mA. Die Widerstandsmeßbereiche erfassen Werte von 100 Ω ... 10 MΩ (Skalenmittenwerte), HF-Messungen über Tastkopf sind bis 100 MHz möglich. Die technischen Daten beider Geräte sind identisch. Beim EM 3366/1 sind die Meßbuchsen für Strom- und Spannungsmessungen galvanisch fest mit dem Gehäuse verbunden, während sie beim EM 3366/2 wahlweise über Drucktasten an Masse gelegt werden.

Unter der Bezeichnung NORMATEST DIGITAL entwickelte die Firma Norma

ein besonders handliches, digitalanzeigendes Vielfachmeßgerät (Bild 3), das eine Fülle von Einsatzmöglichkeiten bietet. Während die preisgünstige Netzausführung für den stationären Betrieb vorgesehen ist, wird die kombinierte Akku/Netz-Ausführung – die einen Pufferbetrieb ermöglicht – allen Anforderungen des Servicebetriebes gerecht. Mit insgesamt 21 Meßbereichen können Gleich- und Wechselspannungen, Gleich- und Wechselströme sowie Widerstände erfaßt werden. Der Nennfrequenzbereich wird mit 40 kHz angegeben. Das Gerät hat automatische Driftkompensation und einen sehr kleinen Temperaturkoeffizienten. Es ist überlastungsgeschützt, der Meßwert wird an einer großen 3 $\frac{1}{2}$ -stelligen LED-Anzeige dargestellt. Für alle Meßarten sind nur zwei Eingangsbuchsen erforderlich. Durch umfangreiches Zubehör kann das Gerät modifiziert werden.

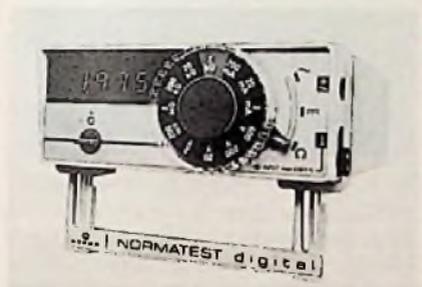


Bild 3. Digitalanzeigendes Vielfachmeßgerät Normatest Digital (Norma)

Besonders interessant für Pegelmessungen bzw. Bestimmung der Kanaltrennung in der NF- und Stereomeßtechnik ist das 2-Kanal-Wechselspannungs-Millivoltmeter VP-9620 A, das von der Firma Telonic angeboten wird. Dieses elektronische Millivoltmeter vereinigt zwei Meßgeräte in einem Instrument, weil ein neuartiges Doppel-Drehspul-Meßwerk mit rotem und schwarzem Zeiger eingebaut wurde. Es kann überall dort eingesetzt werden, wo zwei Wechselspannungen im Bereich von 1 mV... 300 V (10 Hz... 100 kHz) gleichzeitig gemessen bzw. miteinander verglichen werden. Durch Tastendruck kann das Gerät von „Separat“- auf „Simultanmessung“ umgeschaltet werden. Man spart also ein zweites Anzeigegerät. Für beide Kanäle hat das Gerät Verstärkerausgänge zur Darstellung auf einem Sichtgerät bzw. zur Verwendung als Vorverstärker.

Bild 4. 50-MHz-Oszilloskop PM 3240 (Philips)

Oszilloskope

Das Gerät HM 712 von Hameg ist ein hochentwickeltes 2-Kanal-Oszilloskop für Labor und Service. Die Y-Bandbreite ist 0... 50 MHz, die max. Empfindlichkeit 5 mV_{eff}/cm. Die Zeitablenkung kann in 21 Bereichen zwischen 1,5 s... 20 ns/cm eingestellt werden. Die verwendete Rechteckröhre arbeitet mit einer Gesamtbeschleunigung von 12 kV. Das Schirmbild ist daher besonders hell und scharf. Sämtliche Versorgungsspannungen sind elektronisch stabilisiert, zahlreiches Zubehör ist lieferbar.

Das 10-MHz-Service-Oszilloskop IO-4530 von Heathkit ist eines der wenigen Einstrahl-Oszilloskope mit zwei Eingangskanälen. Der Y-Eingang hat eine Eingangsempfindlichkeit von 10 mV/cm. Für einen echten XY-Betrieb ist der Horizontaleingang ebenfalls geeicht. Die max. X-Eingangsempfindlichkeit beträgt 20 mV/cm. Die Zeitablenkung läßt sich zwischen 200 ms/cm und 200 ns/cm einstellen, jede Ablenkgeschwindigkeit nochmals um das Fünffache dehnen. Das Gerät hat eine digital gesteuerte Triggerschaltung und bietet damit hohen Bedienungskomfort. Es sind nur noch zwei Regler bzw. Schalter einzustellen: der Triggerpegelregler und der Polaritätsumschalter. Bei eingeschalteter Automatik erfolgt die Triggerung bei Nulldurchgang, während der Triggereinsatz bei Normalbetrieb mit dem Pegelregler auf jeden Punkt der 8 cm langen X-Achse des Bildschirms eingestellt werden kann. Außerdem besteht die Möglichkeit, verschiedene Arten von Triggersignalen nach Wahl darzustellen: X-Eingangssignal, Kurvenzug der Netzfrequenz oder das externe Triggersignal. Bei TV-Kopplung kann das Gerät mit dem Y-Anteil eines komplexen Videosignals getriggert werden.

Das kompakte 50-MHz-Oszilloskop PM 3240 von Philips (Bild 4) hat einen 8 cm × 10 cm großen Bildschirm und zwei eingebaute Zeitbasen. Um das Gewicht auf etwa 8 kg senken zu können, wurde unter anderem ein geschaltetes



Netzteil eingesetzt, so daß auf den schweren Netztransformator verzichtet werden konnte. Damit kann das Gerät ohne Umschalten bei fast jeder Netzspannung und Frequenz einschließlich Gleichspannung arbeiten. Alle Bedienungselemente sind in vier vertikalen Gruppen angeordnet – Kanal A, Kanal B, verzögerte Zeitbasis und Hauptzeitbasis – alle wichtigen Elemente liegen auf gleicher Höhe. Die Trennung der beiden Zeitbasen verhindert Zweideutigkeit und mögliche Bedienungsfehler. Alle Eingangsbuchsen wurden nach unten gelegt. Dadurch bleiben Bildschirm und Bedienungselemente frei von Kabeln. Besondere Aufmerksamkeit wurde auch auf die Triggerkontrollorgane gerichtet, sind sie nicht richtig eingestellt, so zeigt ein LED-„Alarm“ dies an.

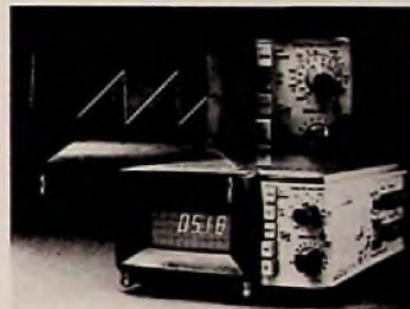


Bild 5. Oszilloskop 213 mit eingebautem Digitalmultimeter (Rohde & Schwarz Vertriebs GmbH)

Eine interessante Neukonstruktion ist das Minioszilloskop 213 von Tektronix (Bild 5), eine Kombination von Digitalmultimeter und Oszilloskop. Auf dem Bildschirm der Elektronenstrahlröhre können wahlweise der Meßwert des Multimeters in Zahlenform oder die oszillografische Messung in gewohnter Form dargestellt werden. Es handelt sich um ein 1-MHz-Einstrahl-Oszilloskop mit Batteriebetrieb, dessen 3 cm × 5 cm große Bildfläche auf Tastendruck wahlweise das darzustellende Oszillogramm oder die Ziffern bzw. die Charakter der 3 $\frac{1}{2}$ -stelligen Anzeige des Multimeters wiedergibt. Die Anzeige umfaßt max fünf Charakter auf 4 cm Breite, die Zahlen sind 1 cm hoch. Mit dem Digitalmultimeter sind Gleich- und Wechselspannungen von 0,1 V... 1000 V in fünf Bereichen bei einem Eingangswiderstand von 10 M Ω meßbar; die Auflösung beträgt 100 μ V bei einer Genauigkeit von 0,1% + 1 digit. Strom- (AC und DC von 0,1 mA... 1 A) und Widerstandsmessungen sind ebenfalls in fünf Bereichen möglich. Der Vertikalteil des

Oszilloskops ist zur Messung von Spannungen und Strömen in 14 geeichte Schritte aufgeteilt. Die größte Empfindlichkeit beträgt 5 mV/Teil bzw. 5 μ A/Teil, die max Eingangswerte betragen 800 V_s bzw. 3 A_s. Die Zeitablenkung überstreicht den Bereich von 2 μ s/Teil bis 500 ms/Teil, besitzt die Möglichkeit der Dehnung mit Faktor 5 und ist mit einer Triggerautomatik ausgestattet.

Geräte für den Fernsehservice

Der Zeilenselektor ZS 50 von Grundig (Bild 6) ist ein Zusatzgerät zum Oszilloskop MO 50 oder ähnlichen Geräten. Mit Hilfe dieses Zeilenselektors ist es möglich, den Spannungsverlauf einzelner Abschnitte komplexer Impulsfolgen am Oszilloskop abzubilden. Die digitale Verzögerung ist zwischen 1 und 999 Impulsen wählbar. In diesem Bereich läßt sich das Gerät auch als Frequenzteiler einsetzen. Insbesondere eignet sich der Zeilenselektor in Verbindung mit dem Oszilloskop zur Darstellung beliebiger Zeilen, Bildpunkte oder Bildabschnitte eines Fernsehbildes. Neben der digitalen Zeilenvorwahl ist eine analoge Verzögerungseinrichtung eingebaut, mit der sich der Triggerzeitpunkt des Oszilloskops innerhalb der vorgewählten Zeile kontinuierlich verschieben läßt. Zur Kennzeichnung der gewählten Zeile am Fernsehschirm liefert der Zeilenselektor einen abschaltbaren Markierungspfeil. Das Gerät ist mit einer eigenen Stromversorgung ausgestattet, so daß lediglich noch zwei abgeschirmte Kabel mit dem Sichtgerät zu verbinden sind.



Bild 6. Zeilenselektor ZS 50 für das Darstellen beliebiger Zeilen, Bildpunkte oder Bildabschnitte aus einem Fernsehbild (Grundig)

Der Farbgenerator 3360/1 von Nordmende (Bild 7) liefert als Farbttestsignale das Norm-Farbbalkentestbild. Neu hinzugekommen gegenüber dem Vorgängertyp ist das Vier-Vektoren-Testbild (U/V-Achsen) mit eingeblendeten Grau-



Bild 7. Farbgenerator „FG 3360/1“ (NordMende)

feldern für den Bildschirmabgleich. Zur Farbreinheitsprüfung ist eine Rottfläche vorgesehen, die durch einen Umschalter an der Rückwand auch auf Blau oder Grün programmiert werden kann. Zum Prüfen des Farbabschalters (color-killer) und der Verstärkungsregelung im Farb-ZF-Verstärker ist die Burstampplitude einstellbar. Durch eine Schaltstellung für den Norm-Burst werden Fehleinstellungen vermieden. Zur Konvergenzeinstellung dient ein quadratisches Gittermuster, das aus 19 senkrechten und 14 waagerechten Linien besteht. Abgeleitet hiervon ist ein Punktraster für Schärfe-Kontrolle und Einstellung. Neu ist auch das elektronische Kreistestbild mit einstellbarer Größe zur Prüfung der Bildgeometrie, einzublenden in alle Schwarz-Weiß-Testbilder. Für diese Zwecke steht außerdem ein Schachbrettmuster zur Verfügung. Der HF-Teil ist auf alle wichtigen Fernsehempfangskanäle im VHF-Bereich, Band I und III, sowie im UHF-Bereich, Band IV und V, exakt einstellbar. Über eine rückseitige Eingangsbuchse (BNC) kann ein fremdes Videosignal eingespeist (z. B. Kamera) und der Farbgenerator als HF-Modulator verwendet werden, auch der Tonträger ist extern modulierbar.

Antennenmeßgeräte

Die neuen Postvorschriften für Antennen-Anlagen gelten ab 1. April 1975. Damit sind Antennen-Meßgeräte unumgängliches Handwerkszeug des Antennenbauers. Nur so können die im Abnahmebericht der Bundespost geforderten Messungen durchgeführt werden.

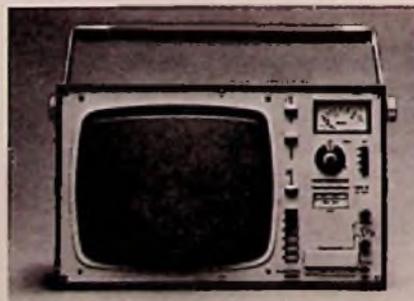


Bild 8. Fernsehprüfempfänger MFK 21 (Kathrein)

Der Fernsehprüfempfänger MFK 21 von Kathrein (Bild 8) eignet sich zur Messung des Antennenpegels und der Bildwiedergabe in den Fernsehbereichen I, III und IV/V nach CCIR-Norm. Gegenüber der bisherigen Ausführung des Herstellers ist das neue Gerät um etwa 30% kleiner geworden. Der Meßvorgang wird wesentlich beschleunigt durch Stationstasten, mit denen sechs Sender fest einprogrammiert werden können. Die Trommelskala zur Handabstimmung wird bei jedem Gerät einzeln geeicht. Die bisher schon gute Abschirmung konnte um weitere 20 dB verbessert werden. Eine spezielle Schaltung des Meßverstärkers macht die Pegelmessungen vom jeweiligen Bildinhalt völlig unabhängig, zudem können Bild- und Tonträger getrennt gemessen werden. Die Meßgenauigkeit beträgt ± 2 dB. Das Gerät kann wahlweise mit dem eingebauten Netzteil an 220 V oder an 12 V (extern) betrieben werden.

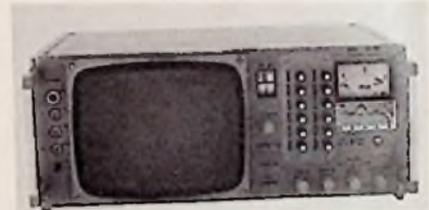


Bild 9. Antennenmeßgerät WA 01 (Wisi)

Das Antennenmeßgerät WA 01 von WISI (Bild 9) dient zur Messung der Bild- und Tonträgerpegel von Fernsehkanälen mit der Möglichkeit der gleichzeitigen Beurteilung der Bildqualität. Es gestattet weiterhin das Bestimmen des Rauschabstandes an Verstärkereingängen und das Messen der Trägerpegel im UKW-Bereich. Die Durchstimmbarkeit des VHF-Bereichs von 40 bis 300 MHz erlaubt das direkte Messen und die Bildkontrolle von FS-Kanälen im unteren und oberen Sonderbereich. In die zwölf Programmtasten kann für häufig zu wiederholende Messungen eine entsprechende Anzahl Trägerfrequenzen (Bildträger oder Bild- und Tonträger) eingespeichert werden. Dafür wird ein hochstabiler Meß-ZF-Verstärker mit logarithmischer Anzeige verwendet. Durch diese Technik wird erreicht, daß während der Pegelmessung ohne Umschaltung die Bildqualität beurteilt und die Antenne auf bestmöglichen Empfang eingestellt werden kann. Das Meßgerät läßt sich mit 220 V am Netz oder nach Umschalten über die eingebaute Batterie betreiben. Bei reinen Pegelmessungen kann zur Stromersparnis der Bild- und Tonteil des Gerätes abgeschaltet werden. Zum Aufladen der Batterie besitzt das Meßgerät ein eingebautes Ladegerät mit automatischer Ladespannungsbegrenzung.

Digitale Integrierte Schaltungen — Grundlagen und Begriffe

Ein ganz spezielles Teilgebiet der modernen Elektronik hat in den letzten Jahren immer mehr an Bedeutung gewonnen und in den verschiedensten Bereichen von Naturwissenschaft und Technik seine Anwendung gefunden: die Digitaltechnik mit ihren Integrierten Schaltungen, die auf den Gebieten der Industrie- und Unterhaltungselektronik, Elektrotechnik sowie Meß- und Funktechnik die Entwicklung nahezu revolutionär beeinflussten und zu dementsprechend spektakulären Ergebnissen führten. Die ständig zunehmende Verbreitung dieser digitalen integrierten Schaltungen (IS) führte nun dazu, daß sich plötzlich die unterschiedlichsten Vertreter der mit Elektronik und Elektrotechnik Beschäftigten — sei es der Einkäufer, Entwicklungsingenieur, Prüffeldtechniker, Vertriebsmann oder Servicetechniker — mit Begriffen wie IS bzw. IC, ROM, Logikpegel, TTL oder Anstiegszeit konfrontiert sehen. Begriffe, die zu der Zeit, als sie ihre Ausbildung absolvierten, praktisch noch gar nicht existierten. In diesem Beitrag soll daher versucht werden, ohne Anspruch auf absolute Vollständigkeit, einen kurzen Abriss über die gebräuchlichsten Begriffe dieser Technik zu geben.

Die Integrierte Schaltung

In der Umgangssprache des Elektroniklers wird meist nur noch die Kurzform IC (von integrated circuit) bzw. IS (Integrierte Schaltung) benutzt und dies bedeutet das Zusammenfassen einiger oder aller Komponenten einer elektronischen Schaltung in einer Bauelementeinheit. Werden sämtliche integrierten Komponenten auf einem einzigen Halbleiterplättchen (Chip) untergebracht, so spricht man von *monolithischen IS*. Für diese Art der Integration eignen sich besonders Dioden, Transistoren und Widerstände, da sich diese Bauelemente gut mit Planarprozessen realisieren lassen. Für Kondensatoren und ganz besonders Induktivitäten dagegen wäre der Flächenbedarf im Verhältnis zu den vorher genannten Bauteilen sehr hoch, so daß man meist auf deren Integration verzichtet und sie von außen zuschaltet. Die Vorteile der IS-Technik sind die hohe Packungsdichte der Komponenten, somit geringes Volumen und geringe Masse sowie der gemeinsame Temperaturgang der einzelnen Komponenten.

Analog und digital

In der Analogtechnik werden physikalische Größen, wie beispielsweise Druck oder Temperatur, in ein entsprechendes — also *analoges* — elektrisches Signal umgeformt und verarbeitet. Dieses analoge Signal hat immer einen kontinuierlichen Verlauf, da das Aus-

gangssignal stetig dem Eingangssignal folgt.

Bei der Digitaltechnik dagegen wird das Meß- oder Übertragungssignal zunächst durch Vielfache einer Grundeinheit quantisiert. Dann werden die ganzzahligen Vielfachen davon ausgezählt und entweder direkt ziffernmäßig angezeigt oder als zahlenmäßige Information übertragen. Aus dem englischen Wort für Ziffer entstand der Ausdruck digital für die numerische Darstellung, wobei man darunter außer den reinen Zahlen auch Buchstaben und Symbole versteht. Die Digitalinformation wird stets in codierter Form behandelt oder verarbeitet. In der Praxis besteht diese Codierung immer aus einer Kombination von nur zwei Signalen, weshalb man auch von der *binären* Darstellart spricht. Die beiden Signale der binären Codierung werden mit 0 und 1 oder L(Low) und H(High) bewertet und verfügen über den Vorteil, daß sich unter Anwendung der Booleschen Algebra unmittelbar arithmetische Rechenoperationen und logische Verknüpfungen ausführen lassen.

Logikpegel

Die beiden Signale 0 und 1 werden in der Digitaltechnik durch zwei verschiedene, *Logikpegel* genannte Spannungen, dargestellt, da sich mit Halbleiterschaltern die Spannung Null praktisch nicht realisieren läßt. Aufgrund der bei einem durchgeschalteten Steuertransi-

stor immer verbleibenden Restspannung läßt sich für die Logikpegel kein konkreter, eng tolerierter Wert angeben, sondern immer nur ein gewisser Spannungsbereich. Unterschieden werden die beiden Pegel „Low“ (L) und „High“ (H), die den beiden Ziffern 0 und 1 des Binärsystems zugeordnet werden.

Die Eingangspegel werden mit U_{IL} und U_{IH} (I von Input) und die Ausgangspegel mit U_{OL} und U_{OH} oder U_{QL} und U_{QH} (O oder Q von Output) bezeichnet. Für das Auslösen von Schaltvorgängen ist am Eingang das Ober- oder Unterschreiten einer bestimmten Schwellen- oder Ansprechspannung erforderlich. Ein H-Pegel U_{IH} bewirkt nur dann einen Schaltvorgang in einem bestimmten Bauelement, wenn er höher als die betriebsbedingte Ansprechschwelle ist. Für den L-Pegel U_{IL} gilt dagegen, daß er stets niedriger als die funktionell zu erwartende Abfallschwelle sein muß (Bild 1). Anderenfalls ergibt sich für die betreffende Schaltung ein Betriebszustand, der völlig unbestimmt ist.

Die betriebliche Ansprechschwelle U_{IHmin} und die betriebliche Abfallschwelle U_{ILmax} definieren den Fall, bei dem die ungünstigsten Verhältnisse herrschen: den *Worst-case*, der dann vorliegt, wenn bei einer bestimmten

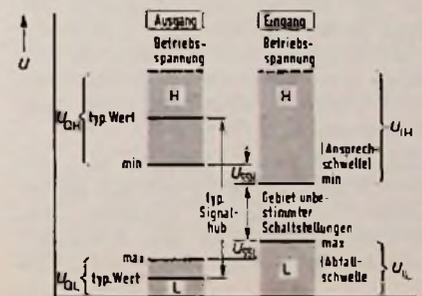


Bild 1. Ein- und Ausgangspegel digitaler Schaltungen

Umgebungstemperatur die niedrigste zulässige Betriebsspannung herrscht und an der zu untersuchenden Schaltung die maximal zulässige Belastung liegt.

Würde man für die Ansteuerpegel konkrete Werte in der Nähe von U_{IHmin} und U_{ILmax} festlegen, so würden schon die geringsten Schwankungen des Betriebszustandes eine Änderung des Schaltzustandes der betreffenden Schaltung verursachen. Deshalb ist stets ein bestimmter Sicherheitsabstand einzuhalten: ein H-Pegel, der garantiert höher als U_{IHmin} und ein L-Pegel, der niedriger als U_{ILmax} ist. Da aber der Ansteuerpegel für einen Eingang immer der Ausgangspegel U_{QH} oder U_{QL} des vorhergehenden Elementes ist,

wird vom IS-Hersteller für U_{QB} stets ein Minimalwert und für U_{QL} ein Maximalwert garantiert. Außerdem enthalten die Datenblattangaben einen typischen Wert, mit dem während der meisten Zeit des Betriebs gerechnet werden darf.

Statischer Störabstand

An jedem Anschluß einer Schaltung können Störspannungen auftreten und sich den Ansteuerspannungen überlagern. Dabei kann die Ansteuerspannung bis zum entgegengesetzten Logikpegel verschoben werden und zu Fehl-impulsen führen. Die Störspannung darf jedoch um so höher ausfallen, je größer der Abstand zwischen dem ansteuernden Ausgangspegel und dem anzusteuern den Eingangspiegel der nachfolgenden Schaltung ist. Deshalb wird die Differenz

$$U_{QHmin} - U_{JHmax} = U_{SSH} \text{ und} \\ U_{QLmax} - U_{JLmax} = U_{SSL}$$

als **statischer Störabstand (SS)** einer Schaltungsfamilie definiert.

Schaltzeiten

Wichtige Kenngrößen für die Beurteilung von IS sind die **Signalübergangszeit** und die **Signallaufzeit**.

Die Signalübergangszeit ist identisch mit den Begriffen Anstiegszeit und Abfallzeit (engl. Risetime t_r und Falltime t_f). Sie definiert die Zeitspanne, die beim Umschalten von H auf L (und umgekehrt) vergeht und wird gemessen zwischen dem 10%- und dem 90%-Wert der Amplitude eines Eingangs- bzw. Ausgangssignals (Bild 2).

Die Signallaufzeit wiederum ist identisch mit der in verschiedenen Datenblättern angegebenen Anstiegs- bzw. Abfallverzögerungszeit und kennzeichnet die Zeitspanne, die vergeht, ehe

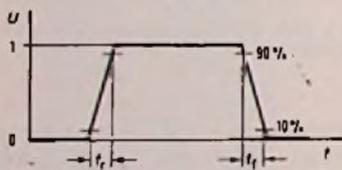


Bild 2. Definition der Anstiegszeit t_r und Abfallzeit t_f

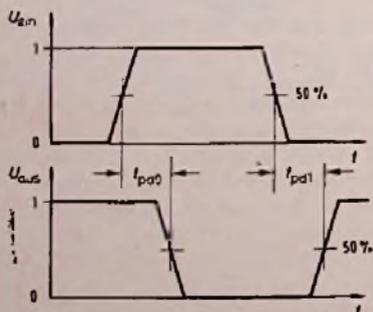


Bild 3. Definition der Anstiegsverzögerungszeit t_{nd0} und Abfallverzögerungszeit t_{nd1}

eine Eingangs-Impulsänderung auch am Ausgang wirksam wird. Gemessen wird diese Signallaufzeit als Zeitintervall zwischen dem 50%-Wert des Eingangssignals und dem zugeordneten 50%-Wert des Ausgangssignals (Bild 3). Alle genannten Zeiten liegen bei den heutigen Schaltungsfamilien im Nanosekunden-Bereich (ns-Bereich).

Belastung

Die Belastung von Digitalschaltungen bedarf einer besonderen Beachtung, da ein einzelner Ausgang oftmals mehrere Eingänge zugleich anzusteuern hat. Für den H-Zustand des Ausgangs macht das keine besonderen Schwierigkeiten, da sich die erforderlichen Stromstärken zur Ansteuerung mehrerer Gatter meist einfach realisieren lassen und die Belastung somit aus einem rein ohmschen Widerstand bestehen kann. Geht der Ansteuerpegel jedoch nach L, dann werden die Eingangsdiolen der nachfolgenden Schaltungen durchlässig und speisen in den sie ansteuernden Ausgang einen Strom, den sogenannten **Sinkstrom**, von etwa 1 mA, ein, d. h., der Ausgang wird zum Verbraucher, der einen Spannungsabfall verursacht, um dessen Wert sich dann der ursprüngliche L-Pegel erhöht. Ist der Ausgang auf sehr viele parallele Ausgänge verzweigt, dann kann es passieren, daß die obere zulässige Grenze von U_{IL} überschritten wird. Um dies zu verhindern, werden von den IS-Herstellern immer die maximal zulässige Ausgangsverzweigung oder der Ausgangslastfaktor F_Q – englisch **Fan-out** – angegeben. Zum Schutz des Eingangs gegen Überlastung durch mehrere parallel geschaltete Ansteuergerate dient dagegen die Angabe des Eingangslastfaktors F_I – englisch **Fan-in**.

Verknüpfungsschaltungen

Bei allen Digitalschaltungen handelt es sich um Schaltglieder, die beim Anlegen eines oder mehrerer Logikpegel an den oder die Eingänge einen bestimmten Schaltzustand, also Logikpegel, am Ausgang hervorrufen. Der Wert H oder L am Ausgang wird durch die Kombination der H- und L-Pegel an den Eingängen bestimmt. In der Digitaltechnik spricht man bei diesen Schaltgliedern von den sogenannten **Verknüpfungsschaltungen**, deren einfachste Variante die NOT-Verknüpfung ist, auch Inverter genannt. Die NOT-Verknüpfung arbeitet mit nur je einem Ein- und Ausgang und invertiert den jeweiligen Eingangspiegel, aus L wird H und umgekehrt. Bei den übrigen Verknüpfungen, wie beispielsweise UND (AND), ODER (OR), NICHT-UND (NAND) und NICHT-ODER (NOR) sieht die Abhängigkeit des Ausgangspiegels von den verschiedenen Kombinationen der Eingänge aber nicht mehr so einfach

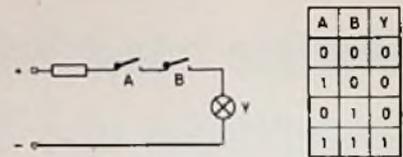


Bild 4. Symbolische Darstellung einer UND-Schaltung und Wahrheitstabelle

aus, weshalb es zu jeder Verknüpfungsschaltung eine sogenannte **Wahrheitstabelle** (engl.: truth table) gibt. Sie sagt aus, welcher Ausgangspegel H oder L zu einer bestimmten Eingangspiegelkombination gehört. In Bild 4 ist eine UND-Verknüpfung symbolisch dargestellt. Die Wahrheitstabelle daneben läßt erkennen, daß die Lampe Y nur leuchtet, wenn die Kontakte A und B geschlossen sind.

Zur mathematischen Behandlung der Schaltoperationen in der Digitaltechnik bedient man sich der bereits oben einmal erwähnten Booleschen Algebra. Sie befaßt sich mit Größen, die nur die beiden Binärzustände „0“ und „1“ annehmen können.

Klappschaltungen mit Speicherverhalten

Darunter versteht man alle bistabilen Klappschaltungen oder auch Flipflop genannt, die nach Verschwinden des Ansteuersignals ihren Schaltzustand so lange beibehalten oder speichern, bis ein neues Signal den gegenwärtigen Zustand bestätigt oder ein Umkippen in den entgegengesetzten Zustand verursacht. Die meisten Varianten dieser Schaltungen kippen jedoch nur dann in den entgegengesetzten Schaltzustand, wenn an einem besonderen Eingang ein Taktsignal erscheint, wodurch Fehlschaltungen durch Störimpulse weitgehend vermieden werden. Den Taktimpuls liefert ein Generator, der das gesamte System steuert und auch die Bezeichnung **Clock** trägt.

Schaltungsfamilien

Die Digitaltechnik teilt die integrierten Schaltungen ihrem Aufbau entsprechend in Familien ein, die neben den Grundschaltgliedern noch eine Reihe weiterer Funktionen, wie Speicherelemente, Übergangsglieder usw. enthalten. Innerhalb dieser Familien stimmen die Daten wie Betriebsspannung und Logikpegel sowie die Größenordnung der Schalt- und Signallaufzeit überein, so daß die verschiedenen Elemente einer Familie ohne zusätzliche Bauelemente untereinander verbunden werden können. Die Verknüpfung verschiedener Familien erlauben die Übergangsglieder.

Grundsätzlich werden die IS-Familien in vier große Gruppen eingeteilt:

Kollektorgekoppelte Schaltungen

Bei den Schaltungsfamilien dieser Gruppe wird die logische Funktion

durch das Zusammenschalten oder Verknüpfen der Kollektorkreise erzeugt. Zu dieser Gruppe gehören die DCTL (direktgekoppelte Transistor-Logik), RTL (Widerstands-Transistor-Logik) und die RCTL (Widerstand-Kondensator-Transistor-Logik).

Als Beispiel dieser Gruppe sei die **Widerstands-Transistor-Logik** herausgegriffen, da sie als eine der ersten Schaltungsfamilien gilt. In Bild 5 ist die charakteristische Eingangsschaltung eines NAND-Gatters mit den Widerständen und dem Schalltransistor dargestellt. Die RTL hat den Nachteil, daß die Ausgangsspannung stark von der Ausgangsbelastung, also von der Anzahl der nachgeschalteten Eingänge, abhängt. Außerdem ist bei dieser Logikart mit geringem Unterschied von Niveau „0“ zu Niveau „1“ der minimale Störabstand ebenfalls klein und damit besonders temperaturabhängig.

Eingangsggekoppelte Schaltungen

Die logische Funktion wird durch Verknüpfung in einem am Eingang befindlichen Gatter erzielt. Schaltungsfamilien dieser Gruppe sind die DTL (Dioden-Transistor-Logik), TTL (Transistor-Transistor-Logik), DTLZ (Dioden-Transistor-Logik mit Z-Diode), CTL (Komplementär-Transistor-Logik) und die VTL (Variable-Schwellspannungs-Logik), die eine Variante der DTL-Technik darstellt. Wegen ihrer weiten Verbreitung soll aus dieser Gruppe der Schaltungsfamilien kurz auf die DTL- und TTL-Technik näher eingegangen werden.

Dioden-Transistor-Logik

In der Eingangsschaltung (Bild 6) wurden die Widerstände der RTL durch

Dioden ersetzt, wodurch der hohe Leistungsverbrauch der ohmschen Eingangsteiler erheblich reduziert wurde. Neben der höheren Störsicherheit verfügt die DTL-Technik über den Vorteil, daß die Zahl der Gattereingänge einer integrierten Schaltung durch Zuschalten äußerer Dioden beliebig erweiterbar ist. Für Einsatzfälle bei denen mit sehr hohen Störspannungsspitzen gerechnet werden muß, läßt sich durch Einsatz von Z-Dioden im Eingang die Störsicherheit weiter erhöhen. Diese Variante der DTL wird auch als DTLZ bezeichnet. Die heute jedoch am meisten verbreitete Schaltungsfamilie ist die

Transistor-Transistor-Logik

Bei dieser Technik ersetzen die Emitter-Basisstrecken eines speziellen Multi-Emitter-Transistors die Dioden der DTL (Bild 7). Die Verwendung eines einzigen Transistors mit Mehrfach-Emitter hat den Vorteil, daß die bei Einsatz vieler einzelner Eingangstransistoren auftretenden parasitären Kapazitäten ausgeschaltet werden. Die Ausgangsschaltung besteht aus einem in Gegentakt geschalteten Transistorpaar, das auch in gewissen Grenzen kapazitiv belastbar ist.

Auch von dieser Schaltungsfamilie gibt es mehrere, auf verschiedene Anwendungsfälle abgestimmte, Varianten: So enthält zum Beispiel die sogenannte Three State Logic (TSL, Dreizustands-Logik) außer den beiden Schaltstellungen L und H noch eine dritte, nämlich „aus“, bei der beide Transistoren der Gegentaktendstufe gesperrt sind.

Die Schottky-TTL ist dadurch charakterisiert, daß parallel zu den Basis-Kollektor-Strecken aller Transistoren eine

Schottky-Diode geschaltet ist, die aus einem metallischen Anschluß für die Basis und der N-dotierten Kollektorschicht besteht. Außerdem sind alle Eingänge eines Gatters zum Schutz gegen Überspannungen über eine derartige Schottky-Diode mit Masse verbunden. Durch die Dioden über der Basis-Kollektorstrecke konnte die Signallaufzeit der herkömmlichen TTL bei gleichbleibender Leistungsaufnahme nahezu halbiert werden.

Eine andere Weiterentwicklung der TTL-Technik ist die Low-Power-Schottky-TTL, die sich durch besonders geringen Leistungsverbrauch charakterisiert.

Durch besonders hohe Störsicherheit zeichnet sich die Transistor-Transistor-Transistor-Logik (TTTL oder T³L) aus. Mit Erhöhung der Umschaltswelle ergibt sich für beide Logikzustände eine gleich hohe statische Störsicherheit, welche der von CMOS-Schaltungen gleichgesetzt werden kann.

Emittergekoppelte Schaltungen

Die Schaltungsfamilien dieser Gruppe ergeben logische Funktionen durch Verknüpfung im Emitterkreis. Die Eingangsschaltungen in Differenzverstärkertechnik (Bild 8) unterbinden die Sättigung der Transistoren, wodurch hohe Schaltgeschwindigkeiten erreicht werden. Beispiele dieser Gruppe sind die ECL (Emittergekoppelte Logik), CML (Strom-Logik), EECL (Emitter-Emittergekoppelte Logik) sowie die symmetrische emittergekoppelte Logik SECL.

Wegen der geringen Störsicherheit und des relativ hohen Leistungsverbrauchs ist die Anwendung dieser Gruppe hauptsächlich auf schnell arbeitende Unter-systeme von Elektronenrechnern oder Systeme der Hochfrequenztechnik beschränkt.

MOS-Schaltungen

Die MOS-Technik (Metal Oxid Semiconductor) ist eine neue Art zur Herstellung integrierter Digital-schaltungen, sie unterscheidet sich wesentlich von der herkömmlichen bipolaren Technologie. Man verwendet Feldeffekt-Transistoren mit isoliertem Gate (MOSFET oder IGFET) als Schaltelemente, die sich vor allem durch extrem geringen Leistungsverbrauch auszeichnen. Man unterscheidet zwischen der nicht sehr schnellen P-Kanal-Technik, der schnelleren N-Kanal-Technik und der komplexeren MOS-Logik (COS-MOS oder auch CMOS). Außerdem wird noch zwischen statischen und dynamischen COS-MOS-Schaltungen unterschieden. Der Unterschied besteht darin, daß die statischen Schaltungen wie bipolare Logiken arbeiten, während die dynamischen das Signal in Form einer Ladungsmenge in der Gate-Kapazität speichern. In Bild 9 ist die Prinzipschaltung einer COS-MOS-Schaltung dargestellt.

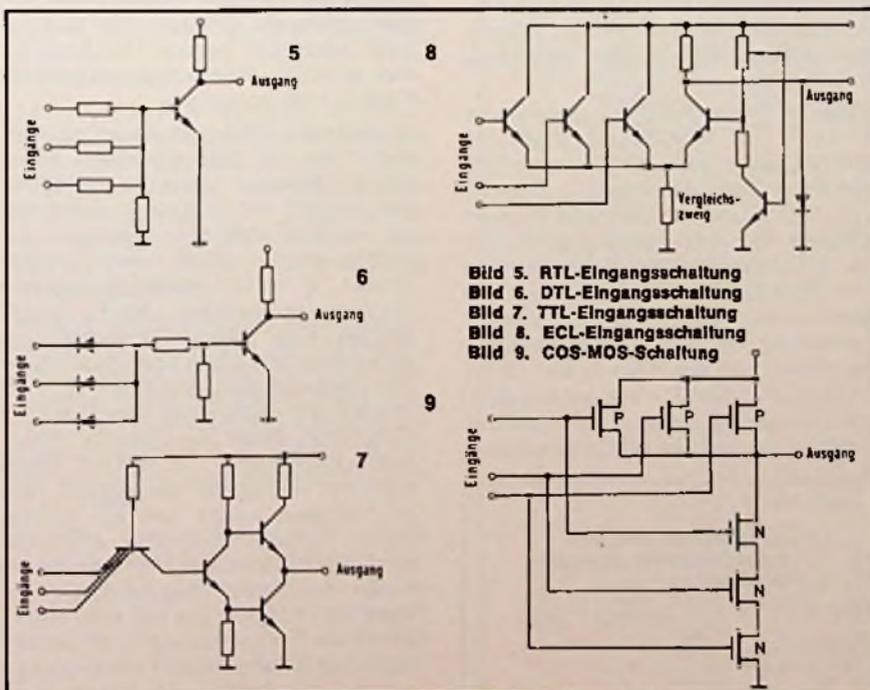


Bild 5. RTL-Eingangsschaltung
 Bild 6. DTL-Eingangsschaltung
 Bild 7. TTL-Eingangsschaltung
 Bild 8. ECL-Eingangsschaltung
 Bild 9. COS-MOS-Schaltung

Zweiweg-Gleichrichter mit Operationsverstärker

Ein Nachteil vieler Gleichrichterschaltungen ist ihre Nichtlinearität in Verbindung mit einem niedrigen Eingangswiderstand bei kleinen Spannungen. Durch Verwendung von Abgleichwiderständen kann zwar die Linearität verbessert werden, eine Erhöhung des Eingangswiderstandes ist ohne Empfindlichkeitsverlust jedoch nicht möglich. Die nachfolgend beschriebene Gleichrichterschaltung zeichnet sich durch einen hohen Eingangswiderstand aus bei sehr guter Linearität der Gleichrichtung, ohne daß eine zusätzliche Verstärkerstufe zur Pegelanhebung notwendig wäre. Für die Genauigkeit der Absolutwertbildung sind lediglich drei abgegliche Widerstände verantwortlich.

Viele Wechselspannungsmeßgeräte arbeiten mit Mittelwertgleichrichtung. Dazu wird das Meßsignal durch Umpolen der negativen Halbwelle zunächst gleichgerichtet und dann daraus der arithmetische Mittelwert gebildet. Es sind verschiedene Schaltungen mit Operationsverstärkern bekannt, die eine Absolutwertbildung mit hoher Genauigkeit vornehmen. Durch Einbeziehung der Dioden in den Gegenkopplungszweig tritt der Spannungsabfall an den Dioden nach außen hin nicht mehr auf. Somit lassen sich auch kleine Signalspannungen noch linear gleichrichten.

Die meisten Gleichrichterschaltungen haben jedoch einen niedrigen Eingangswiderstand, bedingt durch die Summierwiderstände, so daß eine Impedanzwandlerstufe vorgeschaltet werden muß, um zu einem hohen Eingangswiderstand zu gelangen. Dies wird jedoch in der beschriebenen Schaltung auch vermieden, da deren

Eingangswiderstand nur durch den Gleichtakteingangswiderstand eines Operationsverstärkers bestimmt wird. Dieser liegt bei Operationsverstärkern mit bipolaren Transistoren in der Eingangsstufe in der Größenordnung von Megaohm und mit Feldeffekttransistoren noch höher.

In der Schaltung wird eine Zweiweggleichrichtung erreicht, indem man das Vorzeichen der Verstärkung der Gesamtschaltung über einen Diodenschalter abhängig von der Polarität des Eingangssignales ändert. Das Ausgangssignal bleibt so stets nach einer Polarität hin gerichtet bei gleichem Verstärkungsfaktor für beide Halbwellen des Eingangssignales. Das Vorzeichen der Gesamtverstärkung wird dadurch geändert, daß über die Dioden D 1 und D 2 die Verbindung zwischen dem Ausgang des OPV 1 und den beiden Eingangsklemmen des OPV 2 umgeschaltet wird. Positive Eingangssignale erscheinen auch am Ausgang des OPV 1 mit derselben Polarität, so daß Diode D 1 gesperrt und Diode D 2 im Durchlaß betrieben wird. Das Signal liegt damit am nichtinvertierenden Eingang des OPV 2, womit sich auch in diesem Verstärker teil ein positiver Verstärkungsfaktor ergibt. Der Verstärkungsfaktor der gesamten Schaltung wird durch die drei Widerstände R 1, R 2 und R 3 im Gegenkopplungszweig bestimmt. Am Ausgang des OPV 2 stellt sich die Spannung U_2 ein, die an dem Widerstand R 3 eine Spannung hervorruft, die gleich der Eingangsspannung U_1 ist. Für den Fall der positiven Halbwelle der Eingangsspannung ergibt sich somit ein Verstärkungsfaktor von $U_2/U_1 = n$. Durch den Kondensator C 1 wird eine Phasenkompensation bewirkt, um ein Schwingen des gegengekoppelten Verstärkers zu vermeiden.

Negative Eingangssignale bringen die Diode D 1 in leitenden Zustand und sperren die Diode D 2. Der OPV 1 steuert so den invertierenden Eingang des OPV 2, da der nichtinvertierende Eingang über den Widerstand R 4, der zur Kompensation des Einflusses von Offsetstromschwankungen dient, mit Masse verbunden ist. Die Spannungsverstärkung des in sich gegengekoppelten OPV 2 hat den Wert n . Der OPV 1 ist über die Diode D 1 voll gegengekoppelt und arbeitet lediglich als Impedanzwandler mit der Spannungsverstärkung

gleich eins. Es ergibt sich dadurch für negative Eingangssignale eine Gesamtverstärkung von $U_2/U_1 = -n$.

Das bedeutet also, daß sowohl für positive als auch für negative Eingangssignale der Betrag der gesamten Spannungsverstärkung gleich n ist, daß aber das Vorzeichen des Verstärkungsfaktors mit der Polarität des Eingangssignales wechselt, wobei in der dargestellten Schaltung das Ausgangssignal stets positiv gerichtet ist.

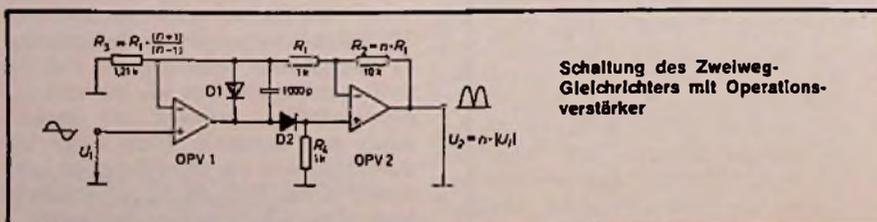
Die Leistung dieser Schaltung wird durch die Genauigkeit der Gegenkopplungswiderstände und durch die Eigenschaften der verwendeten Operationsverstärker beeinflusst. Ein sorgfältiger Abgleich der Offsetspannungen ist vorzunehmen, damit bei sehr kleinen Eingangsspannungen kein Unterdrückungseffekt auftritt. Mit den angegebenen Widerstandswerten kann eine maximale Eingangsspannung von 1 Volt in beiden Polaritäten verarbeitet werden bei einer Spannungsverstärkung um den Faktor $n = 10$ Msl.

Nach Graeme, J.: Full-wave rectifier needs only three matched resistors. Electronics, August 8, 1974, S. 104

Computer-Funk

Die kybernetische Insel in Hannover, deren Aufgabe die Untersuchung und Realisierung einer rechnergesteuerten Fracht- und Transportabwicklung im Raume Hannover ist, muß als ein richtungsweisendes Projekt der Bundesbahn angesehen werden. Von besonderem Interesse ist hier die sogenannte Funknachrichten-Schleife.

In gewissen Fällen ist es erforderlich, sich frei im Operationsfeld bewegende Menschen (Operationsfeld/Rangierbahnhof) für Aufgaben, die ihnen aus vielerlei Gründen nicht von der Rechenanlage abgenommen werden können, in einen zentral gesteuerten Vorgang einzubeziehen. Hierfür wurde speziell eine Technik entwickelt, mit deren Hilfe Menschen über Funk durch den Rechner geführt werden können. Der Mensch bildet einen integrierenden Bestandteil dieser sogenannten „Funknachrichtenschleife“; er ist mit einem tragbaren Funkgerät ausgerüstet, das so konzipiert wurde, daß ein direkter Dialog Mensch-Computer ermöglicht wird. Die Dateneingabe erfolgt mittels dieser tragbaren Eingabestation per Funk. Die Ausgabe der Rechner an den Menschen erfolgt analog, d. h. gesprochen, die Eingabe vom Funkgerät digital über eine Tastatur. E. H.



Integrierter Spannungsregler

Der monolithische integrierte Spannungsregler CA 723 von RCA kann sowohl für Serien- und Parallel-Spannungsregelung als auch für die getastete Spannungsregelung und zur Temperaturregelung verwendet werden.

Der Baustein bietet eine Reihe vorteilhafter Eigenschaften:

- die geregelte Ausgangsspannung ist zwischen 2 V und 37 V einstellbar, und zwar bei Ausgangsströmen bis zu 150 mA,
- positive und negative Spannungen können geregelt werden,
- mit einem externen Regeltransistor können Ausgangsströme bis 10 A erzielt werden,
- Kurzschlußschutz am Eingang und am Ausgang,
- Last- und Netzspannungsschwankungen werden bis auf 0,03 % ausgeglet,
- geringer Ruhestromverbrauch,
- hohe Temperaturstabilität.

Bild 1 zeigt die Blockschaltung des Spannungsreglers. Jeder Baustein enthält einen temperaturkompensierten Referenzspannungsverstärker, einen Fehlersignalverstärker, einen Serien- und Regeltransistor und eine Strombegrenzerschaltung. Zwei typische Kennlinien, die Auskunft über die Regeleigenschaften des Bausteins geben, sind in den Bildern 2 und 3 dargestellt.

Anwendungsbeispiele

Bild 4 zeigt eine Schaltung mit Kurzschlußstrom-Rückregelung. Die geregelte Ausgangsspannung beträgt 5 V, die Ausregelung von Netzspannungsschwankungen ($\Delta U_E = 3 V$) 0,5 mV, die Ausregelung von Lastschwankungen ($\Delta I_L = 10 mA$) 1 mA und der Kurzschlußstrom 20 mA.

In der Regelschaltung für positive Spannungen mit externem PNP-Regeltransistor (Bild 5) ist die geregelte Ausgangsspannung ebenfalls 5 V. Die Ausregelung von Netzspannungsschwankungen ($\Delta U_E = 3 V$) beträgt 0,5 mV und die von Lastschwankungen ($\Delta I_L = 1 A$) 5 mV.

Negative Spannungen können mit der Schaltung (Bild 6) geregelt werden (geregelte Ausgangsspannung -15 V). Die Ausregelung von Netzspannungsschwankungen ($\Delta U_E = 3 V$) beträgt 1 mV und die von Lastschwankungen ($\Delta I_L = 100 mA$) 2 mV.

In Bild 7 ist eine erdfreie Regelschaltung für positive Spannungen dargestellt. Ihre geregelte Ausgangsspannung ist 50 V. Netzspannungsschwankungen ($\Delta U_E = 20 V$) werden bis 15 mV und Lastschwankungen ($\Delta I_L = 50 mA$) bis 20 mA ausgeglet. Die Widerstände R1 und R2, die noch zu dimensionieren sind, können nach der im jeweiligen Schaltbild eingesetz-

ten Formel oder nach Empfehlungen des Herstellers festgelegt werden (sie liegen im kΩ-Bereich). Die Referenzspannung U_{REF} beträgt ungefähr 7 V. Der Baustein wird sowohl im Dual-in-Line-Gehäuse als auch im TO-5-Gehäuse angeboten. Dabei ist zu beachten, daß im TO-5-Gehäuse keine Z-Diode enthalten ist. Sie muß extern am Anschluß U_0 dazugeschaltet werden.

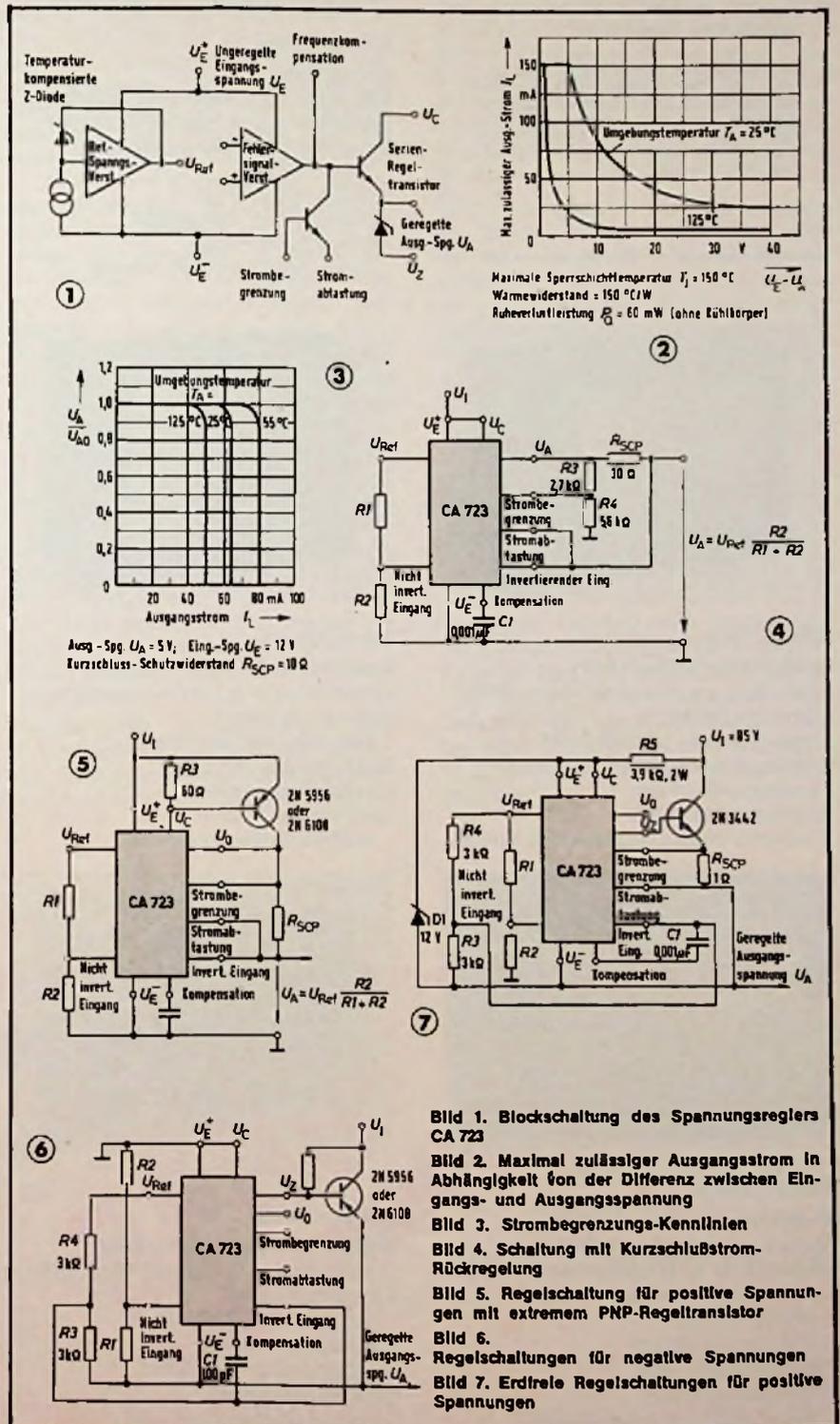


Bild 1. Blockschaltung des Spannungsreglers CA 723

Bild 2. Maximal zulässiger Ausgangsstrom in Abhängigkeit von der Differenz zwischen Eingangs- und Ausgangsspannung

Bild 3. Strombegrenzungskennlinien

Bild 4. Schaltung mit Kurzschlußstrom-Rückregelung

Bild 5. Regelschaltung für positive Spannungen mit externem PNP-Regeltransistor

Bild 6. Regelschaltungen für negative Spannungen

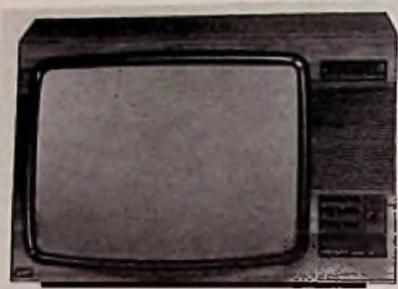
Bild 7. Erdfreie Regelschaltungen für positive Spannungen

FT-Neuhelten-Schau

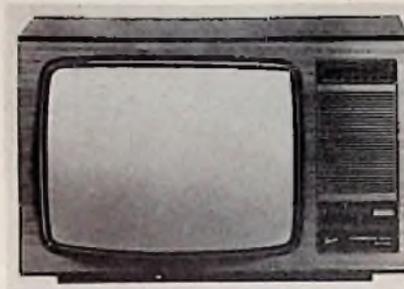
Farbfernseh- Empfänger

(Bildschirm über 50 cm)

Die genannten Endverkaufspreise wurden von der FT-Redaktion ermittelt und stellen Durchschnittswerte dar. Bei Geräten, die erst nach Redaktionsschluß in den Handel kommen, beruhen die genannten Endverkaufspreise auf Schätzungen.



Marke: Graetz
Modellname:
Reichsgraf color electronic 2648 H
Erstlieferung a. d. Handel: April 1975
Unverbindliche Preisempfehlung:
2158/2198 DM
Bilddiagonale: 66 cm
Fernbedienung: Ultraschall
Gehäuseausführung:
Dekor Nußbaum oder Altweiß



Marke: Graetz
Modellname:
Fährlich color sensor 2541
Erstlieferung a. d. Handel: April 1975
Unverbindliche Preisempfehlung:
1479/1519 DM
Bilddiagonale: 51 cm
Fernbedienung: nein
Gehäuseausführung:
Dekor Nußbaum oder Altweiß



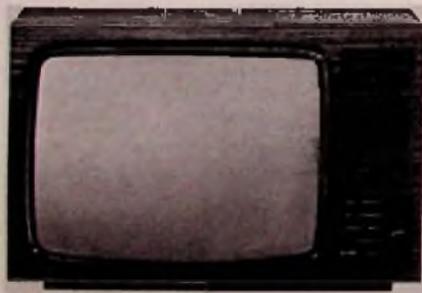
Marke: G.E.C.
Modellname: Colour 10001
Erstlieferung a. d. Handel: April 1975
Endverkaufspreis:
liegt bei etwa 1900/2000 DM
Bilddiagonale: 67 cm
Fernbedienung: nein
Gehäuseausführung:
amerikanisches Nußbaumholz-Furnier



Marke: Grundig
Modellname: Super-Color 2252 R
Erstlieferung a. d. Handel: Mai 1975
Endverkaufspreis:
liegt bei etwa 1800 DM
Bilddiagonale: 56 cm
Fernbedienung: nein
Gehäuseausführung:
nußbaumfarben oder weiß



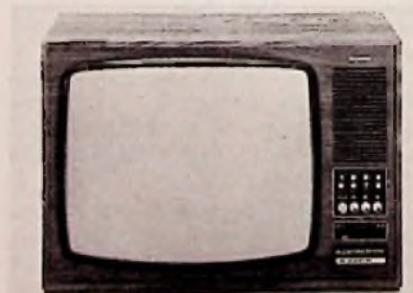
Marke: Philips
Modellname: Goya 562
Erstlieferung a. d. Handel: April 1975
Endverkaufspreis:
liegt bei etwa 2200 DM
Bilddiagonale: 66 cm
Fernbedienung: nein
Gehäuseausführung: hellmatt oder
weiß-seidenmatt (Paneel anthrazit)



Marke: Graetz
Modellname:
Kornett color electronic 2647
Erstlieferung a. d. Handel: April 1975
Unverbindliche Preisempfehlung:
2109/2149 DM
Bilddiagonale: 66 cm
Fernbedienung: nein
Gehäuseausführung:
Dekor Nußbaum oder Altweiß



Marke: Grundig
Modellname: Super-Color 2222
Erstlieferung a. d. Handel: März 1975
Endverkaufspreis:
liegt bei etwa 2000 DM
Bilddiagonale: 56 cm
Fernbedienung: Ultraschall
Gehäuseausführung:
nußbaumfarben oder weiß



Marke: Siemens
Modellname:
Bildmeister FC 503 superelectronic
Erstlieferung a. d. Handel: Mai 1975
Endverkaufspreis:
liegt bei etwa 1950 DM
Bilddiagonale: 56 cm
Fernbedienung: nein
Gehäuseausführung:
Nußbaum-Dekor hell

Neues Grundig-Haus in München

Die südbayerische Grundig-Niederlassung wurde innerhalb der Landeshauptstadt von der Tegernseer Landstraße in die Werinherstraße verlegt. Zur Eröffnung am 14. Mai 1975 konnte Direktor Gerhard Jürgen Schulz etwa 400 Gäste begrüßen. Zur Hauptsache waren dies Fachhändler sowie Vertreter der Stadt München und der Landesregierung, an ihrer Spitze Ministerpräsident Dr. Alfons Goppel.

Wie der Leiter der Niederlassung, Dipl.-Kaufmann Gerhard Jürgen Schulz, in seiner Ansprache erklärte, war für die Wahl des neuen Standortes die verkehrsgünstige Lage ausschlaggebend gewesen: Das 12 000 qm große Grundstück verfüge über einen Gleisanschluß, sei für den Straßenverkehrsteilnehmer leicht erreichbar und liege in Nähe zweier S-Bahnhöfe. Aufgabe der südbayerischen Unternehmenszentrale sei es, den Funk-Fachhandel zwischen Ingolstadt und Garmisch-Partenkirchen optimal zu betreuen.

Unter der Leitung von Direktor Schulz bemühen sich 126 Mitarbeiter, davon 110 in München — der Rest in den neuen Filialen Augsburg und Landshut — um 750 Groß- und Einzelhändler.

Durch die Eingangshalle des neuen Gebäudes hat man Zutritt zur Verkaufsabteilung, Reparatur-Annahme und zum Ersatzteillager. Im Souterrain befindet sich ein attraktiver Ausstellungsraum, in dem jedermann die betriebsbereiten Geräte der Grundig-Produktion

testen kann, bevor er sie beim Fachhandel kauft. Musikliebhaber können im angrenzenden Hi-Fi-Studio Stereo- und Quadrogeräte ausprobieren.

Im 1. Stock des Verwaltungsgebäudes liegt das Schulungszentrum, in dem neben regelmäßigen Techniker-Schulungen das Verkaufspersonal sein Training absolviert. Der 2. Stock ist der Geschäftsleitung und der Verwaltung vorbehalten. Das Technische Büro des Geschäftsbereiches Elektronik ist im 2. Obergeschoß untergebracht, ihm obliegt der Vertrieb von Gütern der professionellen Elektronik an Industrie, Institute und Behörden. In einem anschließenden Ausstellungsraum wird das Grundig-Meßgeräteprogramm vorgestellt.

Die Werkstätten bilden den Übergang vom Verwaltungsbereich zum Lager. Jede der Artikelgruppen Fernsehen, Rundfunk sowie Tonband- und Diktiergeräte hat eigene Kundendiensträume. Reparaturen und Ersatzteilbeschaffung können so schnell und zuverlässig erledigt werden. Für die Kunden der Niederlassung stehen ober- und unterirdisch 100 Parkplätze zur Verfügung. Die Kommunikation zwischen Handel und Sachbearbeitern des Hauses erleichtert eine Fernsprechanlage mit der Möglichkeit der Direktwahl an jeden Arbeitsplatz.

Direktor Josef Stoffels, Grundig-Vorstandsmitglied, erläuterte die derzeitige Marktposition des Unternehmens: Der Konzern habe im Geschäftsjahr

1974/75 seinen Umsatz allen Widrigkeiten zum Trotz weltweit nochmals um 18% auf knapp 2,1 Milliarden DM gesteigert. Im Inland wurde ein Plus von 24% auf 1,17 Milliarden DM erzielt. Ende März 1975 waren weltweit 32 500 Personen für Grundig tätig, 4% mehr als ein Jahr zuvor. Davon arbeiteten 23 500 im Inland, 9000 im Ausland. Von der Funkausstellung erhofft Josef Stoffels verkaufsfördernde Impulse. Über das gesamte Geschäftsjahr betrachtet, erwartet der Grundig-Aufsichtsrat kleinere Zuwachsraten als die Jahre zuvor und damit eine Verschlechterung der Ertragslage, zumal die kalkulatorisch notwendigen Preiserhöhungen aufgrund der gespannten Marktsituation schwer durchzusetzen seien.

Grußworte sprachen Ministerpräsident Dr. Goppel, der drei Farbfernsehgeräte für ein Altenheim entgegennehmen konnte, Franz Sackmann, Staatssekretär im Bayerischen Staatsministerium für Wirtschaft und Verkehr, Ingenieur Friedrich Ruf, Gesellschafter und Geschäftsführer der Wilhelm Ruf KG, München sowie der Einzelhändler Fritz Möst.

qbw

Berichtigung:

Der Autor des Beitrages „Vielseitiger Allwellen-Funkempfänger für 70 kHz... 30 MHz“, Heft 9/1975, S. 236...238, ist nicht Dipl.-Ing. Rainer Schindler, sondern Manfred Eckardt Weissbäcker. Der Verfasser ist Mitarbeiter der Siemens AG im Zentrallabor für Nachrichtentechnik, München.

BERU-INFORMATION · BERU-INFORMATION · BERU-INFORMATION · BERU-INFORMATION

Wußten Sie schon, daß...

- ... BERU 1912 gegründet wurde
- ... BERU bei den führenden Automobilherstellern in der Erstausrüstung ist
- ... BERU 25% der Lohnkosten für Prüfungen und Kontrollen aufwendet
- ... BERU-Produkte in 110 Ländern verkauft werden

**BERU-
Information**

- ... für BERU der Fachgroßhandel wichtigster Handelspartner ist
- ... BERU zu den Besten gehört. Bei Zündkerzen, Glühkerzen, Funkentstörmittel

BERU, 714 Ludwigsburg



BERU-INFORMATION · BERU-INFORMATION · BERU-INFORMATION · BERU-INFORMATION

FT-Neuheiten-Schau

Schwarz-Weiß-Portables

(Bildschirm unter 46 cm)

Die genannten Endverkaufspreise wurden von der FT-Redaktion ermittelt und stellen Durchschnittswerte dar. Bei Geräten, die erst nach Redaktionsschluß in den Handel kommen, beruhen die genannten Endverkaufspreise auf Schätzungen.



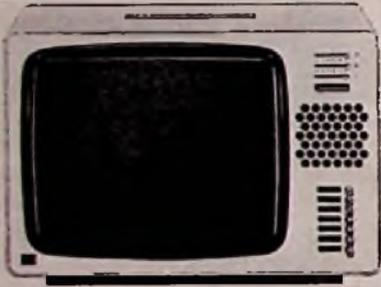
Marke: Siemens
Modellname: Alpha FK 532
 Erstlieferung a. d. Handel: Okt. 1975
 Endverkaufspreis:
 könnte vielleicht bei 450 DM liegen
 Bilddiagonale: 31 cm
 Stromquellen: Netz oder 12 V_~ (extern)
 Gewicht: 7,5 kg

FT-Neuheiten-Schau

Farbfernseh-Empfänger

(Bildschirm unter 50 cm)

Die genannten Endverkaufspreise wurden von der FT-Redaktion ermittelt und stellen Durchschnittswerte dar. Bei Geräten, die erst nach Redaktionsschluß in den Handel kommen, beruhen die genannten Endverkaufspreise auf Schätzungen.



Marke: ITT Schaub-Lorenz
Modellname: Studio 1705
 Erstlieferung a. d. Handel: April 1975
 Unverbindliche Preisempfehlung:
 599/628 DM
 Bilddiagonale: 44 cm
 Stromquellen: Netz
 Gewicht: ca. 13,5 kg



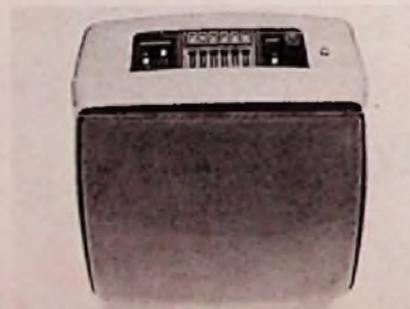
Marke: Siemens
Modellname: Alpha FK 535
 Erstlieferung a. d. Handel: März 1975
 Endverkaufspreis:
 liegt bei etwa 600 DM
 Bilddiagonale: 44 cm
 Stromquellen: Netz oder 12 V_~ (extern)
 Gewicht: 12 kg



Marke: Grundig
Modellname: Super-Color 1610
 Erstlieferung a. d. Handel: März 1975
 Endverkaufspreis:
 liegt bei etwa 1400 DM
 Bilddiagonale: 42 cm
 Gerätetiefe über alles: 41 cm
 Gehäuseausführung:
 Kunststoff weiß, gelb oder rot



Marke: Philips
Modellname: Philetta SL 413
 Erstlieferung a. d. Handel: Mai 1975
 Endverkaufspreis:
 liegt bei etwa 500 DM
 Bilddiagonale: 31 cm
 Stromquellen: Netz oder 12 V_~ (extern)
 Gewicht: 9,5 kg



Marke: Siemens
Modellname: Alpha FK 536
 Erstlieferung a. d. Handel: März 1975
 Endverkaufspreis:
 liegt bei etwa 620 DM
 Bilddiagonale: 44 cm
 Stromquellen: Netz oder 12 V_~ (extern)
 Gewicht: 12 kg

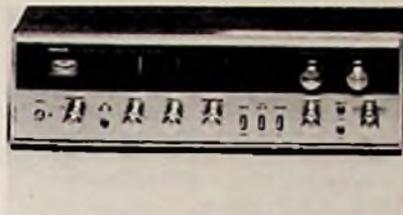


Marke: Philips
Modellname: Raffael Color 435
 Erstlieferung a. d. Handel: März 1975
 Endverkaufspreis:
 liegt bei etwa 1900 DM
 Bilddiagonale: 46 cm
 Gehäusetiefe über alles: 38 cm
 Gehäuseausführung: Kunststoff

FT-Neuheiten-Schau

Hi-Fi-Receiver

Die genannten Endverkaufspreise wurden von der FT-Redaktion ermittelt und stellen Durchschnittswerte dar. Bei Geräten, die erst nach Redaktionsschluß in den Handel kommen, beruhen die genannten Endverkaufspreise auf Schätzungen.



Marke: Nikko
Modellname: STA 5050
 Erstlieferung a. d. Handel: März 1975
 Endverkaufspreis:
 liegt bei etwa 850 DM
 Bereiche: UKW, MW
 Nennleistung an 4 Ohm: 2 x 30 W
 Quadro: nein

FT-Neuheiten-Schau

Hi-Fi-Kombinationen

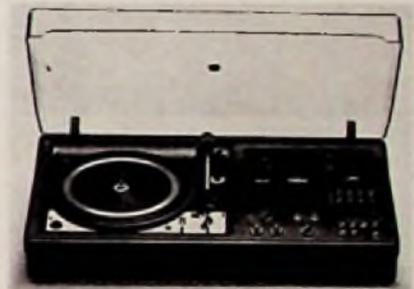
Die genannten Endverkaufspreise wurden von der FT-Redaktion ermittelt und stellen Durchschnittswerte dar. Bei Geräten, die erst nach Redaktionsschluß in den Handel kommen, beruhen die genannten Endverkaufspreise auf Schätzungen.



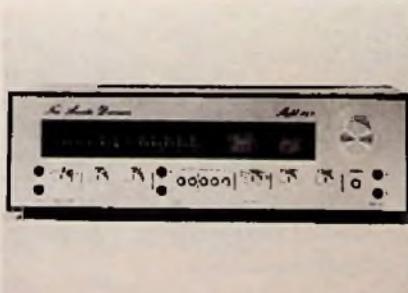
Marke: New Acoustic Dimension
Modellname: Model 140
 Erstlieferung a. d. Handel: März 1975
 Endverkaufspreis:
 liegt bei etwa 1000 DM
 Bereiche: UKW, MW
 Nennleistung an 8 Ohm: 2 x 35 W
 Quadro: quasi



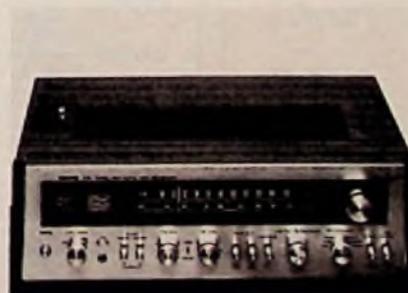
Marke: Nikko
Modellname: STA 7070
 Erstlieferung a. d. Handel: März 1975
 Endverkaufspreis:
 liegt bei etwa 1050 DM
 Bereiche: UKW, MW
 Nennleistung an 4 Ohm: 2 x 50 W
 Quadro: nein



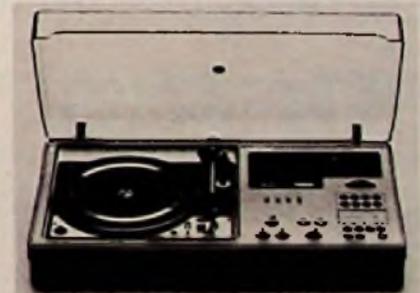
Marke: Wega
Modellname: studio 3230 hifi
 Erstlieferung a. d. Handel: Mai 1975
 Endverkaufspreis:
 liegt bei etwa 1300/1400 DM
 Kombination aus:
 Tuner, Plattenspieler, Verstärker
 Nennleistung an 8 Ohm: 2 x 25 W
 Quadro: nein



Marke: New Acoustic Dimension
Modellname: Model 160 a
 Erstlieferung a. d. Handel: März 1975
 Endverkaufspreis:
 liegt bei etwa 1500 DM
 Bereiche: UKW, MW
 Nennleistung an 8 Ohm: 2 x 55 W
 Quadro: quasi



Marke: Nikko
Modellname: STA 8080
 Erstlieferung a. d. Handel: März 1975
 Endverkaufspreis:
 liegt bei etwa 1300 DM
 Bereiche: UKW, MW
 Nennleistung an 4 Ohm: 2 x 65 W
 Quadro: nein



Marke: Wega
Modellname: studio 3231 hifi
 Erstlieferung a. d. Handel: April 1975
 Endverkaufspreis:
 liegt bei etwa 1600/1650 DM
 Kombination aus:
 Tuner, Plattenspieler, Verstärker
 Nennleistung an 8 Ohm: 2 x 30 W
 Quadro: nein

Aktivitäten

Zusammenarbeit AEG-Telefunken/SGS-Ates auf dem Gebiet integrierter TV-Schaltungen

AEG-Telefunken und SGS-Ates, Mailand, haben ihre technische Kooperation auf dem Gebiet integrierter Schaltungen für Fernsehgeräte bekanntgegeben. Beide Firmen haben fortschrittliche Technologien entwickelt, deren Know-how und Produktspektrum sich in vielen Fällen gegenseitig ergänzen. Um den Entwicklungsaufwand zu rationalisieren, haben sich AEG-Telefunken und SGS-Ates auf gleiche aktuelle Funktionsbausteine für Fernsehempfänger geeinigt und sind nun in der Lage, der Fernsehgeräte-Industrie weltweit einen vollständigen Bestückungssatz integrierter und diskreter Halbleiterbauelemente mit garantiertem Zweitersteller anzubieten.

Ein erstes Beispiel für diese Zusammenarbeit ist die von beiden Unternehmen hergestellte integrierte Schaltung TDA 440. Sie ist als ZF-Verstärker für derzeit produzierte Schwarz-Weiß- und Farbfernsehempfänger bestimmt. Sie übernimmt folgende Funktionen: geregelter ZF-Verstärker, Synchrondemodulator, Video-Verstärker mit positivem und negativem Ausgang, gesteuerte Regelung, verzögerte Regelspannungserzeugung für PNP-Tuner. Weitere wichtige technische Eigenschaften dieser integrierten Schaltung sind: hohe Verstärkung und Linearität, niedrige Intermodulationsverzerrung, minimaler ZF-Restträger an den Video-Ausgängen und 8 MHz Bandbreite, die den Einsatz auch in Fernsehgeräten für die französische Fernsehnorm ermöglicht. Die geringe Anzahl erforderlicher externer Bauelemente für die TDA 440 ermöglicht die Realisierung sehr kompakter Verstärker, wie sie die heutige Modul-Technik fordert.

Jubiläen und Veränderungen bei AKG

Die AKG (Akustische- und Kino-Geräte GmbH), München, besteht in diesen Tagen 20 Jahre. Ungefähr 10 Jahre, nachdem in Wien Dr. Rudolf Görike und Ernst Pless die AKG gründeten, wurde im Mai 1955 die AKG in München, zunächst als BRD-Zweigniederlassung, ins Leben gerufen. Untrennbar verbunden

mit AKG München ist der Name ihres Mitbegründers und Geschäftsführers, Dipl.-Ing. Hans Gemperle, der Ende 1975 seine 25jährige Zugehörigkeit feiern kann.

Außerdem weist die AKG auf Veränderungen innerhalb ihrer Gebietsvertretungen hin: Für Berlin wurde Gundolf Espeter, Berlin, als neuer Werksvertreter bestellt; neuer AKG-Vertreter für den Düsseldorfer Raum ist das Unternehmen Herbert Dahm KG, Düsseldorf.

Neues Lieferverzeichnis von Schwalger

Im Katalog 1975 für Verstärker, Antennen und Zubehör von der Christian Schwaiger KG, Langenzeen, sind nun auch Antennenverstärker enthalten, die - HF-dicht abgeschirmt - den neuen Bestimmungen der Post entsprechen. Weiter sind im Lieferprogramm Vorverstärker für Gemeinschaftsanlagen, elektronische Antennen-Umschalter, Rundfunk- und Fernsehzimmerantennen, Außenantennen für alle Bereiche sowie einbaufertige UKW-MW-Autosuper mit und ohne Cassettenspieler.

Veränderungen bei Nordmende

Bei der Norddeutschen Mende Rundfunk KG, Bremen, hat im Bereich elektronische Meß- und Prüfgeräte Albrecht Kissel (48) die Leitung übernommen. Kissel, bisher Geschäftsführer von Cannon Elektrik, bringt dafür reichhaltige Erfahrungen mit. Dipl.-Ing. Gottfried Hentschel, langjähriger Leiter der Entwicklung bei Nordmende und seit 1971 für das Patent- und Lizenzwesen verantwortlich, wurde nun auch mit der Leitung des Bereichs Entwicklung beauftragt. Edwin R. Oloff, der bisherige Verantwortliche, scheidet „im gegenseitigen Einverständnis“ bei Nordmende aus.

Neuer Bauelemente-Katalog

In verbesserter Fassung stellt Sasco München den Katalog für elektronische Bauelemente 75/76 Interessenten zum Preis von DM 9,80 + Versandkosten zur Verfügung. Der Katalog umfaßt etwa 18 000 Bauelemente auf über 500 Seiten.

Neues von Rhode & Schwarz

In der Ausgabe Nr. 69 (1975) der Firmenzeitschrift „Neues von Rhode & Schwarz“ wurden ausführlich die Hannover-Messe-Neuheiten besprochen. Hingewiesen sei außerdem auf die Beiträge VHF/UHF-Empfangseinrichtung ET 001, Kfz-Schallpegelmessgerät ELMOT, Präzisions-Tonfolgergenerator SSN/SSN-Z, TV-Betriebsüberwachungsanlage und weiterhin auf den sehr umfangreichen Informationsteil.

HIFI-Sonderangeboten

Rank Arena R 5000 Quadro, 2x 70 W + Lenco L 78 mit System + 2-all-Akustik-Boxen, 80 W, komplett DM 1548,-

Rezeiver

Braun regie 520	DM 1485,-	Onkyo TX 440	DM 988,-
Wega 3130	DM 948,-	Onkyo TX 666	DM 1348,-
Marantz 2245	DM 1550,-	Marantz 4245	DM 1878,-
Marantz 2270	DM 1830,-	Marantz 4270	DM 2258,-

Plattenspieler

Lenco L 78 mit System	DM 365,-	Die große Quadro-Anlage von Braun
Lenco L 85 mit AND VLM	DM 635,-	CSQ 1020 Quadro-Vorverstärker +
National SL 1300 mit		CE 1020 Tuner + Boxen LV 720 mit
Ortofon F 15	DM 748,-	Endstufe + CD 4 Demodulator, kom-
Thorens TD 165		plett
mit System	DM 348,-	oder
Thorens TD 160		CES 1020 Tuner-Vorverstärker +
ohne System	DM 398,-	Boxen LV 720 mit 60-W-Verstärker
Dual 701 mit Shure V 15		DM 2100,-
Typ III	DM 860,-	

Weitere günstige Angebote führen wir von: ADC, AKAI, BRAUN, DUAL, ELAC, HECO, KEF, KOSS, Lenco, LUXMAN, MICRO, NATIONAL, ONKYO, PHILIPS, PIONEER, RANK ARENA, REVOX, ROTEL, SANSUI, SCHAUB LORENZ, SENNHEISER, SHURE, SONY, MARANTZ, TELEFUNKEN, THORENS, UHER, WARFEDALE, WEGA.

Fordern Sie unsere 8seitige Gesamtpreisliste an. Schutzgebühr DM 1,- (in Briefmarken).

HIFI-STUDIO Volker Zeltner, 75 Karlsruhe-Durlach, Pforzheimer Str. 16/18 Tel. (07 21) 40 11 35, Mo.-Fr. 9-18 Uhr, Sa. 9-12 Uhr. Eigener Fachservice

TRIO-Meßgeräte

		Preis o. Mwst.	Preis inkl. MwSt.
CS-1351	Breitband-Oszillograf, DC-10 MHz, 10mV/cm, mit Tastkopf PC-17	850,-	934,50
CS-1554	Zweikanal-Oszillograf, DC-10 MHz, 10 mV/cm, mit 2 Tastköpfen PC-12 und Meßleitung CA-36	1490,-	1653,90
CS-1558	Zweikanal-Oszillograf, DC-5 MHz, mit 2 Tastköpfen PC-17	1395,-	1548,45
CS-1557	Breitband-Oszillograf, DC-10 MHz, 10 mV/cm mit Tastkopf PC-17	880,-	976,80
CO-1303 A	Oszillograf, DC-1,5 MHz, 20 mV/cm	398,-	441,78
CO-1504	Breitband-Oszillograf, DC-10 MHz, 1 mV/cm	925,-	1026,75
CO-1505	Oszillograf, DC-1,5 MHz, 20 mV/cm	690,-	765,90
CO-1506	Oszillograf, DC-1,5 MHz, 20mV/cm	695,-	771,45
CO-1530 A	XY-Oszillograf, DC-100 kHz	780,-	865,80
PR-601	Stabilisiertes Gleichspannungsnetzgerät, 0-25 V/1 A	449,-	498,39
PR-602	Stabilisiertes Gleichspannungsnetzgerät, 0-25 V/3 A	495,-	549,45
PR-651	Stabilisiertes Netzgerät, Strom/Spannung 0-18 V/1,5 A	549,-	609,39
PR-652	Stabilisiertes Netzgerät, Strom/Spannung 0-18 V/3 A	649,-	720,39
PR-653	Stabilisiertes Netzgerät, Strom/Spannung 0-35 V/1,5 A	594,-	659,34
PR-654	Stabilisiertes Netzgerät, Strom/Spannung 0-35 V/3 A	795,-	882,45

Sämtliche Preise verstehen sich frei Station, abzüglich 3 Prozent Skonto. Versand erfolgt gegen Vorauskasse oder Nachnahme.



F.T.E. FUNK-TECHNIK-ELECTRONIC GMBH

8 München 70, Zegglinstraße 1, Tel. (089) 78 94 40 und 78 94 50
Wir liefern alle Amateurfunkgeräte sowie sämtliches Zubehör.

Bauteile und Geräte

MOSFET-Tetroden BF 905 und BF 900 mit monolithischen Gate-Schutzdioden für VHF- und UHF-Tuner

Zwei interessante MOSFET-Tetroden hat Texas Instruments herausgebracht, die geeignet sind, die Eigenschaften von VHF- und UHF-Tunern zu verbessern. Die N-Kanal-Silizium-MOSFET-Tetrode BF 905 ist speziell für Vor- und Mischstufen in kreuzmodulationsfesten UHF-Fernsehtunern und nachrichtentechnischen Geräten bis 100 MHz geeignet. Die Tetrode enthält monolithische Gate-Schutzdioden und ist deshalb gegenüber Spannungsspitzen unempfindlich; das bietet insbesondere für die Geräte-Serientfertigung erhebliche Vorteile. Mit dieser Tetrode lassen sich UHF-Tuner hinsichtlich Kreuzmodulation, Rauschen, Selektivität, Regelhub und Spiegelfrequenzsicherheit erheblich verbessern. Bei gleichzeitiger Verwendung der MOSFET-Tetrode BF 900 im VHF-Tuner ergeben sich identische Regelkennlinien zwischen 50, 200 und 800 MHz.

Der Feldeffekttransistor BF 900 ist ebenfalls eine neue N-Kanal-Silizium-Tetrode. Sie ist für VHF- und UKW-Tuner geringer Eigenrauschzahl und hoher Leistungsverstärkung bestimmt. Gleichzeitig lassen sich mit ihr in den Vor- und Mischstufen dieser Tuner hohe Empfindlichkeit und gute Großsignaleigenschaften erreichen. Außerdem werden Kreuzmodulationsverhalten, Spiegelfrequenzsicherheit und Regelhub verbessert. Wichtig ist noch, daß infolge der geringen Rückwirkungskapazität von nur 0,025 pF eine hohe Stabilität auch ohne Neutralisation erreicht wird.

Feste Dämpfungsglieder

EMC Technology baut nach eigenen Angaben die kleinsten Dämpfungsglieder für OC... 18 GHz. Es werden alle Dämpfungswerte von 1... 20 dB in 1-dB-Schritten angeboten. Die Belastbarkeit der Dämpfungsglieder der Serie 4400 wird mit 1 W bei 25 °C angegeben (Betriebstemperaturbereich -55... +150 °C). Das Gehäuse ist aus passiviertem antimagnetischem Stahl, die Steckerkontakte sind aus Beryllium-Kupfer vergoldet. Mit den gleichen elektrischen Daten sind die Dämpfungsglieder in einem SMA-Flansch-Steckergehäuse für MIC, Stripline und Lötanschluß lieferbar.

Tantal-Nitrid-Dünnschicht-Chips

Interessante Bauteile sind die neuen Chip-Widerstände von Semi-Films Techn. Corp., die nur einen Bond-Vorgang erfordern. Der zweite Anschluß wird mit der Rückseite hergestellt. Die Dünnschicht-Chips (0,5 mm × 0,5 mm) werden in den Bereichen von 10 Ω... 5,1 MΩ in drei Toleranzreihen (5%, 10%, 20%) angeboten. Das Ta-Nitride-Dünnschicht-Verfahren (Metall-Stickstoff-Verbindung) auf Si gestattet Arbeitsspannungen bis 100 V und eine Leistung von 0,25 W. Die Chips eignen sich für Hybridschaltungen, für Optoelektronik sowie als interne Strombegrenzungswiderstände in LEDs.

Gepolte Relais für 12-V-Steuerspannung

Die ITI bieten über ihren Deutschland-Vertreter gepolte, im feuerhemmenden Epoxy XR-5126 vergossene Relais an, deren Kontakte für 28 V... 1000 V max. bzw. 1 mA... 500 mA ausgelegt sind. Je nach Kontakttyp liegt der Isolationswiderstand zwischen 10⁹ und 10¹⁰ Ω. Sie eignen sich besonders für eine Direktbestückung auf Leiterplatten.

Allbandempfänger QR-666

Der von Kenwood konzipierte Allbandempfänger QR-666 erfüllt alle Bedingungen, die anspruchsvolle Kurzwellenhörer an einen Weltempfänger stellen. Das Gerät zeichnet sich durch hohe Eingangsempfindlichkeit und Trennschärfe sowie vielseitige Empfangsmöglichkeiten und Betriebsarten aus. FETs in den Eingangs-, Misch- und Pufferstufen sorgen für Kreuzmodulationssicherheit und Nebenwellenfreiheit und somit für klare, unverzerrte Wiedergabe. Das Gerät verfügt über insgesamt sechs Empfängerbereiche: LW (170... 410 kHz), MW (525... 1250 kHz) und vier KW-Bereiche von 10 m... 80 m (3,5... 30,0 MHz), in denen neben den wichtigsten Amateurbändern auch alle kommerziellen KW-Rundfunkbänder enthalten sind. Für die Amateurbänder ist eine zusätzliche Bandspreizung vorhanden. Ein UKW-Nachrüstsatz zum Empfang des UKW-Rundfunkbereichs von 88... 108 MHz kann eingesetzt werden. Der mehrfach abgestimmte Eingangskreis garantiert eine Empfindlichkeit von 1 µV im 80-m-Band bei AM, CW- und SSB-Empfang, 3 µV im MW- und LW-Rundfunkband und 5 µV im UKW-Bereich. Der stufenlos regelbare BFO ermöglicht auch den Empfang von Einseitenband (SSB) und Telegraphiesendern. Mit der eingebauten AM-Rauschsperrung ist es möglich, Übersee-KW-Stationen genau so deutlich wie europäische Sender zu empfangen. Der weite Langwellenbereich gestattet nicht nur den Frequenznormal-Sender Droitwich (200 kHz) zu empfangen, sondern auch Schiffsfunk, Küstenfunkstationen, Navigations-Funkbaken usw. lassen sich einwandfrei wiedergeben.

MULTITECH-SKYWATCH AIR-BAND von 108 bis 136 MHz

Dieser kleine Flugfunk-Empfänger paßt in jede Hosentasche. Gerätegröße: 11×7×3,5 cm, AM-Demodulator, 8-Ohm-Lautsprecher, 350 mW, Teleskopantenne, Ohrhörer, Superhet, 8 Transistoren, 3 Dioden, Trageschleife, 9-Volt-Batterie.

Preis: 64,50 DM inkl. MwSt, Ausland 58,10 DM. Auslandsvertreter für alle EWG-Länder gesucht. Sonderpreise für Luftsportvereine und Händler.

RUBACH-ELECTRONIC
2000 Hamburg 19, Postfach 76 93
Telefon (040) 8 50 53 59



Infrarot-Nachtsichtgerät

Modell EH 60
Reichweite ca 350 m
Zub. Akku, Ladegerät
Preis DM 2218,-
Wir liefern: Minisender-Aufspergeräte, Kugelschreibermikrofone, Körperschalleinrichtungen
Fordern Sie gegen DM 3,- in Briefmarken-Katalog an.



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

Ich möchte Ihre überzähligen

RÖHREN und TRANSISTOREN

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

MÜTER BMR 5
hergestellt mit der höchsten Erfahrung in der regeneriertechnik

Regeneriergerät. Drei verschleißfreie Regenerierstufen. Jede Bildröhre wird mit Erfolg aus Überregeneriert (Zell- o. Stromautomatik) Salzlösung gelöst werden entfernt.

Mit Netz, Emissionprüfer, Emissionmessung, Kennlinienaufnahme, Schlußmessungen mit dem Instrument, Heizstrommessung extern. Störig einstellbare Ugl-3 0 bis -200 V.

Preis des Gerätes mit allen Adaptern
440,55 DM
11% 48,45 DM
489,- DM

Lief. durch den Großhandel oder direkt vom Hersteller.

Ulrich Mütter

S/W 110° S/W 70° S/W 90° Trinitron S/W Miniatur Color Dünnschicht Color Dünnschicht 90° und 110° Color-Schaltmasse-Röhren für Portablen

ULRICH MÜTER, Spezialhersteller f. Bildröhren-Meß-Regeneratoren
4333 Qer-Erkenschwick · Berliner Platz 11 · Telefon 0 23 68 / 68 60

Persönliches



A. F. Eilken †

In der Nacht zum 15. Mai 1975 hat der Tod August Friedrich Eilken, Leiter der Valvo-Pressestelle, im 55. Lebensjahr unerwartet aus unserer Mitte gerissen. In seiner Persönlichkeit vereinigten sich die Liebe des Ingenieurs zur Technik und die Freude des Journalisten und Redakteurs an der Publizistik in selten zu findender Harmonie. Diese Ausgewogenheit, verbunden mit hohen menschlichen Werten, haben den Lebensweg und die Arbeit unseres geschätzten Kollegen

Eilken bestimmt. Er hat es verstanden, der im In- und Ausland anerkannte Mittler zwischen einem großen Industrieunternehmen und der technischen Fachpresse zu sein. Eine nicht einfache Aufgabe, wenn man an die sich oft geradezu überschlagenden Fortschritte auf dem sehr komplexen Gebiet der aktiven und passiven Bauelemente und insbesondere der Halbleiterbauelemente denkt. Seine Fähigkeit, Gegenwartswissen in die Sprache der Medien umzusetzen, hat seiner Pressearbeit viele Erfolge gebracht. Man kann von Eilken sagen, daß er auf dem Gebiet der technischen Publizistik geradezu einen Valvo-Stil kreiert hat – gekennzeichnet durch objektive und sachliche Information, logische Entwicklung neuer Gedankengänge und einen gepflegten sprachlichen Stil.

Der Hochfrequenz- und Rundfunktechnik galt schon während der Gymnasialzeit Eilkens besonderes Interesse. Nach dem Ingenieurstudium – vom Kriegsdienst unterbrochen – war er als Leiter einer Rundfunk-Reparaturwerkstatt und eines hochfrequenztechnischen Entwicklungslabors tätig. Seine journalistische Arbeit begann 1948 mit dem Eintritt in die Redaktion des Radio-Verlags Ing. H. Zimmermann, Hamburg. Der berufliche Lebensweg führte Eilken dann 1955 als Pressereferent zu Valvo. Dieses vielseitige Arbeitsgebiet hat ihn immer wieder fasziniert und seine Arbeit beflügelt. Aus vielen Gesprächen mit Mitarbeitern des Hauses kristallisierten sich bei ihm die Ideen für die Weitergabe neuer Erkenntnisse und Entwicklungen an die technische Fachwelt.

Wir haben Abschied nehmen müssen von einem geschätzten Kollegen und guten Freund. Wir haben ihm zu danken für zwei Jahrzehnte kollegialer und freundschaftlicher Zusammenarbeit. Wir werden A. F. Eilken und seine Verdienste um die technische Publizistik niemals vergessen. W. Roth

H. Nelting trat in den Ruhestand

Dr. Heinz Nelting, Prokurist und Hauptabteilungsleiter der Philips GmbH, Unternehmensbereich Elektronik-Industrie, Hamburg, trat nach 25jähriger Tätigkeit bei Philips am 30. April 1975 in den Ruhestand und schied zum gleichen Zeitpunkt aus gesundheitlichen Gründen aus dem Hause Philips aus.

Nelting studierte an der Universität seiner Heimatstadt Hamburg Mathematik, Physik und Meteorologie, promovierte 1939 zum Dr. rer. nat. und widmete sich ab 1942 dem Aufbau und der Leitung des Georg-Simon-Ohm-Instituts der Universität Heidelberg, das sich mit Spezialproblemen der Hochfrequenztechnik beschäftigte. Den deutschen Philips-Unternehmen gehörte Dr. Nelting seit 1950 an. Nach kurzer Tätigkeit als Efa-Ingenieur im Filialbüro Hamburg der Deutschen Philips GmbH wurde er in die Vertriebsabteilung Industrie-Elektronik der da-

maligen Elektrospezial GmbH berufen. Seit Gründung der Philips Elektronik Industrie GmbH, Hamburg, betreute er dort die technischen und kommerziellen Belange und war darüber hinaus Leiter der Hauptabteilung Audio-Video-Technik in Schifffahrt und Marine im nationalen und internationalen Bereich. Der Fachwelt ist Nelting unter anderem durch zahlreiche Veröffentlichungen und Vorträge bekanntgeworden sowie durch seine aktive Mitarbeit in verschiedenen Verbänden.



A. F. Woltjes 65 Jahre

Am 21. Mai 1975 hat Anton F. Woltjes, kaufmännischer Direktor der Firma Eugen Beyer, Elektrotechnische Fabrik, Heilbronn, das 65. Lebensjahr vollendet. Fast gleichzeitig – es fehlen nur wenige Monate – kann das Geburtstagskind auch auf dreißig Jahre erfolgreicher Tätigkeit in der Mikrofon- und Phonobranche zurückblicken. Er hat in diesen drei Jahrzehnten den vielleicht entscheidendsten technischen Wandel in diesem Industriezweig miterlebt: den Übergang von der konventionellen Schwachstrom- und Nachrichtentechnik

zur hochentwickelten Elektronik, die wesentliche Voraussetzung für den heutigen hohen Stand der Studio- und Hi-Fi-Technik war und ist.

Der in Norden (Ostfriesland) geborene A. F. Woltjes war nach seiner kaufmännischen und technischen Ausbildung zunächst in der Eisen- und Stahlindustrie tätig. Nach dem Zweiten Weltkrieg führte sein Weg ihn 1945 dann zu Professor Sennheiser und sein „Labor W“. Vor zehn Jahren übernahm Woltjes die kaufmännische Leitung des Hauses Beyer Dynamic, Deutschlands ältester Spezialfirma zur Herstellung von Mikrofonen und akustischen Geräten. In diesem Zeitraum hat er nicht nur den weltweiten Ruf der Produkte des Hauses bewahrt, sondern auch ihren Marktanteil erheblich verbessert.

Neue Fachliteratur

Einige der nachfolgend angekündigten Bücher werden demnächst ausführlich besprochen.

Hochfrequenzmeßtechnik

Meßverfahren und Meßgeräte von R. Mäusl UNI-Taschenbücher Bd. 319, 213 Seiten, 159 Abb. und 3 Tabellen, Preis DM 16,80.

Stochastische Signale und Ihre Anwendung

von G. Ehrenstrasser UNI-Taschenbücher Bd. 377, 103 Seiten, 76 Abb. und 2 Tabellen, Preis DM 16,80.

Netzwerke der Nachrichtentechnik

von G. Ledig UNI-Taschenbücher, Bd. 320, 186 Seiten, 61 Abb. und 5 Tabellen, Preis DM 14,80. Dr. Alfred Hüthig Verlag Heidelberg 1974.

Einführung in die Fernsehtechnik

Band 1: Grundlagen, Bildaufnahme, Bildwiedergabe, Übertragung, Farbfernsehsysteme; von Dr.-Ing. Wolfgang Dillenburger, 4. überarbeitete und erweiterte Auflage, 408 Seiten, 357 Abb., 4 Farbtafeln, Preis DM 79,-, Fachverlag Schiele & Schön GmbH, Berlin 1975.

Hüthig und Pflaum

Verlag GmbH & Co., München/Heidelberg

Elektrische Nachrichtentechnik

I. Band: Grundlagen, Theorie und Berechnung passiver Übertragungsnetzwerke

Von Dozent Dr.-Ing. Heinrich Schröder
1974. 650 Seiten. Mit 392 Abbildungen, 7 Tabellen, 536 Formeln, 48 Rechenbeispielen und 97 durchgerechneten Aufgaben. Ganzleinen DM 47,-

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

Von Dozent Dr.-Ing. Heinrich Schröder
1974. 603 Seiten. Mit 411 Abbildungen, 14 Tabellen, 48 Rechenbeispielen und 60 Aufgaben. Ganzleinen DM 47,-

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

Von Dozent Dr.-Ing. Heinrich Schröder
Dozent Dipl.-Ing. Gerhard Feldmann
Dozent Dr.-Ing. Günther Rommel
1973. 764 Seiten. Mit 549 Abbildungen, 59 Rechenbeispielen und 22 Aufgaben. Ganzleinen DM 52,50

Der I. Band umfaßt unter anderem die Abschnitte Resonanzkreise, Übertrager, Leitungen, Vierpole, Modulation und Überlagerung sowie Antennen und Bandfilter.

Der II. Band behandelt Elektronenröhren und Transistoren. Nach einer Einführung in die physikalische Wirkungsweise werden die Eigenschaften von Röhren und Transistoren an Prinzipschaltungen untersucht, und zwar sowohl grafisch im Kennlinienfeld als auch rechnerisch mit Kenngrößen und Ersatzspannungsquellen.

Im III. Band sind die Probleme der Impulstechnik behandelt.

In allen drei Bänden wurde großer Wert auf eine sowohl anschaulich beschreibende als auch eine rein rechnerische Behandlung der Vorgänge in den Impulsschaltungen gelegt.

DR.-ING. HEINRICH SCHRÖDER
Verlag

ELEKTRISCHE NACHRICHTEN- TECHNIK

I. BAND

Grundlagen
Theorie und Berechnung
passiver Übertragungsnetzwerke

Auslieferung:
HELIOS-Literatur-
Vertriebs-GmbH
1000 Berlin 51
Eichborndamm
141-167

Endlich Hi-Fi-Spezialisten, die nicht nur im 7. Hi-Fi-Himmel schweben.

Sondern auch Sinn für die kleinen Dinge des Lebens haben.

Die sich nicht scheuen, das Renommée ihres Hi-Fi-Namens sogar für ein Portable-Radio herzugeben.

Für manche mag das gewagt erscheinen. Aber können Hi-Fi-Spezialisten, die seit vielen Jahren mit Perfektion High-Fidelity für höchste Ansprüche erfüllen, nicht auch bessere Portable-Radios bauen?

Bessere in Design, Komfort und Leistung? Mit den Erfahrungen und den Kenntnissen, die Hi-Fi-Spezialisten nun einmal haben?

Die Antwort lautet: **ELAC PR 80 – das neue Format für Portable-Radios.**



Detaillierte Informationen über das „ELAC PR 80“ erhalten Sie von

ELAC

ELECTROACUSTIC GMBH
23 Kiel
Westring 425-429

In Holland: Electrotechniek BV, Duivendrechtsekade 91-94, Amsterdam
In Österreich: HANS KOLBE GmbH, Mollardgasse 64, 1061 Wien 6
In der Schweiz: SONDYNA AG, Vogelsangstr. 23, 8307 Elftretikon ZH

Hüh

98329

Mickan, G.

1255 Woltersdorf
125 Goethestr. 11

Z L 15933

HRE

975

AEG-Hilfsbuch 1

Grundlagen der Elektrotechnik

AEG-Hilfsbuch 1: Grundlagen der Elektrotechnik

564 Seiten. 336 Abb.
334 Tabellen. Con-Rit
DM 43,80

Aus dem Inhalt:

Maße und Einheiten,
Mathematik,
Elektronik, allgemein,
Einrichtungen für die Nutzung
elektrischer Energie,
Elektrische Einrichtungen für
die Informationsnutzung,
Werkstoffe und Grundbauteile
der Elektronik,
Grundzüge der
Thermodynamik,
Schaltzeichen

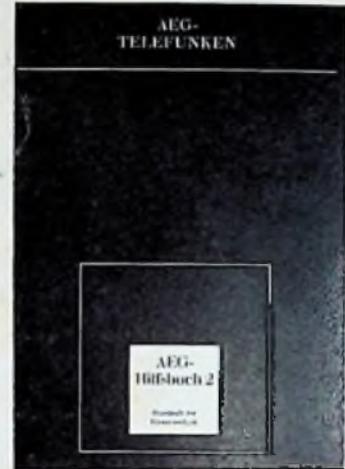
Das AEG-Hilfsbuch, das sich
in der Hauptsache mit der
Technologie der Energie-
technik beschäftigt, hat sich
seit seinem Bestehen
zu einem führenden Nach-
schlagewerk der Elektro-
technik entwickelt.

Die Informationstechnik war
in dem zuerst erschienenen
AEG-Hilfsbuch 2 nur in den
Abschnitten über Messen,
Steuern, Regeln und
Automatisieren zu Wort
gekommen. Da durch das
Einbeziehen der Informations-
technik der bisherige
Umfang des Hilfsbuches
wesentlich überschritten
worden wäre, wurden die
beiden Themen in zwei
Bände aufgeteilt.

„Wer das AEG-Hilfsbuch
kennt, kann es nur begrüßen,
daß eine Teilung in Band 1
und Band 2 vorgenommen
wurde. Der vorliegende
Band 1 gefällt in seiner
Ausführlichkeit und in seinem
Umfang. Hierbei findet der
Praktiker und der Theoretiker
ein gutes Nachschlagewerk.“

Handwerkskammer Konstanz

Die beiden Bände sind nun-
mehr ein Nachschlagewerk
für alle Elektro-Ingenieure
und Elektrotechniker
geworden, das Auskunft
gibt, wenn es gilt, Gelerntes
in Erinnerung zu bringen
oder wenn ungewohnte Auf-
gaben aus einem anderen
Fachgebiet gelöst werden
müssen.



AEG-Hilfsbuch 2: Handbuch der Elektrotechnik

832 Seiten. 1181 Abb.
273 Tabellen. 10. Auflage.
Ganzleinen DM 37,80

Originalausgabe des
Elitera Verlages

**Das führende Nachschlage-
werk für Elektrotechniker**

Ausführliche Prospekte
stehen gern zu Ihrer
Verfügung

**Bitte verwenden Sie für Ihre
Bestellung die eingehaftete
Buchbestellkarte.**

AEG-Hilfsbuch

Dr. Alfred Hüthig Verlag GmbH · 69 Heidelberg · Postfach 10 28 69