

A 3109 D

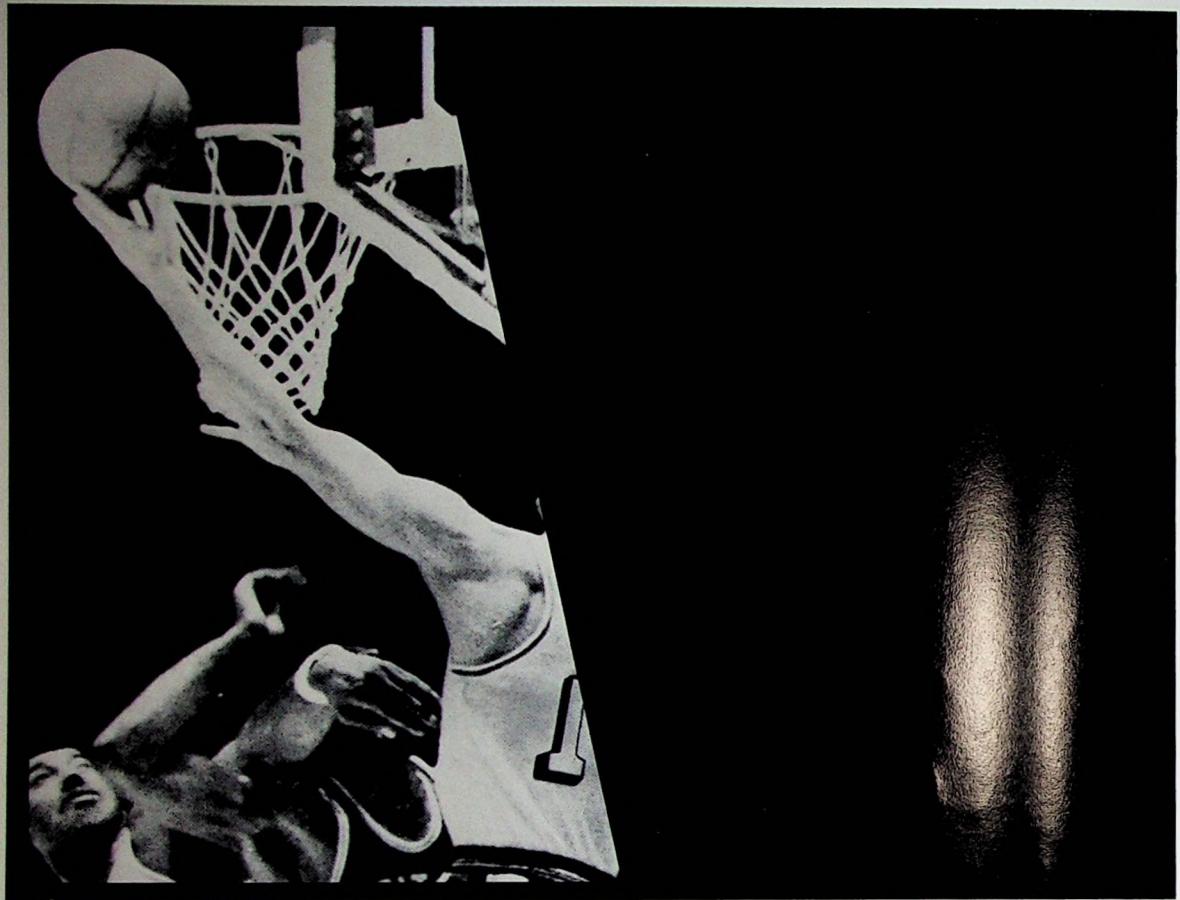
BERLIN

# FUNK- TECHNIK

1

1972

1. JANUARHEFT



## Wir bleiben am Ball



wenn Höchstleistung gefordert wird. Uns ist bekannt, daß für Billig-Mikrofone früher oder später der Augenblick der Wahrheit kommt, nämlich dann, wenn eine Mehrleistung verlangt wird, die sie nicht geben können. Spätestens zu diesem Zeitpunkt sind Sie froh darüber, auf einen Preisvorteil verzichtet zu haben, zugunsten der sprichwörtlichen Zuverlässigkeit, die Teil eines jeden Shure Mikrofons ist. Shure's Sprechfunk-Mikrofone sind so robust und widerstandsfähig, daß sie auch in Notfällen eine einwandfreie Nachrichtenübermittlung garantieren! Ein Mikrofon, das den Namen Shure trägt, wird nie enttäuschen wenn Höchstleistung gefordert wird.

 **SHURE**

**Shure Vertretungen:** Deutschland: Braun AG, 6 Frankfurt, Rüsselsheimer Str. 22; Schweiz: Tellon AG, 8047 Zürich, Albisriederstr. 232; Österreich: H. Lurf, Wien 1, Reichsratsstr. 17; E. Dematte & Co., Innsbruck, Bozner Platz 1 (Orchestersektor); Niederlande: Tempofoon, Tilburg; Dänemark: Elton, Dr. Olgasvej 20-22, Kopenhagen-F; Oststaaten: Kurt Rossberg, 8 München, Liebig Str. 8.

FT meldet . . . . .	4
Wege zum ausfallsicheren Fernsehempfänger . . . . .	5
Ab 1. Januar 1972: Telefunken Rundfunk und Fernseh GmbH	6
Funkortung im Stadtgebiet . . . . .	6
Angewandte Elektronik	
Integriertes Orgelgatter TBA 470	
und seine Anwendungen . . . . .	7
Fertigungstechnik	
Dickschichttechnik . . . . .	12
Persönliches . . . . .	14
Halbleiter	
Prüfverfahren zur zerstörungsfreien Untersuchung des	
Second Breakdown bei Leistungstransistoren . . . . .	15
Meßtechnik	
Sinus-Rechteck-Dreieckgenerator für 1 kHz . . . . .	19
Für den KW-Amateur	
Ich fahre 800 W PEP - Bemerkungen zu SSB-Sender-Endstufen . . . . .	22
Service-Technik	
Wirtschaftlicher Service von Farbfernsehempfängern . . . . .	25
FT-Baustein-Serie	
100-kHz-Quarz-Eichgenerator . . . . .	29
Neue Druckschriften . . . . .	29
Für den jungen Techniker	
Der Multivibrator in Theorie und Praxis . . . . .	30
Für Werkstatt und Labor	
Temperaturfeste Elektroisolierfolie . . . . .	34
Feinlotkolben „Oryx 50“ . . . . .	34
Lehrgänge . . . . .	34

Unser Titelbild: Datensichtgerät einer Funkortungsanlage für Polizei-Streifenwagen. Die georteten Fahrzeuge erscheinen mit ihren Kennziffern auf dem mit einem schematischen Stadtplan ausgerüsteten Bildschirm (s. a. Seite 6). Aufnahme Siemens

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

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH, 1 Berlin 52 (Borsigwalde), Eichborndamm 141-167, Tel. (0311) 4121031, Telex 0181632 vrfkt, Telegramme Funktechnik Berlin, Chefredakteur: Wilhelm Roth, Stellvertreter: Albert Janicke, Ulrich Radke, sämtlich Berlin, Chefkorrespondent: Werner W. Diefenbach, Kempten/Allgäu, Anzeigenleitung: Marianne Weidemann, Chefgraphiker: B. W. Beerwirth, Zahlungen an: VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH, Postscheck-Konto: Berlin West 7664 oder Bank für Handel und Industrie AG, 1 Berlin 65, Konto 79302. Die FUNK-TECHNIK erscheint monatlich zweimal, Preis je Heft 3,- DM, Auslandspreis laut Preisliste. Die FUNK-TECHNIK darf nicht in Lesezirkel aufgenommen werden. Nachdruck - auch in fremden Sprachen - und Vervielfältigungen (Fotokopie, Mikrokopie, Mikrofilm usw.) von Beiträgen oder einzelnen Teilen daraus sind nicht gestattet. - Satz und Druck: Druckhaus Tempelhof

# PHILIPS

Wissen und Information durch  
**Philips Fachbücher**  
... aus der Praxis ... für die Praxis



## Hierauf haben Sie gewartet

H. Carter und G. W. Schanz

### Kleine Oszillografenlehre

Grundlagen, Aufbau und Anwendungen

5., erweiterte und völlig neubearbeitete Auflage

jetzt 25 % mehr Inhalt

IX, 137 Seiten, 91 Abb., davon 17 Fotos, 8°, 1971

jetzt T 12 Taschenbuch, kart. DM 17,-

A. C. J. Beerens und A. W. N. Kerkhofs

### 101 Versuche mit dem Elektronenstrahl-Oszillografen

jetzt 3. Auflage

VIII, 119 Seiten, 103 Abb., 8°, 1971

T 10 Taschenbuch, kart. DM 14,-

A. C. J. Beerens

### Messgeräte und Messmethoden in der Elektronik

2., verbesserte Auflage

XII, 179 Seiten, 150 Abb., 8°, 1971

jetzt T 14 Taschenbuch, kart. DM 19,50

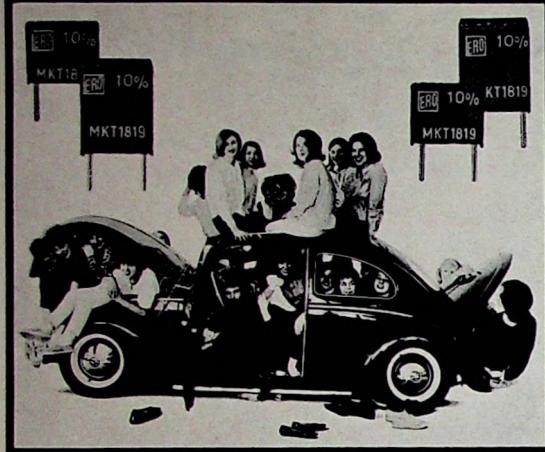
Ausführliche Inhaltsangaben und Besprechungen dieser  
und mehr als 100 anderer Bücher finden Sie in dem  
neuen, 56 Seiten starken

### Katalog Philips Fachbücher 1972

den Sie per Postkarte anfordern können



Deutsche Philips GmbH  
Verlags-Abteilung  
2 Hamburg 1 · Postfach 1093

**MKT 1819****Polyesterfolien-  
Kondensator metallisiert****wenn's um die Packungsdichte geht:  
MKT 1819****HIER IST DAS PROBLEM GELÖST . . .**

und nicht nur im VW — auch für Ihre Schaltaufgaben. Mit dem MKT 1819. Das gilt vor allem für die Computer-Technik, aber auch für die Unterhaltungs-Elektronik. Eine breite Anwendungsskala, doch dieser metallisierte Polyesterfolien-Kondensator hat auch die Eigenschaften danach. Hier das Wichtigste:

**CHARAKTERISTIKEN**

- äußerst geringe Abmessungen und somit wenig Platzbedarf
- exakte Rechteck-Geometrie und dadurch extrem hohe Packungsdichte
- garantiert zentrischer Sitz des umpreßten Wickels und damit allseits gleiche Stärke der Gehäusewände
- nur 3 Bechergrößen für 13 Kap.-Werte
- standardisiertes Rastermaß von 7,5 mm

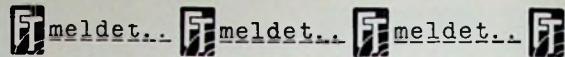
**PROGRAMM****Nennspannung**

63 V—

100 V—

**Kapazitäts-Bereich**0,15  $\mu$ F . . . 0,68  $\mu$ F0,01  $\mu$ F . . . 0,1  $\mu$ F

**ERNST ROEDERSTEIN**  
SPEZIAFABRIK FÜR KONDENSATOREN G.M.B.H.  
8300 LANDSHUT/BAYERN  
Ludmillastraße 23-25 · Postfach 588/89 · Telefon 3085

**Kapitalerhöhung der Grundig-Werke GmbH**

Die *Grundig-Werke GmbH*, Fürth, hat ihr Stammkapital durch Verwendung von Rücklagen um 45,4 Mill. DM auf nunmehr 182,4 Mill. DM erhöht. Das haftende Kapital der Gesellschaft wurde seit Januar 1970 von 73 Mill. DM um mehr als 100 Mill. DM aufgestockt.

Die Kapitalerhöhungen stammen aus eigenen Mitteln der Gesellschaft und aus Vermögensübertragungen verschiedener inländischer Konzernfirmen. Das erhöhte Stammkapital steht jetzt in einem angemessenen Verhältnis zur Bilanzsumme und gibt Ausdruck von dem ausgeweiteten Geschäftsumfang der Gesellschaft. Die Strukturänderung der inländischen *Grundig*-Firmen in eine zentrale Einheitsgesellschaft und ihre Kapitalerhöhung bereiten die zum 1. April 1972 geplante Umwandlung der *Grundig-Werke GmbH* in die *Grundig Aktiengesellschaft* vor.

**Zusammenarbeit Matsushita-RCA**

*Matsushita Electric Industrial Co., Ltd. (National)*, Japans größter Elektrokonzern im Konsumgüterbereich (Gesamtumsatz 9,5 Mrd. DM), hat gemeinsam mit dem amerikanischen Elektrokonzern *RCA Records* und *Victor Co. of Japan* den Vier-Kanal-Plattenspieler „CD-4“ entwickelt. Die technische Zusammenarbeit der drei Konzerne auf dem Gebiet der Quadrophonie soll es ermöglichen, in relativ kurzer Zeit sowohl eine nach dem Vier-Kanal-Wiedergabesystem hergestellte Schallplatte als auch den Vier-Kanal-Plattenspieler „CD-4“ auf den amerikanischen Markt zu bringen. *RCA Records* übernimmt die Einführung der Schallplatte, während *Matsushita Electric Industrial Co., Ltd. (National)* und *Victor Co. of Japan* den amerikanischen Markt mit einem entsprechenden Wiedergabegerät beliefern.

**Systron Donner GmbH**

Die *Trygon Electronics GmbH* wurde jetzt in *Systron Donner GmbH* umbenannt. Der Sitz der Firma (München) und die Anschrift (8 München 60, Haidelweg 20) sind unverändert.

**Texas Instruments erweitert Distributor-Netz**

Als neuer Distributor im Raum Hamburg ist für *Texas Instruments* jetzt die Firma *Walter Kluxen*, 2 Hamburg 1, Nordkanalstraße 52, Tel. (0411) 2 48 91, tätig. *Kluxen* hat das breite *TID*-Programm abrufbereit auf Lager.

**RCA gibt Computerspeicherproduktion auf**

Nach Aufgabe des Computergeschäfts hat *RCA* jetzt beschlossen, auch die Fertigung von Speichermedien für die Datenverarbeitung (Magnetbänder und -platten) einzustellen. Wie *RCA* mitteilt, wird mit verschiedenen Firmen über die Übernahme dieser Fertigung verhandelt.

**Sparkassen-Organisation setzt Sony-AV-Systeme ein**

Die *Sony GmbH*, Köln, kündigte für den audiovisuellen Hardware-Bereich den Verkauf von AV-Sytemen für die Sparkassen-Organisation an. Beide Seiten unterzeichneten kürzlich einen Vertrag über die Lieferung von mehr als 600 1/2"-Videosystemen zur Durchführung eines zentralen Schulungs- und Informationsprogramms der Sparkassen-Organisation. Die Software wird erstellt von der Deutschen Sparkassen-Organisation, Bonn, die sich für die DSGV-Mitglieder um ein fortschrittliches Ausbildungssystem bemüht hat.

**Fachprospekt „Feinmechanik und Optik“  
zur Hannover-Messe 1972**

Zur Hannover-Messe 1972 (20. bis 28. April) erschien jetzt der Fachprospekt „Feinmechanik und Optik“. Auf 28 Seiten gibt er eine erste Übersicht über die Belegung der Halle 15 sowie über das Ausstellungsprogramm. Ein Verzeichnis der ausstellenden Firmen gibt in alphabetischer Ordnung einen Überblick über die Standverteilung sowie über die Gruppen, in denen die Unternehmen jeweils vertreten sind. Interessenten können den Fachprospekt kostenlos anfordern bei der Deutschen Messe- und Ausstellungs AG, Abt. IIa, D-3000 Hannover-Messegelände; Telefon: (0511) 89 22 85.

Chefredakteur: WILHELM ROTH

Chefskorrespondent: WERNER W. DIEFENBACH

RUNDFUNK  
FERNSEHEN  
PHONO  
MAGNETTON  
HI-FI-TECHNIK  
AMATEURFUNK  
MESSTECHNIK  
HALBLEITER  
ELEKTRONIK

FUNK-  
TECHNIK

## Wege zum ausfallsicheren Fernsehempfänger

An der heißen Frage nach der Betriebssicherheit von Fernsehempfängern entfachen sich von Zeit zu Zeit die Diskussionen zu hellen Flammen. Der Rundfunkempfänger hat in den letzten zwanzig Jahren eine Betriebssicherheit erreicht, die oft nur in Abständen von Jahren eine Reparatur erforderlich macht. Beim Fernsehempfänger und insbesondere beim Farbfernsehempfänger mit etwa dreimal soviel Bauelementen wie beim Schwarz-Weiß-Fernsehempfänger ist die Ausfallrate heute noch erheblich höher. Das nimmt nicht wunder, wenn man bedenkt, daß die Störanfälligkeit grundsätzlich mit der Anzahl der eingebauten aktiven und passiven Bauelemente zunehmen muß.

Für die Ausfallwahrscheinlichkeit ist aber nicht nur die Anzahl der Bauelemente maßgebend, sondern in sehr hohem Maße auch die Temperatur im Inneren des Gehäuses. Da in Farbfernsehempfängern aus Kostengründen heute in hochbelasteten Leistungsstufen immer noch Röhren mit hoher Anodenverlustleistung benutzt werden, ist in diesen Geräten die Wärmeentwicklung besonders groß. Aus Erfahrung und umfangreichen Großversuchen weiß man, daß schon eine Verringerung der Gerätetemperatur um nur zehn Grad die Lebensdauer vieler Bauelemente erheblich verlängert. Deshalb ist der Ruf „Weg mit der Wärme“ berechtigt.

In manchen Diskussionen um die Betriebssicherheit wird auf Satelliten verwiesen, die bei einem unvergleichbar höheren Aufwand an Bauelementen jahrelang wartungsfrei ihren Dienst versehen, und man meint, daß es deshalb erst recht möglich sein müsse, Fernsehempfänger erheblich betriebssicherer zu bauen. Diese Argumentation ist richtig und doch zugleich falsch. Sie berücksichtigt nämlich nicht, daß die Geräte der Unterhaltungselektronik Erzeugnisse einer Massenproduktion sind und aus Preisgründen auch immer sein müssen. Selbstverständlich könnte man Farbfernsehempfänger bauen, die mit höchstem Wahrscheinlichkeitsgrad während einer fünfjährigen Betriebszeit nicht ausfallen. Die Hersteller brauchten dazu „nur“ Bauelemente zu verwenden, die nach den für Satellitenanwendungen gültigen Bedingungen zum Teil in „protokollierter Fertigung“ vom Rohmaterial bis zum Endprodukt individuell gefertigt und geprüft werden. Wer aber könnte das bezahlen?

Was würde es letztendlich auch dem Besitzer eines solchen Geräts nutzen, selbst wenn er dafür „nur“ den zehnfachen Preis zahlen müßte. Rechnet man nämlich einmal ganz nüchtern nach, was sich unter dem Strich ergibt — selbst wenn man die viel zu ungünstige Annahme macht, daß die Reparaturkosten im Laufe einer fünfjährigen Betriebszeit den Kaufpreis des Geräts erreichen —, dann ergibt sich erst das Doppelte des Kaufpreises. Die Qualität der heute eingebauten Bauelemente ist also ein gar nicht so schlechter Kompromiß zwischen technischem Aufwand (Preis) und Betriebssicherheit.

Solche Überlegungen können und dürfen jedoch keinesfalls für die Industrie Anlaß sein, die Frage der Ausfallsicherheit zweitrangig zu behandeln. Die Lösung dieser Frage ist sehr viel wichtiger als 1 oder 2  $kT_0$  mehr Rauschabstand, denn Ausfall des Geräts bedeutet Inanspruchnahme des Service. Nimmt man an, daß die Zahl der Fernsehempfänger in den nächsten Jahren jährlich um 10 % zunimmt, dann bedeutet das 10 % mehr Servicestunden. Da der Service des Fachhandels aber heute bereits voll ausgelastet ist, bedeutet das gleichzeitig 10 % mehr Servicetechniker. Die sind aber weder vorhanden, noch in Zukunft zu beschaffen. Deshalb muß die Industrie sich

überlegen, wie sie diesem auf uns zukommenden Notstand begegnen kann.

Ein Weg ist, den Service zu vereinfachen, das heißt weitgehend zu automatisieren. Man muß dann einen Teil des Service in die Geräte „einbauen“, um automatische Prüfgeräte anschließen zu können, die eine Fehlerbestimmung auch ohne besondere technische Vorkenntnisse ermöglichen. Ein solches Prüfgerät könnte den Fehler automatisch erkennen und durch Digitalanzeige einen Hinweis auf die entsprechende Nummer im Manual geben, wo Angaben darüber zu finden sind, was zu tun und welches Teil auszuwechseln ist.

Eine Qualitätsverbesserung im Sinne einer Verringerung der Ausfallrate wird sich in Zukunft aber auch durch neue Techniken und neue Technologien erreichen lassen. Die zunehmende Anwendung integrierter Schaltungen hat wegen des Wegfalls vieler Lötsstellen bereits eine wesentliche Fehlerquelle (kalte Lötsstellen) erheblich reduziert.

Der Übergang auf höhere Integrationsgrade (MSI- und LSI-Technik) zeichnet sich heute schon ab. Daneben werden neue Bauelemente wie aktive Filter, die sich ohne Induktivitäten aufbauen lassen, und Filter mit akustischen Oberflächenwellen, über die hier bereits vor über einem Jahr berichtet wurde, durch die Entwicklung neuer Technologien zur Senkung der Herstellungskosten auch Eingang in die Unterhaltungselektronik finden.

Ganz neue Wege zeichnen sich ab, wenn man in Zukunft einmal — zunächst in einzelnen Stufen — von der heute ausschließlich benutzten Analogtechnik auf die Digitaltechnik übergeht. Es ergeben sich dann nicht nur einfache und sehr betriebssichere Methoden für die Signalverarbeitung und für die Erzeugung großer Ausgangsleistungen mit Schaltdioden kleiner Verlustleistung, sondern auch interessante Möglichkeiten im Sinne der bereits erwähnten automatischen Prüfgeräte zur Fehlererkennung.

Denkt man an eine noch fernere Zukunft, dann könnte Hand in Hand mit den immer komplexeren integrierten Schaltungen einmal die sogenannte redundante Schaltung Eingang auch in die Unterhaltungselektronik finden. Über die Theorie solcher Schaltungen weiß man heute schon relativ viel, und erste Anwendungen haben sie beispielsweise schon in der Raumfahrttechnik gefunden. Diese Schaltungen haben die Fähigkeit, sich bei auftretenden Fehlern selbst zu korrigieren oder zu reparieren. Grundlage sind logische Verknüpfungen, die sich aus dem allgemeinen Prinzip der Fehlerkontrolle und Fehlerkorrektur ergeben. Aber auch mit dieser Technik wird man sich grundsätzlich dem Optimum an Betriebssicherheit nur asymptotisch nähern können, weil jedes zur Erkennung und Kontrolle eingeführte Element die statistische Wahrscheinlichkeit des Auftretens neuer Fehler wachsen läßt. Eine für die Unterhaltungselektronik mehr als ausreichende Betriebssicherheit ist aber mit Sicherheit erreichbar. Ob solche Schaltungen nach dem Prinzip der „Ersatzteil-Redundanz“ (Umschaltung von dem gestörten Element auf ein Reserveelement) oder nach einem anderen, möglicherweise heute noch nicht bekannten Prinzip arbeiten werden, bleibt abzuwarten. Nützlich aber scheint es auf jeden Fall, sich schon bald in Forschung und Entwicklung auch mit solchen Problemen zu beschäftigen. Und das sollte am Beginn eines neuen Jahres der Sinn dieser Betrachtungen sein.

W. Roth

### Ab 1. Januar 1972: Telefunken Rundfunk und Fernseh GmbH

Der Aufsichtsrat von AEG-Telefunken hat auf seiner Sitzung am 9. Dezember 1971 einer Neuordnung der geschäftlichen Interessen von AEG-Telefunken auf dem Arbeitsgebiet Unterhaltungselektronik zugestimmt. Die Notwendigkeit für diese Neuordnung ergibt sich aus dem außerordentlichen Kostenanstieg der letzten Jahre, dem zunehmenden Importdruck, der Belastung des Exports durch das Floating der D-Mark und den Rückwirkungen der handelspolitischen Maßnahmen der USA auf die internationale Wettbewerbs situation. Im Rahmen dieser Neuordnung wird es notwendig, noch bestehende Überkapazitäten auf diesem Sektor abzubauen.

Um dieses Geschäft in Zukunft einheitlich und straff führen zu können und zugleich die größtmögliche Flexibilität im Markt zu erreichen, werden sämtliche Aktivitäten der Firmengruppe auf dem Sektor Unterhaltungselektronik in einer Tochtergesellschaft konzentriert. Diese Gesellschaft mit Sitz in Hannover wird als *Telefunken Rundfunk und Fernseh GmbH* firmieren und mit Beginn des Jahres 1972 ihre Geschäfte aufnehmen. Die Anteile der Gesellschaft werden voll im Besitz von AEG-Telefunken sein, und zwischen AEG-Telefunken und der *Telefunken Rundfunk und Fernseh GmbH* wird ein Ergebnisübernahmevertrag abgeschlossen.

Zur Beseitigung der vorhandenen Überkapazitäten auf dem Arbeitsgebiet Unterhaltungselektronik muß das Werk Wolfenbüttel der bisherigen *Imperial GmbH Radio, Fernsehen, Phono* im Frühjahr 1972 stillgelegt werden. Für die Mitarbeiter, die nicht im Rahmen der AEG-Telefunken-Gruppe weiterbeschäftigt werden können, wird ein Sozialplan aufgestellt. Die Fertigung des Zweigwerks Märkisches Viertel in Berlin wird stufenweise bis zum Herbst 1972 in die Fabrik Schwerenstraße in Berlin verlagert. Das Zweigwerk Märkisches Viertel wird vom AEG-Telefunken-Vertriebsbüro Berlin als Kundendienst- und Reparaturwerkstatt sowie als Lager übernommen werden.

Über die Pläne und Erwartungen für 1972 führte Dr. Hans Groebel, Vorsitzer des AEG-Telefunken-Vorstands, unter anderem folgendes aus: „Die ungewisse konjunkturelle Lage, die wirtschafts- und währungspolitischen Unsicherheiten und der noch nicht abzusehende Ausgang der diesjährigen Lohnrunde geben nur einen schwankenden Boden für Prognosen ab. Bei nüchterner Einschätzung der wirtschaftlich relevanten Faktoren müssen wir damit rechnen, daß sich die konjunkturelle Abschwächung fortsetzt und erst im Laufe des Jahres 1972 ihren Tiefpunkt erreichen wird. Ob und in welchem Ausmaß eventuelle Maßnahmen der Bundesregierung zur Konjunkturförderung den gewünschten Ankurbelungseffekt erzielen oder nur zu einer Verstär-

kung des Kosten- und Preisauftriebs beitragen, läßt sich zum gegenwärtigen Zeitpunkt nicht voraussagen.

Die internen Maßnahmen werden vorrangig auf die Stärkung der Ertragskraft ausgerichtet sein. Denn nur ein angemessener Ertrag ermöglicht die Finanzierung der notwendigen Investitionen, die Bereitstellung steigender Mittel für Forschung und Entwicklung und gewährleistet damit die Zukunftssicherung des Unternehmens.“

Dem Bericht über die Entwicklung des Unternehmens ist zu entnehmen, daß die AEG-Telefunken-Gruppe 1971 einen Weltumsatz von rund 10 Mrd. DM erreichen wird. Damit steigt der Umsatz um 9% (Vorjahr + 22%). Er wird sich im Inlands geschäft um 8% und im Auslands geschäft um 10% erhöhen. Der Auftragseingang wird mit rund 11 Mrd. D-Mark um 10% über dem Vorjahrs wert liegen. Mit einer Steigerung um 11% werden die Bestellungen aus dem Inland relativ stärker zunehmen als der Auftragseingang aus dem Ausland (+ 8%).

Die Investitionen erreichen im laufenden Geschäftsjahr 430 Mill. DM nach 531 Mill. DM im Vorjahr (- 19

Prozent). Auf den Sachanlagenzu gang im Inland entfallen 382 Mill. D-Mark. Die Investitionen dienen in erster Linie dazu, die Wirtschaftlichkeit der Fertigungseinrichtungen und -verfahren zu verbessern.

Die Zahl der Mitarbeiter wird sich von 178 300 Ende 1970 um 8 300 auf 170 000 Personen Ende 1971 vermindern. Das entspricht einer Verringerung der Gesamtbelegschaft um 5%. Im Inland wird die Belegschaft um 10 900 (7%) auf 149 000 Beschäftigte zurückgehen; im Ausland erhöht sich die Zahl der Mitarbeiter um 2600 auf 21 000 (+ 14%). Der Ertrag wird im Geschäftsjahr merklich unter dem Ergebnis des Vorjahrs liegen. Negativ ausgewirkt haben sich der anhaltende Kostenanstieg im Personal-, Material- und Dienstleistungsbereich sowie die verringerte Auslastung der Kapazitäten als Folge der konjunkturellen Abschwächung und der in Teilbereichen stark angestiegenen Importe aus Niedrigpreisländern. Verstärkte Rationalisierungsmaßnahmen und Preiserhöhungen auf einzelnen Arbeitsgebieten konnten den notwendigen Ausgleich nicht herbeiführen. Die Auswirkungen des laufenden Tarifkonflikts auf die Ertragslage lassen sich zur Zeit noch nicht übersehen.

### Funkortung im Stadtgebiet

Vor kurzem begann die Stadtpolizei Nürnberg mit der Erprobung einer von Siemens entwickelten Ortungsanlage für Funkstreifenwagen, die es dem Einsatzleiter in der Funkstreifen zentrale ermöglicht, auf einem Sichtgerät die Positionen der im Einsatz befindlichen Streifenwagen ständig zu übersehen (s. Titelbild).

Die Funkortung von Streifenwagen in einer Großstadt war bisher nicht zu verwirklichen, weil die geradlinige Ausbreitung der Funkwellen in bebauten Gebieten behindert ist und dadurch die Meßwerte verfälschende Laufzeitveränderungen hervorgerufen werden. Auch das in Nürnberg eingesetzte und bei der Funkortung von Flugzeugen und Schiffen bewährte Hyperbelnavigationsverfahren wäre an dieser Tatsache gescheitert, wenn nicht im Zuge der Neuentwicklung der Anlage ein digitaler Prozeßrechner die Auswertung der empfangenen Funkortungssignale übernommen hätte. Die bekannten mathematischen und physikalischen Gesetzmäßigkeiten der Ausbreitung der Funkwellen ermöglichen es nämlich, den Rechner so zu programmieren, daß er fehlerhafte Laufzeitdifferenzen als solche erkennt, unberücksichtigt lässt und für die Errechnung der Fahrzeugpositionen nur die richtigen Werte verarbeitet.

Die für die Funkortung erforderliche Fahrzeugausrüstung besteht aus gebräuchlichen Sprechfunkgeräten für das UKW-Band, die – gesteuert von

einem im Zentrum des Ortungsgebietes befindlichen Steuersender – in geordneter Reihenfolge nacheinander auf gleicher Frequenz Meßtöne aussenden. Diese Funksignale werden von vier Empfangsstationen empfangen, demoduliert und über normale Fernsprechleitungen der Einsatzzentrale zugeführt. Die Empfangsstationen sind an den Ecken eines Quadrates mit 5 km Seitenlänge angeordnet, so daß die Größe des Ortungsgebietes in Nürnberg  $25 \text{ km}^2$  beträgt. Der Zahl der zu ortenden Fahrzeuge ist nur durch die Dauer der Ortungsszyklen eine Grenze gesetzt. Für 100 Fahrzeuge beträgt ein Zyklus etwa 30 s. Als Rechner wird ein Siemens-Verkehrs leitrechner „VSR 16 000“ verwendet.

In der Einsatzzentrale werden die Phasenverschiebungen der Funksignale gemessen, die sich durch die unterschiedlich langen Strecken zwischen den gerade georteten Fahrzeugen und den Empfangsstationen ergeben. Entsprechend dem angewandten Hyperbelverfahren, ermittelt man auf diese Weise mehrere Ortskurven, deren Schnittpunkt der mit Hilfe des Rechners ausgewertete und korrigierte Standort des jeweils georteten Fahrzeugs ist. Die Anzeige der Standorte erfolgt auf einem Bildschirm mittels Kennziffern, die den einzelnen Funkstreifenwagen zugeordnet sind. Diese synoptische Darstellung wird durch einen schematischen Stadtplan vervollständigt, der sich vor dem Bildschirm befindet.

## Integriertes Orgelgatter TBA 470 und seine Anwendungen

## 1. Einleitung

Die im folgenden beschriebene integrierte Schaltung soll mechanische Tastenkontakte in elektronischen Orgeln ersetzen, da diese Teile einer Orgel die Zuverlässigkeit erheblich beeinträchtigen können und Wartung erfordern. In einer herkömmlichen elektronischen Orgel sind unter jeder Taste mehrere Kontakte angeordnet, die beim Druck auf die Taste geschlossen werden. Da sie elektrisch getrennt sind, kann man mit ihrer Hilfe mehrere Fußlagen (Chöre) gleichzeitig mit entsprechenden Tönen versorgen.

Ein prinzipielles Schema, aus dem die Anordnung und Funktion mechanischer Tastenkontakte hervorgeht, ist im Bild 1 dargestellt. Der besseren Übersicht wegen sind hier jedoch nur vier mechanische Kontakte unter einer Taste dargestellt (Fußlagen 16, 8, 4 und 2). Wenn die Taste betätigt wird, wird das Tonsignal über den Tastenkontakt der Sammelschiene  $S_4$  zugeführt, an der dann eine Stromaddition der mit den verschiedenen Tasten geschalteten Signale erfolgt.

Seit einiger Zeit werden mit diskreten Halbleiterbauelementen aufgebaut

stenkontakt. Das Gatter bewirkt hier also die Übertragung analoger Signale und nicht wie in der digitalen Technik die Verarbeitung digitaler Größen.

Es ist jedoch bis heute nicht gelungen, mechanische Tastenkontakte in größerem Umfang durch Dioden- oder Transistor-gatter zu ersetzen. Der Grund liegt darin, daß man für eine Orgel, je nach Größe, bis zu einigen hundert Einzelgatter benötigt, was zu sehr umständlichen Schaltungen mit großem Raumbedarf, viel Verdrahtungs- und Montagearbeit und Serviceproblemen führt. Außerdem sind die elektrischen Eigenschaften in einigen Punkten nicht zufriedenstellend, da Diodengatter hochohmig schalten und daher störanfällig sind, während gesperrte Transistor-gatter über ihre Kollektor-Basis-Kapazität störende Rechteckflanken übertragen können. Berücksichtigt man noch den Preis, so zeigt sich, daß solche Schaltungen keine wesentlichen Vorteile gegenüber mechanischen Kontaktien aufweisen.

Das integrierte Orgelgatter TBA 470 hat diese Nachteile diskreter Gatter-

schaltungen nicht. Der Platzbedarf ist wesentlich geringer, Montage- und Servicearbeiten werden erleichtert, und die elektrischen Eigenschaften der IS sind den Erfordernissen der Praxis angepaßt (niedrige Restströme und sehr kleine Kollektor-Basis-Kapazität).

## 2. Innerer Aufbau und elektrische Daten der integrierten Schaltung TBA 470

Das Orgelgatter TBA 470 ist eine in einem Dual-in-line-Gehäuse (14 Anschlüsse) untergebrachte integrierte Schaltung in Bipolartechnik. Im Bild 2 ist die Schaltung dargestellt, die zehn Transistoren (zehn Gatter) und eine Diode enthält, und in Tab. I sind die Kenndaten zusammengefaßt.

### 3. Funktionsweise und Dimensionierung der äußeren Schaltung einer Gatterstufe

Die integrierte Schaltung TBA 470 kann in drei Schaltungsanordnungen eingesetzt werden. Sie unterscheiden sich voneinander hauptsächlich durch die Anordnung des Tastenkontaktees, des Fußlagenschalters und des Signaleingangs.

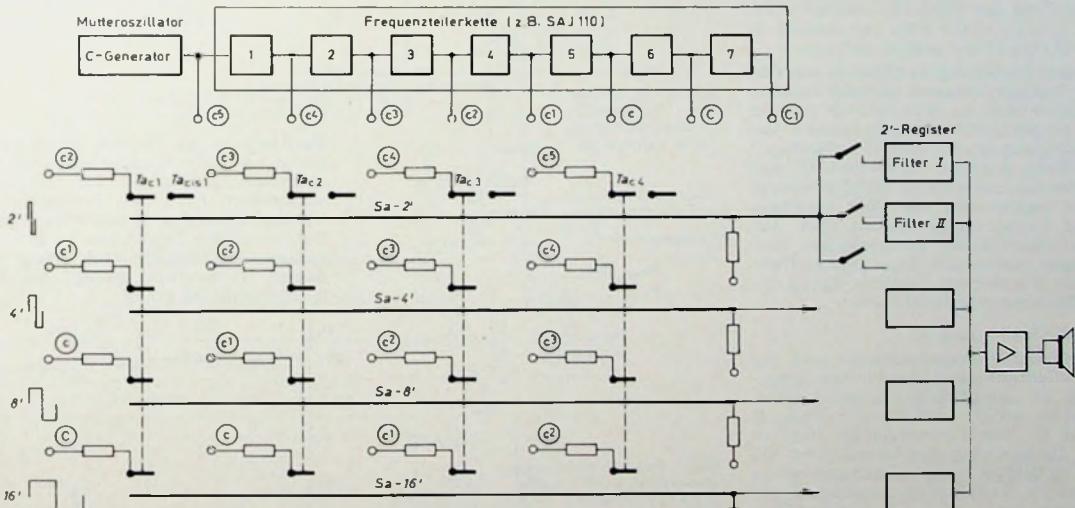


Bild 1 Verharfung der mechanischen Kontakte in einer elektronischen Orgel

Orgelgatterschaltungen (Dioden- und Transistorgatter) eingesetzt. Der Begriff „Gatter“ darf im Zusammenhang mit elektronischen Orgeln nicht mit den Gattern der digitalen Technik verwechselt werden. Mit Hilfe einer Gleichspannung werden hier ein oder mehrere Orgelgatter geöffnet und die Tonsignale über diese Gatter vom Frequenzteiler zur Sammelschiene übertragen. Jedes Gatter ersetzt daher einen mechanischen Ta-

Dipl.-Ing. Marijan Lorkovic und Dipl.-Ing. Joachim Hollmann sind Mitarbeiter der Intermetall Deutsche ITT Industries GmbH, Freiburg.

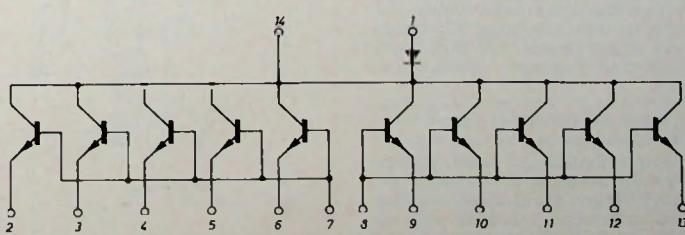


Bild 2. Innenschaltung der integrierten Schaltung TBA 470

Tab. I. Daten der integrierten Schaltung TBA470

Grenzwerte	
Kollektor-Basis-Spannung	$U_{CBO}$ : 22 V
Kollektor-Emitter-Spannung	$U_{CEO}$ : 22 V
Ausgangsstrom	$I_1, I_{14}$ : 25 mA
Emitterstrom	$I_{Emax}$ : 5 mA
Verlustleistung	$P_{tot}$ : 250 mW
Umgebungstemperaturbereich	$T_U$ : $-10 \dots +60^\circ\text{C}$
Kennwerte eines Gatter-Transistors bei $T_U = 25^\circ\text{C}$	
Kollektor-Basis-Stromverhältnis $B$ :	$> 40$ bei $I_C = 1 \text{ mA}$ und $U_{CE} = 2 \text{ V}$
Kollektor-Sättigungsspannung $U_{CEsat}$ :	$< 0.4 \text{ V}$ bei $I_C = 1 \text{ mA}$ und $I_B = 0.1 \text{ mA}$
Kollektor-Emitter-Reststrom $I_{CEO}$ :	$< 100 \text{ nA}$ bei $U_{CE} = 15 \text{ V}$

Die Daten für den Ausgangsstrom, die Verlustleistung und den Umgebungstemperaturbereich beziehen sich auf die gesamte IS; alle anderen Daten gelten für jeden der zehn Gattertransistoren.

### 3.1. Schaltung A

Bei der Schaltungsanordnung A (Bild 3) sind die Tasten (nur ein Kontakt je Taste!) und die Signaleingänge an den Emittoren der Transistoren der IS angeschlossen. Die Registerschalter liegen zwischen der Sammelschiene und den Klangfiltern. Diese Schaltung anordnung eignet sich für Orgeln, in denen jede Fußlage an ein oder mehrere Klangfilter angeschlossen ist. Außerdem lässt sich jede Fußlage in eine oder mehrere Zehnergruppen von Tönen aufspalten, die dann getrennten Filtern (zum Beispiel Sinusfiltern) zugeführt werden. Man schließt über fünf Tasten fünf aufeinanderfolgende Töne an die eine Hälfte der integrierten Schaltung an, während die andere Hälfte derselben IS für die folgenden fünf Töne der Tonleiter benutzt wird.

### 3.2. Schaltung B

In der Schaltung B (Bild 4) werden die Fußlagenschalter und die Tastenschalter über die Widerstände  $R_1$  und  $R_2$  an den Emitter angeschlossen. Bei Betätigung des Fußlagenschalters und der Taste wird das Gatter leitend, und an der Sammelschiene tritt die Summe aller Signale auf, die über verschiedene Gatter eingeschaltet sind. Mit zwei voneinander entkoppelten Ausgängen lassen sich feste und mitlaufende Formanten (letztere durch Sinusbildung) verwirklichen.

### 3.3. Schaltung C

Wenn der Fußlagenschalter und der Signaleingang der integrierten Schaltung an den Emitter angeschlossen werden, erhält man die Schaltung C (Bild 5). Der Tastenkontakt liegt in der Basisleitung des Transistors. Da am Kollektor beziehungsweise, wenn mehrere Kollektoren zusammen geschaltet sind, an der Sammelschiene Töne verschiedener Fußlagen addiert sind, ist diese Schaltung für Orgeln geeignet, bei denen alle Fußlagen denselben Klangcharakter haben sollen. Wie in der Schaltung B, ist auch hier die IS bei Orgeln mit fünf Octaven und fünf Fußlagen optimal ausgenutzt.

### 3.4. Dimensionierung einer Gatterstufe

Die Dimensionierung einer Gatterstufe sei am Beispiel der Schaltung A erläutert. Wegen der einfacheren Darstellung wird dabei jedoch nur ein Transistor (ein Gatter) berücksichtigt (Bild 6a).

einen Ausgangsimpuls von 7,5 bis 8 V liefert [1]. Wenn man  $R_1$  und  $R_2$  mit je  $47 \text{ k}\Omega$  wählt, erhält man am Emitter eine Rechteckspannung  $U_E$ , die sich zwischen etwa 0 und  $+4 \text{ V}$  ändert; das Gatter ist also gesperrt. In diesem

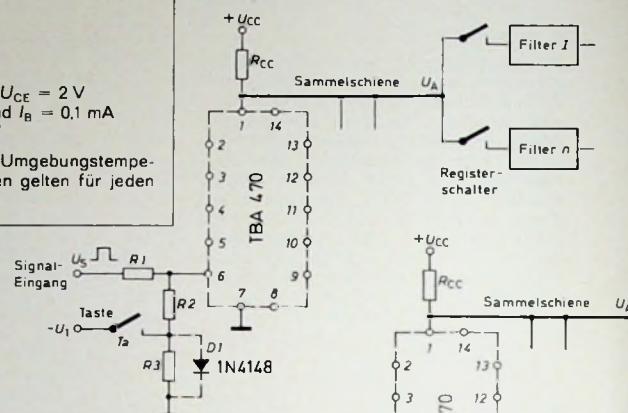


Bild 3. Grundschaltung A für die äußere Dimensionierung einer Gatterstufe

Man unterscheidet zwischen geöffneter und geschlossener Taste  $T_a$ . Bei geöffneter Taste  $T_a$  (Bild 6b) darf am Ausgang (Kollektor) kein Signal auftreten, das heißt, das Gatter ist gesperrt. Als Eingangssignal  $U_S$  kann man zum Beispiel einen Ausgang des siebenstufigen integrierten Frequenzteilers SAJ 110 verwenden, der bei einer Versorgungsspannung von 9 V

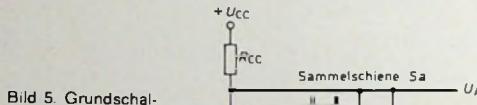


Bild 4 (oben). Grundschaltung B für die äußere Dimensionierung einer Gatterstufe

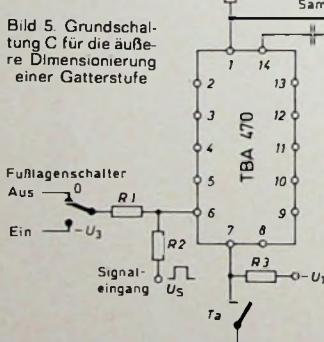
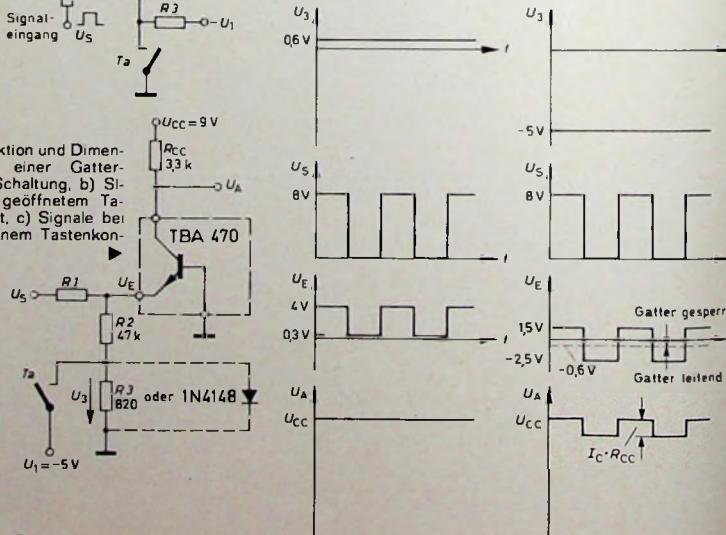


Bild 5. Grundschaltung C für die äußere Dimensionierung einer Gatterstufe

Fall beträgt die Emitter-Basis-Spannung 4 V. Die Widerstände  $R_1$  und  $R_2$  sollen groß gegen den Eingangswiderstand  $h_{11b}$  des Transistors in Basisschaltung sein, um eine Stromsteuerung des Transistors zu gewährleisten. Der Eingangswiderstand  $h_{11b}$  dieser Gatterstufe beträgt bei  $I_C = 0,1 \text{ mA}$  etwa  $260 \text{ }\Omega$ .



(a)

(b)

(c)

Wenn die Taste geschlossen ist, unterscheidet man zwischen der Eingangssignalamplitude  $U_S$  im L-Zustand (+8 V) und der Eingangssignalamplitude  $U_S$  im O-Zustand (0 V) (Bild 6c). Im ersten Fall liegt am Emitter die Spannung  $U_E = +1,5$  V, die den Transistor noch immer gesperrt hält. Er wird erst dann leitend, wenn das Emitterpotential etwa -0,6 V erreicht. Im zweiten Fall (Eingangssignalamplitude  $U_S$  im O-Zustand) wird der Transistor leitend. Die Spannungen  $U_S$  und  $U_1$  sowie die zugehörigen Widerstände  $R_1$  und  $R_2$  wirken am Emitter wie eine Stromquelle ( $R_1 \parallel R_2 = 23,5 \text{ k}\Omega \gg h_{11n}$ ), deren Strom  $81 \mu\text{A}$  beträgt. Etwa der gleiche Strom fließt im Kollektorkreis, so daß am Lastwiderstand das Ausgangssignal mit der Amplitude  $U_A = R_{CC} \cdot I_C$  liegt.

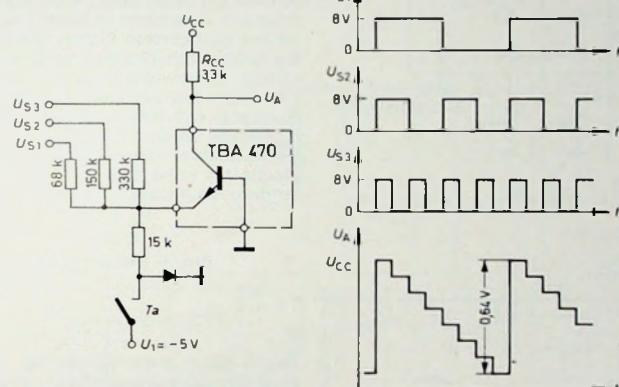


Bild 7. Treppenbildung mit drei Rechteckspannungen (Amplitudenverhältnisse 4:2:1)

### 3.5. Erzeugung vollständiger Spektren

Da im Spektrum periodischer Rechteckspannungen mit dem Impuls-Pause-Verhältnis 1:1 nur ungeradzahlige Harmonische enthalten sind, ist es oft zweckmäßig, der Rechteckspannung mit der Grundfrequenz noch ein Signal von doppelter und eventuell auch vierfacher Frequenz mit rechteckförmigem Spannungsverlauf und geeigneter Amplitude hinzuzufügen, um ein möglichst vollständiges Spektrum aufzubauen. Dabei bildet sich ein treppenförmiger Signalverlauf mit vier beziehungsweise acht Stufen aus. Im Spektrum einer solchen achtstufigen Treppenspannung fehlen lediglich noch die 8., 16., 24. usw. Harmonischen, auf die ohne weiteres verzichtet werden kann.

Die Summation der zwei beziehungsweise drei Rechteckspannungen mit den Amplitudenverhältnissen 4:2:1 läßt sich in einfacher Weise mit einem Widerstandsnetzwerk durchführen, wie dies im Bild 7 für den niederohmigen Eingang der Gattergrundschaltung A dargestellt ist. Sinngemäß läßt sich diese Anordnung auch bei der Grundschatzung C anwenden.

Auch wenn man als Gattereingangssignal eine sägezähnähnliche Spannung verwendet, kann man das gesamte Oberwellenspektrum eines Tones mit einem Gatter schalten. Die sägezähnähnliche Signalspannung mit einer Amplitude von etwa 7 V läßt sich direkt am Ausgang eines integrierten Frequenzteilers SAJ 110 mit Hilfe einer Diode und eines RC-Gliedes abnehmen [1]. An der Dimensionierung der Gatterschaltung ändert sich gegenüber Bild 6 wenig (nur für  $R_2$  werden  $33 \text{ k}\Omega$  statt  $47 \text{ k}\Omega$  eingesetzt). Der Gattertransistor arbeitet bei geschlossenem Tastenkontakt als gleichspannungsgekoppelte linearer Verstärker, solange der Scheitelpunkt der Signalamplitude  $U_S \leq +6,5$  V ist. Bei höheren Signalspannungen setzt Begrenzung ein, da der Transistor dann in den Sperrbereich gesteuert wird. Bei Sägezähnamplituden von  $U_S = 7$  V werden bei einer Dimensionierung nach Bild 6 also weniger als 10 % abgeschnitten. Den Einsatzpunkt der Begrenzung kann man jedoch durch Änderung von  $U_1$  so verschieben, daß das Signal unverzerrt zum Ausgang gelangt.

### 4. Einsatz der TBA 470 in elektronischen Orgeln

Die drei bereits beschriebenen Grundschatzungen A, B und C (Bilder 3, 4

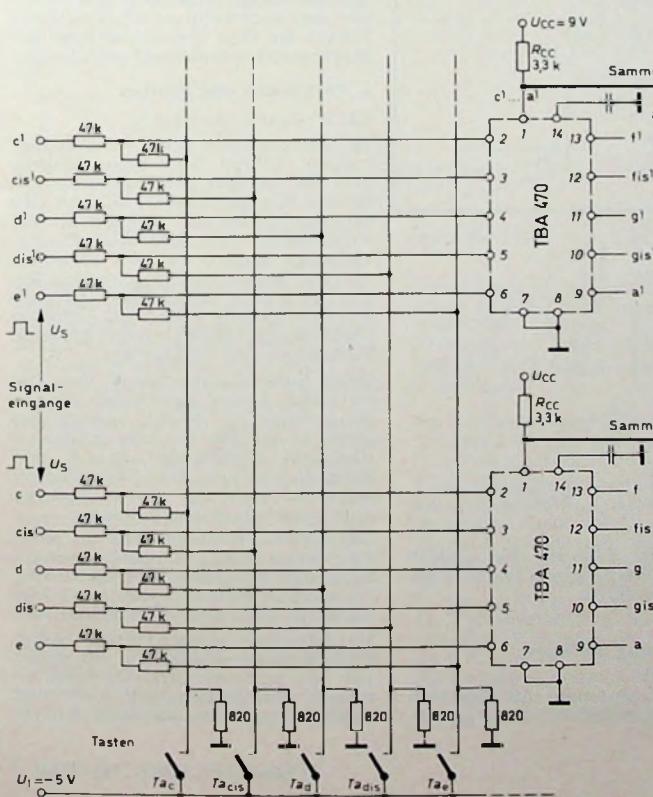


Bild 8. Verharfung mit der Grundschatzung A

und 5) lassen sich in verschiedenen Orgelkonzeptionen anwenden. Hierbei ist aber immer nur ein Tastenkontakt erforderlich. Im Bild 8 ist die Anwendung der Grundschatzung A dargestellt. Beim Druck auf eine Taste werden mehrere Gatter geöffnet, und die zugehörigen Tonsignale gelangen zu den Sammelschienen  $Sa$ . Eine sol-

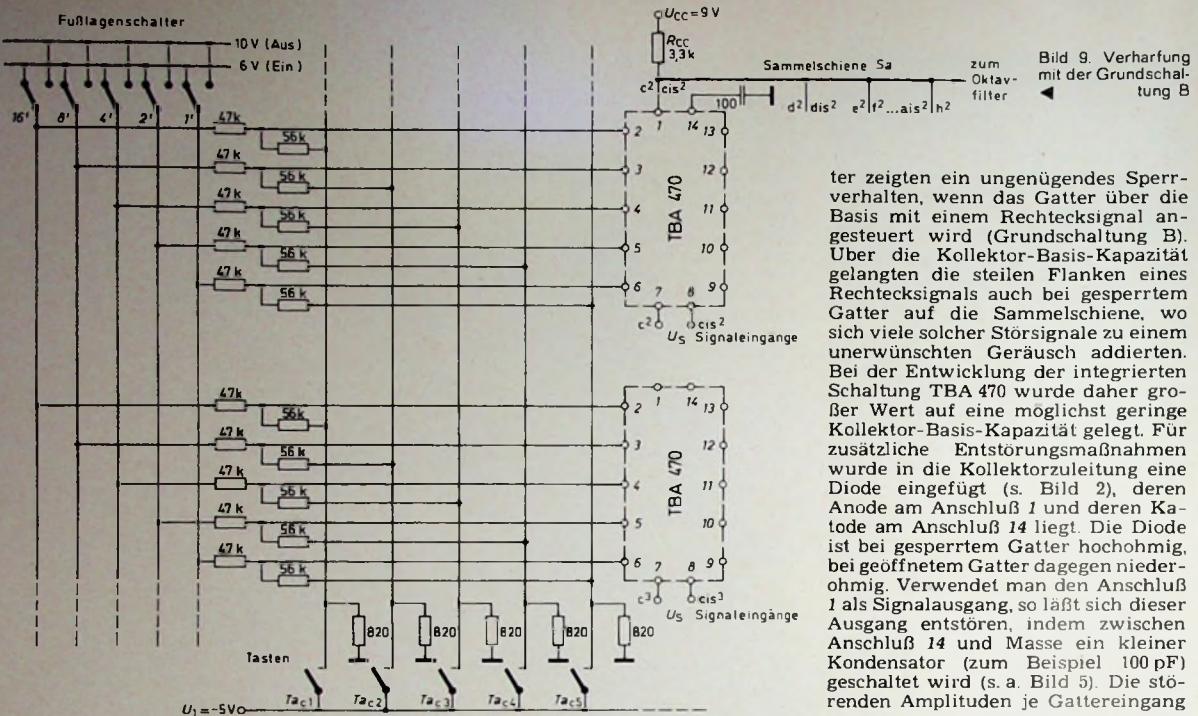


Bild 9. Verharfung  
mit der Grundschaltung B

ter zeigten ein ungenügendes Sperrverhalten, wenn das Gatter über die Basis mit einem Rechtecksignal angesteuert wird (Grundschaltung B). Über die Kollektor-Basis-Kapazität gelangten die steilen Flanken eines Rechtecksignals auch bei gesperrtem Gatter auf die Sammelschiene, wo sich viele solcher Störsignale zu einem unerwünschten Geräusch addierten. Bei der Entwicklung der integrierten Schaltung TBA 470 wurde daher großer Wert auf eine möglichst geringe Kollektor-Basis-Kapazität gelegt. Für zusätzliche Entstörungsmaßnahmen wurde in die Kollektorzuleitung eine Diode eingefügt (s. Bild 2), deren Anode am Anschluß 1 und deren Kathode am Anschluß 14 liegt. Die Diode ist bei gesperrtem Gatter hochohmig, bei geöffnetem Gatter dagegen niedrighmig. Verwendet man den Anschluß 1 als Signalausgang, so läßt sich dieser Ausgang entstören, indem zwischen Anschluß 14 und Masse ein kleiner Kondensator (zum Beispiel 100 pF) geschaltet wird (s. a. Bild 5). Die störenden Amplituden je Gattereingang

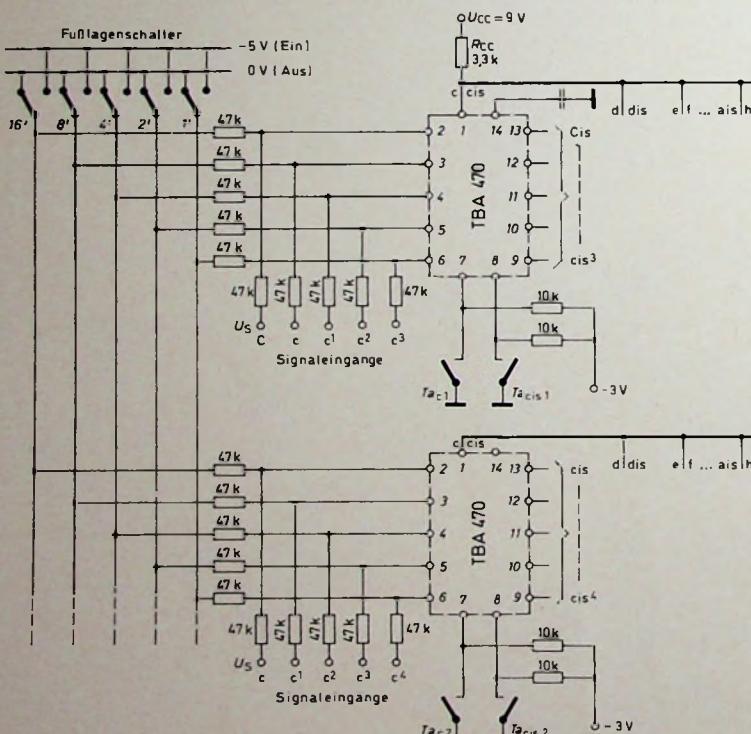


Bild 10. Verharfung mit der Grund-  
schaltung C

liegen dann etwa 120 dB, bei Signal- auskoppelung unmittelbar am Kollektoranschluß 14 dagegen nur 85 dB unter dem Nutzsignal. Die kapazitive Störspannungsminderung gewährleistet, daß auch beim Anschalten vieler Gatter an eine Sammelschiene der Störabstand ausreichend groß bleibt

## 6. Perkussion und Sustain

## 6.1. Erläuterungen

Bei den beschriebenen Grundschaltungen erklingt jeder angeschlagene Ton mit rechteckiger Hüllkurve. Ein solches Klangbild erscheint dem Ohr unnatürlich, da alle anderen Musikinstrumente Ein- und Ausschwingvorgänge zeigen, die sich erheblich von der Rechteckform unterscheiden. Um natürliche Klangbilder nachzuhören zu können, rüstet man größere elektronische Orgeln mit den Effekten Perkussion und Sustain aus.

Beim Sustaineffekt klingt der Ton mit voller Amplitude, solange die Taste gedrückt ist. Nach Loslassen der Taste klingt der Ton allmählich aus (Beispiele: Pfeifenorgel, Streich- und Blasinstrumente). Die Ausklingzeit sollte möglichst in weiten Grenzen kontinuierlich einstellbar sein.

kontinuierlich einstellbar sein.  
Der Effekt Perkussion erzeugt einen Ton, der nur kurz anklängt und danach ausklingt (Beispiele: Hammerklavier, Xylophon, Pizzikato-Spiel). Auch hier sollte die Ausklingzeit einstellbar sein.

Im folgenden werden einige Schaltungsbeispiele angegeben, mit denen sich bei jeder der drei Grundschaltungen der IS-Orgelgatter TBA470 sowohl Perkussion als auch Sustain

che Schaltungsanordnung entspricht der herkömmlichen Orgelkonzeption nach Bild 1 und kann in Orgeln verwendet werden, in denen einzelne Sammelschienen oder Teile dieser Sammelschienen zu den Klangfiltern geführt werden.

Die Schaltungen in den Bildern 9 und 10 zeigen weitere Anwendungsmöglichkeiten.

lichkeiten der TBA 470. Sie sind in den Grundschaltungen B beziehungsweise C ausgeführt.

## 5. Verbesserung des Sperrverhaltens

## Erfahrungen an einem mit diskreten Transistoren aufgebauten Orgelgat-

erzeugen lassen. Jeder Taste wird eine dieser Baugruppen zugeordnet.

## 6.2. Perkussion und Sustain für die Grundschaltungen A und B

Bei den Grundschaltungen A und B (Bilder 3 und 4) liegt der Tastenkontakt im Emitterstromkreis, und bei beiden Schaltungen wird zum Öffnen des Gatters ein Potential von etwa -5 V am Emitterwiderstand benötigt. Daher kann die im Bild 11 dargestellte Perkussions- und Sustain-Schaltung für beide Gattergrundschaltungen angewendet werden. Gegenüber den Bildern 3, 4, 8 und 9 wurde lediglich der 820-Ohm-Widerstand  $R_3$  durch eine Diode ersetzt, um geringere Schaltströme zu erreichen.

ßen des Tastenkontaktees und bewirkt ein weiches Einsetzen des Tones mit einer Zeitkonstante von etwa 8 ms. Die Hüllkurve des Ausgangssignals  $U_A$  ist im Bild 11b dargestellt.

In der Stellung „Perkussion“ wird dem Kondensator  $C_1$  ein negativer Spannungssprung zugeführt (Bild 11a) so daß die Umladung unmittelbar nach Schließen des Tastenkontakte einsetzt. Der Basis-Siebkondensator  $C_2$  bewirkt auch hier ein weiches Öffnen des Gatters. Eine Änderung der Ladezeit ist durch Verstellen des Potentiometers  $P_1$  in weiten Grenzen möglich.

In der Stellung „Sustain“ ist die Schaltung sofort nach Öffnen des Tastenkontaktees wieder einsatzbereit, in der Stellung „Perkussion“ nach etwa 30 ms. Das bedeutet, daß auch

—7,5-V-Tastenspannung sehr klein ist, sollte in Reihe mit dem Kondensator ein Schutzwiderstand geschaltet werden, um Taste und Kondensator zu schützen. Mit dem Sustainschalter kann die Sustainfunktion ein- und ausgeschaltet werden. In der Stellung „Aus“ wird C1 sehr schnell über R3 entladen, so daß das Abklingen des Tones entsprechend schnell erfolgt. Die Hüllkurve der Gatter-Ausgangsspannung ist im Bild 12b dargestellt.

## 7. Zusammenfassung

Das integrierte Orgelgatter TBA 470 bietet die Möglichkeit, alle Fußlagen einer elektronischen Orgel mit nur einem mechanischen Kontakt je Taste zu schalten. Dieser ermöglicht auch die Effekte Sustain und Perkussion. Die Reduzierung der Zahl mechanischer Kontakte führt zu er-

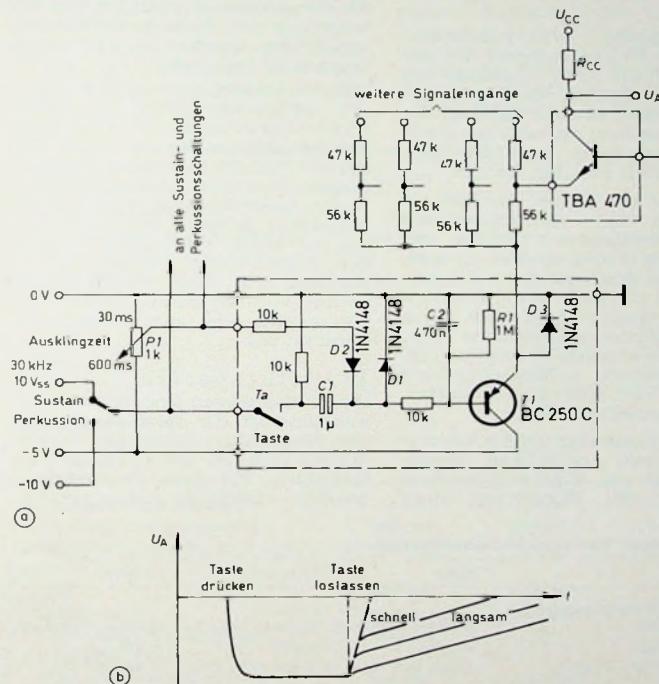


Bild 11. Perkussion und Sustain für die Grundschaltungen A und B, a) Schaltung, b) Hüllkurve der Gatterausgangsspannung

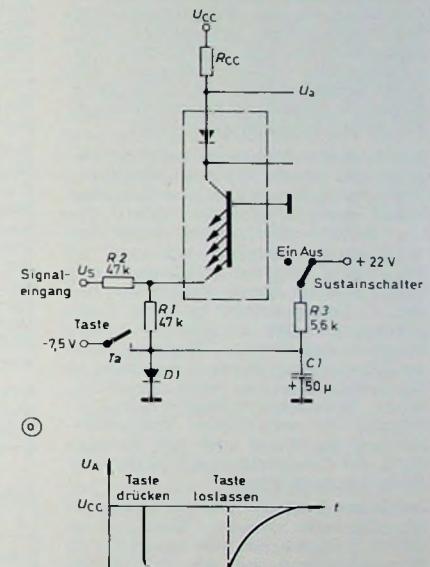


Bild 12. Einfache Sustainschaltung für Grundschaltung  
A: a) Schaltung, b) Hüllkurve der Ausgangsspannung

Bei Sustain wird durch Spitzengleichrichtung einer Wechselspannung mit außerhalb des Hörbereiches liegender Frequenz von etwa 30 kHz  $T_1$  (Bild 11a) leitend gehalten, solange der Tastenkontakt geschlossen bleibt. Dabei lädt sich der Koppelkondensator  $C_1$  auf, so daß nach Öffnen des Tastenkontaktes  $T_2$  der Transistor zunächst leitend bleibt. Der Koppelkondensator entlädt sich nun einerseits durch den Basisstrom und über  $R_1$  sowie andererseits durch einen vom Ausklingzeit-Potentiometer  $P_1$  eingespeisten Strom, so daß Basis- und Emitterspannung allmählich ansteigen und somit auch die angeschlossenen Gatter in den Sperrbereich übergehen. Die Ausklingzeit lädt sich mit  $P_1$  zwischen 30 und 600 ms kontinuierlich einstellen.

Der Basis-Siebkondensator C 2 unterdrückt den Einschaltklick beim Schlie-

bei sehr schnell wiederholtem Tastenanschlag jeder Tonimpuls mit voller Amplitude erklingt. Eine ähnliche Perkussions- und Sustainschaltung lässt sich auch für die Grundschaltung entwerfen.

### 6.3. Einfache Sustainschaltung für die Grundschaltung A

Eine einfache Sustainschaltung für die Grundschaltung A ist im Bild 12a dargestellt. Beim Betätigen der Taste  $T_a$  wird die negative Spannung dem Emitter des Gattertransistors zugeführt, was ein sofortiges Einsetzen dessen Tones zur Folge hat. Beim Loslassen der Taste entlädt sich der negativ aufgeladene Kondensator  $C_1$  langsam über  $R_1$  und  $R_2$ , so daß das Sperren des Gatters allmählich erfolgt und damit auch der Ton langsam abklingt. Wenn der Quellenwiderstand der

höter Lebensdauer sowie erheblicher Verminderung von Montage-, Wartungs- und Reparaturarbeit. Auch gegenüber mit diskreten Bauelementen aufgebauten Dioden- oder Transistorstaggern hat eine Verharfung mit der integrierten Schaltung TBA 470 wesentliche Vorteile bezüglich des Kostenaufwands, der Bestückungsarbeit, der elektrischen Eigenschaften und der Baugröße. Eine Vielfalt von Verharfungsmöglichkeiten und die Verwendbarkeit beliebiger Tonfrequenzsignale (zum Beispiel treppen- oder sägezahnförmiger Spannungen) schaffen die Voraussetzungen für die Anwendung des integrierten Orgelgatters TBA 470 in Orgelkonzeptionen jeden Umfangs.

## Schrifttum

- [1] Lorkovic, M.: Ein integrierter Frequenzteiler für elektronische Orgeln. Funkschau Bd. 42 (1970) Nr. 9, S. 264-267

## Dickschichttechnik

Der Trend zur Miniaturisierung und Modulbauweise hat in der elektronischen Industrie die beschleunigte Entwicklung von neuen Verfahren in der Schaltungstechnik zur Folge gehabt. Nicht nur monolithische integrierte Halbleiterschaltungen, sondern auch andere Technologien und Materialien haben in zunehmendem Maße Verwendung gefunden. Dazu zählt auch die Dickschichttechnik.

### 1. Allgemeines

Die zur Herstellung von Dickschichtschaltungen verwendeten Materialien sind für den Siebdruck geeignete Widerstands- und Leitpräparate sowie Kondensatordielektrika. Hierbei handelt es sich um Pasten, die sich im wesentlichen aus Edelmetallpulver, Spezialglaspulver, organischen Trägersubstanzen und organischen Lösungsmitteln zusammensetzen, die durch Siebschablonen auf keramische Substrate (meistens Aluminiumoxidplättchen) aufgetragen werden.

Bei diesem Verfahren werden die Pasten mit einer Gummibastreifrichtung (Rakel) durch eine Siebschablone geprägt, die der gewünschten Schaltungstopologie entspricht. Nach einer Zwischentrocknung bei 100 ... 150 °C, die zur Entfernung der Lösungsmittel dient, werden die Pasten im Durchlaufofen bei einer Temperatur von 760 bis 1000 °C in das Substrat eingebrannt. Während dieses Einbrennens (Sinterns) kommt es im wesentlichen zu zwei physikalischen Reaktionen, nämlich zur Zersetzung der organischen Trägersubstanzen der Paste und zur Verbindung der Glaspartikel mit Teilen der Keramikoberfläche.

Der Name Dickschichttechnik hat sich als allgemein übliche Bezeichnung dieser Technologie durchgesetzt zur Unterscheidung von der Dünnfilmtechnik, bei der die Schaltungselemente durch Aufdampfen im Vakuum aufgebracht werden. Während Dünnfilmschichten im allgemeinen Dicken von nur einem Bruchteil eines  $\mu\text{m}$  haben, liegt die Schichtdicke bei der Dickschichttechnik zwischen 15 und 40  $\mu\text{m}$ . Es wurden auch andere Bezeichnungen geprägt, wie zum Beispiel „cermet“, „screen-and-fire“ (Sieb- und Brennverfahren) usw. Die in Dickschichttechnik hergestellten Schaltungen bezeichnet man auch als Dickschichtpassivschaltungen oder, wenn sie aktive, das heißt verstärkende Elemente enthalten, als Dickschichthybridschaltungen.

### 2. Materialien der Dickschichttechnik

Als einer von mehreren Herstellern von Dickschichtmaterialien bietet Du Pont gegenwärtig Pasten für Leit-

Ing. David Peter Anisfeld ist European Sales Supervisor der Electronics Products Division und David Steven Hill Public Relations Representative der Du Pont de Nemours International S. A., Genf.

tungen, Widerstände, Kondensatoren, Leitungskreuzungen sowie Überglasuren zum Schutz gegen Umgebungs-einflüsse an. Es soll jedoch an dieser Stelle betont werden, daß Du Pont keine fertigen Dickschichtschaltungen herstellt, sondern lediglich die dazu erforderlichen Präparate.

#### 2.1. Widerstands-präparate

Das wichtigste Dickschichtbauelement ist der Widerstand. Es ist auch das vom chemischen Standpunkt her komplexeste Element und bei der Herstellung von Dickschichtschaltungen den meisten Abweichungen ausgesetzt.

Die wichtigsten Widerstandspräparameter sind Widerstandswert, Temperaturkoeffizient (TK), Stabilität und Rauschwert (Tab. I). All diese Kenngrößen müssen sowohl während der Pastenherstellung als auch bei deren Weiterverarbeitung innerhalb sehr enger Grenzen gehalten werden.

Auf Grund der großen Auswahl an Materialien mit unterschiedlichen Flächenwiderständen besteht die Möglichkeit, sowohl niedrig- als auch hochohmige Widerstände zu drucken, was jedoch nicht nur durch die Wahl des Pastentyps, sondern auch durch unterschiedliche geometrische Formen der Widerstände zu erreichen ist. Durch Mischung verschiedenartiger Pasten können außerdem Zwischenwerte hergestellt werden.

Der Widerstandswert wird in Ohm je Quadrat einer Leiterbahn ausgedrückt und als Flächenwiderstand bezeichnet. Der Widerstand eines

Quadrates eingebrannter Schicht ist stets gleich, unabhängig von der Seitenlänge des Quadrates. Drückt man zwei Quadrate hintereinander, so verdoppelt sich der Widerstandswert; drei hintereinander eingebrannte Quadrate ergeben den dreifachen Widerstandswert usw.

Unter der Bezeichnung „Birox“ wurden von Du Pont vor kurzem verbesserte Dickschichtwiderstands-materialien herausgebracht. Die mit diesen Materialien hergestellten Widerstände zeigen gute Stabilität (unter Belastung und im Leerlauf) bei weitgehender Unabhängigkeit von Umgebungsbedingungen sowie hohe Strombelastbarkeit. Hinzu kommen sehr niedrige Temperaturkoeffizienten, die bisher nur mit Dünnfilm-metallisierung erreichbar waren. Zur Zeit sind diese Widerstands-präparate im Bereich von 100 Ohm/Quadrat bis 300 kOhm/Quadrat erhältlich. Eine Erweiterung des Widerstandsbereiches von 10 Ohm/Quadrat bis 1 MOhm je Quadrat ist vorgesehen.

Mit den Dickschichtwiderstands-masten der Serie „1100“ hergestellte Dickschichtwiderstände haben Temperaturkoeffizienten, die bisher nur mit aus Palladium-Silber-Präparaten hergestellten Widerständen möglich waren. Außerdem wird eine Reproduzierbarkeit erreicht, wie sie früher nur mit teuren Widerstandsmaterialien möglich war. Darüber hinaus zeichnen sich diese Massen durch leichte Verarbeitbarkeit, gute Auf-lösung und sehr gute Dimensions-stabilität aus.

#### 2.2. Leitpräparate

Das Grundelement jeder Dickschicht-schaltung ist die Verdrahtung, also die Herstellung leitfähiger Verbindungen zwischen den einzelnen Bau-elementen. Für diese Verbindungen werden ebenfalls siebdruckfähige

Tab. I. Technische Daten von Widerstands-präparaten

	Birox	Serie 1100	Serie 7800
Flächenwiderstandsbereich (je Quadrat)	10 Ohm ... 300 kOhm	10 Ohm ... 1 MOhm	10 Ohm ... 100 kOhm
Liefertoleranz	$\pm 10\%$	$\pm 30\%$	$\pm 30\%$
TK-Werte (-55 ... + 125 °C)	$\pm 100 \cdot 10^{-6} / ^\circ\text{C}$	$\pm 250 \cdot 10^{-6} / ^\circ\text{C}$	$\pm 300 \cdot 10^{-6} / ^\circ\text{C}$
Stabilität			
1000 h bei Zimmertemperatur	0,2 %	0,3 %	0,3 %
10000 h bei 4,5 W/cm <sup>2</sup>	0,2 %	0,2 %	1,0 %
1000 h bei 150 °C, ohne Belastung	0,2 %	0,2 %	1,0 %
Rauschwert			
bei 100 Ohm/Quadrat	-30 dB	-30 dB	-18 dB
bei 100 kOhm/Quadrat	0 dB	0 dB	+22 dB
Reproduzierbarkeit	$\pm 8\%$	$\pm 10 \dots \pm 12\%$	$\pm 10 \dots \pm 15\%$ (an den Bereichs-enden $\pm 30 \dots \pm 40\%$ )

Tab. II. Platin-Gold-Leitpaste erhöhte Zuverlässigkeit

	7553	DP-8553	DP-8653
Schichtdicke (eingebrannt)	15 $\mu\text{m}$	15 $\mu\text{m}$	15 $\mu\text{m}$
Flächenwiderstand (je Quadrat)	0,09 Ohm	0,09 Ohm	0,09 Ohm
Leiterbreite (Formauflösevermögen)	375 $\mu\text{m}$	125 $\mu\text{m}$	250 $\mu\text{m}$
Lotfähigkeit	sehr gut	sehr gut	sehr gut
Festigkeit gegen Abriegeln	gut	sehr gut	sehr gut
Haftfähigkeit			
anfangs	0,5 ... 0,9 kg	2,0 ... 2,5 kg	2,0 ... 2,5 kg
nach Alterung (48 h bei 150 °C)	0,3 ... 0,7 kg	1,8 ... 2,3 kg	1,8 ... 2,3 kg

Pasten verwendet, die in das Substrat eingebrannt werden. Bei der Auswahl eines geeigneten Leitpräparates sollte darauf geachtet werden, daß es folgende Eigenschaften hat: lötfähig, ablegierfest, nachlötfest, thermokompressionsfähig, ultraschalllötfähig, eutektisch auflegierfähig, gutes Formauflösevermögen, gut leitfähig, gute Substrathafung, kompatibel mit Widerstandspasten, beständig gegen Mehrfachbrand, alterungsbeständig.

Obwohl die Erfüllung dieser Forderungen für den Hersteller von Dickschichtpräparaten sehr schwierig ist, bietet sie für den Anwender wesentliche Vorteile. Unter der Vielzahl der heute auf dem Markt erhältlichen Leitpräparate werden Platin-Gold (Tab. II), Palladium-Gold (Tab. III), Gold (Tab. IV) und Palladium-Silber (Tab. V) am häufigsten verwendet.

### 2.2.1. Leitpräparate mit hohem Haftvermögen

Äußerst wichtig ist eine gute Haftfähigkeit der Leitung auf dem Substrat, vor allem, wenn dieses aus hochreinem Aluminiumoxid besteht.

Das einwandfreie Haften ist überaus wichtig, da besonders die Anschlüsse erheblichen Biegebeanspruchungen unterworfen sind und die Gefahr des Abblatters besteht. Eine bedeutende Verbesserung der Haftfestigkeit wird jetzt durch eine Reihe von Leitpräparaten mit Pt-Au, Pd-Au und Pd-Ag als Basis gewährleistet. Diese Präparate sind für gute Anfangs- und Dauerhaftfähigkeit selbst bei Verwendung hoch zinnhaltiger Lötmittel entwickelt worden. Sie zeichnen sich durch gute Lotannahme- und Widerstandsfähigkeit gegen Auslaugung aus.

### 2.2.2. Präparate zum Drucken feiner Leiterbahnen

Wegen der fortschreitenden Miniaturisierung wurde es notwendig, die Breite der Leiterzüge in gedruckten Schaltungen mehr und mehr zu reduzieren. Während bisher Leiter eine Breite von etwa 1,25 mm hatten, werden jetzt solche mit einer Breite von weniger als 0,125 mm benötigt. Heute stehen Leitpräparate zum Drucken hochleitfähiger Leiterbahnen mit

einer Breite von weniger als 0,1 mm bei einem Abstand der Leiter von ebenfalls nur 0,1 mm zur Verfügung. Darunter befinden sich spezielle Platin-Gold-, Palladium-Gold- und Goldpasten für Verbindungen mit Transistoren und integrierten Halbleiterschaltungen. Die aufgedruckten Pasten haben wegen ihres thixotropen Verhaltens ein sehr gutes Konturenauflösungsvermögen, so daß sowohl beim Drucken als auch während des Brennvorganges die Randschärfe der Linien erhalten bleibt. Um gleichmäßige Resultate zu erhalten, werden Spezialsiebe, sogenannte Molybdänäzimasken, verwendet. Leiterbahnen von 0,2 mm bis hinunter zu 0,125 mm Breite können mit Emulsionsdrätsieben und Bahnen zwischen 0,1 mm und 0,05 mm mit Ätzmaskenschablonen gedruckt werden.

### 2.2.3. Goldpräparate zum eutektischen Auflegieren und Thermokompressionsbunden

Diese Präparate, die Gold- und Goldlegierungsbasis haben, eignen sich besonders zum Bonden von Transistoren und integrierten Schaltungen an Dickschichtschaltungen. Es sind direkt metallisierende Pasten, auf die sowohl vergoldete als auch unvergoldete Siliziumchips mit oder ohne eutektische Vorverformung gleichermaßen gut aufzubringen sind. Sie eignen sich auch zum Ultraschall- und Thermokompressionsbunden.

Das Gold-Leitpräparat „DP-8380“ ist ein besonders ideales Kontaktierungsmaterial für Halbleiterelemente. Die eingebrannten Goldschichten sind kompakt und haben einen verhältnismäßig einheitlichen Querschnitt. Hierdurch erhält man sehr leitfähige Bahnen mit einem Flächenwiderstand von etwa 3 mOhm/Quadrat.

### 2.4. Pasten für Leitungskreuzungen

Um zwei sich kreuzende Leiterbahnen gegeneinander zu isolieren, wird nach dem Einbrennen der unteren Leitung eine Isolationsmasse auf die Kreuzungsstelle gedrückt. Dabei ist zu empfehlen, nach der anschließenden Zwischenentrocknung die Isolationsschicht noch einmal mit Kreuzungspasten (Tab. VI) zu überdrücken. Es besteht die Möglichkeit, auf diese Weise auch mehrere sich an einer Stelle kreuzende Leiterbahnen gegeneinander zu isolieren, indem abwechselnd isolierende und leitende Pasten aufgedruckt werden.

### 2.5. Siebdruckbare Dielektrika

Es werden jetzt siebdruckbare Kondensatordielektrika hergestellt, die bei Dielektrizitätskonstanten bis zu 2000 Kapazitätsdichten zwischen 4000 und 30 000 pF/cm<sup>2</sup> je nach Elektronenmaterial, Auftragsdicke der Paste und Einbrenntemperatur ergeben. Diese Präparate werden hauptsächlich zum Siebdruck von Abblock- und Kopplungskondensatoren verwendet.

### 2.6. Einkapselpräparate

Obwohl Dickschichtelemente nicht unbedingt eine Schutzschicht benötigen, werden sie dennoch häufig ein-

Tab. III. Palladium-Gold-Leitpasten der mittleren Preisklasse

	DP-8267	8451	DP-8651
Schichtdicke (eingebrannt)	13 µm	15 µm	10 µm
Flächenwiderstand (je Quadrat)	0,05 Ohm	0,06 Ohm	0,08 Ohm
Leiterbreite (Formauflösevermögen)	125 ... 200 µm	125 ... 200 µm	50 ... 125 µm
Lötfähigkeit	sehr gut	sehr gut	gut ... sehr gut
Haftfähigkeit			
anfangs	1,8 kg	2,0 kg	2,3 kg
nach Alterung (48 h bei 150°C)	1,4 kg	1,9 kg	2,0 kg
Widerstandsverträglichkeit	gut	gut	gut

Tab. IV. Goldleitpasten

	8115	DP-8237	DP-8380 DP-8780
Schichtdicke (eingebrannt)	15 µm	15 µm	18 ... 25 µm
Flächenwiderstand (je Quadrat)	0,005 Ohm	0,005 Ohm	0,003 Ohm
Leiterbreite (Formauflösevermögen)	250 µm	125 µm	50 ... 100 µm
Bondfähigkeit			
Chip	sehr gut	sehr gut	sehr gut
Golddraht	sehr gut	sehr gut	sehr gut
Aluminium, Ultraschallbonden	sehr gut	gut	sehr gut
Verträglichkeit mit			
Birox und Serie 1100	sehr gut	sehr gut	sehr gut
Pd-Ag-Widerstandspasten	ungenügend	ungenügend	ungenügend
Leiterkreuzisolerpasten	sehr gut	sehr gut	sehr gut

Tab. V. Palladium-Silber-Leitpasten

	8151	DP-8420 DP-8430 DP-8440	DP-8720 DP-8730 DP-8740	EX-8802 EX-8803
Schichtdicke (eingebrannt)	15 µm	15 µm	15 µm	16 µm
Flächenwiderstand (je Quadrat)	0,050 Ohm	0,025 bis 0,060 Ohm	0,025 bis 0,060 Ohm	0,025 bis 0,35 Ohm
Leiterbreite (Formauflösevermögen)	250 bis 375 µm	50 bis 125 µm	125 µm	175 µm
Festigkeit gegen Ablegieren (in eutektischem Lot mit 2% Silberanteil)	80 s	50 ... 80 s	50 ... 80 s	80 ... 150 s
Haftfähigkeit				
anfangs	1,8 kg	2,3 ... 2,7 kg	2,7 kg	2,3 ... 2,7 kg
nach Alterung (48 h bei 150°C)	0,7 kg	1,1 kg	1,1 kg	1,8 kg
Widerstandsverträglichkeit				
mit Birox und Serie 1100	sehr gut	sehr gut	sehr gut	sehr gut
mit Palladium-Silber	sehr gut	sehr gut	sehr gut	sehr gut

**Tab. VI. Dielektrische Pasten**

	Dielektrizitätskonstante bei 1 kHz	Verlustfaktor bei 1 kHz	Temperaturkoeffizient (TK-Wert)	Wärmeausdehnungskoeffizient	Einbrenn-temperatur
<b>Leiterkreuzisolier-, Multischicht- und Abdichtmassen</b>					
8299 (Glas-Keramik)	15	$< 1,5 \cdot 10^{-2}$	$100 \cdot 10^{-6}$	$55 \cdot 10^{-7}$	850 bis 950°C
8399 (Glas-Keramik, hochthixotropisch, mit hohem Auflösevermögen)	15	$< 1,5 \cdot 10^{-2}$	$100 \cdot 10^{-6}$	$55 \cdot 10^{-7}$	850 bis 950°C
8190 (Glas)	8	$< 0,5 \cdot 10^{-2}$	$100 \cdot 10^{-6}$	$63 \cdot 10^{-7}$	850 bis 900°C
<b>Einkapselpräparate</b>					
8185 (erhältlich in verschiedenen Farbtönen)				$75 \cdot 10^{-7}$	500 bis 525°C
<b>siebdruckbare Dielektrika</b>					
8229	500	$< 2,0 \cdot 10^{-2}$			850 bis 1100°C
8299	15	$< 1,5 \cdot 10^{-2}$	$< 100 \cdot 10^{-6}$		850 bis 950°C
DP-8289	1200	$< 3,5 \cdot 10^{-2}$			1000 bis 1100°C
DP-8315	35	$< 1,5 \cdot 10^{-2}$	$< 500 \cdot 10^{-6}$		1000 bis 1100°C

gekapselt, um einen wirksamen Schutz gegen Umwelteinflüsse, zum Beispiel reaktionsfähige Gase und Feuchtigkeit, zu erhalten. Eine solche Glasur wird entweder nur über Widerstände beziehungsweise Leiterbahnen oder aber über die ganze ab-

zudeckende Grundfläche gedruckt und bei niedriger Temperatur eingebrennt. Die Glasur bietet bei mäßigem Kostenaufwand Schutz gegen Formiergas und Wasserstoff, Feuchtigkeitseinflüsse sowie Sandpartikel beim Abgleich und reduziert die bei

## Persönliches

**F. Schröter  
85 Jahre**

Der wohl älteste Pionier des deutschen Fernsehens. Professor Dr.-Ing. E. h. Dr. phil. Fritz Schröter, vollendete am 28. Dezember in Neu-Ulm das 85. Lebensjahr. Der Jubilar arbeitet noch immer als wissenschaftlicher Berater am Forschungsinstitut von AEG-Telefunken in Ulm.



Prof. Schröter studierte in Lausanne und Berlin Physik und Chemie. 1920 begann er seine Arbeit bei Telefunken. Elektronenoptik, Mikrowellen- und Fernsehtechnik sind die drei Gebiete, auf denen er entscheidende Neuerungen einführen half. Schon 1926 hatte Schröter erkannt, daß die drahtlose Übertragung von Fernsehbildern nur im Ultrakurzwellenbereich möglich ist. Zwei Jahre später beschäftigte er sich mit der Kathodenstrahlröhre als trägeheitslosem elektrooptischen Wandler für die Wiedergabe von Fernsehbildern, und wiederum nur zwei Jahre später erhielt er das grundlegende Patent für das Zeilensprungverfahren. Aufbauend auf die Arbeiten von Zworykin, entstand unter seiner Leitung das Superikonoskop, das wegen der zehnmal höheren Empfindlichkeit gegenüber dem bis dahin benutzten Ikonoskop der elektronischen Fernsehkamera neue Möglichkeiten bot. Für die rechteckförmige Bildröhre hat er schon 1938 die Technik entwickelt.

Es spricht für die Vitalität dieses erfolgreichen Forschers, daß er noch immer mit Veröffent-

lichungen und Patentanmeldungen dem Fortschritt in der Fernsehtechnik wertvolle Dienste leistet.

### Heinrich-von-Stephan-Plakette und Philipp-Reis-Plakette verliehen

In jedem Jahr ehrt die Deutsche Bundespost mit der Verleihung der Heinrich-von-Stephan-Plakette und der Philipp-Reis-Plakette Persönlichkeiten, die sich auf den Gebieten des Post- und Fernmeldewesens durch hervorragende Leistungen ausgezeichnet haben. Die Heinrich-von-Stephan-Plakette wurde Oiva Johannes Saloila, Generaldirektor des finnischen Post- und Telegrafewesens, in Anerkennung seiner Verdienste auf dem Gebiet der Zusammenarbeit der europäischen Verwaltungen für das Post- und Fernmeldewesen verliehen. Die Philipp-Reis-Plakette erhielt Staatssekretär a. D. Dr.-Ing. E. h. Dipl.-Ing. Helmut Bornemann besonders für seine Arbeit am Aufbau und Ausbau des deutschen Fernmeldenetzes sowie für seine Tätigkeit in internationalen Fachorganisationen. Bornemann war von 1963 bis 1968 Staatssekretär für den Post- und Fernmeldebetrieb im Bundespostministerium.

### Prokura für Philips-Forscher

Zwei Mitglieder der Geschäftsleitung der Philips Forschungslaboratorium Hamburg GmbH, Dr. Hans Jürgen Schmitt und Dr. Gerhard Winkler, wurden zu Prokuren bestellt. Dr. Winkler leitet die Forschungsabteilung Angewandte Materialforschung, während Dr. Schmitt als Leiter der Forschungsabteilung Angewandte Physik tätig ist.

### Neuer Vorsitzender der Gesellschaftervertretung von Telefonbau und Normalzeit

Zum neuen Vorsitzenden der Gesellschaftervertretung von Telefonbau und Normalzeit Lechner & Co., Frankfurt am Main, wurde Dr.

Temperatur- und Strombelastung auftretenden Widerstandsänderungen von PdO-Ag-Widerständen.

Das Einkapselpräparat ist in mehreren Farbtönen erhältlich, die eine Identifizierung unterschiedlicher Schaltungen in der Fertigung erleichtern und auch eine Erkennung der Grenzlinien verschiedener eingekapselter Flächen ermöglichen. Bei richtigem Einbrennen verändern sich die Widerstandswerte nur minimal ( $< 3\%$ ).

### 2.7. Weich- und Hartlötpräparate

Unter dem Namen „Formon“ wurde vor kurzer Zeit eine Gruppe neuer pastenförmiger Weich- und Hartlötpräparate auf dem Markt gebracht. Diese Dickschichtpräparate basieren auf nichtaktiven Flüssigkeiten und werden nach einem neu entwickelten Verfahren hergestellt. Alle herkömmlichen Siebdruck-Vorrichtungen sind für die Verarbeitung von „Formon“-Pasten geeignet, die besondere Flüssigkeiten, die sich später leicht entfernen lassen, und nichtkorrosive Trägersubstanzen enthalten.

Diese Präparate werden dort eingesetzt, wo selektives Aufbringen des Lotes notwendig ist, zum Beispiel beim Einschmelzen von keramischen Packungen, bei Hybridschaltungen sowie beim Anbringen von Anschlüssen und zusätzlichen Bauelementen.

(Schluß folgt)

Heinz Kümmerlein gewählt. Er übernimmt die Nachfolge des im März dieses Jahres verstorbenen Staatsministers a. D. Joseph Hermann Duhues.

### B. Sturm neuer INTERKAMA-Präsident

Nach Ablauf der Amtszeit des derzeitigen INTERKAMA-Präsidenten, Dr. Fritz L. Reuther, übernimmt Dr. phil. Berthold Sturm am 1.1.1972 den Vorsitz der Arbeitsgemeinschaft INTERKAMA. Dr. Sturm ist Direktor der Farbenfabriken Bayer AG und geschäftsführendes Vorstandsmitglied der Normenarbeitsgemeinschaft für Maß- und Regeltechnik in der chemischen Industrie (NAMUR) sowie der bisherige Vizepräsident der INTERKAMA 71.

### C. Wallenreiter mit dem Großen Verdienstkreuz ausgezeichnet

Am 11. November 1971 wurde der Intendant des Bayerischen Rundfunks, Christian Wallenreiter, mit dem Großen Verdienstkreuz des Bundesverdienstordens der Bundesrepublik Deutschland ausgezeichnet. Damit wurde die konsequente Initiative, mit der er die Schaffung eines Bildungfernsehens, also des Telekollegs und des Studienprogramms, in die Tat umgesetzt hat, gewürdigt.

### W. Klein †

Der Leiter der Qualitätskontrolle im Fachbereich Rohren von AEG-Telefunken, Dr.-Ing. Werner Klein, ist am 30. November 1971 im Alter von 52 Jahren in Ulm gestorben. Dr. Klein studierte an der TH Stuttgart Elektrotechnik. Nach seinem Eintritt bei Telefunken im Jahre 1958 arbeitete er zunächst als Entwicklungsingenieur, später als Fachgebietselektrotechniker. Hier erwarb er sich bei der Mikrowellenröhren-Entwicklung sowie als Leiter der Qualitätskontrolle große Verdienste. Seine wissenschaftliche Tätigkeit und maßgebliche Mitarbeit in vielen internationalen Fachausschüssen machten Dr. Klein weit über das Unternehmen hinaus bekannt.

# Prüfverfahren zur zerstörungsfreien Untersuchung des Second Breakdown bei Leistungstransistoren

Seitdem die Datenblätter der Halbleiterhersteller Angaben über die Begrenzung des sicheren Betriebsbereiches von Leistungsschalttransistoren enthalten, ist die Entwicklung von Prüfeinrichtungen für die zerstörungsfreie Untersuchung des Second Breakdown (zweiter oder sekundärer Durchbruch) im Durchlaßbereich notwendig geworden. Dieser Bericht beschreibt die Entwicklung einer solchen Prüfeinrichtung, mit der der durch sekundäre Durchbrüche festgelegte Teil der Begrenzungskurve des sicheren Betriebsbereiches von Leistungstransistoren ermittelt werden kann. Er enthält Schaltungsunterlagen über eine Prüfschaltung für Untersuchungen an Transistoren mit Kollektorströmen bis zu 2,5 A und Kollektor-Emitter-Spannungen bis zu

Gehäuse in °C/W. Als Folge von Stromkonzentrationen, die örtlich begrenzt erhöhte Verlustleistungen je Volumeneinheit erzeugen, kann jedoch die tatsächliche Sperrsichter Temperatur von Punkt zu Punkt auf dem Chip schwanken, und dieser Zustand kann ein örtlich begrenztes thermisches „Durchgehen“ des Transistors bewirken.

Im Durchlaßbereich wird eine solche örtliche Überhitzung mit größter Wahrscheinlichkeit gegenüber dem Emitterrand auftreten. Dort erzeugt nämlich der von außen zufließende Basisstrom einen Spannungsabfall parallel zu den Sperrsichten, um den die inneren Zonen der Basis-Emitter-Sperrsicht weniger stark in Durchlaßrichtung vorgespannt werden als die Randpartien. Deshalb kon-

regenerativ fortbestehen, so führt das zur Zerstörung des Transistors. Das Entstehen der Stromkonzentration kann durch Inhomogenitäten der Kollektorsperrsicht sowie durch Fehler beim Systemaufbau begünstigt werden.

## 2. Prüfverfahren zum Erkennen des Second Breakdown

Bild 3 zeigt das vereinfachte Prinzipschaltbild eines Prüfgerätes zur Bestimmung des durch sekundäre Durchbrüche festgelegten Teils der Begrenzungskurve des sicheren Betriebsbereiches eines Leistungstransistors. Mit diesem Gerät läßt sich die erwähnte Begrenzungskurve zerstörungsfrei ermitteln, und es kann deshalb eingesetzt werden, um den gesamten Produktionsausstoß auf Second Break-

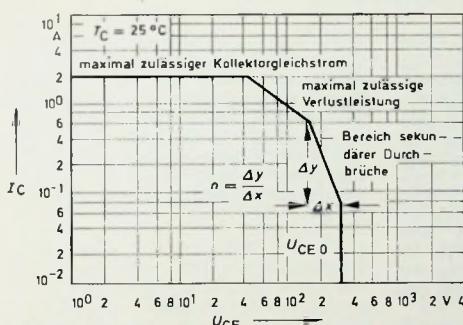
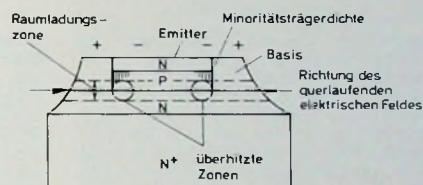


Bild 1. Typische Begrenzungskurve des sicheren Betriebsbereiches

Bild 2. Querschnitt durch einen Leistungstransistor und Entstehung überhitzter Zonen bei Betrieb im Durchlaßbereich



300 V sowie für eine entsprechende Schaltung für Stromwerte bis zu 5 A und Spannungswerte bis zu 100 V.

### 1. Ursachen des Second Breakdown

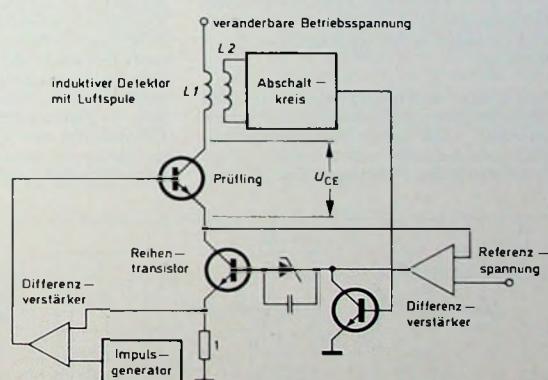
Die den sicheren Betriebsbereich eines Leistungstransistors begrenzende Kurve läßt sich in vier Abschnitte unterteilen, von denen jeder einer bestimmten Grenzbedingung entspricht. Wie Bild 1 zeigt, sind die begrenzenden Faktoren der maximal zulässige Kollektorgleichstrom, die maximal zulässige Kollektorverlustleistung, das Auftreten des Second Breakdown und die maximal zulässige Kollektor-Emitter-Spannung  $U_{CE0}$  des Transistors.

In einem Leistungstransistor wird Second Breakdown im Durchlaßbereich durch örtliche Überhitzung des Transistorstroms eingeleitet (Bild 2). Die Durchschnittstemperatur  $T_i$  der Kollektorsperrsicht eines Leistungstransistors läßt sich nach folgender Beziehung berechnen:

$$T_i = T_c + P_{avg} \cdot \theta_{IC}$$

Darin ist  $T_c$  die Gehäusetemperatur in °C,  $P_{avg}$  die mittlere Verlustleistung in W und  $\theta_{IC}$  der thermische Widerstand zwischen Sperrsicht und

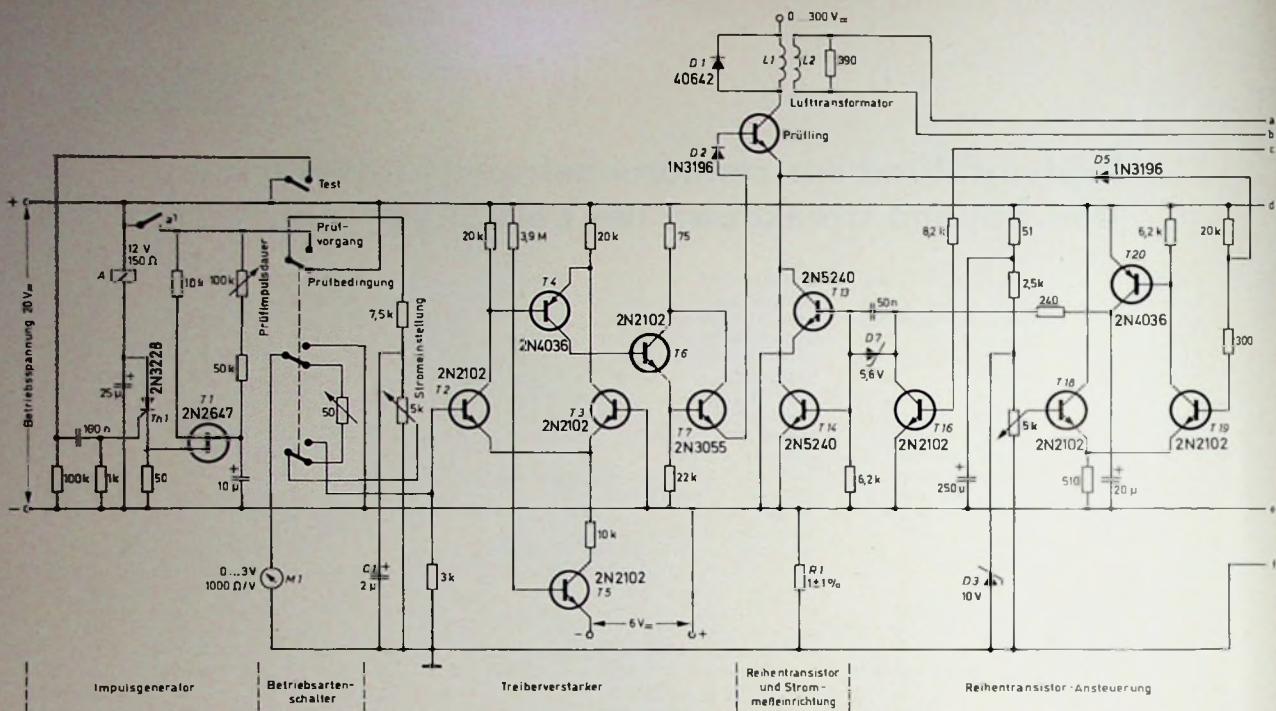
Bild 3. Vereinfachtes Prinzipschaltbild der Prüfeinrichtung zum Feststellen sekundärer Durchbrüche



zentriert sich die Injektion von Minoritätsträgern in die Basiszone hauptsächlich auf die Randpartien des Emitters und erzeugt dort erhöhte Stromdichten (s. Bild 2). Diese erhöhten Stromdichten haben beim Durchfließen der an Ladungsträgern verarmten Kollektorsperrsicht örtlich erhöhte Verlustleistungen und damit Überhitzung zur Folge. Überschreiten sie einen kritischen Wert, so läßt die erzeugte Wärme örtlich den für eine bestimmte Injektionsstromdichte erforderlichen Wert der Basis-Emitter-Spannung absinken, was einen weiteren Anstieg der Injektion zur Folge hat. Damit wird der Stromanstieg regenerativ. Kann dieser Prozeß

down zu untersuchen. Die Untersuchung wird normalerweise an einem Punkt der in den Datenblättern veröffentlichten Begrenzungskurve des Bereichs sekundärer Durchbrüche durchgeführt.

Die Bestimmung der Begrenzungskurve bei einem neuen Transistor typ bestimmt Struktur und Geometrie erforderte früher das mit der Zerstörung vieler einzelner Transistoren verbundene Auffinden einzelner Punkte der individuellen Begrenzungskurven. Obgleich dabei jede zerstörte Einheit einen Meßpunkt lieferte, lagen diese Punkte nicht notwendigerweise auf einer Kurve, da die individuelle Widerstandsfähigkeit



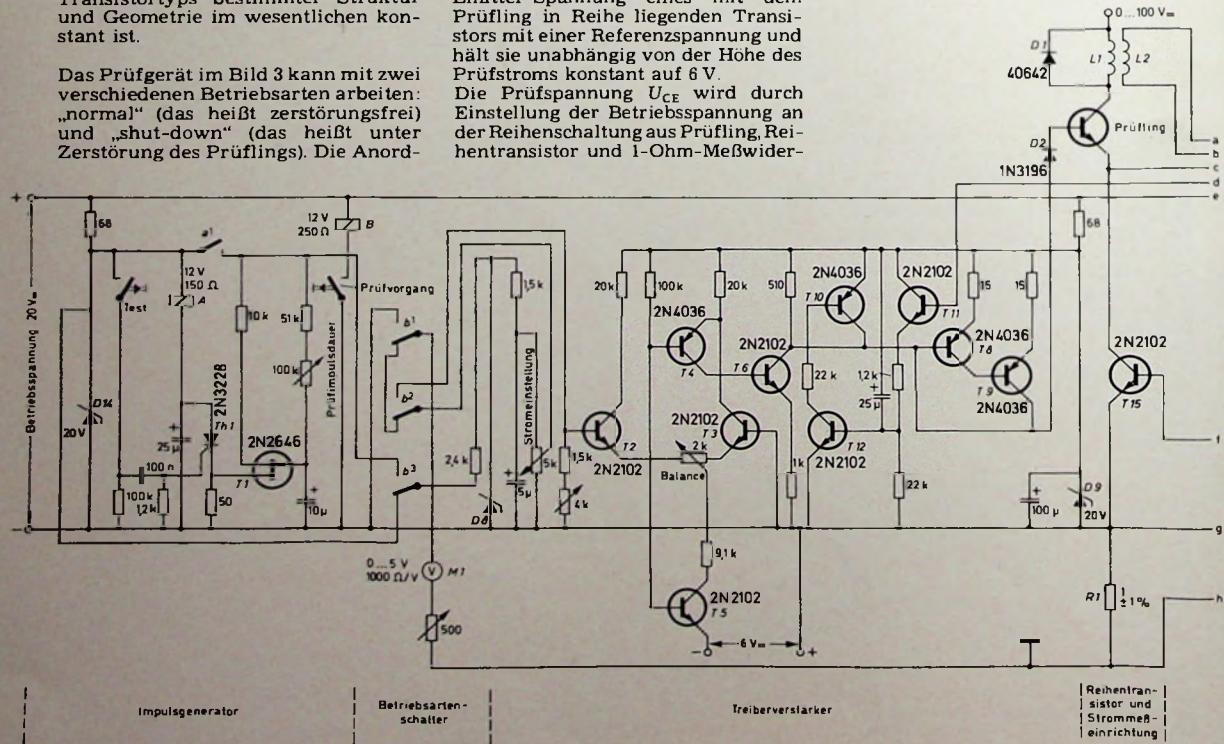
gegenüber Second Breakdown von Einheit zu Einheit schwankte. Dieses Verfahren konnte deshalb keine genauen Informationen über den tatsächlichen Verlauf der Begrenzungskurve ergeben. Es hat sich aber gezeigt, daß das Steigungsmäß  $n$  einer auf doppeltlogarithmischem Papier dargestellten Begrenzungskurve  $I = K \cdot U^n$  für alle Einheiten eines Transistorstyps bestimmter Struktur und Geometrie im wesentlichen konstant ist.

Das Prüfgerät im Bild 3 kann mit zwei verschiedenen Betriebsarten arbeiten: „normal“ (das heißt zerstörungsfrei) und „shut-down“ (das heißt unter Zerstörung des Prüflings). Die Anord-

nung enthält zwei Regelkreise. Einer läßt den Kollektorstrom des Prüflings auf eine durch Potentiometereinstellung vorgewählte Höhe ansteigen. Die strommessende Rückkopplungsschleife ist so angeordnet, daß nur der Kollektorstrom, nicht aber der gleichzeitig fließende Basisstrom vom Meßwiderstand erfaßt wird. Der zweite Regelkreis vergleicht die Kollektor-Emitter-Spannung eines mit dem Prüfling in Reihe liegenden Transistors mit einer Referenzspannung und hält sie unabhängig von der Höhe des Prüfstroms konstant auf 6 V.

Die Prüfspannung  $U_{CE}$  wird durch Einstellung der Betriebsspannung an der Reihenschaltung aus Prüfling, Reihentransistor und 1-Ohm-Meßwider-

stand verändert. Während eines normalen Prüfvorganges läßt der Impulsgenerator einen im wesentlichen rechteckförmigen Stromimpuls durch den Prüfling fließen (die relativ kurzen Anstiegs- und Abfallzeiten können vernachlässigt werden). Der Strom durch den Reihentransistor folgt dem Strom durch den Prüfling. Arbeitet



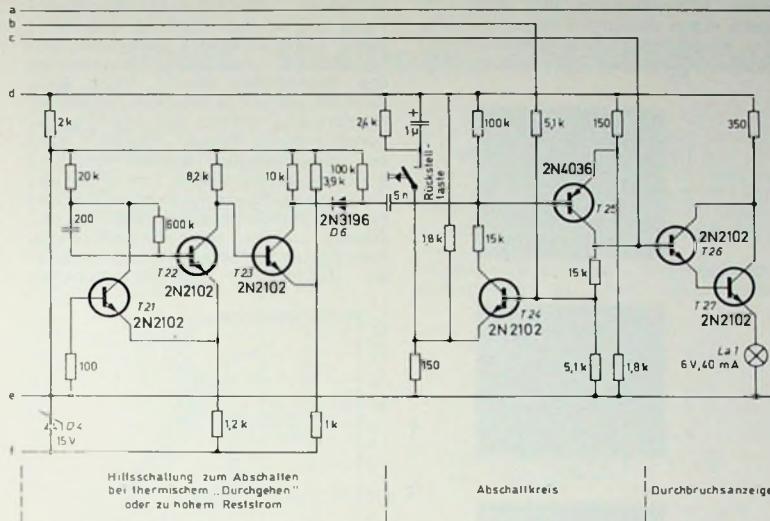


Bild 4. Schaltung einer Prüfeinrichtung zum Feststellen sekundärer Durchbrüche bei Kollektorströmen bis zu 2,5 A und Kollektor-Emitter-Spannungen bis zu 300 V (L 1: 54 Wdg 0,9 CuL; L 2: 27 Wdg 0,9 CuL; zweifädig auf quadratischen Teflon-Spulenkörper mit 19 mm Kantenlänge gewickelt)

der Prüfling in seinem sicheren Betriebsbereich, so zeigen sich keine Anomalien, und weder die Spannung noch der Strom werden während des Prüfvorganges herabgesetzt.

Wird der Prüfling jedoch außerhalb seines sicheren Bereichs betrieben, so machen sich beim Einsetzen des Second Breakdown bestimmte Veränderungen in Strom und Spannung bemerkbar. Die Kollektor-Emitter-Spannung sinkt auf einen niedrigen Wert, während der Strom stark ansteigt. Das Prüfgerät nutzt diesen steilen Anstieg des Kollektorstroms aus.

Um das Einsetzen des sekundären Durchbrüches festzustellen, ist eine Luftspule L1 in den Kollektorkreis des Prüflings gelegt. Bei normalem Betrieb des Prüfgerätes ist der an dieser Spule auftretende Spannungsabfall wegen der relativ langen Anstiegszeit des Prüfstromimpulses klein. Bei Second Breakdown erzeugt jedoch der steil ansteigende Kollektorstrom einen hohen Spannungsimpuls an L1. Über die Sekundärwicklung L2 wird dieser Impuls an einen Abschaltkreis gelegt, der den Reihentransistor sperrt. Diese induktive Methode, den sekundären Durchbruch

festzustellen, hängt nicht von der Höhe des Prüfstroms ab, sondern spricht auf dessen erste Ableitung nach der Zeit an.

### 3. Prüfgeräte für 2,5 A, 300 V und 5 A, 100 V

Die Bilder 4 und 5 zeigen die vollständigen Schaltungen zweier Prüfgeräte für die Feststellung des Second Breakdown. Das Gerät nach Bild 4 kann die Prüfungen bei Kollektorströmen bis zu 2,5 A und Kollektor-Emitter-Spannungen bis zu 300 V durchführen. Die entsprechenden Werte für das Gerät nach Bild 5 sind 5 A beziehungsweise 100 V.

In beiden Geräten wird während der Einstellung der Prüfbedingungen ein Voltmeter M1 dem Potentiometer zur Einstellung des Prüfstroms parallel geschaltet. Der Regelverstärker ist zu diesem Zeitpunkt abgetrennt, so daß kein Strom durch den Prüfling fließt. Der Prüfling darf nicht vorgeheizt werden, bevor die Prüfspannung angelegt ist, da sich die Begrenzungskurve des Bereichs sekundärer Durchbrüche mit ansteigender Temperatur zu niedrigeren Werten von Strom und Spannung hin verschiebt. Während des Prüfvorganges liegt das Voltmeter dem 1-Ohm-Meßwiderstand R1 parallel und zeigt den Prüfstrom an.

Ein Prüfvorgang wird eingeleitet durch Anlegen eines Impulses an das Gate des Thyristors Th1, der zu leiten beginnt und das Quecksilberrelais A ansprechen läßt. Beendet wird der Prüfvorgang durch das Durchschalten des Unijunction-Transistors T1. Die Prüfimpulsdauer kann zwischen 100 ms und 2 s eingestellt werden. Die Einstellung des Prüfstrompotentiometers bestimmt den Prüfstromwert während des Impulses. Der diesem Potentiometer parallel liegende Kondensator C1 sorgt für eine Anstiegszeit des an den Treiberverstärker gelegten Impulses von etwa 25 ms (Bild

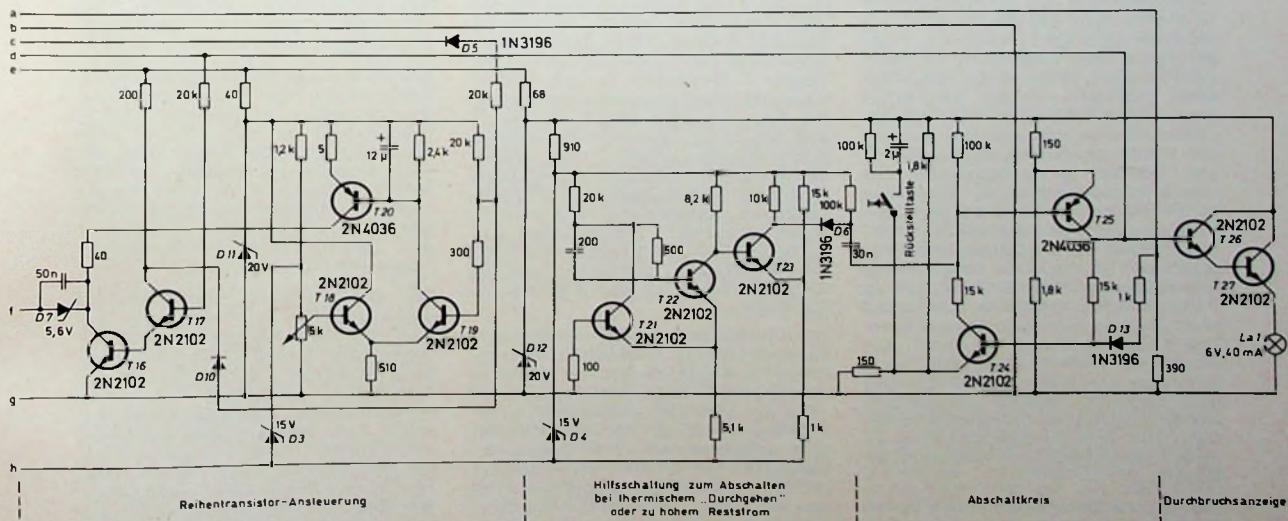


Bild 5. Schaltung einer Prüfeinrichtung zum Feststellen sekundärer Durchbrüche bei Kollektorströmen bis zu 5 A und Kollektor-Emitter-Spannungen bis zu 100 V (L 1: 100 Wdg. 0,38 CuL; L 2: 50 Wdg. 3,2 mm CuL; zweifädig auf Teflonstab von 25 mm ø gewickelt)

6). Wäre die Anstiegszeit zu kurz, so würde der induktive Detektor den Abschaltkreis schon zu Beginn des Prüfvorganges triggern und fälschlicherweise Second Breakdown vorläuschen. Die Regelschaltung mit dem Reihentransistor  $T_{14}$  sorgt für eine konstante Spannung am Prüfling. Da der Reihentransistor immer in seinem aktiven Bereich betrieben wird, kann er den Prüfling innerhalb  $1 \mu s$  abschalten, wenn ein Second Breakdown auftritt.

Die beiden Differenzverstärker sind mit verschiedenen Kondensatoren stabilisiert. Diese Stabilisierung ist schwierig, da sie an Schaltungen zur Prüfung von Objekten mit Verstärkungs-Bandbreiten-Produkten bis zu 100 MHz durchgeführt werden muß, und zwar bei allen Strom- und Spannungswerten innerhalb der Grenzen des Prüferates. Die Schwierigkeiten hängen außerdem damit zusammen, daß das Produkt aus Verstärkung und Bandbreite eine Funktion von Kollektorspannung und -strom ist und von Exemplar zu Exemplar verschieden sein kann.

Um Schwingneigung zu vermeiden, ist besondere Sorgfalt beim Aufbau des Gerätes erforderlich. Hochfrequentes Schwingen kann vom induktiven Detektor als sekundärer Durchbruch gewertet werden und die Triggerung des Abschaltkreises auslösen. Die Leistungsführung sollte so kurz wie möglich sein.

Im Falle eines sekundären Durchbruches erzeugt die hohe zeitliche Kollektorstromänderung  $dI/dt$  einen Spannungsimpuls, der zum Abschaltkreis  $T_{24}, T_{25}$  gelangt. Dieser rückgekoppelte Kreis steuert den Treiber  $T_{16}$  des Reihentransistors an, der sofort negative Spannung an die Basis des Reihentransistors legt, um den Prüfstrom zu unterbrechen. Eine Lampe  $L_1$  auf der Frontplatte des Gerätes zeigt den sekundären Durchbruch an. Der Koppelkondensator in der Rückstelleneinrichtung des Abschaltkreises ist so bemessen, daß die Rückstellung nicht erfolgen kann, wenn ein Triggerimpuls vom induktiven Detektor geliefert wird. Wird ein kurzgeschlossener Transistor in den Prüfsockel eingesetzt und der Rückstellknopf gedrückt, so löst der sofortige Anstieg des Primärstroms den Abschaltkreis aus. Deshalb ist es unmöglich, mit einem kurzgeschlossenen Transistor im Prüfsockel den Abschaltkreis zurückzustellen. Obwohl die Primärinduktivität des induktiven Detektors sehr klein ist, reicht sie doch aus, um den Kollektorstrom des Prüflings im Falle eines sekundären Durchbruches nicht allzu schnell ansteigen zu lassen. Die Primärwicklung ist durch die Diode  $D_1$  überbrückt, um beim schnellen Abschalten des Prüfkreises den Spannungsimpuls entgegengesetzter Polarität zu unterdrücken, der sonst die Lawinendurchbruchsspannung des Prüflings überschreiten könnte.

Hat der Prüfling einen hohen Sperrstrom oder tritt ein langsames thermisches „Durchgehen“ ein, so steigt der Kollektorstrom nicht schnell genug, um  $T_{24}$  und  $T_{25}$  zu triggern. In

diesem Falle wird der Abschaltkreis durch eine Hilfsschaltung getriggert. Diese Hilfsschaltung  $T_{21}, T_{22}, T_{23}$  stellt einen Schmitt-Trigger dar, der den Kollektorstrom abschaltet, wenn er den Grenzwert der Prüfeinrich-

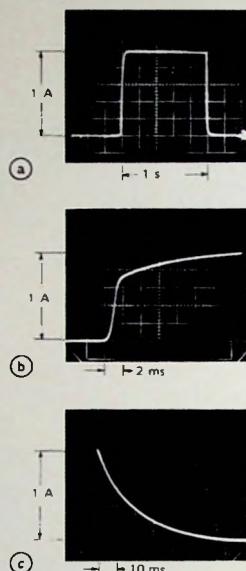


Bild 6. Zeitlicher Verlauf des Prüfstromimpulses in der Schaltung nach Bild 4. a) gesamter Impuls, b) Anstiegsflanke, c) Rückflanke

Um einen ganz bestimmten Wert der Kurve zu erhalten, legt man die gewünschte Kollektor-Emitter-Spannung  $U_{CE}$  an den Prüfling und führt einen Test mit einem Stromwert unterhalb des erwarteten Grenzwertes des Transistors durch. Tritt kein Durchbruch auf, so wird der Prüfstrom schrittweise erhöht, bis ein Durchbruch auftritt. Dieses Vorgehen wird bei verschiedenen Werten von  $U_{CE}$  wiederholt. Bei jedem Test muß das Transistorgehäuse die Temperatur haben, für die die Durchbruchskurve bestimmt werden soll. Normalerweise wird dazu ein Wärmeleitblech mit großer thermischer Kapazität benutzt.

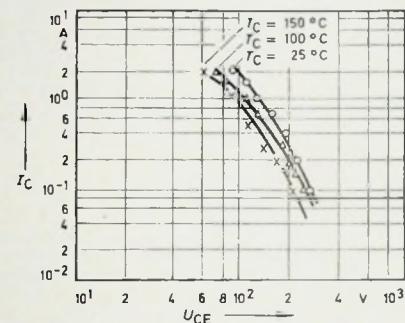


Bild 7. Kritische Stromwerte für das Einsetzen sekundärer Durchbrüche als Funktion der Kollektor-Emitter-Spannung für verschiedene Gehäusetemperaturen beim RCA-Transistor 2N5240

tung um 10 % überschritten hat. In diesem Falle kann eine relativ lange Zeit erforderlich sein, um diesen Wert zu erreichen.

#### 4. Bestimmung der Begrenzungskurve des Bereiches sekundärer Durchbrüche

Im Bild 7 sind Meßergebnisse für den RCA-Transistor 2N5240 dargestellt. Die drei Kurven zeigen durch unterschiedliche Gehäusetemperaturen bedingte Unterschiede in der Widerstandsfähigkeit gegenüber sekundären Durchbrüchen. Sie zeigen aber auch, daß die Steigungswerte im wesentlichen übereinstimmen. Der 2N5240 ist ein doppelt diffundierter, mit dreifacher Epitaxie aufgebauter Silizium-Leistungstransistor mit acht voneinander getrennten Emitterzonen. In Reihe mit jedem Emitter ist ein kleiner Widerstand geschaltet, um die Gefahr sekundärer Durchbrüche zu verringern.

Die Bestimmung der Transistor-Grenzwerte für sekundäre Durchbruch und Verlustleistung wird in zwei Schritten durchgeführt. Zunächst wird die maximal zulässige Verlustleistung des Typs für Gleichstrom- und Impulsbetrieb unter Zugrundelegung des thermischen Widerstandes berechnet. Die Verlustleistungskurven werden dann punktweise durchgeprüft, um zu ermitteln, von welchem Wert der Kollektor-Emitter-Spannung an sekundäre Durchbrüche vorherrschen.

Um festzustellen, ob der Transistor durch den absichtlich herbeigeführten Second Breakdown Schaden erlitten hat, kann der Test bei einem Stromwert wiederholt werden, der geringfügig unter dem liegt, bei dem der Durchbruch eingetreten ist. Der Transistor sollte diese Prüfung bestehen. Eine andere Möglichkeit, solche Schäden festzustellen, bietet die Messung von Änderungen des Kollektorreststroms nach einem Durchbruch.

Die in den Datenblättern veröffentlichte endgültige Begrenzungskurve des Bereiches sekundärer Durchbrüche liegt auf der sicheren Seite aller an einzelnen Exemplaren des Typs gemessenen Kurven. Um diese Kurve zu garantieren, wird der gesamte Produktionsausstoß an einem besonders bezeichneten, ebenfalls in den Datenblättern veröffentlichten Punkt der Kurve geprüft.

Die hochstzulässige Verlustleistung des Transistors verändert sich entlang der Begrenzungskurve mit abnehmender Kollektor-Emitter-Spannung zu höheren Werten hin. Mit abnehmender Spannung  $U_{CE}$  wird nämlich die an Ladungsträgern verarmte Zone schmäler und die Basiszone breiter. Dadurch verringern sich die Stromdichtespitzen, die die Minoritätsträger in der Basis einen längeren Weg vorfinden, über den sie nach außen diffundieren können.

(Nach einem Applikationsbericht der RCA von D. A. Moe)

# Sinus-, Rechteck-, Dreieckgenerator für 1 kHz

Technische Daten	
Sinusignal	
Frequenz:	1 kHz $\pm 10^{-3}$
Klirrfaktor:	< 0,1 %
Ausgangsspannung:	3,16 V <sub>eff</sub> $\pm 10^{-3}$
Dreiecksignal	
Frequenz:	1 kHz
Ausgangsspannung:	10 V <sub>ss</sub> $\pm 10^{-2}$
Symmetriehler:	< 0,2 %, selbstnachstellend
Rechtecksignal	
Frequenz:	1 kHz
Ausgangsspannung:	10 V <sub>ss</sub> $\pm 10^{-2}$
Tastverhältnis:	1:500, 1:1, 500:1 kontinuierlich einstellbar
Drift:	0,5 $\mu$ s
Anstiegszeit:	0,3 $\mu$ s

## 1. Allgemeines

Über die in einem NF-Labor erforderlichen Meßgeräte kann gesagt werden, daß die Grundausrüstung – von den Stromversorgungseinrichtungen abgesehen – aus folgenden Einheiten bestehen sollte: Sinusgenerator 20 Hz bis 20 kHz, Rechteckgenerator 20 Hz bis 20 kHz sowie in dB geeichter NF-Abschwächer. Das sind Geräte, die neben stabilisiertem Netzgerät, Vielfachmeßinstrument, NF-Millivoltmeter und Oszilloskop viel Platz auf dem Labortisch beanspruchen.

Für viele NF-Prüf- und Entwicklungsarbeiten wird jedoch nur ein 1-kHz-Signal mit variabler Spannung benötigt. Zum Beispiel lassen sich mit einem 1-kHz-Rechtecksignal Verstärker sehr gut hinsichtlich des Einschwingverhaltens beurteilen. Für Digitalschaltungen ist es oft wünschenswert, Rechtecksignale mit möglichst weit wählbarem Tastverhältnis und einstellbarer Amplitude zur Verfügung zu haben, und Schwellenspannungsschalter lassen sich sehr gut mit einer Dreieckspannung mit variabler Amplitude überprüfen.

Es liegt also nahe, ein Laborgerät zu entwickeln, das einen Sinus-Rechteck-Dreieckgenerator für 1 kHz enthält. Der nachstehende Beitrag beschreibt ein solches Gerät, das sich im Labor (zusammen mit einem stabilisierten Netzgerät in einem 19-Zoll-Gehäuse) sehr gut bewährt hat. Alle Angaben über Genauigkeiten beziehen sich auf Netzspannungsschwankungen von  $\pm 10\%$  und eine Raumtemperatur von  $20^\circ\text{C} \pm 5^\circ\text{C}$ ; bei allen Messungen ist eine Aufheizzeit von 15 min vorausgesetzt. Bild 1 zeigt das Blockschaltbild des Generators.

## 2. Funktionsbeschreibung des Generators

### 2.1. Netzteil

Die Stromversorgung des Mustergerätes erfolgt mit einem zentralen Transformator, der 21 V, 0,2 A abgibt.

Ing. Heinrich Cap und Erich Gröbl sind Mitarbeiter in der Elektrischen Entwicklung von Eumig, Wien.

Mit  $R_1$  (Bild 2) kann die Eingangswechselspannung geringfügig variiert werden. Steht zum Beispiel nur ein 24-V-Transformator zur Verfügung, dann muß  $R_1$  einen Wert von 22 Ohm haben. Wichtig ist, daß die Maximalspannung an  $C_3$  nicht überschritten wird. Wegen des erdfreien Ausgangs des Generators ist eine stabilisierte

(Tastverhältnis 1:1) um. Die Besonderheit dieser Schaltung, die wiederum einem Operationsverstärker ähnelt, ist, daß der Arbeitspunkt nicht fest eingestellt ist, sondern von dem nachfolgenden Dreieckformer abhängt. Dadurch wird eine Nachführung des Dreiecksignals auf eine bestimmte eingestellte Anstiegs- beziehungsweise Abfallzeit garantiert.

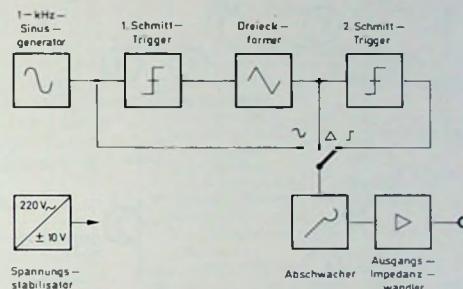


Bild 1. Blockschaltbild des 1-kHz-Generators

Gleichspannung von  $\pm 10$  V erforderlich. Die Versorgungsspannung wird zunächst auf 20 V stabilisiert. Die Referenzspannung bildet zwei in Serie geschaltete Z-Dioden  $D_1, D_2$  von je 5,1 V. Diese Spannung wurde gewählt, um eine möglichst geringe Temperaturdrift der stabilisierten Spannung zu gewährleisten. Die Diode  $D_3$  begrenzt die Versorgungsspannung für die Referenzdiode; sie bildet also mit  $R_3$  eine Konstantstromquelle. Dadurch wird eine sehr gute Stabilisierung erreicht.  $C_2$  und  $R_7$  stellen eine Brummkompensation dar, die den Siebfaktor der Schaltung erhöht. Nachgeschaltet ist eine Endstufe ähnlicher Symmetriestufe  $T_5, T_6$ , die den Mittelpunkt (Punkt A) bildet, dessen Potential durch die Spannung der Z-Dioden  $D_1$  und  $D_2$  bestimmt wird.

### 2.2. 1-kHz-Generator

Der Kern des Geräts ist der frequenzstabile und amplitudengeregelte 1-kHz-Generator, dessen Signal wahlweise an den Ausgang geschaltet oder intern weiterverarbeitet werden kann. Der Sinusgenerator besteht im wesentlichen aus einem am Ausgang sehr niederohmigen Operationsverstärker. Der Mitkopplkreis wird durch eine Wienbrücke gebildet.  $C_7, C_8, R_13$  und  $R_16$  bestimmen die Frequenzgenauigkeit des Generators. Von der Stabilität dieser Bauteile hängt die Frequenzdrift ab. Der Gegenkopplungskreis enthält die Glühlampe  $L_1$  als nichtlinearen Widerstand zur Amplitudenregelung. Damit diese Art der Regelung keine Verzerrungen hervorruft, ist die Endstufe  $T_{13}, T_{14}$  des Generators niederohmig ausgelegt.

2.3. Erster Schmitt-Trigger  
Der Schmitt-Trigger  $T_{15}, T_{16}$  setzt das Sinusignal in ein Rechtecksignal

### 2.4. Dreieckformer

Der Dreieckformer ist mit den symmetrischen temperaturkompensierten Konstantstromquellen  $T_{18}, T_{19}$  aufgebaut. Damit die Dreieckspannung nicht von etwaigen Versorgungsspannungsschwankungen beeinflußt wird, ist die Eingangs-(Rechteck-)Spannung mit zwei Z-Dioden  $D_6, D_7$  begrenzt. Auch hier werden 5,1-V-Dioden eingesetzt. An den mit konstantem Strom geladenen und entladenen Kondensatoren  $C_{12}$  und  $C_{13}$  liegt die dreieckförmige Spannung. Lade- und Entladestrom müssen genau gleich sein und werden mit  $P_5$  und  $P_6$  eingestellt. Hier sollten, wenn hohe Genauigkeit gefordert wird, Einstellregler mit Kohleschleifer verwendet werden.  $C_{12}$  und  $C_{13}$  können, wenn sie nicht von sehr guter Qualität sind, die Kurvenform des Dreiecksignals stark verschlechtern. Gut bewährt haben sich hier Tantalkondensatoren.

Ändert sich das Tastverhältnis des Rechtecksignals am Ausgang des ersten Schmitt-Triggers (Punkt C), so wird auch die Dreieckspannung unsymmetrisch. Dies hat aber ein Nachführen der Schwellenspannung zur Folge, so daß der Fehler wieder ausgeregelt wird. Auf diese Weise gelingt es, eine Dreieckspannung mit hoher Konstanz zu erzeugen.

### 2.5. Zweiter Schmitt-Trigger

Man könnte aus einer sinusförmigen Spannung direkt ein Rechtecksignal mit einstellbarem Tastverhältnis ableiten. Allerdings gelingt dies mit ausreichender Genauigkeit nur bis zu einem Tastverhältnis von etwa 1:10, da der Schnittwinkel im flachen Teil der Sinuswelle sehr ungünstig wird. Eine Kurve mit bis zum Umkehrpunkt konstanter endlicher Steilheit ist aber das Dreieck, und es ist

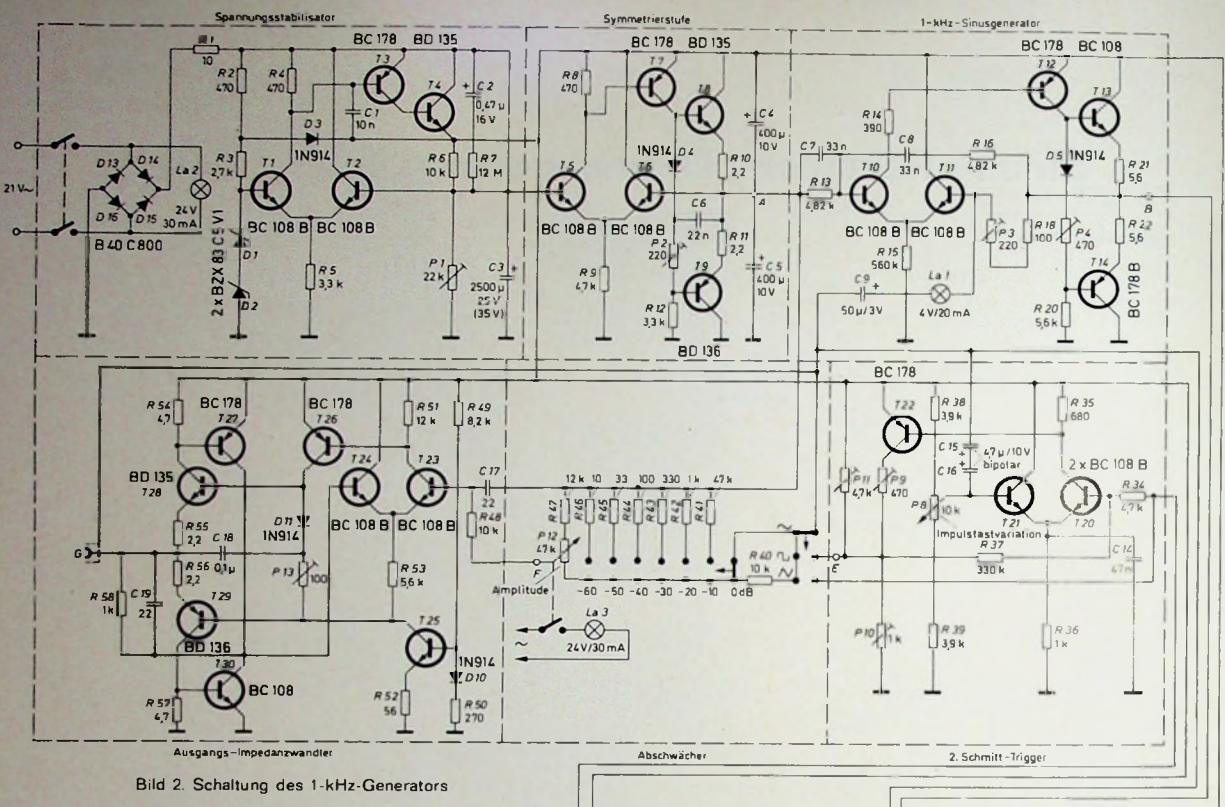


Bild 2. Schaltung des 1-kHz-Generators

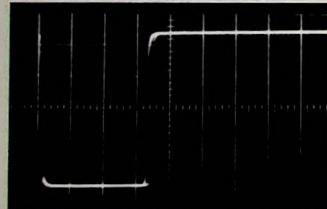


Bild 3. Rechtecksignal mit Tastverhältnis 1:500 (Horizontalablenkung 0.5  $\mu$ s/Rasterteilstrich, Vertikalablenkung 2 V/Rasterteilstrich)

möglich, ein aus einer Dreieckspannung abgeleitetes Rechtecksignal mit einem Tastverhältnis bis  $\pm 1:500$  (Bild 3) zu erhalten, ohne allzu große Drift in Kauf nehmen zu müssen. Ein präzise arbeitender Schmitt-Trigger ermöglicht die Tastverhältnisvariation durch Verstellen der Schwellenspannung. Der Bereich des Potentiometers  $P_8$  wurde so gewählt, daß der gesamte Drehwinkel ausgenutzt wird. Mit Hilfe der Potentiometer  $P_9$ ,  $P_{10}$

und  $P_{11}$  können Amplitude und Nullpunktssymmetrie des Ausgangssignals (am Punkt E) eingestellt werden.

#### 2.6. Abschwächer

Am Punkt E (Bild 2) stehen wahlweise alle drei Signale (Bilder 4, 5 und 6) mit einer Spannung von  $10 V_{ss}$  bezie-

hungsweise  $3.16 V_{eff}$  zur Verfügung. Ein siebenfacher Spannungsteiler erlaubt das kalibrierte Abschwächen in 10-dB-Schritten. Die Genauigkeit der einzelnen Abschwächerstellungen hängt von den Widerständen  $R_{40}$  bis  $R_{46}$  ab. Es empfiehlt sich, den Abschwächer erst extern aufzubauen



Bild 4. 1-kHz-Rechtecksignal mit Tastverhältnis 1:1 (Horizontalablenkung 0.5 ms/Rasterteilstrich, Vertikalablenkung 2 V/Rasterteilstrich)

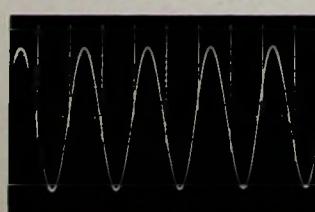


Bild 5. 1-kHz-Sinussignal (Horizontalablenkung 0.5 ms/Rasterteilstrich, Vertikalablenkung 2 V/Rasterteilstrich)

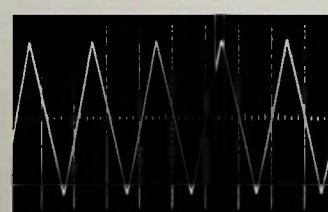
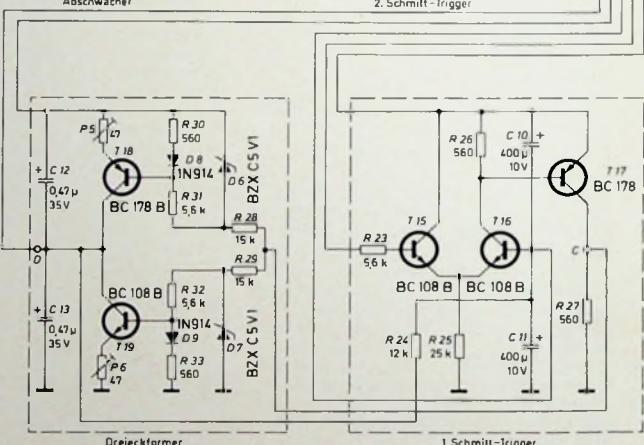


Bild 6. 1-kHz-Dreiecksignal (Horizontalablenkung 0.5 ms/Rasterteilstrich, Vertikalablenkung 2 V/Rasterteilstrich)



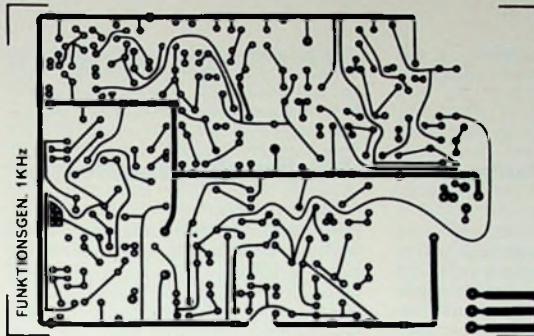


Bild 7. Gedruckte Schaltung im Maßstab 1:2

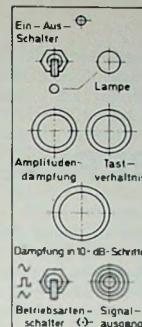


Bild 8. Anordnung der Bauelemente auf der Frontplatte

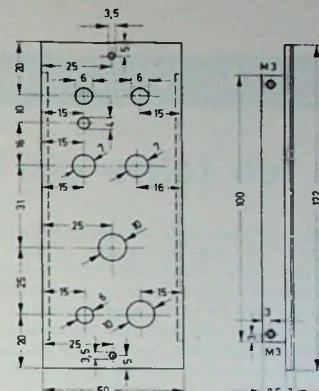


Bild 9. Bohrplan der Frontplatte

und mit einem genau anzeigen Millivoltmeter zu eichen.

Sind Zwischenwerte erforderlich, so kann jeder Bereich durch ein separates Potentiometer bis etwa -14 dB abgeschwächt werden. Der unkalibrierte Bereich kann durch eine separate Glühlampe angezeigt werden, die mit einem Schalter am Potentiometer eingeschaltet werden kann.

### 2.7. Ausgangsimpedanzwandler

Um eine möglichst hohe Ausgangsbelastbarkeit beziehungsweise einen kleinen Innenwiderstand zu erreichen, wurde die Endstufe des Generators als Impedanzwandlerstufe ausgelegt. Diese besteht aus einer eisenlosen Gegenaktstufe mit Differenzverstärkeringang und ist wegen der starken Gegenkopplung (Verstärkung 1) sehr stabil und verzerrungsfrei. Um bei Kurzschluß oder Überlastung des Ausgangs (Punkt G im Bild 2) eine Zerstörung der Endstufentransistoren zu verhindern, bewirken T 27 und T 30 eine steil einsetzende Strombegrenzung. Erhalten T 28, T 29 und T 4 etwa  $2 \text{ cm}^2$  große Kühlbleche, so ist ein Kurzschluß des Ausgangs auch bei höchster Signalspannung zulässig. Im Betrieb darf die Belastung des Ausgangs maximal 100 mA betragen, was einem Abschlußwiderstand von 100 Ohm bei Maximalspannung entspricht.

### 3. Abgleich

Zum Abgleich benötigt man ein Voltmeter mit hohem Innenwiderstand, ein NF-Millivoltmeter und einen Gleichspannungsoszillografen. Sämtliche Einstellregler sind vor dem Abgleich in Mittelstellung zu bringen; P 12 soll am linken Anschlag und der Abschwächer in Stellung -60 dB stehen.

#### 3.1. Netzteil

P 1 muß zunächst so eingestellt werden, daß die stabilisierte Spannung 20 V beträgt, und dann ist P 2 so zu verändern, daß an R 12 und an R 13 eine Spannung von 10 bis 15 mV abfällt. Am Punkt A müssen nun gegen Masse 10 V  $\pm 5\%$  liegen.

#### 3.2. 1-kHz-Generator

Mit P 3 muß die Amplitude des Ausgangssignals (Punkt B) auf 3,16 V<sub>eff</sub> beziehungsweise 10 V<sub>ss</sub> eingestellt werden. Der Frequenzabgleich erfolgt mit R 13. Die Amplitude muß anschließend nachgestellt werden.

### 3.3. Erster Schmitt-Trigger

Am ersten Schmitt-Trigger wird lediglich eine Funktionskontrolle vorgenommen. Am Ausgang der Stufe (Punkt C) müssen einwandfrei Rechtecke mit etwa 10 V<sub>ss</sub> und einem Tastverhältnis nahe 1:1 liegen.

### 3.4. Dreieckformer

Am Punkt D wird das Dreiecksignal abgenommen. Mit P 5 und P 6 werden die Amplitude und die Symmetrie eingestellt, wobei man sich den richtigen Einstellwerten schrittweise nähern muß. Das Dreieck muß symmetrisch sein und eine Amplitude von 10 V<sub>ss</sub> aufweisen.

### 3.5. Zweiter Schmitt-Trigger

Mit P 9, P 10 und P 11 wird die exakte Rechteckspannung eingestellt. P 9 und P 10 beeinflussen vorwiegend die obere Kante, P 11 die untere Kante des Signals. Der Abgleich ist auch hier einige Male zu wiederholen. Das Rechtecksignal am Punkt E muß 10 V<sub>ss</sub> betragen und symmetrisch zur Nullspannung (Punkt A) sein. Als nächstes wird überprüft, ob sich der Tastbereich mit P 8 verstellt läßt. In den beiden Endstellungen des Potentiometers darf noch kein Nadelimpuls festzustellen sein. Sollte der tote Bereich zu groß sein, ist R 38 beziehungsweise R 39 etwas zu vergrößern. Bleibt dagegen ein Nadelimpuls stehen, so ist der entsprechende Widerstand zu verkleinern.

### 3.6. Abschwächer

Am Abschwächer ist zu überprüfen, ob in sechs Schritten zu je 10 dB eine Abschwächung bis -60 dB erfolgt. Ein Feinabgleich ist mit den Widerständen R 41...R 47 möglich. P 12 soll eine weitere Abschwächung jeder Stufe um etwa -14 dB bewirken, um eine gute Überlappung der Bereiche zu gewährleisten.

### 3.7. Ausgangsimpedanzwandler

Der Ruhestrom der Ausgangsstufe wird mit P 13 eingestellt. Dazu ist der Abschwächer in die größtmögliche Dämpfung (60 dB) zu bringen, und P 12 muß ebenfalls auf Signalausgang eingeregelt werden. Dann wird P 13 verstellt, bis an R 55 und R 56 ein Spannungsabfall von etwa 25 mV auftritt.

### Liste der speziellen Bauelemente

Gleichrichter B 40 C 800 (AEG-Telefunken)
Potentiometer, 10 kOhm lin.
mit 4-mm-Achse (Preh)
Potentiometer, 47 kOhm log.
mit 4-mm-Achse (Preh)
Schalter „MST 206 PA“ (Knitter)
Drehschalter „MSRC 1-10“, 7 Stellungen mit je 1 Kontakt (Knitter)
Koaxialbuchse (Amphenol)
Bezug der angegebenen Bauelemente nur über den einschlägigen Fachhandel

Vergleicht man die Spannungen an den Punkten F und G, so müssen genau die gleiche Kurvenform und die gleiche Amplitude feststellbar sein. Zur Belastungsprobe ist der Ausgang mit 100 Ohm abzuschließen. Es darf auch bei der größten Amplitude keine frühzeitige Begrenzung des Signals einsetzen. Zur Überprüfung des Überlastungsschutzes wird der Ausgang mit 50 Ohm abgeschlossen. Wird nun die Ausgangsspannung erhöht, so muß die Begrenzung etwa bei  $\frac{2}{3}$  der möglichen Amplitude einsetzen und bei Verringerung der Spannung sofort wieder aussetzen.

### 4. Aufbauhinweise

Wie schon erwähnt, könnten für viele Funktionen Operationsverstärker eingesetzt werden. So ist es möglich, insgesamt 21 Transistorfunktionen durch sieben Operationsverstärker zu ersetzen. Gute Erfolge können hier zum Beispiel mit der IS TAA 861 A von Siemens und für den Dreieckformer mit der IS CA3080A von RCA erreicht werden. Die Materialkosten sind allerdings beim Aufbau mit diskreten Bauelementen niedriger.

Der Prototyp wurde auf einer Printplatte (Bild 7) im Europaformat aufgebaut<sup>1)</sup>. Die Frontplatte (Bilder 8 und 9) ist im 50-mm-Profil (passend für „Elmaset“-Gehäuse) ausgeführt, da das Gerät zusammen mit einem Netzgerät als Laboreinheit verwendet wird. Die Gestaltung der Frontplatte soll daher nur als Anregung dienen. Da sich alle kritischen Teile der Leitungsführung auf der Platine befinden, ist der Aufbau unproblematisch. Es ist jedoch empfehlenswert, die Platinenkonfiguration nicht zu verändern.

<sup>1)</sup> Fotokopien der Vorlage für die Printplatte im Maßstab 1:1 sowie der Bestückungsplan können vom Verlag bezogen werden.

## Ich fahre 800 W PEP! Bemerkungen zu SSB-Sender-Endstufen

Bei der Stationsbeschreibung hört man sehr oft KW-Amateure sagen: „Ich fahre 800 Watt PEP!“ Fragt man dann den QSO-Partner, ob und wie er diese Senderleistung gemessen hat, so zeigt sich oft, daß die verschiedenen meßtechnischen Begriffe nicht genügend klar sind und man sich auf Angaben der Gerätehersteller oder der Verkaufsvertretungen stützt. Die Angabe von Meßdaten ist aber nur dann sinnvoll und sie können nur nachgeprüft werden, wenn genau angegeben wird, wie die Daten erhalten wurden. Einige Beispiele sollen das erklären. Für die Ausgangsleistung von NF-Endröhren wird in den Datenblättern der Wert angegeben, bei dem der Klirrfaktor 10 % beträgt. Das ist eine eindeutige Angabe, die mit entsprechenden Meßgeräten leicht überprüft werden kann. Die Leistung eines Autos wird dagegen noch nicht in allen Ländern nach der DIN-Norm gemessen, in der die Meßbedingungen festgelegt sind. Oft wird nämlich die Leistung auf dem Versuchsstand an einem besonders sorgfältig zusammengebauten Motor gemessen, wobei zusätzliche Anlagen wie Benzin-, Wasser- und Ölumpfe sowie die Lichtmaschine nicht von dem Versuchsmotor angetrieben werden müssen. Luftkühlung und Getriebe sind ebenfalls nicht angeschlossen. So kommt es, daß der Motor beispielsweise 100 PS (wie angegeben) leistet, jedoch an der Hinterachse des Autos, in dem er eingebaut ist, mit dem Dynamometer nur 50 PS zu messen sind. Es ist zwar nichts dagegen einzuwenden, wenn man die Meßbedingungen und Meßmethoden wählt, die den Höchstwert ergeben, aber man sollte dann auch genau angeben, wie der Leistungswert ermittelt wurde. Auch bei Amateurgeräten sind Daten wie ausnutzbare Leistung (useful power) oder PIP und PEP ohne Angaben darüber, wie angesteuert wurde (Einzelton- oder Zweitonansteuerung), ob Input oder Output gemessen wurde und welcher Verzerrungsgrad zugelassen war, unvollständig und daher für eine objektive Beurteilung des Gerätes nutzlos.

### Vorschriften und Meßmethoden

Das Technische Referat des DARC veröffentlichte im DL-QTC (Bd. 38/21 (1967) Nr. 9, S. 453-460) eine Zusammenstellung der Empfehlungen und Vorschriften des AFUg von 1949, der DVO von 1967, des CCIR von 1961 und 1966 sowie des VDE. Diese Vorschriften stützen sich auf allgemein anerkannte physikalische Erkenntnisse. Danach ist es zum Beispiel nicht möglich, Güte und Ausgangsleistung einer SSB-Endstufe durch Messung der Gleichstromeingangsleistung mit Drehspulinstrumenten zu erfassen. Ebenso ist auch die Ansteuerung mit Sprache nicht definierbar. Der HF-Antennenstrom ist zwar ein Maß für

die mittlere Ausgangsleistung, wenn man als Last eine geeignete künstliche Antenne verwendet, jedoch läßt sich dabei das Verzerrungsmaß nicht beobachten, so daß die größte unverzerrte Leistung nur ein Bruchteil der vom Sender abgebaren Maximaleistung sein kann.

Die Vorschriften setzen einige Bedingungen fest, um eindeutige Angaben sicherzustellen. Bei SSB sollen 99 % der mit der mittleren HF-Leistung ausgestrahlten Frequenzen in ein 3000 Hz breites Band fallen. Auf diese Weise werden Störungen benachbarter Kanäle vermindert, und die Sendung wird nicht auf Frequenzen mit übertragen, die außerhalb der Empfangsbandbreite der Gegenstelle liegen, also auch nicht zur Nachrichtenübermittlung beitragen. Außerdem ist das empfangene Signal stärker, wenn die vom Sender abgegebenen Frequenzen sich auf ein schmales Band konzentrieren, und der Senderwirkungsgrad je Hz Bandbreite steigt. Die Nebenausstrahlung soll an den Bandgrenzen mit 12 dB/Oktave abfallen.

Die SSB-Sendermodulation soll mit zwei NF-Tönen gleicher Amplitude erfolgen, die frequenzmäßig nicht in einem harmonischen Verhältnis zueinander stehen. Man wählt zum Beispiel 800 und 1800 Hz, die in den gleichmäßig zu übertragenden Frequenzbereich des Senders (flat top) von 300 bis 2500 Hz fallen. Nur wenn der Verstärker linear arbeitet, treten keine Intermodulationsprodukte als zusätzliche Ausgangssignale auf. Man gelingt Linearität verursacht eine Mischung der Sinus-Eingangssignale, so daß ein gewisser Anteil von IMD (intermodulation distortions, Intermodulationsverzerrungen) entsteht. Nach den Vorschriften sollen die IMD beim Zweittonleistungsmäßig mindestens 30 dB unter dem PEP-Output-Wert liegen. PEP bedeutet „peak envelop power“, wie sie von einem Oszilloskop angezeigt wird, der an den Senderausgang angeschlossen ist, ohne daß dadurch die Impedanz der künstlichen Meßantenne (Lastwiderstand) verfälscht wird. PEP ist also keine undefinierte Eingangsleistung. -30 dB IMD bedeutet also, daß das Ausgangsspektrum des Senders, bezogen auf den PEP-Output-Wert, 0,1 % Verzerrungen enthält.

Wenn diese IMD-Signale in den 3-kHz-Übertragungskanal fallen würden, würde das die Übertragungsqualität nicht beeinträchtigen. Da die IMD-Signale aber im Nachbarkanal auftreten, kann hier ein schwächerer Sender doch noch erheblich gestört werden. Deshalb wurden für Neuentwicklungen -40 dB IMD als wünschenswert bezeichnet. Dieser Wert läßt sich mit speziellen Röhren für SSB-Betrieb (zum Beispiel 6146) erreichen, wenn man den Arbeitspunkt

nach den Herstellerangaben wählt und die Ansteuerung nicht übertreibt. Für englische und australische Funkamateure haben die Postverwaltungen folgende Regelung festgelegt: Die SSB-Sender-Endstufe darf maximal 400 W PEP Output bei Zweittonmodulation abgeben, wobei Verzerrungen der Doppelsinus-Hüllkurve am Oszilloskop gerade noch nicht sichtbar sein dürfen. Das ist zwar keine allzu große Leistung, jedoch gehört ein recht respektabler Sender dazu, um die Bedingungen zu erfüllen. Die australische Postbehörde untersucht importierte Sender und Endstufen und veröffentlicht von Zeit zu Zeit in der australischen Amateurzeitschrift Amateur Radio die Typen, die diese Leistungsgrenze einhalten.

Es gab unter den australischen Amateuren erhebliche Aufregung, als einige kommerzielle Geräte auf der Liste erschienen, für die der Hersteller 1200 W PEP angab. Mancher OM nahm nämlich an, daß er bereits mit seinem „FT-DX 400“ (560 W PEP Input) das Gesetz übertreten hatte. Die Messungen der Postbehörde hatten jedoch ergeben, daß die betreffenden Endstufen bei der korrekten SSB-Zweitton-Meßmethode nur dann genügend unverzerrt betrieben werden konnten, wenn der HF-Strom, den die künstliche Antenne (50 Ohm) aufnahm, 2 A nicht überstieg. Das entspricht 200 W Durchschnittsleistung, die bei Zweitonansteuerung 400 W PEP ergibt. Eine solche Endstufe hat kaum mehr als 60 % Röhrenwirkungsgrad, und davon entfallen noch etwa 10 % auf Ausgangskreis- und Schaltelemente-Verluste. Auf die Last bezogen, bleiben also nur 50 % Wirkungsgrad übrig. Daher hat eine solche Sender-Endstufe eine maximale Eingangsleistung (Spitzenwert PIP) von 800 W. Das sind also die „800 Watt“, die der QSO-Partner „fährt“.

Mißverständnisse kamen wohl auch auf, weil in den meisten amerikanischen Veröffentlichungen, die von Amateuren gelesen werden, die Senderausgangsleistungen so angegeben sind, daß sie sowohl den amerikanischen Vorschriften entsprechen als auch werbemäßig günstig aussehen. Dort sind 1000 W Gleichstrom-Input erlaubt, was 2000 W PEP Input entsprechen soll. Offenbar sind in manchen Ländern die Röhrenhersteller realistischer als die Gerätehersteller. Die Röhrenhersteller nehmen die Sache sehr genau, da es sich bei ihren Kunden ja weniger um gutgläubige Amateure handelt, sondern vor allem um Funkdienste mit genauen Vorschriften, die die nötigen Meßmittel besitzen, um Herstellerangaben zu überprüfen.

Einige Beispiele sollen zeigen, was nach Herstellerangaben aus bekannten Senderröhren herauszuholen ist,

wenn man den beschriebenen offiziellen Maßstab anlegt. Die beliebte Röhre 6146 gibt in Parallelschaltung bei 600 V Anodengleichspannung 92 W PEP ab, wobei der mittlere Input bei 94 W liegt. Am Lastwiderstand verbleiben dann noch 76 W PEP, und die IMD liegen bei -30 dB. PEP-Rohren-Output und Gleichstrom-Input haben ähnliche Werte. Verschiedene Gerätehersteller geben nun für eine solche Endstufe 180 W PEP Input an. Die PEP-Zweitonleistungen entsprechen dem zweifachen Mittelwert, wodurch sich ein PEP Input von etwa 180 W ergibt. Verwendet man die neueren Röhren 6146-B und erhöht die Anodenspannung auf 800 V, so sind diese Leistungswerte sogar bei kleineren IMD-Werten von etwa -40 dB zu erreichen. Dabei fließt noch kein Steuergitterstrom, so daß die Treiberstufe nur wenig belastet ist. Die übliche ALC-Schaltung (automatic load control), die auf den Endstufen-Gitterstrom anspricht, würde bei dieser Endstufe noch nicht ansprechen, und das ist der Grund für die geringen Verzerrungen.

Will man an einen solchen Exciter eine Leistungsstufe anschließen, die in der Lage ist, die 400 W PEP Zweiton-Output bei etwa -30 dB IMD abzugeben, die zum Beispiel in Australien erlaubt sind, so muß man schon zu einem Paar 4-125A, QY3-125, QB 3/300 oder RS 685 greifen, das bei 3000 V Anodengleichspannung gerade den gestellten Bedingungen gewachsen ist. Je Röhre dürfen dabei jedoch nur 77 mA Anodenstrom fließen, damit sie nicht übersteuert wird. Das ist alles, was von etwa 900 W PEP Input übrigbleibt.

Ähnlich steht es mit der Röhre 811-A, mit der sich bei 1250 V Anodenspannung und zwei Röhren in Parallelschaltung etwa 310 W PEP Zweiton-Output erreichen lassen. Wer auf Röhrenlebensdauer keinen großen Wert legt, nur kurzzeitig abstimmt, die Anodenspannung auf rund 1800 V erhöht und einen Ventilator zur Kühlung anbringt, kann mit einem Paar dieser Röhren gerade auf 400 W PEP Output kommen. Solche Maßnahmen sind verständlicherweise populär, wenn die Behörde die Anodenverlustleistung nach Röhrenherstellerangaben auf beispielsweise maximal 150 W festgelegt hat. Wenn man in diesem Falle eine 4-125 A verwendet, so kann man nur mit der halben Leistung arbeiten, die zum Beispiel in Australien erlaubt ist. Ein Paar des Typs 811-A würde mit zusammen 130 W Anodenverlustleistung noch den Vorschriften entsprechen. Um das Optimum im Rahmen des Gesetzes zu erreichen, wird man sich also nach Röhren umsehen müssen, mit denen die zugelassene maximale Anodenverlustleistung nicht überschritten, aber trotzdem ein maximaler PEP-Output erreicht wird. Bei der Messung der Ausgangsleistung ist noch zu beachten, daß zum Beispiel bei Gitterbasis-Endstufen, bei denen ja die Treiberstufe, bezogen auf den Lastwiderstand, in Serie mit der Endstufe (zwischen Masse und Katode der Endstufe) liegt, ein großer Teil der Treiberleistung (bei richtiger Anpassung des Treiber-Anodenkreis-

ses an Endstufen-Katodenimpedanz) am Lastwiderstand auftritt. Das heißt, daß die Endstufe selbst wie üblich etwa 60 % Wirkungsgrad hat und alles, was darüber hinaus gemessen wird, von der Treiberstufe geliefert wird. Auf diese Weise kann man bei bereits erreichter Endstufen-Anodenverlustleistungsgrenze noch weitere 10...20 % Leistung legal vom Treiber zum Ausgang gelangen lassen.

Nicht jeder möchte die teuren Einzelteile verwenden, die speziell für Sender hergestellt werden und die notwendig sind, wenn man mit 2000 bis 3000 V Anodenspannung arbeiten muß. Für diesen Fall wurden Senderöhren entwickelt, die hohe Katodenströme haben und gute IMD-Unterdrückung beim SSB-Betrieb ergeben, obwohl die Anodenspannung nur 750...1000 V beträgt. Diese Röhren liefern trotzdem je Paar 400 W PEP Zweiton-Output. Die RS 1003 und auch die QV 08-100 (Mullard) gehören zu dieser Gruppe. Allerdings ist die Anodenverlustleistung je Röhre etwa 100 W.

#### Fernsch-Ablenk-Endstufenröhren

Röhren für Ablenk-Endstufen von Fernsehempfängern sind bezüglich Emissionstrom, Anodenspannung und Steilheit den zuletzt genannten Röhren ähnlich. Sie haben zwar eine 3...5 mal kleinere Anodenverlustleistung, was aber annehmbar ist, da bei SSB-Sprachübertragungen die mittlere Röhrenleistung etwa 14 dB unter dem Spitzenwert liegt. Man darf nur nicht zu dicht an den Grenzwert für den maximalen Katodenstrom kommen, da dann die Emission schnell für immer nachläßt. Außerdem darf man die Abstimmzeit, während der 50 % des maximalen Katodenstroms fließen, nicht über etwa 10 s ausdehnen, weil sich dann schnell die Anoden auf mehr als 600 °C erwärmen (dunkelrot glühen). Dabei würde die Temperatur des Glaskolbens den zulässigen Wert von 220 bis 250 °C übersteigen und Implosionsgefahr bestehen. Man sollte diese Röhren daher unbedingt mit einem Ventilator kühlen, um die Glaskolbentemperatur unter 150 °C zu halten. Gleichzeitig werden dann auch benachbarte Einzelteile auf erträglicher Betriebstemperatur gehalten. Es hängt also von der Leistungsfähigkeit des Ventilators und Netzteils ab, ob man einer solchen Röhre mit etwa 30 W Anodenverlustleistung 100, 200 oder gar 300 W PEP Input zumuten kann.

Diese Röhren sind durch die amerikanischen *Swan*- und *Galaxy*-Transceiver bekanntgeworden, und man findet sie auch in den *Sommerkämpfen* und den *Yaesu Musen-Transceivern* „FT-DX 400“, „FT-DX 500“ und „FT-DX 560“ sowie in manchen Endstufen. In Deutschland wurde besonders die PL 509 bekannt, während in den USA und Japan die Röhren 6HF5, 6JE6A, 6KD6, 6LQ6 und 6LR6 mit 28...33 W Anodenverlustleistung und später auch die 6LF6 mit 40 W Anodenverlustleistung und verstärktem Glaskolben benutzt wurden. Von diesen Röhren findet man besonders oft die 6KD6 in Transceivern, was bei einem Preis von weniger als 4 Dollar je Stück in den USA nicht überrascht.

Tab. I. Technische Daten der 6LR6

Heizung:	6.3 V, 2.5 A
Anheizzeit:	11 s
Anodenverlustleistung:	30 W
maximale Impulsanodenspannung:	7500 V
maximaler Impulskatodenstrom:	1.3 A
maximaler mittlerer Katodenstrom:	375 mA
Schirmgitterverlustleistung:	5 W
Steilheit:	16 mA/V
Eingangskapazität:	33 pF
Heizfaden-Katoden-Kapazität:	20 pF
Gitter-Anoden-Kapazität:	0.47 pF
Ausgangskapazität:	12 pF
maximale Glaskolbentemperatur:	250 °C

Ihre Anodenverlustleistung beträgt 33 W. Sehr ähnlich ist die Röhre 6LR6 (Pentode mit zusätzlichen Anodenkühlflächen im Glaskolben), deren Daten in Tab. I zusammengestellt sind.

Mit der 6LR6 wurde ein Endverstärker aufgebaut, der 400 W PEP Zweiton-Output bei etwa -30 dB IMD liefert. Um noch bei 28 MHz ohne besondere Maßnahmen einen annehmbaren Wirkungsgrad zu erhalten, muß das Verhältnis Anodenspannung zu Anodenstrom hochgehalten werden. Allerdings können nur drei dieser Röhren parallel geschaltet werden, damit die resultierende Röhrenkapazität nicht einen zu großen Wert erreicht, der ein für 28 MHz ungeeignetes L/C-Verhältnis zur Folge hat. Das Verhältnis Anodenspannung zu Anodenstrom bestimmt auch das L/C-Verhältnis der Pi-Kreis-Elemente und deren Güte  $Q$ . Die Röhren werden in Gitterbasisschaltung als Trioden betrieben, bei der alle drei Gitter HF-mäßig an Masse liegen. Nur das Steuergitter erhält eine niedrige negative Gittervorspannung, um bei AB<sub>2</sub>-Betrieb die Ruhestrom-Anodenbelastung genügend klein zu halten. Die Steuergitter haben einen Ableitwiderstand von etwa 800 Ohm, so daß bei Ansteuerung im Gitterstrombereich eine gleitende höhere Gittervorspannung auftritt, die teilweise wie eine ALC-

Tab. II. Betriebswerte einer Sender-Endstufe mit drei Röhren 6LR6 bei 14 MHz

	ohne Ansteuerung	Einton-Betrieb	CW-Betrieb	Zweitonausgangsleistung SSB-Betrieb
$U_{g1}$	-10 V	-30 V	-16 V	
$I_{g1}$	0	120 mA	30 mA	
$I_{g2}$	0	7 mA	4 mA	
$U_s$	1200 V	1000 V	1150 V	
$I_k$ (Mittelwert)	60 mA	860 mA	390 mA	
Input (Mittelwert)	72 W	860 W	450 W	
HF-Steuerspannung (Mittelwert)	0	40 V <sub>eff</sub>	19 V <sub>eff</sub>	
Output (Mittelwert an 52 Ohm)	0	560 W	207 W	
$I_{HF}$ (Mittelwert an 52 Ohm)	0	3.3 A	2 A	
Output PEP	0			414 W

Schaltung wirkte. Tab. II enthält die bei 14 MHz gemessenen Betriebswerte dieser Endstufe.

Der Steuersender gab bei SSB-Zweittonbetrieb etwa 35 W HF-Leistung (Mittelwert) ab. Ein Teil der gemessenen Ausgangsleistung lieferte der Steuersender, während etwa 10 % der von der Endstufe abgegebenen HF-Leistung in den Anodenkreisbauelementen in Wärme umgesetzt wurde und daher nicht zur künstlichen Antenne (52 Ohm) gelangte. Die Zweittonansteuerung wurde nur so weit getrieben, daß gerade noch keine sichtbare Rundung der Doppelsinus-Hüllkurve am Oszillografen erkennbar war. Bei den Messungen spielte es keine Rolle, ob als Steuersender ein "FT-DX-400" oder ein Eigenbaugerät mit zwei parallel geschalteten Röhren 6146 verwendet wurde.

Der PEP Input von etwa 800 W erhöht sich bei Sprachmodulation, weil die Kondensatorenkette des Netzteils bei den dann seltener auftretenden Stromspitzen eine höhere Anodenspannung behält. Bei Eintonbetrieb (CW oder mit Trägerzusatz) können die Röhren natürlich nur bei einem Verhältnis von Ruhe- zu Leistungsstromzeit von 50 % mit der genannten Leistung betrieben werden, denn bei 30 W Anodenverlustleistung je Röhre werden fast 300 W abgegeben. Ein Ventilator hält die Glaskolbentemperatur bei SSB-Betrieb auf etwa 120 °C. Die Schaltung dieser Endstufe wird am Schluß dieses Beitrages beschrieben.

#### Sender-Endstufe mit 2×6KD6

Die Meßdaten einer Sender-Endstufe mit zwei 6KD6 sind in Tab. III zusammengestellt. Der Zweitton-PEP-Output ist oft recht niedrig, wenn man an die künstliche Antenne einen Oszillografen anschließt und nur so weit ansteuert, daß die Sinuslinie der Hüllkurve gerade noch nicht abgerundet oder abgeschrägt wird. Bei diesem Sender trat das bei der Ansteuerung auf, bei der Gitterstrom zu fließen begann und die ALC-Messung den Einsatz der Regelung anzeigen. Die auf Gitterstrom ansprechende ALC-Schaltung kann also erst dann arbeiten, wenn Verzerrungen bereits auftreten, jedoch werden für mäßige Übersteuerungen die Verzerrungen durch die ALC in erträglichen Grenzen gehalten. Die Mikrofoneigenschaften sowie die Sprechweise und die Stimmlage der sendenden Person haben einen großen Einfluß auf die Verständlichkeit und auf die Leistungsausbeute eines SSB-Senders. Die Erfahrung zeigt, daß Kompressorzusatzgeräte manchmal weit weniger die Verständlichkeit verbessern, als der Konstrukteur hofft oder Messungen offenbar vermuten lassen.

Bei Impulsbetrieb der Zweittonansteuerung mit 0,5 s Sendedauer behielten die Kondensatoren des Netzteils fast ihre Höchstspannung, so daß eine weitergehende Ansteuerung möglich war. Wurde nun die Ansteuerung so weit erhöht, daß eine geringe Hüllkurvenabrandung auftrat, konnte der vom Hersteller angegebene Input erreicht werden. Unter diesen Bedin-

gungen wurden 300 W PEP Output gemessen. Transceiver, die eine ähnliche Röhrenbestückung und ALC-Schaltung aufweisen, dürften auch ähnliche Betriebswerte und Leistungen haben. Die vom Verfasser benutzte ALC-Schaltung arbeitet mit einer von Hand einstellbaren Gleichrichtereinsatzspannung, deren HF-Spannung vom Steuersender abgenommen wird. Damit kann die Regelung so eingestellt werden, daß nicht erst Verzerrungen auftreten müssen, um eine Regelwirkung zu erhalten.

#### Sender-Endstufe mit 4×6KD6

Diese Sender-Endstufe wurde im Heft 7/1968 der QST beschrieben. Bei so vielen parallel geschalteten Röhren ist es erforderlich, daß die Anodenruhestrome von etwa 20 mA und auch die mittleren Anodenströme von etwa 170 mA bei maximaler Ansteuerung der einzelnen Röhren um nicht mehr als 10 % voneinander abweichen, um Überlastungen zu vermeiden und Verzerrungen klein zu halten. Die

Falsch ausgelegte oder durch Schalter und Zuleitungen zu klein gewordene Spulen können den Wirkungsgrad und die Belastbarkeit derartiger Endstufen erheblich vermindern. Besonders bei 28 MHz ist es nicht mehr gleichgültig, ob die Pi-Kreis-Spule vier oder fünf Windungen hat.

Die Gitterbasisschaltung benötigt keine Neutralisation, und da die Röhren dabei mit HF-mäßig an Masse liegendem Schirmgitter als Trioden betrieben werden, vereinfacht sie die Anordnung sehr. Bei diesen Röhren kann es jedoch schwierig sein, eine genügende Stabilisierung der Schirmgitterspannung zu erhalten, da bei der Ansteuerung in den Spitzen bei 150 V bis zu 50 mA Schirmgitterstrom fließen kann, so daß selbst ein Glimmstabilisator für 150 V, 30 mA je Röhre nicht mehr ausreicht. Zum Betrieb dieser Endstufe sind etwa 50 W Treiber spitzenleistung erforderlich.

Eine Endstufe mit vier derartigen Fernseh-Ablenk-Endstufenröhren ist in der Lage, die gleiche SSB-PEP-

Tab. III. Betriebswerte einer Sender-Endstufe mit zwei Röhren 6KD6 bei 14 MHz

	ohne Ansteuerung	Einton-CW-Ansteuerung	Zweitton-SSB-Betrieb Meßdauer 3 s unverzerrte Hüllkurve	Meßdauer 0,5 s geringe Rundung der Hüllkurve
$U_{g1}$	-60 V	-60 V	-60 V	-60 V
$I_{g1}$	0	0	noch 0	setzt ein
$U_a$	850 V	770 V	780 V	840 V
$U_{g2}$	170 V	160 V	165 V	165 V
$I_a$	50 mA	600 mA	300 mA	380 mA
Input (Mittelwert)	42,5 W	460 W	234 W	320 W
Input (Spitzenwert)			468 W	545 W
Output (Mittelwert an 52 Ohm)	0	275 W	117 W	150 W
$I_{HF}$ (Mittelwert an 52 Ohm)	0	2,3 A	1,5 A	1,7 A
Output PEP	0		234 W	300 W

Röhren werden als Trioden in Gitterbasisschaltung mit etwa 5-kOhm-Gitterableitwiderständen betrieben, wodurch die Gittervorspannung bei Ansteuerung infolge Gitterstroms von -6 auf -36 V ansteigen kann.

Bei 900 V Anodenspannung und Zweittonansteuerung wurde ein Gleichstrom-Input von 600 W (PEP Input 1200 W) von den vier Röhren verarbeitet. Bei 800 W (1600 W PEP Input, Zweittonansteuerung) ergab sich ein Wirkungsgrad von 65 %. Im ersten Fall lagen die IMD bei -30 dB für Verzerrungen 3. Ordnung und bei -50 dB für Verzerrungen 5. Ordnung, während bei der größeren Leistung die IMD noch immer rund -25 dB betrugen.

Ein solcher Verstärker kann natürlich nur mit einem kräftigen Ventilatort betrieben werden, damit die Röhrentemperatur in erträglichen Grenzen bleibt. Da der Anodenkreis nur noch 500 Ohm Impedanz für Leistungsanpassung haben darf, ist es erforderlich, die Anoden an Schwingkreisanzapfungen zu legen, um die Kreisverluste genügend klein zu halten und eine noch realisierbare Induktivität bei 28 MHz zu erhalten.

Ausgangsleistung bei ähnlichen Verzerrungen abzugeben wie eine Röhre 4-250-A, die bei 3000 V Anodenspannung mit allem Zubehör ein Vielfaches kosten dürfte. Die Röhrenkapazitäten und der kleine gemeinsame Anodenarbeitswiderstand machen es aber kaum möglich, die richtige Anpassung und damit einen guten Wirkungsgrad bei 21 und 28 MHz zu erreichen, wenn man mehr als vier dieser Röhren parallel schaltet.

(Schluß folgt)

#### Funksprechgerät für das 2-m-Amateurband mit hohem Bedienungskomfort

Zu diesem Beitrag von Egon Koch (Hefte 22/1971, S. 852-854, 23/1971, S. 885-888, 890, und 24/1971, S. 922-924) seien nachstehend noch einige Schriftumshinweise gegeben:

Koch, E.: HF-Leistungsmesser für den Amateurfunk. DL-QTC Bd. 42 (1971) Nr. 4, S. 207 bis 208

Koch, E.: Eine künstliche Antenne zum Einfahren von Sendern und für Messungen an Sendern. Funk-Techn. Bd. 19 (1964) Nr. 14, S. 520

Koch, E.: Dynamische Hörkapsel als Mikrofon. DL-QTC Bd. 35 (1964) Nr. 1, S. 20-22

## Wirtschaftlicher Service von Farbfernsehempfängern

Farbfernsehempfänger lassen sich nur dann wirtschaftlich warten und reparieren, wenn der Servicetechniker die notwendigen Grundlagen beherrscht. Vor allem aber kommt es darauf an, die Schaltungstechnik der verschiedenen Farbempfängerfabrikate zu kennen, die bei allen Geräten zwar prinzipiell ähnlich ist, jedoch im Detail erhebliche Unterschiede aufweist. Für den wirtschaftlichen Service kommt noch hinzu, daß der Servicetechniker schließlich Meßgeräte zweckmäßig anschließen und mit ihrer Hilfe Fehlerursachen in kürzester Zeit erkennen kann.

Fehler lassen sich nur dann schnell aufspüren, wenn der Signalspannungsverlauf in allen Stufen des Farbteiles bekannt ist. Der Servicetechniker muß in der Lage sein, bereits an Abweichungen des Oszillogramms bestimmte Fehlerursachen zu erkennen. Wenn man mitunter auch bestrebt ist, die Fehlerursache durch Analysieren des Empfänger-Schirmbildes zu erkennen, so muß doch gesagt werden, daß nur über den Oszilloskop als Fehlerindikator die richtigen Steuerspannungen der Farbbildröhre zu erkennen sind. Denn im Gegensatz zu Schwarz-Weiß-Fernsehempfängern hat man es beim Farbfernsehempfänger mit vier Steuersignalen zu tun, die weitaus komplizierter sind als das Schwarz-Weiß-Videosignal. Wirtschaftlicher und guter Farbfernsehservice, der Kundenschaft und Werkstatt gleichermaßen

dient und zufriedenstellt, ist also nur mit geeigneten Meßmitteln und Meßmethoden möglich. Das Ziel dieser Beitragsreihe ist es daher, die zweckmäßigsten Servicemethoden für alle Stufen des Farbkanals zu zeigen.

## 1. Signalspannungsverlauf in den Farbstufen

Für den Service ist es erforderlich, den Signalspannungsverlauf in den Farbstufen und bestimmte Merkmale des Farbsignals zu kennen. Daher soll zunächst der Signalspannungsverlauf an Hand von Bild 1 ausführlich beschrieben werden.

Je nach der Schaltung des Farbfernsehempfängers entsteht an dessen Ton- oder Videodemodulator das 4,43-MHz-Farbsignal, wie es im Bild 2 dargestellt ist. Dieser Signalverlauf entspricht dem Normbaliken-Testbild mit fallender Helligkeit. Da am Demodulator auch noch das Video- oder Tonsignal und zwangsläufig weitere Signale als Kombinationsfrequenzen entstehen, kann man das reine Farbsignal nach Bild 2 erst am Eingang des Farbsignalverstärkers oszillografisch aufnehmen, nachdem es durch einen Hochpaß von unerwünschten Signalen befreit wurde. Oszillografiert man am Video- oder Tongleichtester, so erkennt man dort das Y-

Signal (auch Video- oder Luminanzsignal genannt), wobei die Farbbalken den entsprechenden Sprüngen der Grautreppe in richtiger Reihenfolge und Amplitude zugeordnet sind. Hinter dem Weißbalken erscheint Gelb, wobei die Grautreppe ihre erste Dunkelabstufung erreicht. Darauf folgen Cyan, Grün, Magenta (auch

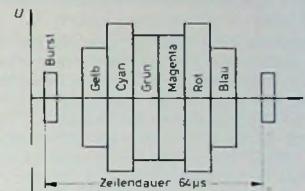


Bild 2. Signalfolge im Farbsignalverstärker mit zugeordneten Farbbalken

Purpur genannt; hier entspricht die Helligkeit der Graustufe der Hälfte des Weißwertes), Rot, Blau und schließlich Schwarz.

Wird das Signal dagegen am Eingang des Farbsignalverstärkers, beispielsweise hinter dem Trennkondensator C 1, oszillografiert, so erhält man auf dem Oszilloskop den vom Y-Signal getrennten reinen Farbsignal nach Bild 2.

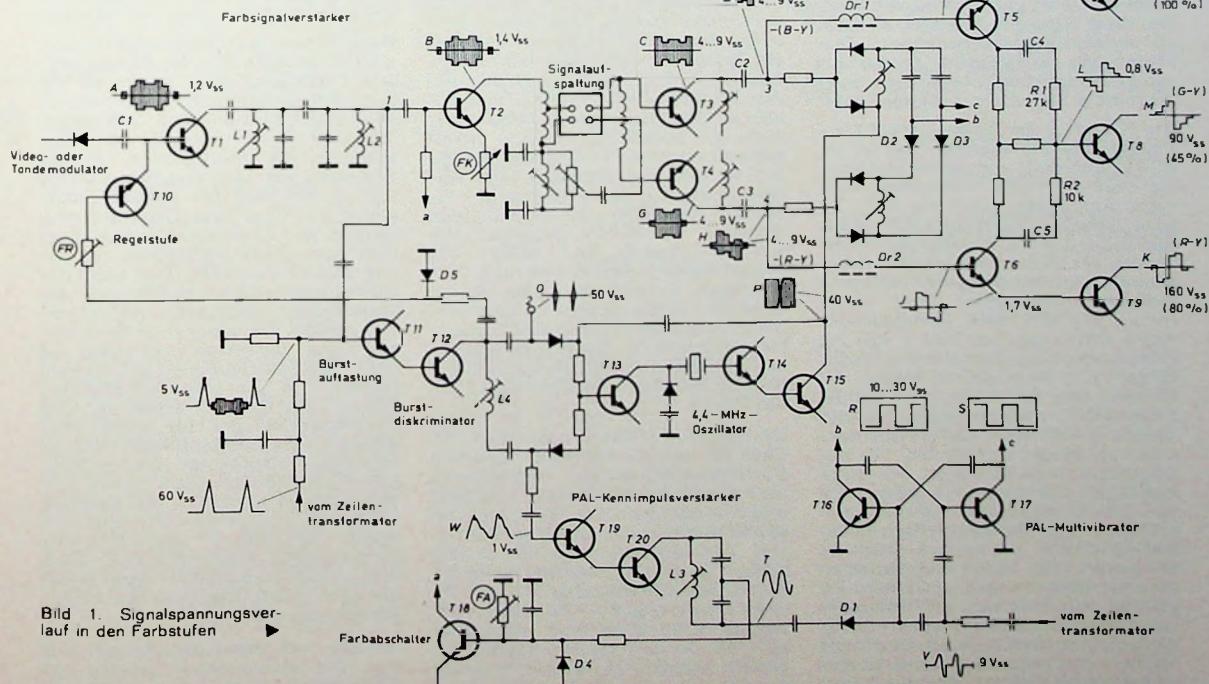


Bild 1. Signalspannungsverlauf in den Farbstufen ►

Die oszillografischen Messungen müssen jedoch stets über einen Teiltertastkopf (10:1 oder 20:1) erfolgen. Ohne Teiltertastkopf würde das Oszillogramm infolge zu hoher Belastung stark verfälscht werden. Daher gilt die Regel: Alle Signale im Farbkanal, gleich an welcher Stelle abgenommen, werden stets mit dem Tastkopfab schwächer gemessen. Ohne Teiltertastkopf, also mit direktem Anschluß des Meßkabels, sollte nur dann gemessen werden, wenn die Signale so klein sind – und die Empfindlichkeit des Oszillografen nicht ausreicht –, daß sie auf dem Oszillografenschirm kaum zu erkennen sind. Auf diese Weise ist jedoch nur ein Nachweis des Signals möglich.

Beispielsweise beträgt das Signal an der Basis von T1 (Bild 1) nur etwa 0,2 V<sub>ss</sub> (200 mV<sub>ss</sub>). Auf dem Oszillografenschirm bisher üblicher Werkstatt-Oszillografen, die meistens nur einen kleinsten Ablenkkoefzienten von 20 mV/cm haben, würde dieses Signal mit einer Höhe von 1 cm erscheinen, wenn mit dem Tastkopfab schwächer 10:1 gemessen wird. Diese Höhe reicht aber kaum aus, um das Signal einwandfrei auszuwerten. Für die Signalverfolgung ist es jedoch mitunter vorteilhaft, direkt (im Verhältnis 1:1) zu messen. Dabei darf aber die Signalform nicht bewertet werden.

Beabsichtigt man die Neuanschaffung eines Oszillografen, so sollte man ein Gerät auswählen, das einen kleinsten Ablenkkoefzienten von 1 oder 2 mV/cm aufweist. Das ist auch im Hinblick auf den Service an Videorecordern und Video-Cassettenrecordern vorteilhaft, da man hier auf kleine Ablenkkoefzienten nicht verzichten kann. Selbstverständlich soll dabei noch die volle Bandbreite zur Verfügung stehen. Diese Forderung erfüllt heute fast jeder gute Oszillograf. Werden diese Hinweise beachtet, so kann mit dem Tastkopfab schwächer in allen Stufen des Empfängers problemlos gemessen werden, wobei auch stets die richtige Signalform erhalten bleibt.

Am Kollektor des Transistors T1 erscheint das Farbsignal – es ist im Bild 2 dargestellt und ferner als Oszillogramm A im Bild 1 enthalten – mit einer Amplitude von 1 bis 2 V<sub>ss</sub> (je nach Empfängerfabrikat). Auf das Bandfilter L1, L2, das den Durchlaßbereich des Farbsignalverstärkers bestimmt, folgt der Meßpunkt 1. Dieser Meßpunkt bezeichnet stets einen Punkt, der vor dem Farbkontrastregler (FK) liegt. Im Bild 1, das als Prinzipschaltung für alle Empfänger gilt, liegt dieser Regler im Emitterzweig des Transistors T2. Er kann jedoch auch durchaus vor der Basis von T2 liegen. Der Meßpunkt 1 dient in vielen Fabrikaten als Bezugspunkt zum Einstellen der automatischen Farbkontrastregelung. Da man als Bezugsgröße für die automatische Regelung den Farbsynchronimpuls (Burst) verwendet, wird als Meßpunkt 1 der Punkt bezeichnet, an dem der Burst ausgekoppelt wird (er gelangt von dort aus zur Burstauf taststufe). Der Einstellregler FR für die automatische Farbregelung wird vielfach auf eine bestimmte Farbsignalamplitude am Meßpunkt 1, bei-

spielsweise auf 1 oder 1,2 mV, eingestellt. Diese Werte sind den jeweiligen Service-Unterlagen zu entnehmen. Es gibt jedoch ganz bestimmte Kriterien und Einstellmöglichkeiten für die automatische Farbregelung, die später noch ausführlich beschrieben werden.

Am Kollektor des Transistors T2 ist das Farbsignal hier mit einer Amplitude von etwa 1,4 V<sub>ss</sub> meßbar, wobei es immer noch die gleiche Form wie im Bild 2 aufweist (Oszillogramm B). Hinter der Signalaufspaltstufe (hinter der PAL-Laufzeitleitung mit einer Verzögerungszeit von etwa 64 µs) entsteht durch Addition und Subtraktion des direkten und des verzögerten Signals am Transistor T3 das Signal (B - Y) und am Transistor T4 das Signal (R - Y). Die beiden unterschiedlichen Signalformen zeigen die Oszillogramme C (B - Y) und G (R - Y) im Bild 1.

An den Basen der beiden Transistoren T3 und T4 stehen die Signale mit einer Amplitude von etwa 0,2 ... 0,8 V<sub>ss</sub>, während an den beiden Kollektoren die verstärkten Signale mit etwa 4 ... 9 V<sub>ss</sub> auftreten. Die Signalamplitude hängt vom jeweiligen Empfängerfabrikat und von der Einstellung des Farbkontrastreglers FK ab. Wichtig ist dabei, daß die beiden Signale C und G nur sehr geringfügig voneinander abweichende Amplituden aufweisen dürfen; die Abweichungen sind meistens < 0,5 V<sub>ss</sub>. Größere Abweichungen deuten auf Fehler hin. Schließlich ist noch zu beachten, daß die Signale C und G unterschiedliche Formen haben, die aus Bild 1 ersichtlich sind.

Während an den Kollektoren von T3 und T4 die undemodulierten Farbsignale stehen (die alte Bezeichnung Farbartsignale soll hier nicht mehr verwendet werden, und daher wird auch der Farbartsignalverstärker als Farbsignalverstärker bezeichnet), können an der anderen Seite der beiden Trennkondensatoren C2 und C3, also an den Meßpunkten 3 und 4, bereits die demodulierten und damit niedrigeren Farbsignale gemessen werden. Das Signal D zeigt beispielsweise das demodulierte (B - Y)-Signal, das dem niedrigeren Signal E für (B - Y) entspricht. Die 4,43-MHz-Drossel D11 befreit das demodulierte Signal D von noch vorhandenen Trägerresten. Das gleiche ist im (R - Y)-Zweig der Fall. Hier enthält das demodulierte Signal H ebenfalls Trägerreste. Nach dem Entfernen des Trägers durch die Drossel D12 liegt an der Basis des Transistors T6 das Signal J.

Die Basen der Matrixtransistoren T5 und T6 werden mit den negativen Farbdifferenzsignalen angesteuert, und zwar T5 mit dem -(B - Y)-Signal und T6 mit dem -(R - Y)-Signal. Da diese Farbdifferenzsignale am Emitter von T5 beziehungsweise T6 ausgekoppelt werden, erhalten die Basen der Farbdifferenz-Endstufen T7 und T9 ebenfalls die negativen Farbdifferenzsignale. Schließlich muß das Signal -(G - Y) in der Matrix wiederhergestellt werden. Da es aus Anteilen von 19 % des +(B - Y)-Signals und von

51 % des +(R - Y)-Signals besteht, werden diese Signale jeweils am Kollektor des betreffenden Matrixtransistors abgenommen. Die Signale gelangen über die Koppelkondensatoren C4 und C5 zu den Matrixwiderständen R1 und R2, wobei über R1 der Anteil 0,19 (B - Y) und über R2 der Anteil 0,51 (R - Y) der Basis der Farbdifferenz-Endstufe T8 zugeführt wird. Die Farbdifferenz-Endstufen verstärken getrennt die drei Farbdifferenzsignale auf die für die Farbbildröhre erforderlichen Ansteuerwerte. Gleichzeitig erfolgt hier auch die Phasendrehung, so daß die drei Wehneltzylinder der Farbbildröhre jeweils positive Farbdifferenzsignale erhalten.

Während man bei der Kathodensteuerung mit Signalamplituden von etwa 100 V<sub>ss</sub> auskommt, müssen die Wehneltzylinder – wegen der geringeren Steilheit – mit entsprechend höheren Signalamplituden angesteuert werden. Für (B - Y) werden beispielsweise Signalamplituden von 150 bis 200 V<sub>ss</sub> – je nach Empfängerfabrikat – angegeben. Neuere Farbempfänger mit Transistor-Endstufen liefern in den meisten Fällen ein (B - Y)-Signal von etwa 200 V<sub>ss</sub>, wodurch auch eine gute Aussteuerung und Farbsättigung erreicht wird.

Unabhängig von den Maximalamplituden der Farbdifferenzsignale, die, wie schon erwähnt, je nach Empfängerfabrikat unterschiedlich hoch sind, sollte man sich die Verhältnisse, die die Farbdifferenzsignalamplituden zueinander haben, genau einprägen, denn hierauf kommt es ganz besonders an. Die Amplitudenverhältnisse, und zwar 100 % für (B - Y), 80 % für (R - Y) und 45 % für (G - Y) (s. die Oszillogramme F, M und K), müssen unabhängig von der Farbkontrasteinstellung stets erhalten bleiben.

Beim Messen der Amplitudenverhältnisse dient stets Blau als Bezugswert. Der Oszillograf wird daher an die Bildröhrenelektrode für Blau (oder an den Endstufentransistor T7) angeschlossen. Dann stellt man die Verstärkung des Oszillografen und die Farbsättigung des Empfängers (mit FK) so ein, daß das Farbdifferenzsignal für Blau 5 cm Höhe auf dem Schirm des Oszillografen hat. Legt man den Oszillografen nun an das rote Bildröhrensystem (man kann natürlich auch an den Kollektoren der betreffenden Endstufentransistoren T7, T8 und T9 messen), so muß dieses Signal mit etwa 4 cm Höhe auf dem Oszillografenschirm geschrieben werden, um das erforderliche Verhältnis von 80 % zu erreichen. Das Farbdifferenzsignal für Grün muß dagegen 2,25 cm Höhe haben, wenn es 45 % des Bezugssignals Blau beträgt. Die Farbdifferenzsignale lassen sich durch Regler einstellen, die meistens in den Treiberstufen (T3 und T4) liegen. Mitunter ist statt Rot nur Blau regelbar. Schließlich kann auch noch Grün veränderbar sein, wobei der betreffende Regler in der Grünmatrix angeordnet ist.

Arbeiten die Burstaufstufen T11 und T12 einwandfrei, so liegt am Meßpunkt 2 der Burst (Oszillogramm

O). Seine Amplitude beträgt meistens zwischen 25 und  $50 V_{ss}$ , wobei stets die jeweiligen Service-Unterlagen zu beachten sind. Über die Nachstimmstufe  $T_{13}$  gelangt die im Burstdiskriminator erzeugte Regelgleichspannung zum Quarzoszillator  $T_{14}$ , der daher stets synchron mit den Senderignalen schwingt. Schließlich wird die 4,43-MHz-Spannung im Transistor  $T_{15}$  verstärkt, so daß eine ausreichend hohe Trägeramplitude rückwirkungsfrei zu den Synchrongeneratorn gelangt. Die Trägeramplitude erreicht dabei Werte zwischen 10 und  $40 V_{ss}$ .

Dem ( $R - Y$ )-Demodulator muß der Referenzträger von Zeile zu Zeile um  $180^\circ$  umgeschaltet zugeführt werden, damit die senderseitige Umschaltung des ( $R - Y$ )-Signals im Empfänger wieder aufgehoben wird. An der unteren Diode des Burstdiskriminators wird daher der zeilenweise umgeschaltete Burst mit halber Zeilenfrequenz entnommen; an der Basis des PAL-Kennimpulsverstärkers  $T_{19}$  liegt also die halbzeilenfrequente Schwingung nach Oszilloskop W. Dieser halbzeilenfrequente Impuls gelangt zu dem im Kollektorkreis von  $T_{20}$  liegenden Schwingkreis mit  $L_3$ , der auf die halbe Zeilenfrequenz abgestimmt ist. Immer wenn dieser Kreis angestoßen wird, entsteht eine Sinusschwingung halber Zeilenfrequenz (Oszilloskop T). Über die Diode  $D_1$  führt man die negative Sinushalbwelle der Basis des Transistors  $T_{16}$  zu, an der gleichzeitig der

Zur Steuerung des Farbabschalters  $T_{18}$  kann, wie im Bild 1 dargestellt, der nur während einer Farbsendung erzeugte Halbzeilen sinusimpuls an einer Spule  $L_3$  abgenommen und zu einer Gleichrichterdiode  $D_4$  geführt werden. An ihrer Kathode entsteht dann eine positive Gleichspannung, die den Farbabschalter  $T_{18}$  durchsteuert, und dieser wieder öffnet den Transistor  $T_2$  des Farbsignalverstärkers. Der Halbzeilen sinusimpuls ist jedoch nur dann zur Steuerung des Farbabschalters verwendbar, wenn es sich um einen passiven Halbzeilen sinusgenerator handelt. Hier wird jedoch ein selbstschwingender Oszillator verwendet, so ist zur Steuerung des Farbabschalters ein zweiter Burstdiskriminator erforderlich, der ebenfalls nur dann eine Gleichspannung liefert, wenn senderseitig der Burst abgestrahlt wird, wenn es sich also um eine Farbsendung handelt.

Für die automatische Farbkontrastregelung dient als Bezugsgroße ebenfalls der Burst. Er wird an der Spule  $L_4$  des Burstdiskriminators ausgeteilt und erzeugt an der Diode  $D_5$  eine positive Gleichspannung, die zur Regelstufe  $T_{10}$  gelangt. Üblich sind auch Regelschaltungen, die die Regelgleichspannung über einen Transistor erzeugen.

Der Arbeitspunkt der Regelstufe  $T_{10}$  läßt sich mit dem Einstellregler  $FR$  (Farbregelung) einstellen, so daß am Meßpunkt 1 des Farbsignalverstärkers immer eine konstante Signalamplitude auftritt. Das gilt auch für

## 2. Fehler in Farbfernsehempfängern und ihre Ermittlung

### 2.1 Fehler im Farbsignalverstärker

Fehler in den Farbstufen des Empfängers lassen sich bereits am Normbalken-Testbild erkennen, wenn man den Farbservicegenerator an die Antennenbuchsen des Empfängers anschließt und das Schirmbild des Empfängers auswertet. Die Auswertung nach dem Normbalken-Testbild ist jedoch oft nicht einfach, und man ist vielfach auf Vermutungen angewiesen. Außerdem läßt das Normbalken-Testbild keineswegs die einwandfreie Arbeitsweise des Empfängers erkennen. Für das gleiche Fehlerbild können sogar unterschiedliche Fehlerursachen vorliegen, so daß man sich keineswegs immer auf den Bildschirm verlassen sollte. Farbservicegeneratoren mit Sondersignalen liefern dagegen aufschlußreichere Fehlerbilder auf dem Empfängerbildschirm. Ein korrekter Techniker wird jedoch immer den Oszilloskop als einwandfreien und unbestechlichen Fehleranalysator heranziehen.

Man oszilliert daher zunächst die Farbdifferenzsignale an den Steuerelektroden der Farbbildröhre oder an den Ausgängen der Farbdifferenz-Endstufen. Bei richtig eingestellter Senderabstimmung müssen die Oszilloskopogramme F, M und K (Bild 1) erscheinen. Damit lassen sich auch gleichzeitig die Amplitudenverhältnisse der Farbdifferenzsignale prü-

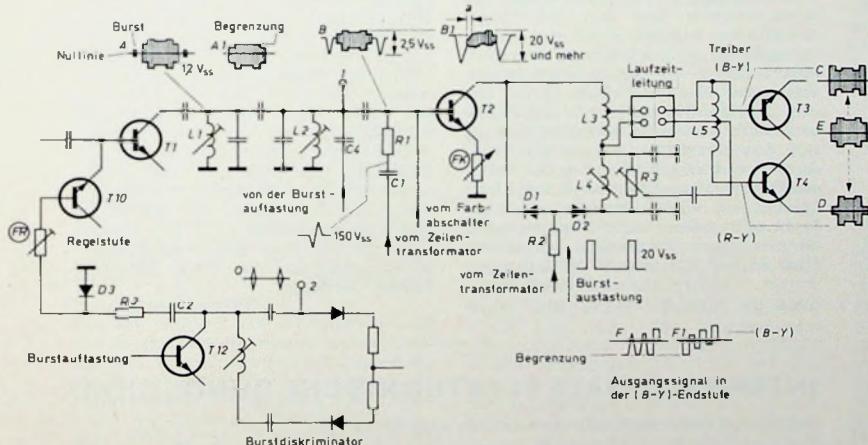


Bild 3. Farbsignalverstärker mit Regelstufe und Signalaufspaltung

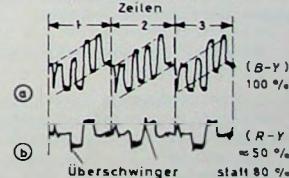


Bild 4. a) Zeigen zwei hintereinanderliegende Zeilen unterschiedliche Signalformen, so ist auf dem Bildschirm PAL-Struktur sichtbar. b) Überschwinger im Rotsignal bei spitzer Durchlaßkurve des Farbsignalverstärkers

differenzierte Zeilenrucklaufimpuls (Oszilloskop V) liegt. In jeder zweiten Zeile wird nun  $T_{16}$  gesperrt und  $T_{17}$  leitend, so daß eine einwandfreie Synchronisation des PAL-Multivibrators  $T_{16}, T_{17}$  erreicht wird, der ebenfalls mit der halben Zeilenfrequenz (etwa 7,8 kHz) schwingt. Der PAL-Multivibrator liefert also während zweier Zeilen eine vollständige Rechteckschwingung, wobei in einer Zeile beispielsweise ein positiver und in der darauffolgenden Zeile ein negativer Rechteckimpuls an seinen Ausgängen erscheint. Die Dioden  $D_2$  und  $D_3$  des PAL-Schalters werden also wechselweise von Zeile zu Zeile ein- beziehungsweise ausgeschaltet.

die Burstdamplitude am Meßpunkt 2 des Burstdiskriminators, da der Burst hierdurch ebenfalls auf konstanter Amplitude gehalten wird.

Wird an die Antennenbuchsen des Farbfernsehempfängers ein Farbbalkengenerator angeschlossen und arbeitet der Farbfernsehempfänger fehlerfrei, so zeigt dessen Bildschirm die Normbalkenfolge in richtiger Farbe und Reihenfolge. Regelt man den Farbkontrastregler allmählich in seine Grundstellung, so müssen alle Farbbalken gleichmäßig schwächer werden und schließlich vollkommen gleichmäßig verschwinden, wenn sich der Farbkontrast vollständig herabregelt läßt.

fen, so daß schnell ein Überblick über die gesamten Farbstufen entsteht. Durch diese einfachen und zeitsparenden Signallspannungsmessungen lassen sich Fehler und ihre Ursachen schnell und sicher aufspüren.

Zunächst sei vorausgesetzt, daß die Regelstufe  $T_{10}$  (Bild 3) einwandfrei arbeitet. Dann muß am Ausgang der ersten Farbsignalstufe  $T_1$  das Oszilloskopogramm A mit einer Amplitude von beispielsweise  $1,2 V_{ss}$  auftreten, wobei zwischen den einzelnen Empfängerfabrikaten keine allzu großen Unterschiede auftreten. Als markanter Punkt gilt der Meßpunkt 1, denn hier wird ein Teil des Farbsignals ausgeteilt und zur Burstdauftaststufe

geführt. Am Meßpunkt 1 muß das einwandfreie Oszillogramm A in richtiger Form und entsprechender Amplitude stehen. Fehler im Bandfilter L 1, L 2 - hierzu gehören auch die Kreiskondensatoren - ergeben stark verzerrte Signalformen am Meßpunkt 1. Schon bei einem Fehlabgleich dieses Bandfilters kann die Durchlaßkurve merklich spitzer werden, so daß auf dem Bildschirm bereits der sogenannte Palosie-Effekt erscheinen kann. Hierbei handelt es sich um von Zeile zu Zeile unterschiedliche Farbtöne oder unterschiedliche Helligkeiten, was auch als PAL-Struktur bezeichnet wird. Diese Struktur kann aber vielfältige Ursachen haben, im genannten Fehlerfall entsteht nur eine leichte Farbstruktur. Auffällig ist dagegen ein deutliches Überschwingen, das sich auf dem Bildschirm besonders an den Kanten des Purpurbalkens zeigt. Während der laufenden Farbsendung lassen sich dann oft Farbsäume beobachten. Beispielsweise zeigt die linke Gesichtskontur eines Darstellers einen grünen Saum, während die rechte einen roten Saum hat.

Legt man den Oszillografen an die Blau-Steuerelektrode der Farbbildröhre und stellt wenigstens zwei Zeilenabläufe dar, so sieht man von Zeile zu Zeile unterschiedliche Blaubalkenfolgen als deutliches Zeichen für PAL-Struktur (Bild 4a). Dabei ist das (R - Y)-Signal an der Steuerelektrode für Rot jedoch erheblich kleiner als der Sollwert (Bild 4b). Im Rotsignal (Bild 4b) erkennt man schließlich auch noch Überschwinger als sicheres Zeichen für die stark überspitzte Durchlaßkurve im Farbsignalverstärker. Da die Bandfilterspulen des Farbsignalverstärkers aber vielfach bedämpft sind, um die erforderliche Durchlaßbreite zu erhalten, kann Überschwingen auch durch schadhafte Dämpfungswiderstände entstehen.

## 2.2 Fehler in der Signalauflösung

Fällt das verzögerte oder unverzögerte Signal aus, so erfolgt keine Auflösung mehr in die Signalanteile (B - Y) und (R - Y). Auf dem Bildschirm erscheint daher eine starke PAL-Struktur, die mit einer erheblichen Farbentsättigung und mit Farbtonfehlern verbunden ist. Die eigentliche Fehlerursache läßt sich dabei nur am Oszillogramm erkennen. Während bei einwandfreier Signalauflösung die Oszillogramme C (für (B - Y)) und D (für (R - Y)) an den Ein- und Ausgängen der Treibertransistoren T 3 und T 4 stehen (Bild 3), erscheint bei fehlerhafter Signalauflösung das Oszillogramm E, das annähernd dem ursprünglichen Farbsignal A im Farbsignalverstärker entspricht. Das Oszillogramm E ist dabei an beiden Ausgängen (T 3 und T 4) in fast gleicher Form zu messen. Als Fehlerursache kommt eine Unterbrechung der Laufzeitleitung in Betracht, oder es kann der unverzögerte Weg über L 4 und R 3 unterbrochen sein. Schließlich können auch L 4 und R 3 erheblich fehleingestellt sein.

Fehlerhafte Signalauflösung (auch ein Fehlabgleich kann die Ursache sein) liegt vor, wenn die Farbdiffe-

renzsignale an den Steuerelektroden der Farbbildröhre von Zeile zu Zeile unterschiedliche Verläufe zeigen, wie es am Blauzug im Bild 4a zu erkennen ist. Nochmals soll hier jedoch betont werden, daß der Bildschirm des Empfängers kaum eine genaue Fehlerlokalisierung zuläßt. Mit dem Oszillografen können dagegen alle Fehler schnell eingezeichnet werden, wobei man aber stets auf richtige und saubere Signalformen achten muß.

## 2.3 Fehler in der Burstaustastung

Der Burst muß im Farbsignalverstärker stets ausgetastet werden, damit die Klemmschaltung der Farb-Endstufen immer auf ein gleichmäßiges Niveau klemmt. Hierfür kann man die Nulllinie des Farbsignals verwenden, wie es auch das Oszillogramm A im Bild 3 zeigt. Während einer Schwarz-Weiß-Sendung ist kein Burst vorhanden, so daß die Klemmschaltung sauber auf Nullpotential tastet. Dies erfolgt mit Hilfe des Zeilenrücklaufimpulses, der vom Zeilentransistor der Klemmschaltung zugeführt wird. Der Zeilenrücklaufimpuls liegt mit seiner Spitze zeitlich kurz vor der Burstschwingung (also zwischen den eigentlichen Farbsignalen und dem Burst) in der Austastzeit. Der Zeilenrückschlagimpuls könnte jedoch leicht mit der Burstschwingung zusammenfallen, was bereits bei geringen Phasenabweichungen der Zeile der Fall ist. Daher könnte jederzeit (während der Farbsendung) das Klemmenniveau auf den Burstpegel verschoben werden. Fehlt die Burstaustastung, so erhält man zunächst einwandfreie Schwarz-Weiß-Bilder, wenn der Sender keinen Burst abstrahlt. Schaltet er jedoch auf Farbe um, dann tastet die Klemmschaltung auf das Bursts niveau, und als Folge davon wird der Bildschirm bei Farbsendungen vorgetönt. Weiß wird beispielsweise leicht rot oder blau gefärbt sein, wobei dieser Farbton mehr oder weniger alle Farben beeinflußt. Hier helfen nun keine Vermutungen weiter, sondern nur der Oszillograf, denn mit ihm kann man prüfen, ob

der vom Zeilentransistor kommende Zeilenrücklaufimpuls über C 1 und R 1 (Burst a u s tastschaltung!) in den Farbsignalverstärker gelangt (Bild 3).

Im Oszillogramm B ist der austastende Zeilenimpuls deutlich zu erkennen. Mitunter läßt man auch den Burst a u f tastimpuls gleichzeitig als Burst a u s tastimpuls wirken, indem man den für die Burstauftastung erforderlichen Zeilenrücklaufimpuls über den Koppelkondensator C 4 zum Farbsignalverstärker (Meßpunkt 1) gelangen läßt.

Durch Fehler in der Burst a u s tastung (schadhafte Siebkondensatoren oder Niveaudioden) kann der Austastimpuls stark ansteigen (Oszillogramm B 1 im Bild 3). Wegen seiner großen Amplitude schneidet der breite Anteil des Zeilenrücklaufimpulses den Anfang des Farbsignals ab (Oszillogramm B 1, Teil a). Mit dem Oszillografen ist die Fehlerursache schnell ermittelt. Jedoch auch auf dem Bildschirm sieht man eine auffällige Erscheinung: Am gesamten linken Bildrand fehlt die Farbe, wie es auch deutlich aus dem Oszillogramm B 1 hervorgeht.

Bild 3 zeigt noch eine weitere Schaltungsvariante für die Burstaustastung, die mit den Dioden D 1 und D 2 arbeitet. Diese beiden Dioden liegen im Ausgangskreis des Transistors T 2 und schließen während der Austastzeit den Kollektorkreiswiderstand L 3 und L 4 kurz. Sie öffnen nur während des Zeilenrücklaufs, wobei der Impuls infolge Begrenzung rechteckförmig verläuft. Im Gegensatz zur Burstauftastschaltung mit C 1 und R 1, bei der der Austastimpuls im Farbsignal erscheint (s. Oszillogramm B), bleibt bei dieser Schaltungart eine nahezu korrekte Nulllinie bestehen, die weder Burst- noch Zeilenimpuls enthält. Arbeiten beide Dioden nicht linear, so verschiebt sich die Nulllinie (ebenfalls nur während einer Farbsendung bis zum Bildschirm wirksam), wobei der Bildschirm nur bei Farbempfang eingefärbt wird. Die Dioden D 1 und D 2 sind daher stets paarweise auszutauschen, wenn derartige Fehler vorliegen.

(Fortsetzung folgt)

# INTERNATIONALE ELEKTRONISCHE RUND SCHAU

brachte im Dezemberheft 1971 unter anderem folgende Beiträge:

„Planox“ - eine Technologie für MOS-Bauelemente niedriger Schwellenspannung

Ein digitales Zeilenauswahlgerät unter Berücksichtigung der Fernsehzwischenzeile

SAJ 220 - eine neue integrierte Schaltung für Quarzarmbanduhren

Hybridschaltungen - Kapselung von Hybridschaltungen

Neu- und Weiterentwicklungen auf dem Oszillografengebiet

Prozeßtechnik auf der Interkama '71

Messungen sehr niedriger Strahlungs- oder Lichtpegel mit Halbleiterbauelementen

Elektronik in aller Welt · Persönliches · Neue Erzeugnisse · Industriedruckschriften · Kurznachrichten

Format DIN A 4 · Monatlich ein Heft · Preis im Abonnement 16,50 DM vierteljährlich einschließlich Postgebühren; Einzelheft 5,75 DM zuzuglich Porto

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

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



## 100-kHz-Quarz-Eichgenerator

Technische Daten	
Betriebsspannung:	9 V
Stromaufnahme:	24 mA
Quarzfrequenz:	100 kHz (Grundfrequenz)
Ausgangsspannung:	8.5 V <sub>ss</sub>
Oberwellen:	bis etwa 150 MHz
Bestückung:	AF 136, BC 107
Abmessungen:	57 mm × 51 mm

Bei Kurzwellenempfängern ist es zweckmäßig, öfter die Skaleneichung zu kontrollieren. Da der überwiegende Teil aller Amateur-Kurzwellenempfänger in 100-kHz-Abständen geeicht ist, eignet sich zur Nachkontrolle dieser Eichpunkte ein 100-kHz-Quarzgenerator. Der im folgenden beschriebene Generator hat ein Frequenzspektrum, das bis in das UKW-Gebiet reicht.

## Schaltung

Ein Schwingquarz läßt sich in Serien- oder Parallelresonanz betreiben. In der Schaltung nach Bild 1 schwingt der Quarz in Parallelresonanz. Das Fehlen des Kollektorwiderstandes von  $T_1$  und der daher direkte Anschluß des Kollektors an die Spannungsversorgung lassen erkennen, daß der Oszillator  $T_1$  in Kollektorschaltung arbeitet. Der in Serie mit dem Quarz liegende Trimmkondensator  $C_2$  erlaubt das Ziehen auf die Sollfrequenz von 100 kHz.  $C_1$  dient zur Temperaturkompensation. Die Kondensatoren  $C_3$  und  $C_4$  bilden einen kapazitiven Spannungsteiler, der den Rückkopplungsfaktor und somit das Schwingverhalten des Quarzoszillators bestimmt. Mit dem Widerstand  $R_2$  kann der Schwingeingang festgelegt werden. Der Arbeitspunkt des Transistors  $T_1$  ist durch die Widerstände  $R_1$  und  $R_3$  festgelegt.

Das am Emitter von  $T_1$  über  $C_5$  und  $R_4$  ausgekoppelte Signal gelangt zur Basis des in Emitterschaltung arbeitenden Transistors  $T_2$ . Wegen der relativ hohen Verstärkung von  $T_2$  besteht die Gefahr wilder Schwingungen. Um sie zu vermeiden, liegt im Basiskreis in Reihe mit  $C_6$  der Widerstand  $R_5$ . Mit den Widerständen  $R_5$  und  $R_6$  ist der Arbeitspunkt dieser Verstärkerstufe festgelegt. Durch Übersteuern von  $T_2$  erhält man über  $C_6$  am Ausgang II eine stark oberwellenhaltige Rechteckspannung, die neben der Sollfrequenz von 100 kHz Harmonischen bis in den UKW-Bereich hinein enthält.

Der Kondensator  $C_7$  verringert den Wechselspannungsinnerwiderstand bei alternder Batterie. Er wird zwischen die Anschlußpunkte I und III geschaltet.

## Aufbau und Inbetriebnahme

Der Aufbau erfolgt auf einer gedruckten Schaltung mit den Abmessungen

$R_2$  regelbar zu machen. Nach Einfügen der Schwingungen kann dann der Wert dieses Reglers gemessen und schließlich ein Festwiderstand gleichen Wertes eingebaut werden. Sollte der Oszillator dennoch nicht an-

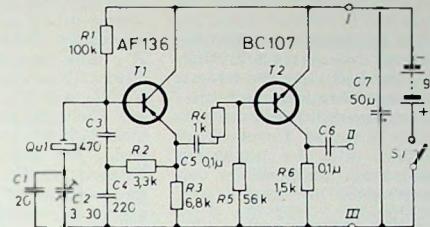


Bild 1. Schaltung des 100-kHz-Eichgenerators

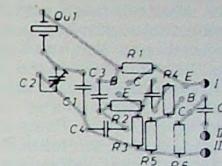


Bild 2. Printplatte im Maßstab 1:1

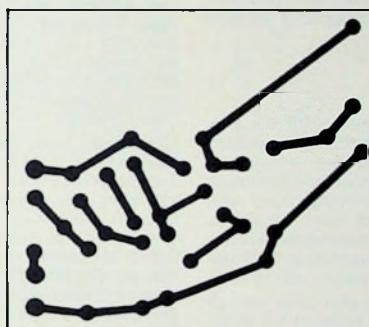


Bild 3. Bestückung der Platinen von der Bestückungsseite her gesehen

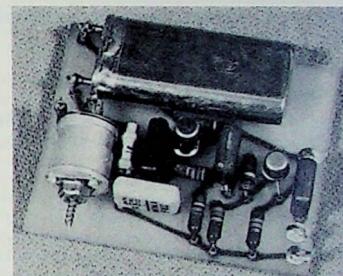


Bild 4. Ansicht des 100-kHz-Eichgenerators

## Einzelteilliste

Quarz, 100 kHz	(Rim)
Widerstände, 0,33 W	(Dralowid)
Kondensatoren „MKS“	(Wima)
Trimmkondensator, 3...30 pF	(Valvo)
Lötosen	(Rim)
kupferkaschiertes	
Epoxid-Glasfertiggewebe	(Rim)
Transistoren AF 136, BC 107	(Telefunken)
Bezug der angegebenen Bauelementen	
nur über den einschlägigen Fachhandel	

57 mm × 51 mm. Um den Nachbau zu erleichtern, ist im Bild 2 die Printplatte im Maßstab 1:1 dargestellt. Zur Herstellung der Printplatte gibt es mehrere Möglichkeiten; bei dem vorliegenden Labormuster wurde das Fotoverfahren mit selbstbeschichtetem kupferkaschiertem Epoxid-Glasfertiggewebe angewendet. Die Schaltung wurde mit handelsüblichen Baulementen aufgebaut, deren Anordnung auf der Platinen aus den Bildern 3 und 4 ersichtlich ist.

Nach sorgfältiger Bestückungskontrolle legt man die Versorgungsspannung von 9 V über ein mA-Meter an die Anschlüsse I und III. Bei einwandfreiem Betrieb beträgt die Stromaufnahme etwa 20...25 mA. Sollte die Schaltung nicht schwingen, ist es zweckmäßig, den Widerstand

schwingen, sind die beiden Rückkopplungskondensatoren  $C_3$  und  $C_4$  in ihren Werten geringfügig zu ändern. Zur genauen Eichung des Oszillators eignet sich die Frequenz 200 kHz des Senders Droitwich. Mit dem Trimmer  $C_2$  ist es dann möglich, den Quarz auf den genauen Frequenzwert zu ziehen. Die Anschlüsse der Platinen sind: I - 9 V, II Signalspannung (Ausgang), III + 9 V.

W. W. Diefenbach

## Neue Druckschriften

Halbleiterhandbuch  
Industrietypen 1972

In dem neuen Halbleiterhandbuch sind auf 450 Seiten technische Daten und Kennlinien fast aller Industrietypen des Halbleiterprogramms von AEG-Telefunken angegeben. Sie umfassen neben der Kurzbeschreibung der Bauelemente die mechanischen Daten, die absoluten Grenzwerte sowie die thermischen und elektrischen Kenndaten. In dem ausführlichen allgemeinen Teil werden Fragen der Halbleitertechnik wie Montagevorschriften, Definitionen der Daten, die Farbkennzeichnung von Dioden und wichtige elektrische Kenngrößen behandelt. Wie in den früheren Ausgaben, wurde auch diesmal wieder ein

Identnummernverzeichnis aufgenommen. Das Halbleiterhandbuch kann gegen eine Schutzgebühr von 6 DM von AEG-Telefunken, Fachbereich Halbleiter, 71 Heilbronn, Postfach 940, bezogen werden.

## Bauelemente '72

Dieser neue Sasco-Bauelemente-Katalog enthält auf 360 Seiten das komplette Bauelemente-Programm der Firma. Im technischen Teil werden die wichtigsten technischen Daten aller aufgeführten Produkte sowie Applikationsbeispiele genannt. Schwerpunkte im Sasco-Programm sind Bauelemente in professioneller Ausführung: integrierte Schaltungen, Transistoren, Kondensatoren, Widerstände sowie Schalter, Steckverbindungen und Relais. Der Katalog wird Industrie-Kunden auf Anfrage kostenlos zugesandt (Sasco-GmbH, 8011 Putzbrunn, Herrmann-Oberth-Straße 16).

## Der Multivibrator in Theorie und Praxis

Der Multivibrator gehört zu den wichtigsten elektronischen Grundschaltungen. Man kennt drei Arten von Multivibratoren: den **astabilen**, den **monostabilen** und den **bistabilen** Multivibrator. Der astabile Multivibrator dient dazu, Impulse zu erzeugen, mit dem monostabilen Multivibrator lassen sich Impulse formen und verzögern sowie Frequenzen teilen, und den bistabilen Multivibrator schließlich verwendet man als Speicher von Informationen sowie als Frequenzteiler mit dem festen Teilverhältnis von 2:1. Im folgenden wird die Wirkungsweise dieser drei Multivibrator-Arten beschrieben. Praktische Anwendungsbeispiele (nach Schaltungsvorschlägen verschiedener Halbleiterfirmen) im Anschluß an die theoretischen Erläuterungen zu jedem der drei genannten Multivibrator-Typen schlagen dabei eine direkte Brücke zur Praxis.

### 1. Der astabile Multivibrator

#### 1.1. Theorie

Eigentlich verdient nur der astabile Multivibrator die Bezeichnung „Multivibrator“. Diese Bezeichnung bedeutet nämlich **Vielfachschwinger**, und das weist auf eine Schaltung hin, die ohne äußeren Anstoß frei schwingt und an ihrem Ausgang ungedämpfte Schwingungen abgibt. Dies trifft aber tatsächlich nur bei dem astabilen Multivibrator zu. Der monostabile und der bistabile Multivibrator geben nur auf einen äußeren Anstoß hin einen einmaligen Impuls an ihren Ausgangsklemmen ab.

Man kann sich den astabilen Multivibrator aus einem zweistufigen **RC**-gekoppelten Verstärker entstanden denken, bei dem nach Bild 1 eine starke Mitkopplung (gleich-

zu öffnen. Nunmehr fällt an dessen Kollektorwiderstand  $R_{c2}$  eine Spannung ab, die den Kollektor des Transistors  $T2$  positiv gegenüber der Speisespannungsklemme (-12 V) werden läßt. Diese Spannungsänderung in positiver Richtung lädt den Kondensator  $C1$  um und überträgt sich dadurch auf die Basis des Transistors  $T1$ , der Transistor  $T1$  sperrt. Hat die Spannung am Kollektor des Transistors  $T2$  aufgehört, in positiver Richtung anzusteigen, so beginnt sich der Kondensator  $C1$  über den Widerstand  $R_{b1}$  wieder zu entladen. Wenn das Potential an der Basis des Transistors  $T1$  wieder genügend negativ geworden ist, führt der Transistor  $T1$  wieder Strom. Damit beginnt der beschriebene Vorgang wieder von neuem. Der astabile Multivibrator pendelt also ständig zwischen zwei Zuständen hin und her: Transistor  $T1$  leitend,  $T2$  gesperrt und Transistor  $T2$  leitend,  $T1$  gesperrt. Keiner der beiden Zustände ist stabil, das heißt, die Schaltung befindet sich ständig im Übergang von einem in den anderen Zustand. Dieser Tatsache verdankt die Schaltung ihren Namen.

Betrachtet man den Spannungsverlauf am Kollektor des Transistors  $T2$  (Ausgangsklemme) mit einem Oszilloskop, so erhält man eine Kurve, wie sie im Bild 2b dargestellt ist. Die Sperr- und Öffnungszeiten der Transistoren hängen von den Zeitkonstanten  $R_{b1} \cdot C_1$  und  $R_{b2} \cdot C_2$ , von dem maximalen Spannungsabfall  $I_{c1\max} \cdot R_{c1}$ , den der Kollektorstrom des jeweils geöffneten Transistors an dessen Kollektorwiderstand hervorruft, sowie von der Basis-Emitter-Sperrspannung  $U_{BE1}$  ab. Die Öffnungszeit  $t_{o1}$  des Transistors  $T1$  ist gleich der Sperrzeit  $t_{s2}$  des Transistors  $T2$ . Für diese Zeiten gilt

$$t_{o1} = t_{s2} = R_{b2} \cdot C_2 \cdot \ln \frac{I_{c1\max} \cdot R_{c1}}{U_{BE1}}. \quad (1)$$

Die Öffnungszeit  $t_{o2}$  des Transistors  $T2$  entspricht der Sperrzeit  $t_{s1}$  des Transistors  $T1$ . Für diese Zeiten gilt die Beziehung

$$t_{o2} = t_{s1} = R_{b1} \cdot C_1 \cdot \ln \frac{I_{c2\max} \cdot R_{c2}}{U_{BE1}}. \quad (2)$$

Die Gleichungen (1) und (2) sind für den praktischen Gebrauch recht unhandlich. Hinreichend genaue Ergebnisse erreicht man bereits mit den nachstehend angegebenen, wesentlich übersichtlicheren Faustformeln

$$t_{o1} = t_{s2} \approx 0,7 \cdot R_{b2} \cdot C_2, \quad (1a)$$

$$t_{o2} = t_{s1} \approx 0,7 \cdot R_{b1} \cdot C_1. \quad (2a)$$

Die Periodendauer  $T$  ist die Summe der Öffnungs- oder Sperrzeiten der beiden Transistoren

$$T = t_{o1} + t_{o2} = t_{s1} + t_{s2} \quad (3)$$

oder auch der Öffnungs- und der Sperrzeit je eines Transistors

$$T = t_{o1} + t_{s1} = t_{o2} + t_{s2}. \quad (3a)$$

Aus der Periodendauer  $T$  ergibt sich als reziproker Wert die Impulsfolgefrequenz  $f_1$  der von dem astabilen Multivibrator erzeugten Impulse

$$f_1 = \frac{1}{T}. \quad (4)$$

Die Widerstände  $R_{b1}$  und  $R_{b2}$  dürfen nur so groß gewählt werden, daß der für die einwandfreie Durchsteuerung der Transistoren erforderliche Basisstrom fließen kann. Hierfür gelten die folgenden Formeln:

$$R_{b1} \leq 0,8 \cdot R_{c1} \cdot B_1, \quad (5)$$

$$R_{b2} \leq 0,8 \cdot R_{c2} \cdot B_2. \quad (6)$$

Darin sind  $B_1$  und  $B_2$  die Stromverstärkungsfaktoren der Transistoren  $T1$  und  $T2$ . Der Wert 0,8 ist ein Sicherheitsfaktor.

Bei der Schaltung im Bild 2a sind die Sperr- und Öffnungszeiten beider Transistoren gleich lang, weil die zum Transistor  $T1$  gehörenden Bauelemente die gleichen Werte haben wie die zum Transistor  $T2$  gehörenden. Ebenso stimmen die beiden Transistoren in ihren technischen Daten

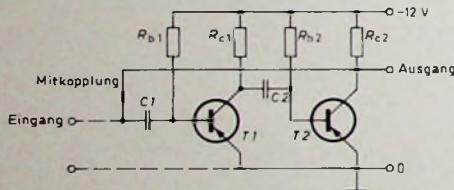
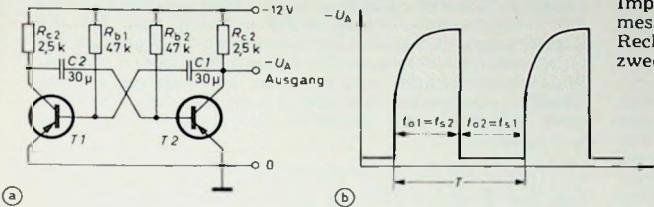


Bild 1. Stark mitgekoppelter zweistufiger **RC**-Verstärker als astabil Multivibrator

phasige Rückkopplung) zwischen den Ausgangs- und den Eingangsklemmen besteht. Betreibt man einen solchen mitgekoppelten Verstärker als astabilen Multivibrator, dann benötigt man natürlich keine Eingangsklemmen mehr, weil dabei ja die Eingangsspannung vom Ausgang abgezweigt wird. Die Eingangsklemmen sind deshalb im Bild 1 auch nur gestrichelt angedeutet. Außerdem ist es üblich, den astabilen Multivibrator entsprechend Bild 2a zu zeichnen. Dieses Bild ist jedoch schaltungstechnisch vollkommen identisch mit Bild 1.

Zur Erklärung der Wirkungsweise des astabilen Multivibrators sei angenommen, daß der Transistor  $T1$  in einem bestimmten Augenblick gerade Strom zu führen beginnt. Dann fällt an dem zugehörigen Kollektorwiderstand  $R_{c1}$  eine entsprechende Spannung ab. Der Kollektor von  $T1$  wird dadurch stärker positiv als das dem negativen Anschluß (-12 V) der Speisespannungsklemme zugekehrte Ende des Widerstandes  $R_{c1}$ . Dieser positive Spannungsanstieg am Kollektor des Transistors  $T1$  lädt den Kondensator  $C2$  entsprechend um und teilt sich dadurch der Basis des Transistors  $T2$  mit, so daß  $T2$  gesperrt. Wenn der Transistor  $T1$  voll geöffnet ist, wird sein Kollektor nicht mehr stärker positiv. Der Kondensator  $C2$  kann sich daher über den Widerstand  $R_{b2}$  wieder entladen. Ist diese Entladung weit genug fortgeschritten, so herrscht an der Basis von  $T2$  wieder ein genügend negatives Potential, um den Transistor  $T2$

überein. Man spricht deshalb auch von einem **symmetrischen Multivibrator**. Wählt man aber beispielsweise die Zeitkonstante  $R_{b2}C_2$  größer als die Zeitkonstante  $R_{b1}C_1$ , so bleibt der Transistor  $T_1$  länger gesperrt als der Transistor  $T_2$ . Man erreicht auf diese Weise ein Verhältnis von Sperr- zu Öffnungszeit bis 1:10. Dieses Verhältnis nennt man auch das **Tastverhältnis**. Dimensioniert man auch die Kollektorwiderstände verschieden groß, so läßt sich ein Tastverhältnis von 1:100 erreichen.



chen. Ein Multivibrator mit ungleichen Sperr- und Öffnungszeiten wird auch als **unsymmetrischer Multivibrator** bezeichnet.

Die Rechteckimpulse im Bild 2b sind stark verschliffen. Will man exakte Rechteckimpulse am Ausgang des Multivibrators erhalten, so kann man das zum Beispiel dadurch erreichen, daß man den Kondensator  $C_1$ , der die Verschleifung der Impulse hervorruft, durch einen dritten Transistor entkoppelt.

## 1.2. Praktische Schaltungsbeispiele

### 1.2.1. Einfache Blinkschaltung

Bild 3 zeigt die praktische Anwendung eines einfachen astabilen Multivibrators. In der Kollektorleitung des Transistors  $T_2$  liegt an Stelle des Kollektorwiderstandes ein Glühlämpchen für 4,5 V, 0,3...0,4 A. Die Schaltung eignet sich damit für eine Warn-Blinklampe. Man kann aber auch an Stelle nur eines Lämpchens sechs Glühlämpchen für 4,5 V je 0,07 A verwenden. Damit läßt sich dann ein Blinkgürtel herstellen, wie ihn zum Beispiel Straßenarbeiter oder Verkehrspolizisten in der Nacht benutzen. Die Lämpchen blinken mit einer Frequenz von 1,5 Hz. Ein- und Ausschaltzeit sind dabei etwa gleich lang, das heißt, das Tastverhältnis ist etwa 1:1. Als Stromquelle dient eine 4,5-V-Taschenlampenbatterie. Alle Einzelheiten, die die Dimensionierung der Schaltung betreffen, können unmittelbar Bild 3 entnommen werden.

### 1.2.2. Zwei Multivibratoren mit NPN-Transistoren

Bild 4 zeigt die Schaltung eines astabilen Multivibrators, der – im Gegensatz zu den bisher angegebenen Schaltungen – mit zwei NPN-Transistoren, Typ BSY 19, bestückt ist. Diese Schaltung arbeitet genauso wie die Schaltungen in den Bildern 2a und 3, nur sind hier alle Polaritätsverhältnisse gerade umgekehrt, das heißt, daß beispielsweise bei der Ausgangsspannung  $-U_A$  im Bild 2b das Minuszeichen entfällt; der Spannungsverlauf ist jedoch der gleiche. Die Impulsfolgefrequenz  $f$ , beträgt bei der im Bild 4 gewählten Dimensionierung etwa 325 kHz.

Eine weitere astabile Multivibratorschaltung mit NPN-Transistoren ist im Bild 5 dargestellt. Die Schaltung unterscheidet sich von der im Bild 4 außer durch die andere Dimensionierung und andere Transistoren durch die beiden Dioden  $D_1$  und  $D_2$ . Diese Dioden verhindern, daß die Basis-Emitter-Durchbruchspannung der Transistoren überschritten wird. Im Bild 5 wurde außerdem eine etwas andere Zeichnungsweise der Multivibratorschaltung als bisher gewählt. Die Basen der Transistoren sind hier nämlich nach außen gekehrt gezeichnet und nicht wie bei der bisherigen Darstellungswweise gegeneinander. Schaltungstechnisch hat dies natürlich keine Bedeutung; hiermit sollte lediglich eine weitere Möglichkeit der zeichnerischen Darstellung des astabilen Multivibrators aufgezeigt werden. Bei der angegebenen Dimensionierung liefert der Multivibrator eine Rechteckspannung mit einer Frequenz von rund 10 Hz.

### 1.2.3. Astabiler Multivibrator mit integrierter Schaltung

Bild 6 zeigt die Schaltung eines astabilen Multivibrators, der mit der integrierten Schaltung TAA 151 von Siemens

aufgebaut ist. Der gestrichelt eingerahmte Teil im Bild 6 stellt die integrierte Halbleiterorschaltung dar, die drei Transistoren und vier Widerstände enthält. Durch Hinzufügen der außerhalb des eingerahmten Teils dargestellten Bauelemente erhält man den astabilen Multivibrator, der Rechteckimpulse mit einer Amplitude von  $U_{ss} = 3,8$  V und einem Tastverhältnis von 1:1 erzeugt. Die Frequenz der Rechteckimpulse, die zwischen 10 Hz und 180 kHz liegen kann, bestimmt der Kondensator  $C_1$ . Der Kapazitätswert des Kondensators  $C_2$  hängt davon ab, wie hoch die Impulsfolgefrequenz ist. Dieser Kondensator muß so bemessen werden, daß am Ausgang der Schaltung saubere Rechteckimpulse entstehen. Man ermittelt seinen Wert zweckmäßigerweise durch Ausprobieren. Die Steilheit der

Bild 2. a) Schaltung des astabilen Multivibrators in der üblichen Darstellungsweise (die Wertangaben der Bauelemente stellen nur Richtwerte dar; als Transistoren eignen sich zum Beispiel solche vom Typ AC 151); b) Verlauf der Ausgangsspannung  $-U_A$

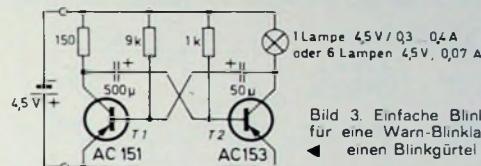


Bild 3. Einfache Blinkschaltung für eine Warn-Blinklampe oder einen Blinkgürtel (Siemens)

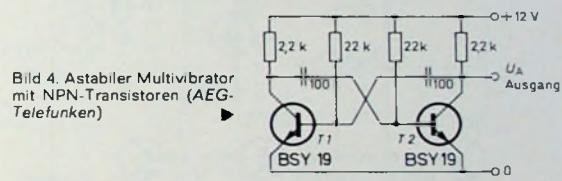


Bild 4. Astabiler Multivibrator mit NPN-Transistoren (AEG-Telefunken)

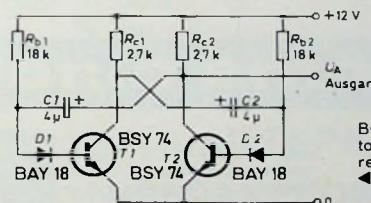


Bild 5. Astabiler Multivibrator mit den NPN-Transistoren BSY 74 (ITT-Intermetall)

ansteigenden Flanke der erzeugten Rechteckimpulse ist geringer als die der abfallenden. Dafür sind die verschiedenen Zustände des als Ausgangsverstärker dienenden Transistors  $T_3$  verantwortlich.

Der eigentliche Multivibrator arbeitet mit den Transistoren  $T_1$  und  $T_2$ . Dabei wird gleichzeitig noch ein weiterer Typ des astabilen Multivibrators vorgestellt, nämlich der

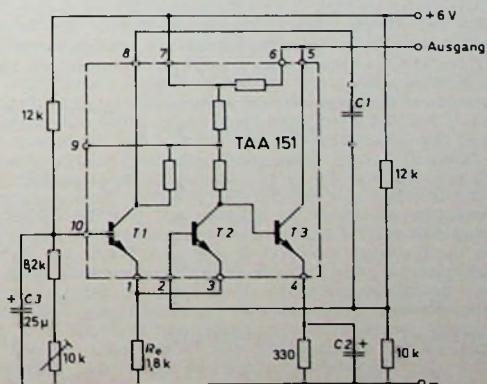
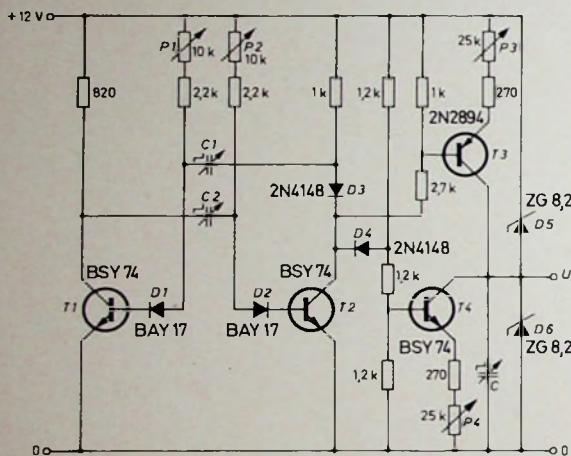


Bild 6. Emittergekoppelter astabiler Multivibrator mit der integrierten Schaltung TAA 151 (Siemens)

emittergekoppelte astabile Multivibrator. Die Kopplung vom Kollektor des Transistors  $T_1$  auf die Basis des Transistors  $T_2$  erfolgt auch hier wie bei den bisher beschriebenen Schaltungen über einen Kondensator (hier über den Kondensator  $C_1$ ). Die Mitkopplung vom Transistor  $T_2$  auf den Transistor  $T_1$  führt hier jedoch über den für beide Transistoren gemeinsamen Emitterwiderstand  $R_e$  vom Emitter des Transistors  $T_2$  auf den Emitter von  $T_1$ . Das ist der Grund für die Bezeichnung emittergekoppelter Multivibrator. Die Basis des Transistors  $T_1$  liegt dabei im Gegensatz zu den bisher beschriebenen Schaltungen über den 25- $\mu$ F-Elektrolytkondensator  $C_3$  wechselstrommäßig auf Nullpotential.

#### 1.2.4. Trapezspannungsgenerator

Mit der Schaltung im Bild 7a läßt sich eine trapezförmige Spannung erzeugen, wie sie im Bild 7b dargestellt ist. Die Schaltung enthält einen astabilen Multivibrator mit den Transistoren  $T_1$  und  $T_2$ , der ähnlich aufgebaut ist wie der im Bild 5 gezeigte Multivibrator. In der Kollektorleitung des Transistors  $T_2$  liegt jedoch eine weitere Diode  $D_3$ . Wenn der Transistor  $T_2$  gesperrt ist, trennt



a)

Bild 7 (links oben und unten). Trapezspannungsgenerator: a) Schaltung, b) Verlauf der Ausgangsspannung  $U_A$  (ITT-Intermetall)

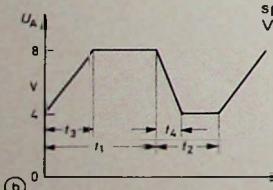
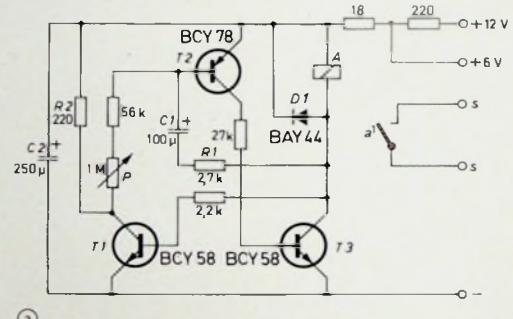


Bild 8 (rechts oben und unten). Taktgeber für Auto-Scheibenwischer: a) Schaltung des Taktgebers, b) Schaltplan für das Anschließen des Taktgebers im Auto (Siemens)

$P_1$  fein einstellen. Den Zeitabschnitt  $t_2$  kann man durch Umschalten des Kondensators  $C_2$  grob und mit dem Potentiometer  $P_2$  fein einstellen. Die Periodendauer der erzeugten Schwingungen ist gleich der Summe der beiden Zeitabschnitte  $t_1$  und  $t_2$ , und die Frequenz ist der reziproke Wert der Periodendauer. Mit dem Potentiometer  $P_3$  kann man den Zeitabschnitt  $t_3$  und mit dem Potentiometer  $P_4$  den Zeitabschnitt  $t_4$  verändern. Die Schaltung erzeugt bis zu einer Frequenz von etwa 200 kHz eine einwandfrei trapezförmige Spannung. Der Ausgang darf aber nicht zu stark belastet werden, da sonst die Trapezflanken krumm werden. Wählt man für die Kondensatoren  $C_1$  und  $C_2$  zehnmal größere Werte als für  $C$  und stellt die Potentiometer  $P_3$  und  $P_4$  auf den größten Widerstandswert ein, so erhält man an Stelle der trapezförmigen Spannung einen Spannungsverlauf in der Form eines gleichseitigen Dreiecks, da dann  $t_1 = t_3$  und  $t_2 = t_4$  wird.

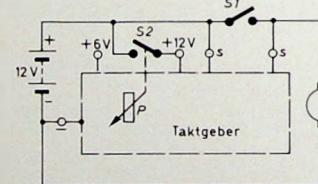
#### 1.2.5. Taktgeber für Scheibenwischer im Auto

Für Autofahrer dürfte die Schaltung nach Bild 8 besonders interessant sein. Fährt man mit dem Auto bei leichtem Niesel- oder Sprühregen, so muß man oft in kurzen Abständen die Scheibenwischer betätigen, um wieder freie Sicht zu haben. Man könnte zwar die Scheibenwischer ständig eingeschaltet lassen, doch würde dies zu einem starken Verschleiß der Wischerblätter führen, da die Windschutzscheibe wegen der geringen Feuchtigkeit sehr schnell trocken wird. Die im Bild 8a gezeigte Schaltung ist jedoch geeignet, dem Autofahrer das ständige



a)

b)



Ein- und Ausschalten der Scheibenwischer abzunehmen, indem sie die Scheibenwischer in bestimmten Zeitabständen automatisch für kurze Zeit einschaltet.

Auch diese Schaltung besteht im wesentlichen aus einem astabilen Multivibrator mit den Transistoren  $T_2$  und  $T_3$ . Neu an der hier gezeigten Schaltung ist aber der zusätzliche Transistor  $T_1$ . Dieser Transistor ermöglicht das Einstellen der Tastpause, ohne daß sich dadurch zugleich auch die Tastzeit verändert. Unter Tastpause versteht man hier die Zeit, während der das Relais  $A$  abgefallen ist, die Scheibenwischer also ausgeschaltet sind, und mit Tastzeit wird die Zeit bezeichnet, während der das Relais  $A$  angezogen ist und damit die Scheibenwischer in Betrieb sind. Für die beiden Multivibrator-Transistoren  $T_2$  und  $T_3$  wurde außerdem ein PNP- und ein NPN-Typ gewählt. Man spricht hierbei von Komplementärtransistoren (nach dem aus dem Französischen stammenden Eigenschaftswort komplementär = ergänzend).

Die Schaltung arbeitet folgendermaßen: Legt man die Speisespannung an, so lädt sich zunächst der Kondensator  $C_1$  auf, und der Ladestrom öffnet den Transistor  $T_2$ . In dessen Kollektorleitung liegt die Basis-Emitter-Strecke

des Transistors  $T_3$ , der ebenfalls öffnet. Dadurch zieht das Relais  $A$  (220 Ohm) an, das über seinen Kontakt  $a^1$  die Scheibenwischermotoren in Gang setzt. Solange der Transistor  $T_3$  geöffnet ist, liegt an seinem Kollektor praktisch nur seine sehr geringe Restspannung. Daher bleibt der Transistor  $T_1$  zunächst gesperrt.

Wenn der Kondensator  $C_1$  nahezu aufgeladen ist und sein Ladestrom nicht mehr ausreicht, um den Transistor  $T_2$  geöffnet zu halten, kippt der Multivibrator in seine andere Schaltstellung, das heißt, die Transistoren  $T_2$  und  $T_3$  sperren, und das Relais  $A$  fällt ab. Die Spannung am Kollektor von  $T_3$  steigt an, so daß jetzt  $T_1$  öffnet. Der Kondensator  $C_1$  entlädt sich nun über den Widerstand  $R_1$ , das Potentiometer  $P$  und die Kollektor-Emitter-Strecke des Transistors  $T_1$ . Ist  $C_1$  entladen, so öffnet der Transistor  $T_2$  wieder, und der beschriebene Schaltvorgang beginnt wieder von neuem.

Der Widerstand  $R_1$  bestimmt die Tastzeit der Schaltung, während für die Tastpause das Potentiometer  $P$  maßgebend ist. Der Widerstand  $R_2$ , dessen Widerstandswert genauso groß ist wie der des Relais  $A$ , sorgt für eine gleichbleibende Stromaufnahme der Schaltung, da er immer dann stromdurchflossen ist, wenn das Relais  $A$  abgeschaltet ist. Dies hat den Vorteil, daß die für eine Batteriespannung von 6 V ausgelegte Schaltung über einen einfachen Vorwiderstand auch aus einer 12-V-Batterie betrieben werden kann. Der Kondensator  $C_2$  schließlich dient dazu, eventuell aus dem Bordnetz des Kraftwagens kommende Spannungsspitzen auszusieben.

Aus Bild 8b geht hervor, wie der Taktgeber im Kraftfahrzeug anzuschließen ist. Den Relaiskontakt  $a^1$  (Klemmen  $s-s$ ) legt man parallel zu dem im Auto bereits vorhandenen Schalter für das Ein- und Ausschalten der Scheibenwischer (dieser Schalter ist hier mit  $S_1$  bezeichnet). Der Schalter  $S_2$  dient zum Ein- und Ausschalten des Taktgebers. Diesen Schalter  $S_2$  kuppelt man zweckmäßigigerweise mit dem Potentiometer  $P$ . Wenn man wünscht, daß der Taktgeber die Scheibenwischer steuert, so braucht man nur den Taktgeber mit  $S_2$  einzuschalten und an  $P$  die gewünschte Pausenzeit einzustellen. Diese

kann zwischen 2 und 100 s betragen. Die Scheibenwischer bleiben jeweils etwa 2 s lang in Betrieb. Wünscht man eine andere Betriebszeit als 2 s, so muß man den Wert des Widerstandes  $R_1$  ändern. Mit dem Schalter  $S_1$  lassen sich die Scheibenwischer unabhängig vom Taktgeber in Betrieb setzen. Für das Relais  $A$  eignet sich das Kammerrelais „NV 23154-C0 717-F 101“ von Siemens. Der Betriebsstrom des Taktgebers beträgt 30 mA.

#### 1.2.6. Elektronischer Richtungsblinker für Kraftfahrzeuge

Bild 9 zeigt eine weitere Blinkschaltung, die jedoch gegenüber der Blinkschaltung im Bild 3 speziell für die Anwendung im Auto entwickelt wurde. Diese Schaltung enthält praktisch die gleiche Multivibratoranordnung wie die Schaltung im Bild 8a, jedoch wurden die zeitbestimmenden Bauelemente geändert, um die geforderte Blinkfrequenz von 90 Blinkimpulsen je Minute zu erreichen. Auf den Multivibrator mit den Transistoren  $T_1 \dots T_3$  folgt der als elektronischer Schalter arbeitende Endstufentransistor  $T_4$ .

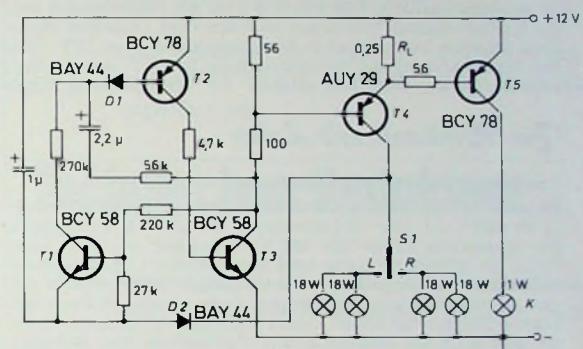


Bild 9. Schaltung eines elektronischen Richtungsblinkers für Kraftfahrzeuge (Siemens)

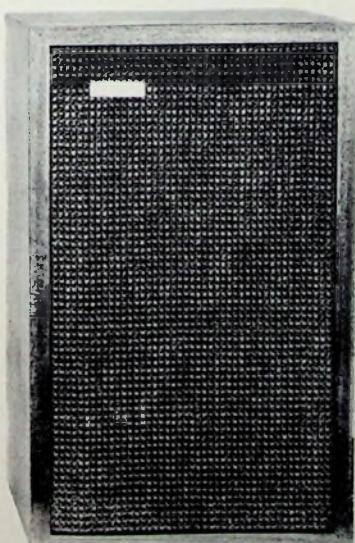
## die syma electronic empfiehlt:



**SCOTT®**

HIFI-LAUTSPRECHERBOX

»IMPEDANZKONTROLLIERT«



**SCOTT S 17**

**35 WATT**

Neben der Qualität ist das größte Problem bei Lautsprecherboxen ihre Unterbringung. Die SCOTT S-17 paßt z. B. bei liegender Anordnung in Breite, Höhe und Tiefe immer noch in genormte Bücherregale, auch noch bei einer Elementbreite von einem halben Meter! Über eine genau dimensionierte Frequenzweiche sind ein Tief/Mitteltöner (Übergangsfrequenz 2000 Hz) und ein Soft-Cone-Hochtöner gekoppelt. Hohe Belastbarkeit und erstaunliche Klangcharakteristik erweitern, wie zahlreiche Testberichte international anerkannter Fachzeitschriften beweisen, den Anhängerkreis dieser Box immer mehr.

#### TECHNISCHE DATEN:

■ Prinzip	geschlossenes Gehäuse	■ Belastbarkeit	35 Watt (nach DIN 45573)
■ Anzahl der Lautsprecher	2	■ Mindest-Verstärkerleistung	6 Watt (nach DIN 45500)
■ Tief/Mitteltöner	1 x (High Compliance Woofer)	■ Mittel/Hochtönerregler	ja
■ Hochtöner	1 x (Soft Cone Tweeter)	■ Volumen (netto)	16,5 Liter
■ Membrandurchmesser TT/MT	200 mm	■ Abmessungen (B x H x T)	267 x 457 x 216 mm
■ Membrandurchmesser HT	75 mm	■ Anschlüsse	Wahlweise Klemmleiste/Cinch Stecker
■ Impedanz	8 Ohm „impedanzkontrolliert“	■ Gewicht	7,5 kg
■ Frequenzweiche	2-Weg	■ Holzart	Nußbaum natur und Schleiflack weiß, wahlweise
■ Frequenzumfang	40-20000 Hz (nach DIN 45500)	■ Bespannung	dunkelbraunes, bzw. silbergraues Strukturgebwe
		■ Empf. Bruttopreis inkl. Mwst. DM 330,-	

Schreiben Sie uns - wir unterrichten Sie eingehend über unser gesamtes Lieferprogramm

**syma electronic gmbh · 4 Düsseldorf · Grafenberger Allee 39 · Telefon (0211) 682788-89**

sistor  $T_4$ . In der Kollektorleitung dieses Transistors liegt der Blinkerschalter  $S_1$  des Kraftfahrzeugs. Die im Innern des Wagens angeordnete Kontrolllampe  $K$  zeigt das einwandfreie Arbeiten der Blinkanlage an. Fällt auch nur eine der beiden jeweils gleichzeitig geschalteten Blinklampen aus, so geht der Spannungsabfall an dem Widerstand  $R_L$  so weit zurück, daß der Transistor  $T_5$  sperrt. Dadurch erlischt die Kontrolllampe  $K$  und zeigt auf diese Weise die Störung an. Will man zusätzlich das Arbeiten des elektronischen Blinkgebers ähnlich wie bei elektromechanischen Blinkgebern durch ein Knackgeräusch akustisch anzeigen, so kann man an Stelle des Widerstandes  $R_L$  ein geeignetes Relais in die Emitterleitung des Transistors  $T_4$  legen. Dieses Relais kann dann auch zum Schalten der Kontrolllampe  $K$  benutzt werden.

Mit dem Betätigen des Blinkerschalters  $S_1$  nach links oder rechts schaltet man über die Diode  $D_2$  auch gleichzeitig die Multivibratoranordnung ein. Bei geöffnetem Schalter  $S_1$  sperrt diese Diode die Stromzufuhr zur Multivibratorschaltung. Die Diode  $D_1$  in der Basisleitung von  $T_2$  schützt diesen Transistor vor der dort zwischen Basis und Emitter auftretenden Sperrspannung von 12 V. Die Betriebsspannung der Blinkschaltung ist 12 V und der Betriebssstrom bei Blinkbetrieb 3 A. (Fortsetzung folgt)

## Für Werkstatt und Labor

### Temperaturfeste Elektroisolierfolie

**Bayer** hat eine Elektroisolierfolie (Versuchspraktikum „J Do 4089“) in der Wärmeklasse F (155 °C) entwickelt, die kurzzeitig sogar bis 260 °C belastbar ist. Die neue Folie ist lötbarefest und kann deshalb als Basismaterial für flexible gedruckte Schaltungen und Verdrahtungen verwendet werden. Wegen ihrer guten elektrischen Eigenschaften bei hoher Dauerwärmestabilität eignet sie sich auch als Isoliermaterial für Spulen und Motoren. Hier kann die neue Folie auch in Form von Selbstklebebanden und Laminaten verarbeitet werden.

### Feinlötkolben „Oryx 50“

Der 50-W-Feinlötkolben „Oryx 50“ der **Joisten & Kettenbaum GmbH** hat eine Länge von 200 mm und ein Gewicht von nur 80 g und ist daher leicht und sicher zu handhaben. Löttemperaturen zwischen 200 und 400 °C lassen sich stufenlos einstellen, wobei ein Thermostat die eingestellte Temperatur auf  $\pm 2$  °C konstant hält. Die eingebaute Kontrolllampe leuchtet während der Aufheizzeit. Der Lötkolben ist nach einer Anheizzeit von 45 s betriebsbereit. Außer für 220-V-Betrieb wird der „Oryx 50“ auch für 12, 24, 50 und 110 V geliefert. Als Zubehör ist ein Sicherheitsständer mit Schwammeinlage zum Reinigen der Lötspitzen erhältlich.

## Lehrgänge

### Lehrgänge der Technischen Akademie Eßlingen

In der Technischen Akademie Eßlingen werden im ersten Trimester 1972 unter anderem folgende Lehrgänge durchgeführt:

- 17.-18. 1. 72: Fehlersichere Signalverarbeitung
- 19.-21. 1. 72: Theorie und Praxis der Netzplantechnik
- 24.-25. 1. 72: Elektronische und elektrische Schalteinrichtungen mit Dauermagneten
- 24.-26. 1. 72: Numerisch gesteuerte Werkzeugmaschinen
- 26.-28. 1. 72: Die Methoden der Automatisierung mit Prozeßrechnern
- 2.-4. 2. 72: Konstruieren und Fertigen in der Elektronik
- 9.-11. 2. 72: Aktuelle Laseranwendungen
- 16.-18. 2. 72: Einführung in die Elektronik I
- 23.-25. 2. 72: Operationsverstärker
- 1.-3. 3. 72: Einführung in EDV-Systeme
- 8.-10. 3. 72: Dauermagnete und Elektromagnete
- 20.-21. 3. 72: Moderne HF-Schaltungen - Halbleiter und ihr Einsatz in Streifenleitertechnik
- 22.-24. 3. 72: Einführung in die Elektronik II (Aufbaulehrgang)
- 22.-24. 3. 72: Funk-Entstörung
- 22.-24. 3. 72: Elektronenstrahl-Oszilloskopografen
- 12.-14. 4. 72: Feldeffekt-Transistoren und ihre Schaltungstechnik

Die Teilnahmegebühr beträgt für zweitägige Lehrgänge 150 bis 180 DM und für dreitägige Lehrgänge 190 bis 250 DM. Anfragen und Anmeldungen sind zu richten an die Technische Akademie Eßlingen, 7300 Eßlingen (Nekkar), Postfach 748; Telefon (0711) 3 79 36.

### Elektronik-Lehrgänge in Hildesheim

An der vom Heinz-Piest-Institut für Handwerkstechnik an der Technischen Universität Hannover anerkannten Elektronik-Schulungsstätte der Handwerkskammer Hildesheim beginnen im Januar 1972 folgende Elektronik-Kurse:

Elektrotechnische Grundlagen der Elektronik  
Samstags-Lehrgang (20 Samstage); Dauer: 120 Stunden; Beginn: 15. 1. 72

Bauelemente der Elektronik (Einführungslehrgang)  
Samstags-Lehrgang (27 Samstage); Dauer: 160 Stunden; Beginn: 15. 1. 72

Grundschaltungen der Elektronik (Aufbaulehrgang)  
Samstags-Lehrgang (27 Samstage); Dauer: 160 Stunden; Beginn: 22. 1. 72

Der erfolgreiche Besuch der Kurse berechtigt zum Erwerb des Elektronik-Passes. Auskünfte erteilt das Gewerbeförderungszentrum der Handwerkskammer Hildesheim, 32 Hildesheim, Borsigstr. 8/10; Tel. (05121) 5 61 00.

### Veranstaltungen im Haus der Technik, I. Quartal 1972

Das Haus der Technik kündigt für das I. Quartal 1972 unter anderem folgende Veranstaltungen an:

10. 1. 72	17.00 Uhr	L	Grundlagen der Elektronik, Teil II (11 Abende)	
11. 1. 72	9.00 Uhr	S	Elektro-Hydraulik, Teil I	
17. 1. 72	9.00 Uhr	S	Mit dem Computer telefonieren - Teilnehmerbetriebssystem (time sharing)	
18. 1. 72	9.00 Uhr	S	Elektro-Hydraulik, Teil II	
20. 1. 72	9.00 Uhr	S	Wie behandelt man Patentanmeldungen?	
22. 1. 72	9.00 Uhr	S	Grundbegriffe der Meßtechnik	
24. 1. 72	9.00 Uhr	S	Einführung in die Meßtechnik und mechanischer Größen nach dem neuesten Stand der Technik	
25. 1. 72			Dehnungsmeßtechnik, ganz neu	
1. 2. 72	9.00 Uhr	S	Elektro-Hydraulik, Teil III	
10. 2. 72	und	9.00 Uhr	S	Kontaktechnik in der Elektronik
11. 2. 72				
21. 2. 72	9.00 Uhr	S	Elektronische Bauelemente und ihre Grundschaltungen	
22. 2. 72				
23. 2. 72	17.00 Uhr	K	Einführung in die praktische Regelungstechnik, Teil I (6 Abende)	
28. 2. 72	9.00 Uhr	S	Einführung in die Netzplantechnik	
28. 2. 72	9.00 Uhr	S	Zuverlässigkeit in der Elektronik	
29. 2. 72	9.00 Uhr	S	Netzplantechnik für Fortgeschrittenen (Weiterführung des Seminars „Einführung in die Netzplantechnik“)	
29. 2. 72	16.00 Uhr	P	Strahlungsmeßtechnik und Anwendungen radioaktiver Isotope, Teil I (15 Nachmittage)	
1. 3. 72	9.00 Uhr	S	Elektronische Schaltkreissysteme der Digitaltechnik, Teil I	
9. 3. 72	9.00 Uhr	S	Elektronische Schaltkreissysteme der Digitaltechnik, Teil II	
14. 3. 72	9.00 Uhr	S	Fluidische Digitaltechnik, Teil I	
20. 3. 72	9.00 Uhr	S	Wie bearbeitet der Ingenieur technisch literarische Manuskripte?	
21. 3. 72	9.00 Uhr	S	Fluidische Digitaltechnik, Teil II	
27. 3. 72	14.00 Uhr	S	Die neuen Einheiten im Meßwesen	

Es bedeutet: S = Seminar, K = Kurs, L = Lehrgang, P = Praktikum.

Endgültige Programme sind jeweils 6 Wochen vor Veranstaltungsbeginn erhältlich beim Haus der Technik e. V., 43 Essen, Hollestraße 1, Postfach 767, Telefon (02141) 232751, Fernschreiber 0857669.

## Berlin

Zur Ergänzung unserer Redaktion suchen wir einen

## jüngeren Mitarbeiter

der Fachrichtung Hochfrequenztechnik.

Herren mit praktischen Erfahrungen in Wirtschaft oder Presse, die an einer entwicklungs-fähigen Dauerstellung interessiert sind, bitten wir um eine ausführliche Bewerbung mit Lebenslauf, Tätigkeitsnachweis und Gehaltsanspruch unter F. B. 8543

## Vertriebs- und Projekt-Ingenieur der Fachrichtung Nachrichtentechnik

insbesondere Video-Industriefernseh- und Schulfernsehtechnik sucht für den Raum Berlin einen neuen Wirkungskreis. Zuschriften unter F. K. 8551

### Die günstige Einkaufsquelle

für Büromaschinen



### EINMALIG Handsprechfunkgeräte

7 Transistoren mit Rulon, MOD. NV-7 m. Batt., 1 Stck. NUR DM 49,80.  
9 Transistoren mit Rulon, MOD. FRT-903-3 Kanal, Ledertasche, Ohrhörer u. Batterie. Große Leistung, 1 Stck. NUR DM 65,00. Lieferung gegen Nachnahme oder Vorkasse.

Emil Hübner, Export - Import  
405 Mönchengladbach-Hardt  
Postfach 3 - Tel. (0 21 61) 5 99 03

## KARLGUTH

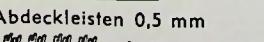
1 BERLIN 36



Dresdener Str. 121/122

## STANDARD- LÖTÖSEN-LEISTEN

Abdeckleisten 0,5 mm



Lochmitte: Lochmitte 8 mm

Meterware: -selbst trennbar!

Wir sind ein

## Berliner Fachliteraturverlag

der seit fast 25 Jahren technische und technisch-wissenschaftliche Fachzeitschriften mit internationaler Verbreitung herausgibt.

Genauso interessant und vielseitig wie Berlin mit seinem technisch-wissenschaftlichen und kulturellen Leben sowie den Steuerpräferenzen sind auch unsere Zeitschriften.

Zur Mitarbeit in unserem Redaktionsteam suchen wir einen Hochschul- oder Fachschul-ingenieur als

## Technischen Redakteur

Bewerbungen mit Lebenslauf, Tätigkeitsnachweis und Gehaltsanspruch erbeten unter F. A. 8542



Vor Verlust und Beschädigung geschützt, bilden die Hefte in den praktischen

### • Sammelmappen

mit Stabenhängevorrichtung

für die Hefte des laufenden Jahrgangs oder in den

### • Einbanddecken

für jeweils einen kompletten Jahrgang

ein Nachschlagewerk von bleibendem Wert

Ausführung: Ganzleinen mit Titelprägung

Preis der Sammelmappe 9,50 DM zuzügl. Versandspesen (Berlin: 1 Sammelmappe 44 Pf, bis 4 Sammelmappen 1,33 DM; Bundesgebiet: bis 4 Sammelmappen 1,33 DM)

Preis der Einbanddecke: 7,50 DM zuzügl. Versandspesen (Berlin: 1 Einbanddecke 33 Pf, bis 3 Einbanddecken 44 Pf, bis 8 Einbanddecken 1,33 DM; Bundesgebiet: 1 Einbanddecke 1,- DM, bis 8 Einbanddecken 1,33 DM)

Sämtliche Preisangaben einschließlich Mehrwertsteuer

• Lieferung bei Voreinsendung des Betrages auf das Postscheckkonto VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH, Berlin West 76 64

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH

1 Berlin 52, Eichborndamm 141-167

### Preiswerte Halbleiter 1. Wahl

AA 116	DM 1,-	DM 1,-
AC 187/188 K	DM 3,45	DM 3,45
AC 192	DM 1,20	DM 1,20
AD 133 III	DM 6,95	DM 6,95
AF 139	DM 2,80	DM 2,80
AF 239	DM 3,60	DM 3,60
BA 170	DM 0,25	DM 0,25
BAY 18	DM 0,50	DM 0,50
BC 107	DM 1,-	10/DM 0,90
BC 108	DM 0,90	10/DM 0,80
BC 109	DM 1,05	10/DM 0,95
BC 170	DM 0,70	10/DM 0,60
BC 250	DM 0,75	10/DM 0,65
BF 224	DM 1,50	10/DM 1,40
BF 245	DM 2,30	10/DM 2,15
ZF 2,7 . . . ZF 33	DM 1,30	DM 1,30
1 N 4148	DM 0,30	10/DM 0,25
2 N 708	DM 1,75	10/DM 1,60
2 N 2219 A	DM 2,20	10/DM 2,10
2 N 3055 (RCA)	DM 6,60	DM 6,60

Alle Preise inkl. MWSt. Bauteile-Liste anfordern. NN-Versand

M. LITZ, elektronische Bauteile  
7742 St. Georgen, Gartenstraße 4  
Postfach 55. Telefon (07724) 71 13

### Isolierschlauchfabrik

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

### Isolierschläuche

für die Elektro-,  
Radio- und Motorenindustrie

Werk: 1 Berlin 21, Hüttenstr. 41-44  
Tel: 0311/3917004 — FS: 0181 885

Zweigwerk: 8192 Geretsried 1  
Ratkehlichenweg 2  
Tel: 08171/60041 — FS: 0526 330

# Fachliteratur von hoher Qualität



E.-Thälmann-Str. 50

14/1

10020  
Neu

## Handbuch für Hochfrequenz- und Elektro-Techniker

I. Band:	728 Seiten · 646 Bilder	Ganzleinen 22,50 DM
II. Band:	760 Seiten · 638 Bilder	Ganzleinen 22,50 DM
III. Band:	744 Seiten · 669 Bilder	Ganzleinen 22,50 DM
IV. Band:	826 Seiten · 769 Bilder	Ganzleinen 22,50 DM
V. Band:	<i>Fachwörterbuch mit Definitionen und Abbildungen</i> 810 Seiten · 514 Bilder	Ganzleinen 28,— DM
VI. Band:	765 Seiten · 600 Bilder	Ganzleinen 22,50 DM
VII. Band:	743 Seiten · 533 Bilder	Ganzleinen 22,50 DM
VIII. Band:	755 Seiten · 537 Bilder	Ganzleinen 22,50 DM

## Oszillografen-Meßtechnik

Grundlagen und Anwendungen von Elektronenstrahl-Oszillografen  
von J. CZECH  
684 Seiten · 636 Bilder · 17 Tabellen .. Ganzleinen 38,— DM

## Fundamente der Elektronik

Einzelteile · Bausteine · Schaltungen  
von Baurat Dipl.-Ing. GEORG ROSE  
223 Seiten · 431 Bilder · 10 Tabellen .. Ganzleinen 19,50 DM

## Schaltungen und Elemente der digitalen Technik

Eigenschaften und Dimensionierungsregeln zum praktischen Gebrauch  
von KONRAD BARTELS und BORIS OKLOBDZIJA  
156 Seiten · 103 Bilder .. Ganzleinen 21,— DM

## Transistor-Schaltungstechnik

von HERBERT LENNARTZ und WERNER TAEGER  
254 Seiten · 284 Bilder · 4 Tabellen ... Ganzleinen 27,— DM

## Mikrowellen

Grundlagen und Anwendungen der Höchstfrequenztechnik  
von HANS HERBERT KLINGER  
223 Seiten · 127 Bilder · 7 Tabellen · 191 Formeln  
Ganzleinen 26,— DM

## Elektrische Nachrichtentechnik

von Dozent Dr.-Ing. HEINRICH SCHRÖDER  
**I. Band:** Grundlagen, Theorie und Berechnung passiver Übertragungsnetzwerke  
650 Seiten · 392 Bilder · 7 Tabellen ... Ganzleinen 40,— DM  
**II. Band:** Röhren und Transistoren mit ihren Anwendungen bei der Verstärkung, Gleichrichtung und Erzeugung von Sinusschwingungen  
603 Seiten · 411 Bilder · 14 Tabellen .. Ganzleinen 40,— DM  
In Vorbereitung  
**III. Band:** Grundlagen der Impulstechnik und ihre Anwendung beim Fernsehen

## Computer-Technik — leicht verständlich

von Dr. HERMANN RECHBERGER  
227 Seiten · 76 Bilder · 16 Tabellen ... Ganzleinen 32,— DM

## Handbuch der Elektronik

Bauelemente und industrielle Schaltungstechnik  
Herausgeber: Dr. REINHARD KRETMANN  
Mitautoren: Ing. PAUL GERKE · Ing. FRANZ KUNZ  
329 Seiten · 478 Bilder · 17 Tabellen .. Ganzleinen 42,— DM

## Technik des Farbfernsehens

### In Theorie und Praxis NTSC · PAL · SECAM

von Dr.-Ing. NORBERT MAYER (IRT)  
330 Seiten mit vielen Tabellen · 206 Bilder · Farbbildanhang  
110 Schriftumsangaben · Amerikanische/englische Fachwörter  
Ganzleinen 32,— DM

## Praxis der Rundfunk-Stereofonie

von WERNER W. DIEFENBACH  
145 Seiten · 117 Bilder · 11 Tabellen .. Ganzleinen 19,50 DM

## Prüfen · Messen · Abgleichen

### Fernsehempfänger-Service

von WINFRIED KNOBLOCH  
108 Seiten · 39 Bilder · 4 Tabellen .... Ganzleinen 11,50 DM

## Prüfen · Messen · Abgleichen

**Service an Farbfernsehempfängern** PAL · SECAM  
von WINFRIED KNOBLOCH  
176 Seiten · 64 Bilder .. Ganzleinen 23,— DM

## Kompendium der Photographie

von Dr. EDWIN MUTTER  
**I. Band:** Die Grundlagen der Photographie  
Zweite, verbesserte und erweiterte Auflage  
358 Seiten · 157 Bilder .. Ganzleinen 27,50 DM  
**II. Band:** Die Negativ-, Diapositiv- und Umkehrverfahren  
334 Seiten · 51 Bilder .. Ganzleinen 27,50 DM  
**III. Band:** Die Positivverfahren, ihre Technik und Anwendung  
304 Seiten · 40 Bilder · 27 Tabellen .. Ganzleinen 27,50 DM

Zu beziehen durch jede Buchhandlung im Inland und Ausland sowie durch den Verlag

**VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH**

1 BERLIN 52 (BORSIGWALDE)