



VARTA bietet Ihnen für viele Batteriegeräte sowohl Trocken- als auch wiederaufladbare Batterien. Warum?

Es gibt unterschiedliche Betriebsbedingungen. Benutzen Sie zum Beispiel ein Funkgerät bei normalen Temperaturen und ohne größere Dauerbelastung, brauchen Sie die langlebigen VARTA Trockenbatterien. Setzen Sie das Gerät aber extremen Temperaturunterschieden und höchsten Dauerbelastungen aus, dann sind gasdichte Nickel-Cadmium-Batterien von VARTA rationeller. Weil sie absolut unempfindlich sind. Und wiederaufladbar.

VARTA hat für jede Anwendung die richtigen Batterien und steht immer mit einem dichten Servicenetz bereit.



VARTA – Größter Batteriehersteller Europas

2. MÄRZHEFT 1971

gelesen · gehört · gesehen	188
FT meldet	190
Vorbereitungen zur Internationalen Funkausstellung auf vollen Touren	193
Wirtschaft	
Zur Lage der Rundfunk- und Fernsehgeräte-Industrie Anfang 1971	194
Jugend forscht	
Landeswettbewerb Berlin „Jugend forscht“	194
Farbfernsehen	
PAL-Decoder mit MOS-Verzögerungsleitung	195
Persönliches	198
Fertigungstechnik	
Mehrlagengenverdrahtung · Ein Beispiel neuzeitlicher Fertigungstechnik	199
Sendertechnik	
Kurzwellen-Universalsender mit Programmierzusatz	200
Elektronik-Ingenieur	
Vorspannungserzeugung bei MOS-Feldeffekttransistoren	201
Ausbildung	
Erstes Prozeßrechner-Schulungszentrum in Europa	205
Angewandte Elektronik	
Einfache Motorsteuerung	207
Antennen	
2-m-Sprechfunkantenne für das Wagenfenster	208
Verstärker	
Verwendbarkeit von NF-Leistungstransistoren in eisenlosen Gegenakt-B-Endstufen	210
Meßtechnik	
Schul- und Service-Oszilloskop „PM 3110“	212
Für den Fotofreund	
Elektronische Einrichtungen für Fotolabors	213
Fernseh-Service	
Tonbandaufnahmen über den Kopfhöreranschluß der Philips-Fernbedienungen „68“ und „69“	215
Senkrechte punktierte Streifen am linken Bildrand	215
Neue Bücher	215
Für Werkstatt und Labor	216
Unser Titelbild: Einzellagen einer zehnlagigen Leiterplatte vor dem Verpressen; die einzelnen Lagen sind durch ein Dielektrikum getrennt und werden an gewünschten Stellen durch metallisierte Bohrungen verbunden (s. a. S. 199—200). Aufnahme: Siemens	
Aufnahmen: Verfasser, Werkaufnahmen, Zeichnungen vom FT-Atelier nach Angaben der Verfasser	

SANYO

ein Genuss!



Ein saftiges Stück Fleisch, zartes Gemüse, lieblich würzige Zutaten gepaart mit Klängen aus Telemann's Tafelmusik – ein Genuss für Geniesser!



MR-411

Bewährter Radio Kassettenrecorder UKW/MW
Netz- und Batteriebetrieb.
Eingebaute Ladegerätung für Nickel-Kadmium-
Batteriesatz

 **SANYO**

Vertretungen in
Deutschland: Perfect GmbH, 7850 Lörrach Baslerstrasse 7 e
Österreich: Interpan, Marek & Co, Kramergasse 5, 1010 Wien 1
Schweiz: Buttschardt-Electronic AG, Lindenhofstr. 32, 4000 Basel



gelesen · gehört · gesehen · gelesen · gehört · gesehen · gelesen · gehört · gesehen



Fachprospekt „Nachrichtentechnik“

Zur Hannover-Messe 1971 (Donnerstag, 22. April, bis Freitag, 30. April) ist in einer Auflage von mehr als 31 000 Exemplaren der Fachprospekt „Nachrichtentechnik“ erschienen. Er enthält ein Ausstellerverzeichnis, verbunden mit einem Warenverzeichnis, und steht allen Interessenten zur intensiven Vorbereitung des Messebesuchs kostenlos zur Verfügung. Anforderungen sind zu richten an: Deutsche Messe- und Ausstellungs-AG, Abt. IIA, 3 Hannover, Messegelände.

Autoantennen im Grundig-Autoradio-Zubehör

Im Rahmen des umfangreichen Zubehörprogramms für Grundig-„Weltklang“-Autoradios werden jetzt auch Autoantennen angeboten. Die beiden Typen „hit 1480“ und „hit 2670“ (die dem Hirschmann-Angebot entstammen) weisen ein fünfteiliges Edelstahl-Teleskop mit etwa 1050 mm Ausziehänge auf. Sie sind als Versenkantennen ausgeführt und im eingeschobenen Zustand nur mit Hilfe eines kleinen Schlüssels erreichbar.

Neue Rundfunk- und Fernsehempfänger

Im Heft 4/1971, S. 112, wurden verschiedene neue Rundfunk- und Fernsehempfänger der Saison 1971 vorgestellt. In den nachstehenden Tabellen sind die Kurzdaten weiterer neuer Geräte zusammengefaßt.

Neue Fernsehempfänger

Firma und Typ	Art des Gerätes	Stand	Tisch	Portable	Bildröhren-Diagonale cm
Schwarz-Weiß-Empfänger					
<i>Blaupunkt</i>					
Orbis				x	44
Orbis-weiß				x	44
Java				x	50
Toskana		x			61
<i>Saba</i>					
P 128 electronic				x	28
<i>Farbempfänger</i>					
<i>Graetz</i>					
Exzellenz color electronic ¹⁾		x			66 (90°)
<i>Sala</i>					
T 2710 color G			x		66 (110°)
S 2710 color G		x	x		66 (110°)

¹⁾ mit neuartiger Sensor-Programmwahl

Neue Autoempfänger

Firma und Typ	Wellenbereiche	Ausgangsleistung W	Betriebsspannung V
<i>Blaupunkt</i> Mannheim	UML ¹⁾	4	12 ²⁾

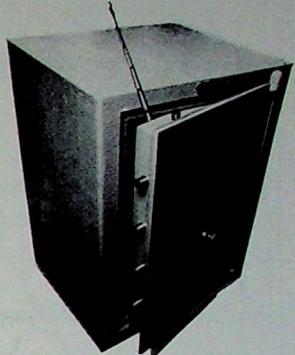
¹⁾ mit UKW-Scharfjustierungsautomatik

²⁾ Spannungswandler für 6 V und 24 V erhältlich

Neue Rundfunk-Kofferempfänger

Firma und Typ	Wellenbereiche	Ausgangsleistung W	eingebautes Netzteil	Abmessungen (B x H x T) cm	Gewicht kg	Bemerkungen
<i>Blaupunkt</i> Lido	UKML	0,7		22,6 x 13 x 6,2	1,2	K = 49 m
<i>Loewe Opta</i> Luxy	UM	0,15		8 x 13 x 4	0,36	
T 1	UM	0,45	x	22,5 x 12,6 x 5,7	0,75	1 IS
Dolly	UM	0,3		19 x 13 x 5,5	0,7	
T 46	UKML	2		27 x 16 x 6,8	1,9	2 IS, 2 Keramik-ZF-Filter
T 46 de Luxe	UKML	2	x	27 x 16 x 6,8	1,9	2 IS, 2 Keramik-ZF-Filter
T 56	UKML	3	x	28,5 x 18,3 x 7,8	2,1	2 IS; K = 29...51 m; KW-Lupe; 2 Keramik-ZF-Filter
T 76	U2K2ML	3		31 x 20 x 9	2,8	K = 19...42 m, 49 m; MW-Europbereich
<i>Schaub-Lorenz</i> Touring international 102	U4K2ML	2 (4)	x	33,5 x 22 x 7,7	3,5	K = 17...43 m, 19 m, 49 m, 54...97 m; MW-Europbereich

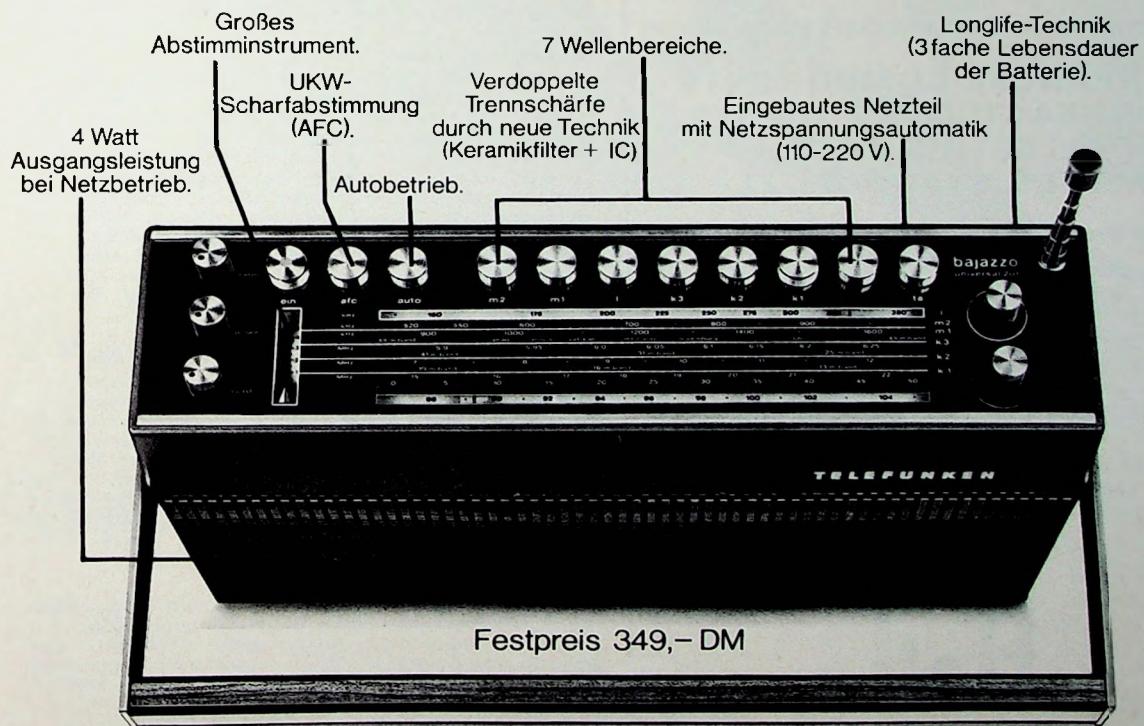
Die Neuheit aus dem Safe!



TELEFUNKEN

'bajazzo universal 201'

**Er ist Spitzenreiter der erfolgreichen
bajazzo-Serie, denn er hat.....**



Fernseh-, Rundfunk-, Phono- und Tonbandgeräte
aus dem Haus, in dem das erste Tonbandgerät und
das beste Farbfernseh-System der Welt – PAL – entwickelt wurden.

Alles spricht für TELEFUNKEN

TELEFUNKEN



ELECTRONIC INDUSTRIES ASSOCIATION OF JAPAN

PRESENTS AT INTERNATIONAL EXHIBITION OF ELECTRONIC COMPONENTS

(SALON INTERNATIONAL DES COMPOSANTS ELECTRONIQUES)

12 JAPANESE COMPONENTS MANUFACTURERS ON ITS COLLECTIVE BOOTH ALLEE 9, STAND No. 27

from March 31 to April 6, 1971 (except April 4)

PORTE DE VERSAILLES, PARIS

Main exhibits:

si epitaxial reactor, si polycrystal rod, rotary slide switch, ift and coil, tv tuner, integrated circuit, magnetic head, phono motor, loud-speaker, precision potentiometer, metal film resistor, thin film resistance attenuator, transformer, ferrite core, shadow mask for color tv, photo mask for lsi, ic and transistor, printed circuit, connector, numerical indicator tube, cathod ray tube, etc.



Information offices:

europe: electronic division, japan light machinery information center, 4 düsseldorf, berliner allee 32, telephone: 12 351-3

usa: electronics section, japan light machinery information center, 437 fifth avenue, new york, n. y., telephone: mu 6.07.31

meldet.. **meldet..** **meldet..** **meldet..**

Neuordnung bei Bauelementen und Technischer Keramik von AEG-Telefunken und Rosenthal

Die Allgemeine Elektricitäts-Gesellschaft AEG-Telefunken, Berlin/Frankfurt (M.), und die Rosenthal AG, Selb, sind über eingekommen, ihre Zusammenarbeit auf den Gebieten Bauelemente und Technische Keramik neu zu ordnen. Mit Wirkung vom 1. Januar 1971 werden die Bauelemente- und die Keramik-Aktivitäten der Steatit-Magnesia AG (einer Tochtergesellschaft von AEG-Telefunken) und der Rosenthal-Isolatoren GmbH, an der AEG-Telefunken und die Rosenthal AG zu je 50 % beteiligt sind, sowie die im Besitz der Rosenthal AG befindlichen Rosenthal Technische Werke in zwei neue Gesellschaften zusammengefaßt. Die Bauelementebetriebsstätten werden in eine Gesellschaft eingegliedert, an der AEG-Telefunken mit 75 % und die Rosenthal AG mit 25 % beteiligt ist. Die Fertigungsstätten für die Technische Keramik werden in der anderen Gesellschaft zusammengefaßt. Die Rosenthal AG übernimmt 75 %, AEG-Telefunken 25 % des Kapitals dieser Gesellschaft.

Blaupunkt übernimmt Akkord

Nachdem Anfang 1970 zunächst der Betrieb Landau der Akkord-Radio GmbH durch die Bosch-Tochtergesellschaft Blaupunkt-Werke GmbH übernommen worden war, wird jetzt auch der Betrieb Herxheim in die Blaupunkt-Fertigung einbezogen. Dort wird die aus dem früheren Fertigungsprogramm noch laufende Produktion von Büromaschinen stufenweise aufgegeben; über die Fortsetzung des Erzeugnisprogramms wird zur Zeit mit Interessenten gesprochen. Die Mitarbeiter von Akkord werden zum größten Teil weiterbeschäftigt, wobei die Entwicklungsabteilung Karlsruhe in erster Linie dem weiteren Ausbau der elektronischen Kraftfahrzeugausrüstung dienen wird.

Grundig in Dänemark

Grundig und die V. H. Prins in Glostrup sind über eingekommen, ihre vertriebspolitischen Interessen in Dänemark neu zu regeln. Die Firma Prins, die bisher als Werksvertreter für Grundig in Dänemark arbeitete und über ihr Verteilungsnetz den dänischen Fachhandel mit Rundfunk-, Fernseh-, Tonband-, Diktier- und Meßgeräten aus der Grundig-Fertigung versorgte, wird neben ihrem anderweitigen Programm künftig nur noch Grundig-Meßgeräte anbieten. Die Erzeugnisse der Unterhaltungselektronik wird Grundig ab 1. 4. 1971 über die neu gegründete Grundig Radio A/S absetzen. Die neue Gesellschaft, deren Sitz sich in Kopenhagen-Glostrup befindet, ist mit einem Grundkapital von 4 Mill. dkr ausgestattet.

Sylvania erweiterte Kundendienstnetz für Bildröhren

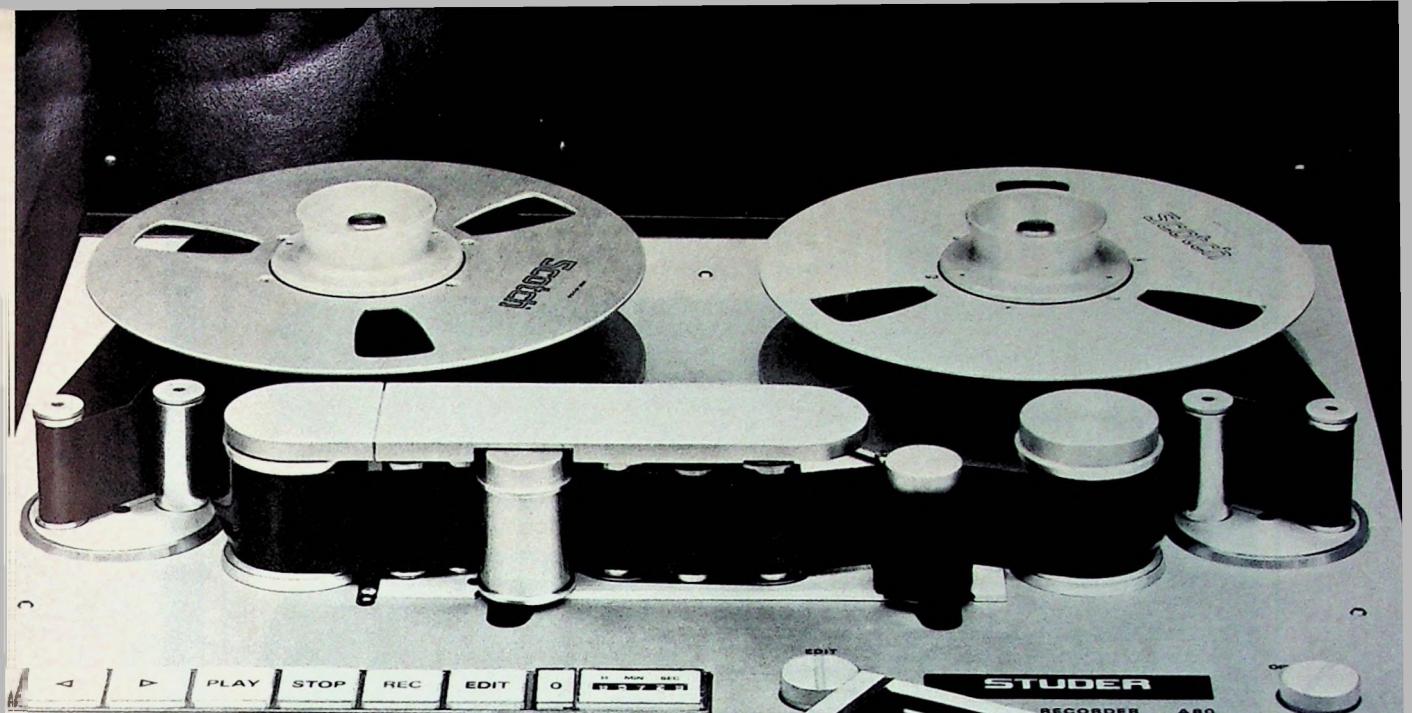
Die Sylvania Benelux N. V. hat im vergangenen Quartal ihr Kundendienstnetz in Deutschland von 20 auf 40 Röhrenprüfstellen erweitert. Aufgabe dieser Kundendienstbetriebe ist es, dem Fachhandel die Möglichkeit zu geben, Sylvania-Bildröhren im Reparaturfall schnell und sachgemäß zu überprüfen und gegebenenfalls auszutauschen. Alle Prüfstellen sind mit technischem Fachpersonal besetzt. Der Lagerbestand an Röhren wird in 14-tägigem Rhythmus automatisch über die Kundendienzenträle in Hannover ergänzt.

Transitron senkt Preise

Mit Wirkung vom 1. Februar 1971 hat Transitron in seinem Kurzkatalog für Vorzugstypen weitere Preissenkungen vorgenommen. Alle in dieser Preisbroschüre enthaltenen Typen (digitale und lineare IS, Triacs, Transistoren, Thyristoren und Dioden) sind in mittleren, teilweise auch in größeren Stückzahlen ab Lager München lieferbar.

Monsanto-Geräte jetzt bei Kontron

Mit Wirkung vom 1. Januar 1971 übernahm die Kontron Elektronik GmbH, München, den Vertrieb sämtlicher elektronischen Geräte der Monsanto Company für die Bundesrepublik Deutschland. Das Monsanto-Programm umfaßt Frequenzzähler, Zeitmesser, Sinus- und Impulsgeneratoren, Datenerfassungsgeräte und -anlagen, Digitalvoltmeter und Streifenschreiber. Für die Verkaufsbereiche Österreich und Schweiz bleibt Omni Ray AG, Zürich, weiterhin zuständig.



Hier zeigen wir Ihnen, woher unser „Know-how“ kommt!

Wir bauen seit zwanzig Jahren Tonbandgeräte. Unsere professionellen Studiomaschinen, wie die abgebildete STUDER A80 (16-Spur), setzen internationale Massstäbe. Das ist unser **„Background“**.

Darum sind Qualität und Präzision für uns Tradition. Und darum sind unsere Prospekt-Daten Garantie-Daten, die von jedem Gerät eingehalten werden.

Vergleichen Sie am Beispiel der REVOX A77:

Tonhöheschwankungen, bewertet, bei 19 cm/s besser als 0,08%. (Die typischen Werte liegen besser als 0,04%)

mit Tonband:

HiFi-Low-Noise Prof. Master Tape
REVOX PE36RX REVOX 207

Soll-Bandgeschwindigkeit, Toleranz 0,2%

Klirrfaktor, über Band gemessen, 19 cm/s bei Vollaussteuerung

2% 1,5%

bei Anzeige 0 VU des Aussteuerungsinstrumentes

0,6% 0,5%

Geräuschspannungsabstand, über Band gemessen, 19 cm/s, 2-Spur bei Vollaussteuerung

61dB 62dB

Mit diesem Coupon erhalten Sie Literatur über

REVOX-Tonbandgerät A77, -Verstärker A50 und -Tuner A7

Ihre genaue Adresse mit Postleitzahl:

REVOX

Hifi-Technik für Anspruchsvolle

Deutschland: Willi Studer GmbH, 7829 Löffingen

Schweiz: ELA AG, 8105 Regensdorf ZH

Österreich: REVOX EMT GmbH, 1170 Wien, Rupertusplatz 1

Elektronische Bauelemente

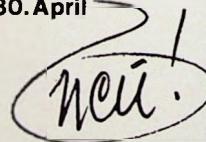
auf der Hannover-Messe 1971

Produkte, Werkstoffe, Verfahren.
Marktübersicht und wichtige
Informationen.
Das Neueste aus allen wirtschaftlichen
und technischen Bereichen.
Geschäfte, Gespräche, Kontakte.
Mit „Blick übern Zaun“ zu den
Nachbarbereichen.

**Wer Hannover sieht,
weiß mehr, kann mehr, leistet mehr.
Sie sollten kommen,
denn diese Reise erspart viele Reisen!**

HANNOVER MESSE 1971

Donnerstag, 22. April –
Freitag, 30. April



Markt der Zukunft
unserer Wirtschaft

Chefredakteur: WILHELM ROTH

Chefkorrespondent: WERNER W. DIEFENBACH

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

FUNK-TECHNIK

Vorbereitungen zur Internationalen Funkausstellung auf vollen Touren

Große Ereignisse werfen ihre Schatten voraus. Diese alte Sentenz drängt sich auf, wenn man den Stand der Vorbereitungen betrachtet, wie er sich etwa Ende Februar darbot. Danach wird die erste Internationale Funkausstellung auf deutschem Boden nicht nur eine der wichtigsten Ausstellungen dieses Jahres überhaupt sein, sondern flächenmäßig wohl die größte Funkausstellung, die es jemals irgendwo gab. Publikum und Fachwelt werden vom 27. August bis zum 5. September 1971 unter dem Berliner Funkturm, wie Hans J. Rohde als Vorsitzender des Ausstellungsausschusses erklärte, auf rund 88000 m² überdachter Ausstellungsfläche Gelegenheit haben, das neueste Geräteangebot kennenzulernen und den seit dem Vorjahr erreichten technischen Fortschritt kritisch unter die Lupe zu nehmen. Die diesjährige Funkausstellung ist zum ersten Male international, denn im Zeitalter der wachsenden Wirtschaftsräume können sich auch Messen und Ausstellungen diesem Trend nicht entziehen. Hinzu kommt, daß die Elektronik von jeher international gewesen ist und die Unterhaltungselektronik in ganz besonderem Maße. So wird sich in Berlin die deutsche Rundfunk- und Fernsehindustrie zum ersten Male im eigenen Land dem internationalen Wettbewerb mit Firmen aus neuen Staaten stellen: Belgien, Dänemark, Finnland, Frankreich, Großbritannien, Italien, Japan, Jugoslawien und Österreich. Insgesamt werden sich etwa 200 Aussteller aus 10 Ländern beteiligen.

Berlin rüstet sich, dem internationalen Besucherkreis einen würdigen Rahmen zu bieten. Wie Horst-Ludwig Stein, Geschäftsführer der AMK, mitteilte, stellen aus dem Inland 33 Firmen aus den Bereichen Rundfunk und Fernsehen aus, 31 aus dem Bereich Phonotechnik, 24 aus dem Bereich Bauelemente, 13 aus dem Bereich Empfangsantennen; die für den Fachmann interessante Gruppe Werkzeuge und Zubehör ist mit 19 Ausstellern in Berlin zu finden. Nicht zuletzt sei erwähnt, daß die Fachpubistik mit der bemerkenswert hohen Zahl von 29 Ausstellern vertreten sein wird. Aus dem Ausland haben sich 33 international bekannte Firmen angemeldet, zum Teil über ihre Vertretungen in der BRD. Die größte Ausstellungsfläche unter den Ausländern haben die Japaner mit 18 Ausstellern belegt. Die Hersteller aus Großbritannien zeigen ihre Erzeugnisse auf einem Gemeinschaftsstand.

Auch die Rundfunk- und Fernsehanstalten sind wieder repräsentativ vertreten. In der Halle 18 (links neben der Ehrenhalle am Hammar-skjöld-Platz) steht ein 4000 m² großer Gemeinschafts-Informationstand der ARD zur Verfügung der Besucher. Wie Nachrichten- und Musiksendungen ablaufen, kann man im gläsernen Magazinstudio verfolgen, und in einem weiteren Studio mit etwa 700 Sitzplätzen werden Hörfunk-Sendungen produziert. In der neuen Halle 1 am Eingang Jäffestraße sind ARD und ZDF mit einem gemeinsamen Fernsehstudio vertreten. Die technischen Anlagen und den Übertragungszug stellt die ARD zur Verfügung. Während der Ausstellungsdauer sind insgesamt sechs Sendungen der ARD und vier des ZDF aus diesem Studio vorgesehen. Den Auftakt bildet die vom ZDF produzierte Gemeinschaftssendung mit der ARD „Wunderland der Technik“ als Eröffnungsveranstaltung am Vorabend des Ausstellungsbeginns.

Den bei vergangenen Funkausstellungen von Ausstellern und Besuchern vorgebrachten Beschwerden über die Gastronomie auf dem Ausstellungsgelände will man in diesem Jahr wirksam begegnen: Insgesamt 33 Restaurants, Cafés, Snack-Bars und Imbissstände sorgen für das leibliche Wohl der Gäste. Für die Autofahrer

stehen rund um das Ausstellungsgelände 16000 Parkplätze zur Verfügung.

So laufen alle Vorbereitungen auf vollen Touren. Aus Gesprächen konnte man entnehmen, daß die kommende Funkausstellung ein sehr viel technischeres Gesicht haben wird als in den letzten Jahren. Man wird deshalb in Berlin auch wieder mehr echte technische Neuerheiten finden, und viele Aussteller werden vorsorglich manchen Knüller bis zum August aufheben, denn noch ist völlig ungewiß, was das Ausland zeigen wird und womit man hofft, auf dem deutschen Markt erfolgreich Fuß fassen zu können. Man muß damit rechnen, daß eine fortschrittliche und möglicherweise bisher noch nicht öffentlich gezeigte Technik der Startschuß — möglicherweise ein Kanonenschuß — aus dem Fernen Osten zum Beginn der Internationalen Funkausstellung 1971 Berlin sein wird.

Angesichts des zunehmenden Wettbewerbs ausländischer Hersteller auf dem deutschen Markt trugen Ausführungen von Direktor Werner Meyer, Vorsitzender des Fachverbandes Rundfunk und Fernsehen im ZVEI, über die Lage der Rundfunk- und Fernsehgeräteindustrie zur Klärung bei. Insbesondere in den vergangenen drei Monaten ist durch unzureichende Information ebenso wie durch oftmals wenig sachgemäße Berichterstattung ein verzerrtes Bild der tatsächlichen Lage gezeichnet worden. Direktor Meyer betonte, daß die Hersteller es als eine ihrer wesentlichen Aufgaben ansehen, ebenso im Interesse ihrer eigenen Unternehmen als auch im Hinblick auf ihre Handelspartner eine ausgewogene Fertigung zu erreichen, die der Nachfrage aus dem In- und Ausland entspricht. Die Kostenentwicklung zwingt automatisch zu einer vorsichtigen Lagerhaltung. Wenn deshalb vorübergehend bei dem einen oder anderen Erzeugnis — oftmals bedingt durch Umstände, die außerhalb des Einflußbereichs der Hersteller liegen — Bestände auflaufen, so werden die Hersteller im eigenen Interesse dafür sorgen, daß diese Bestände schnellstens vom Markt verschwinden. Das gilt auch für Farbfernsehgeräte, bei denen bereits jetzt klar zu erkennen ist, daß nach einem sehr gut verlaufenen Geschäft im Januar 1971 der vorübergehend im 4. Quartal 1970 entstandene Überhang schnell abgebaut wird, so daß Angebot und Nachfrage übereinstimmen werden. In voller Verantwortung erklärte Werner Meyer: Es gibt keine Farbfernsehempfängerhalden.

Die Kosten, insbesondere die Lohnentwicklung des letzten Jahres, seien bisher in dieser in einem sehr harten internationalen Wettbewerb stehenden Branche keineswegs verkraftet worden. Trotz aller Bemühungen, durch Vereinfachungen und Rationalisierungsmaßnahmen die Belastungen abzufangen oder zu mildern, ist es jetzt und auch in nächster überschaubarer Zukunft offenbar nicht möglich, einen Ausgleich über die Abgabepreise zu erreichen. Hinzu kommt, daß diese Industrie ständig an Investitionen denken muß und sich wegen des schnellen Fortschritts der Technik einen Investitionstop einfach nicht leisten kann. Die Folge wird sein, daß allmählich eine Anpassung der Preise auf einzelnen Erzeugnisgebieten eintreten wird. In dieser Situation ist nach W. Meyers Meinung die Pflege enger Kontakte zu den Handelspartnern im Einzel- und Großhandel heute vorrangig.

Die Weichen sind gestellt. Bleibt nur noch zu hoffen, daß die Internationale Funkausstellung 1971 Berlin das wird, was Aussteller und Besucher von ihr erhoffen: ein Spiegelbild des Fortschritts der Technik und des Designs der internationalen Unterhaltungselektronik.

W. Roth

Zur Lage der Rundfunk- und Fernsehgeräte-Industrie Anfang 1971

Nach den vorläufigen Zahlen des Statistischen Bundesamtes belief sich der Wert der 1970 produzierten Rundfunk- und Fernsehempfänger auf rund 3,4 Mrd. DM gegenüber 2,6 Mrd. DM im Vorjahr. Diese Steigerung um rund 30% erklärt sich durch die zunehmende Produktion von Farbfernsehgeräten und hochwertigen Rundfunkgeräten (beispielsweise Stereo-Anlagen und Kofferräder mit mehreren Wellenbereichen).

Fernsehempfänger

Die Zahl der Fernsehteilnehmer hat 1970 um 772164 zugenommen und erreichte am Jahresende 16674742. Damit hat die Fernsehsättigung — bezogen auf die Zahl von 22,4 Mill. Haushalten — 74,4% erreicht.

Der Absatz von Fernsehempfängern (Inland und Export) lag 1970 mit 2,95 Mill. Stück etwas höher als im Jahr 1969 (2,9 Mill.). Von diesem Absatz entfielen rund 2,2 Mill. Stück auf Schwarz-Weiß-Fernsehgeräte und rund 750000 auf Farbfernsehgeräte. Gegenüber 1969 war der Absatz von Schwarz-Weiß-Fernsehgeräten zwar um 8% niedriger, doch lag der Absatz von Farbfernsehgeräten um 50% höher (1969 = 500000).

Daß der Inlandsabsatz der Farbfernsehempfänger 1970 nicht voll den Erwartungen entsprach, ist auf einige von der Industrie nicht zu vertretende Störfaktoren im Herbst 1970 zurückzuführen. Diese externen Einflüsse haben aber nur zu einem kurzfristigen Marktungleichgewicht geführt, zumal die Industrie ihre Produktion im Rahmen des Möglichen der veränderten Marktstuation angepaßt und 1970 bereits 100000 Farbfernsehgeräte weniger produziert hat als ursprünglich geplant. Dank des zwar verspätet einsetzenden, aber dennoch befriedigenden Weihnachtsgeschäfts waren die Bestände der Industrie und des Handels am Jahresende wesentlich niedriger, als man im 4. Quartal vorübergehend angenommen hatte. Der Januar-Umsatz 1971 war 40% höher als im Januar 1970 und hat zu einer weiteren Verminderung des Lagerbestands geführt.

Die Absatzentwicklung 1970 hat den stark steigenden Ersatzbedarf (Ersatz der vor Jahren angeschafften Fernsehgeräte) bestätigt. Mengenmäßig bilden Schwarz-Weiß-Fernsehempfänger immer noch den Schwerpunkt des Fernsehempfängergeschäfts, wobei das tragbare Zweitgerät zunehmendes Interesse findet (25% des Gesamtabzahls 1970 gegenüber 12% in 1969). Ein großer Teil der Ersatzkäufe entfällt — nicht zuletzt auf Grund des vermehrten Farbprogrammangebotes der Senderanstalten — auf Farbfernsehgeräte. Am 1. Januar 1971 waren etwa 1,3 Mill. Haushalte mit einem Farbfernsehgerät ausgestattet (—8% der Fernsehhaushalte). Diese noch geringe Markt-sättigung ist für die kommenden Jahre eine gute Grundlage und berechtigt zu einer positiven Beurteilung der Zukunftsaussichten. Für 1971 rechnet die Industrie trotz der nicht ganz übersichtlichen Konjunkturentwicklung mit einem Gesamtabzahls von etwa 9000000 Farbfernsehgeräten (+20% gegenüber 1970), von denen voraussichtlich 150000 in den Export gehen. Bei normalem Geschäftsverlauf wird die Anzahl der Farbfernsehhaushalte in der BRD Ende 1971 voraussichtlich die 2-Millionen-Grenze erreichen oder sogar überschreiten.

Rundfunkempfänger

Die Zahl der Hörfunkteilnehmer nahm 1970 um 254183 zu und erreichte Ende 1970 die Zahl von 19622443 Teilnehmern. Das entspricht einer Rundfunk-sättigung — bezogen auf die Zahl der Privathaushalte — von 87,6%.

Der Absatz von Rundfunkgeräten aller Art (einschl. Chassis-Lieferungen an Tonmöbelfabriken) betrug 1970 insgesamt 7,7 Mill. Stück gegenüber 6,6 Mill. im Vorjahr (+17%). Davon entfielen 47% auf tragbare Geräte (Taschen- und Kofferräder) und 24% auf die Gruppe der Heimempfänger (Tischgeräte, Phonosuper, Steuerräder, Hi-Fi-Tuner, Hi-Fi-Verstärker, Musikschränke). Der Anteil der zum Festenbau bestimmten Autoempfänger am Gesamtabzahls 1970 erreichte 29% und zeigt weiter steigende Tendenz. Auch der Rundfunkgeräteabsatz ist durch steigen-

den Ersatzbedarf gekennzeichnet. Die Renaissance des Radios hat sich fortgesetzt: Auf Stereo-Geräte (Steuerräder mit getrennten Lautsprechern, Hi-Fi-Tuner und Hi-Fi-Verstärker) entfallen bereits 36% der Heimempfänger, wobei ein deutlicher Trend zu den hochwertigen Hi-Fi-Stereo-Anlagen nach DIN 45500 zu erkennen ist. Auch bei den tragbaren Rundfunkempfängern liegt der Absatzschwerpunkt (89%) bei den höherwertigen Geräten mit mehreren Wellenbereichen und Geräten mit eingebautem Kassetten-Tonbandgerät, wie überhaupt das Tonbandgerät seine Stellung im Markt seit Jahren unverändert behauptet. Auf dem Kassettengebiet kommt insbesondere der jungen Generation als Verbraucher eine besondere Rolle zu.

Ausfuhr Entwicklung

Die Ausfuhr von Fernsehempfängern — nach der bundesamtlichen Statistik 626000 Stück bis einschließlich November 1970 — dürfte im vergangenen Jahr rund 700000 Einheiten erreicht haben, davon etwa 140000 Farbfernsehgeräte (gegenüber 838000 beziehungsweise 112000 im Jahr 1969). Damit lag die Fernsehgeräte-Ausfuhr 1970 der Stückzahl nach um 16% unter dem Ausfuhrergebnis von 1969: Während die Schwarz-

Weiß-Geräte-Ausfuhr um 23% zurückging, konnte der Farbfernsehgeräte-Export um 25% gesteigert werden. Hierdurch blieb der Ausfuhrwert von Januar bis November 1970 mit 363,3 Mill. DM nur um 5,5% hinter dem Ausfuhrwert im gleichen Zeitraum 1969 (384,3 Mill. DM) zurück.

Die Ausfuhr von Rundfunkempfängern — nach der bundesamtlichen Statistik 2264000 bis einschließlich November 1970 — dürfte für das ganze Jahr 1970 die 2,5-Millionen-Grenze nur knapp erreicht haben (gegenüber 2,6 Mill. Stück im Jahr 1969). Dieser stückzahlmäßige Rückgang um 4,1% hat sich verhältnismäßig nicht negativ ausgewirkt, da auch im Export ein klarer Trend zu den höherwertigen Geräten festzustellen ist. Von Januar bis November 1970 betrug der Wert der Rundfunkgeräte-Ausfuhr 360,5 Mill. DM gegenüber 356,3 Mill. DM im gleichen Zeitraum 1969.

Bezogen auf den Gesamtabzahls in Stück, betrug der Ausfuhranteil 1970 bei Fernsehgeräten 24% und bei Rundfunkgeräten 32%. Bezogen auf den Produktionswert, belief sich das Gesamtausfuhrvolumen der Rundfunk- und Fernsehgeräte-industrie 1970 (Januar bis November) nur noch auf 23% gegenüber 32% im Vorjahr. Diese rückläufige Entwicklung ist teilweise dadurch zu erklären, daß die Auslandsnachfrage mehr als in früheren Jahren aus den ins Ausland verlagerten deutschen Produktionsstätten gedeckt wird. Im übrigen waren die Abwertung des Franc und die Aufwertung der DM angesichts des harten internationalen Wettbewerbs nicht aufzuhalten, insbesondere auf dem französischen Markt.

Jugend forscht

Landeswettbewerb Berlin „Jugend forscht“

Vor über 20 Jahren nahm der Weltbewerb „Jugend forscht“ seinen Anfang in den Vereinigten Staaten von Amerika. Sein Ziel war, junge Talente für das umfassende Gebiet der naturwissenschaftlichen und mathematischen Disziplinen zu interessieren und zu mobilisieren. Inzwischen hat dieser Wettbewerb ein weltweites Echo gefunden und wird heute auch in Europa und Asien durchgeführt. In Deutschland ist „Jugend forscht“ ein Förderungswerk des „stern“-magazins und der deutschen Industrie. Die Sieger aus den einzelnen Sparten der Landeswettbewerbe nehmen vom 19. bis 24. April 1971 am Bundeswettbewerb in Ludwigshafen teil. Das Büro für internationale Jugendtouristik der UdSSR arrangiert für die Bundesreise des diesjährigen Weltbewerbs eine Informationsreise durch die Sowjetunion, die Ende Mai beginnen soll.

Teilnahmeberechtigt an „Jugend forscht“ sind Schüler, Praktikanten und Lehrlinge im Alter von 16 bis 21 Jahren mit Arbeiten auf den Gebieten Biologie, Chemie, Geo- und Raumwissenschaft, Mathematik/Informatik, Physik sowie Technologie/Elektronik. Da sich immer mehr Jugendliche um eine Teilnahme an diesem Wettbewerb bemühen, wurde gewissermaßen als Juniorenwettbewerb ein Wettbewerb „Schüler experimentieren“ eingeführt. Dabei ging man davon aus, daß von Schülern unter 16 Jahren keine echten Forschungsarbeiten erwartet werden können; andererseits aber sollten ihre Talente schon frühzeitig gefördert werden.

„Jugend forscht“ wurde in diesem Jahr bereits zum sechsten Male als Landeswettbewerb in Berlin durchgeführt; Patenfirma war AEG-Telefunken, Berlin. Der Jury (Gesamtleitung: Prof. Dr. Walter Niens, AEG-Telefunken) gehörten neben Professoren der Universitäten, Pädagogen und leitenden Herren verschiedener Institute erstmalig auch ein Berliner Bundesjäger des Jahres 1970 sowie Preisträger aus dem vorjährigen Landeswettbewerb Berlin an. Vor diesem Gremium mußten die Teilnehmer ihre selbstgewählten naturwissenschaftlichen Themen überzeugend darlegen und begründen. Über 30 Jugendliche beteiligten sich in diesem Jahr am 6. Landeswettbewerb. Die gewählten Themen waren zum Teil anspruchsvoll und hätten oft auch Themen für eine Diplomarbeit oder eine Dissertation sein können.

In einer Feierstunde am 20. Februar 1971 im Funken-Hochhaus, in deren Mittelpunkt eine Plauderei von Dipl.-Ing. Helmut Mangold, Laborleiter im Ulmer Forschungsinstitut von AEG-Tele-

funken, über das Thema „Sprache und Sprachsignale“ stand, wurden folgende Preisträger bekanntgegeben:

Mathematik/Informatik

1. Preis
Lutz Hirschmann: „Entwicklung einer räumlichen Inzidenzgeometrie“
2. Preis
Raimon Rohde: „Pythagoreische n-Tupel sowie ein Algolprogramm für ihre Berechnung“

Physik

1. Preis
Andreas Wolf: „Raser: Induzierte Emission von Radiowellen während chemischer Reaktionen“
3. Preis
Klaus Kreuschner: „Die Dunstglocke über Berlin — Einfluß der Atmosphäre auf die Energiesstrahlung der Sonne“

Chemie

1. Preis
Michael Mehner: „Säulelektrophorese — eine neue Trennmethode und ihre Anwendbarkeit auf bestimmte Stoffklassen“

Technologie/Elektronik

1. Preis
Christian Schäfrich: „Temperaturmessung mit NTC-Thermistoren“
2. Preis
Horst Wilke, Berndt Wilke und Norbert Schmalenberg: „Untersuchungen an negativen differentiellen Widerständen“
3. Preis
Helmut Schlaak und Dieter Kirchhof: „Entwurf eines Magnettrennzeuges auf dem System von magnetischer Absloßung“

Geo- und Raumwissenschaft

1. Preis
Axel Eßer: „Entwicklung eines Computerprogramms (FORTRAN) für die Berechnung und Analyse von Kometenbahnen“
2. Preis
Stefan Wolff: „Bestimmung von Höhen auf dem Mond“
3. Preis
Ulrich Bartell: „Zeitsynchrone grafische Verfolgung des Apollo-Mondfluges mit einer automatischen elektronischen Bahnverfolgungsstufe“

In der Sparte Biologie wurden drei Preise und ein Anerkennungspreis vergeben, im Landeswettbewerb „Schüler experimentieren“ zwei erste Preise.

PAL-Decoder mit MOS-Verzögerungsleitung

In dem Beitrag wird die Versuchsschaltung eines PAL-Decoders beschrieben, bei dem an Stelle des bisher üblichen Glasvezögerungsleitung spezielle Schieberegister für Analogsignale, die nach dem Eimerkettenprinzip arbeiten, Verwendung finden [1, 2]. Zwar wurden bereits früher ähnliche Schaltungsvorschläge gemacht [3], sie wurden jedoch bis heute nicht in die Tat umgesetzt, da die Realisierung des Frequenzgangs bisher unüberwindliche Schwierigkeiten bereitete. Bei der beschriebenen Schaltungsanordnung, die mit in MOS-Technik integrierten Eimerketten arbeitet, wurde das Frequenzgangproblem durch eine sehr einfache Multiplexschaltung gelöst. Bevor die Schaltung ausführlich behandelt wird, soll zunächst das Grundprinzip des PAL-Decoders mit Glasvezögerungsleitung dem eines Decoders mit Analogschieberegister gegenübergestellt werden.

1. PAL-Decoder in bisheriger Technik

Bild 1 zeigt die Blockschaltung eines PAL-Laufzeitdecoders in üblicher Technik. Das PAL-codierte Farbsignal (Chromianzsignal) wird in einer Glasverzögerungsleitung verzögert, an die sich ein Verstärker anschließt, der die Spannungsverluste der Verzögerungs-

stehen die beiden videofrequenten phasengemittelten Farbdifferenzsignale $(B - Y)$ und $(R - Y)$.

2. PAL-Decoder mit MOS-Verzögerungsleitung

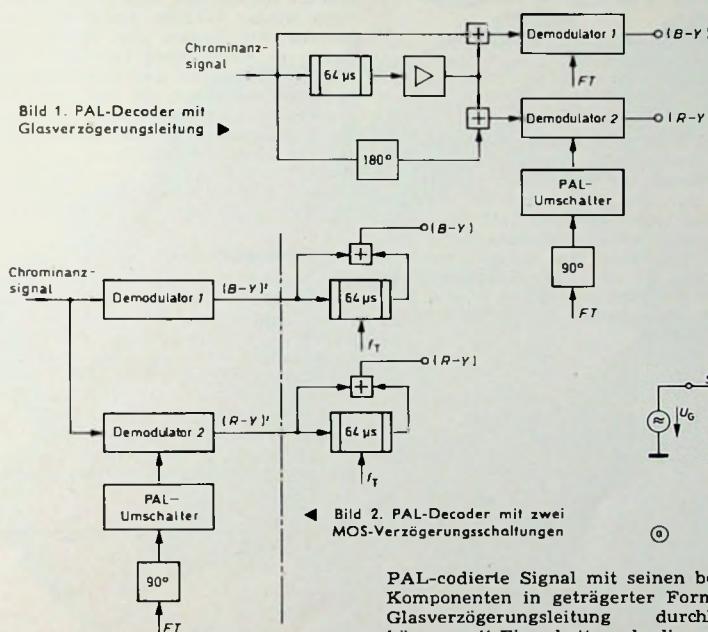
Im Gegensatz zu der Methode nach Abschnitt 1., bei der das vollständige

muß lediglich vor der Verzögerung erfolgen. da die Farbdifferenzsignale ($R - Y$) und ($B - Y$) bei Secam aber zeilensequentiell gesendet werden, reicht hier im Gegensatz zu PAL eine einzige Verzögerungseinrichtung aus.

3. MOS-Eimerkettenschaltung

Im Bild 3 ist die Schaltungsausführung der in MOS-Technik integrierten Eimerkettenschaltung dargestellt. Die Kette besteht aus einer Vielzahl in Reihe geschalteter Transistoren. Sie ist auf einem N-Substrat aufgebaut, wobei als Transistorotyp ein P-Kanal-Anreicherungstyp Verwendung findet. Die Drain-Gate-Kapazität wurde jeweils durch Überlappung der Gate-Elektrode über die P-Dotierung der Drain-Elektrode mit Siliziumoxid als Dielektrikum realisiert. Die Gates der Transistoren T₁, T₃, T₅ usw. sind parallel geschaltet und liegen am Takteingang 1, während die ebenfalls parallel geschalteten Gates der Transistoren T₂, T₄, T₆ usw. am Takteingang 2 liegen. Die beiden Eingänge werden mit gegenphasigen Impulsspannungen U_A (Bild 3b) beziehungsweise U_B (Bild 3c) angesteuert.

Zur Erklärung der Funktion des Landungsstransportes sei zunächst der Zeitbereich $t_0 \dots t_1$ betrachtet. Die Gates der Transistoren T_1, T_3, T_5 usw. haben dann Massepotential und die von T_2, T_4, T_6 usw. negatives Potential. Außerdem



leitung ausgleicht. In zwei Summierschaltungen addiert man dann zu dem verzögerten Signal das unverzögerte beziehungswise das um 180° gedrehte unverzögerte Signal. Durch diese Maßnahme ergibt sich eine Signalaufspaltung in die beiden trägerfrequenten Komponenten ($R - Y$) und ($B - Y$). Die ($B - Y$)-Komponente wird in einem Demodulator 1 durch Zusatz des vom Farbträgeroszillator erzeugten Farbträgers FT demoduliert, während die ($R - Y$)-Komponente, deren Phasenlage von Zeile zu Zeile um 180° alterniert, im Demodulator 2 unter Zusatz eines um 90° gedrehten und von Zeile zu Zeile um 180° umgeschalteten Farbträgers demoduliert wird. Auf diese Weise ent-

Ing. Günter Bertsch und Ing. Hans Reiber sind Mitarbeiter des Zentralen Applikationslaboratoriums der ITT-Bauelementegruppe Europa im SEL-Werk Esslingen.

PAL-codierte Signal mit seinen beiden Komponenten in geträgerter Form die Glasverzögerungsleitung durchläuft, können mit Eimerketten, da diese Tiefpaßeigenschaften haben, nur videofrequente Signale verzögert werden. Beim im Bild 2 dargestellten PAL-Decoder spaltet man daher das Chrominanzsignal mit zwei Synchrondemodulatoren zunächst in die beiden videofrequenten Signalkomponenten ($B - Y$) und ($R - Y$) auf. Die Schaltungsumordnung links der gestrichelten Linie entspricht damit der eines Simple-PAL-Empfängers. Zum elektronischen Ausgleich der auf dem Übertragungsweg entstehenden Phasenfehler wird nun jede der beiden Signalkomponenten in je einem Schieberegister für Analogsignale um die Zeilendauer ($64 \mu s$) verzögert. Durch Addition der beiden unverzögerten mit den entsprechenden verzögerten Signalen entstehen die beiden phasengemittelten Signalkomponenten ($B - Y$) und ($R - Y$). Ebenso kann auch ein Secam-Decoder mit einer derartigen MOS-Verzögerungsschaltung realisiert werden. Die Demodulation

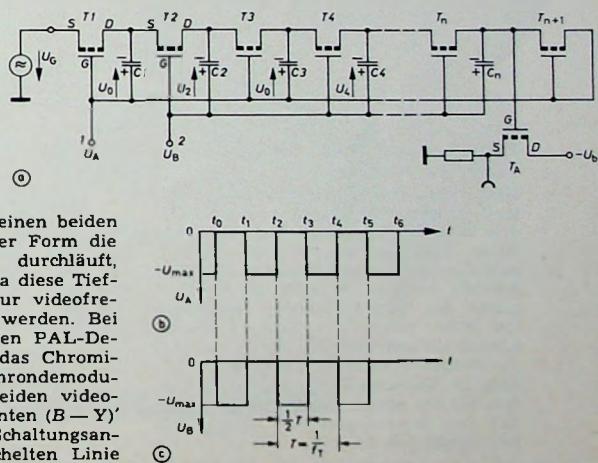


Bild 3. a) MOS-Eimerkettenschaltung,
b) Taktimpulsspannung am Takteingang 1,
c) Taktimpulsspannung am Takteingang 2

dem sei angenommen, daß die Kondensatoren C_1, C_3, C_5 usw. auf die gleiche Spannung U_0 aufgeladen sind, während C_2, C_4 usw. auf beliebige Spannungen U_3, U_4 usw. aufgeladen und diese Spannungen niedriger als U_0 sind. Weiterhin soll $C_1 = C_2 = C_3 = C$ sein, und die Schwellenspannungen U_S der Transistoren sollen ebenfalls gleich sein. Springt nun im Zeitpunkt t_1 die Spannung U_A

von 0 auf $-U_{\max}$ und U_B von $-U_{\max}$ auf 0, so leiten die Transistoren T_1, T_3, T_5 usw. Der Kondensator C_2 wird daher über die Drain-Source-Strecke von T_3 auf den Spannungswert $U_0 = U_{\max} - U_S$ aufgeladen. Er erhält dadurch die zusätzliche Ladung

$$\Delta Q = C_2 \cdot (U_0 - U_S).$$

Der Strom durch den Transistor T_3 bewirkt außerdem eine Entladung von C_3 um die gleiche Differenzladung ΔQ . Die in C_3 verbleibende Ladung Q_3 ist daher

$$Q_3 = C_3 \cdot U_0 - C_3 \cdot (U_0 - U_S).$$

Für $C_3 = C_2 = C$ folgt daraus

$$Q_3 = C \cdot U_S.$$

Das heißt aber, daß die zuvor in C_2 gespeicherte Spannung beziehungsweise Ladung nunmehr auf C_3 übergegangen ist. In gleicher Weise geht U_4 auf den im Bild 3a nicht mehr dargestellten Kondensator C_5 über usw.

Bei jedem Polaritätswechsel an den Klemmen 1 und 2 erfolgt also ein Ladungstransport von einem Kondensator zum nächsten. Der Transistor T_1 hat die Funktion eines Abtasters. Er entlädt C_1 in den Zeitbereichen $t_1 \dots t_2, t_3 \dots t_4, t_5 \dots t_6$ auf einen der momentanen Generatorenspannung U_G an seiner Source entsprechenden Wert. Dieser Signalwert wird durch den beschriebenen Ladungstransport weitergereicht. Die Auskopplung der verzögerten Abtastwerte erfolgt über einen Sourcefolger T_A . Die Laufzeit τ , die ein in C_1 eingelesener Abtastwert zum Durchlaufen von n hintereinander geschalteten Speicherelementen benötigt, ist

$$\tau = n \cdot \frac{T}{2}$$

oder

$$\tau = \frac{n}{2} \cdot \frac{1}{f_T}.$$

Darin bedeutet T die Taktperiode und f_T die Taktfrequenz.

Nach dem Abtasttheorem muß die Abtastfrequenz (Taktfrequenz) mindestens den Wert der doppelten Signalfrequenz haben. Soll zum Beispiel eine theoretische Chrominanzbandbreite von 740 kHz erreicht werden, so muß die Taktfrequenz des Schieberegisters wenigstens 1,48 MHz betragen. Diese Frequenz könnte auf sehr einfache Weise aus dem Farbräger (4,43 MHz) durch eine Teilung im Verhältnis 1:3 hergeleitet werden. Bei der notwendigen Verzögerungszeit von 64 μ s ergibt sich daraus eine Stufenzahl von $n = 190$.

Jedes Speicherelement der im Bild 3a dargestellten MOS-Eimerkette ist hinsichtlich des Frequenzverhaltens als Tiefpaß mit einer Übertragungsfunktion $F(j\omega)$ aufzufassen. Bei n hintereinander geschalteten Vierpolen erhält man eine Gesamtübertragungsfunktion $F^n(j\omega)$. Durch den sehr großen Exponenten $n = 190$ ergeben sich im vorliegenden Fall jedoch selbst bei geringster Frequenzabsenkung des einzelnen Elements erhebliche Schwierigkeiten bei der Realisierung des gewünschten Frequenzganges. Diese Schwierigkeiten wurden durch die im Bild 4a darge-

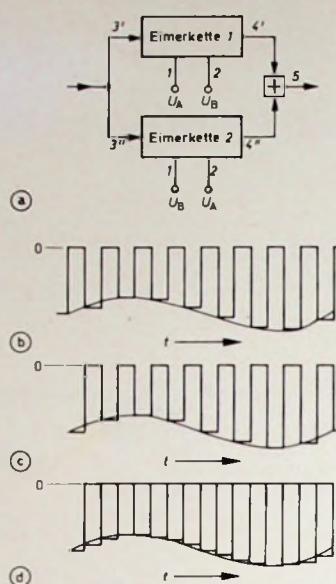


Bild 4. a) Verzögerungsschaltung mit zwei Eimerketten in Parallelanordnung, b) Spannungsverlauf am Punkt 4', c) Spannungsverlauf am Punkt 4'', d) Spannungsverlauf am Punkt 5

stellte Multiplexschaltung überwunden. Hier werden zwei Eimerketten in Parallelanordnung verwendet, von denen jede nur die Hälfte der im vorigen Beispielen angenommenen Zahl der Speicherelemente hat. Außerdem wird die Taktfrequenz um den Faktor 2 verringert (auf 1/6 der Farbrägerfrequenz), so daß die Verzögerungszeit τ jeder der beiden Eimerketten unverändert 64 μ s beträgt.

Der Eimerkette 1 führt man am Takteingang 1 die Impulsspannung U_A und am Takteingang 2 die Impulsspannung U_B zu, während an den Takteingängen der Eimerkette 2 die beiden Impulsspannungen in umgekehrter Reihenfolge liegen. Diese Taktbeschaltung bewirkt, daß bei jedem Taktwechsel abwechselnd ein Signalwert in den ersten Speichercondensator der oberen und der nächste in den ersten Speichercondensator der unteren Eimerkette eingelesen wird. An den Ausgängen 4' und 4'' treten dann zwei mit der verzögerten Eingangsspannung amplitudenmodulierte Impulsspannungen auf, die in den Bildern 4b und 4c dargestellt sind.

Infolge der wechselweisen Abtastung am Eingang der beiden Verzögerungseinrichtungen sind die beiden impulsamplitudenmodulierten Ausgangsspannungen um eine halbe Taktperiode gegeneinander verschoben. Am Ausgang 5 der Addierstufe entsteht daher eine mit der doppelten Taktfrequenz abgetastete verzögerte Signalspannung. Die wirksame Abtastfrequenz ist also $2 \cdot 740$ kHz, und die theoretische Bandbreite beträgt dann wieder 740 kHz. Durch die Halbierung der Anzahl der Speicherelemente je Kettenweg verringert sich aber der Exponent der Übertragungsfunktion von n auf $n/2$, was verständlicherweise einen wesentlich günstigeren Frequenzgang bewirkt. Die Gesamtzahl der Speicherelemente ist bei dieser Multiplexschaltung also unverändert geblieben. Die mit der Versuchsschaltung erreichte Bandbreite war rund 600 kHz.

4. Schaltungsbeschreibung

Bild 5 zeigt die Schaltung und Bild 6 die praktische Ausführung der Verzögerungsschaltung. Da, wie bereits erwähnt, bei Verwendung von MOS-Eimerketten die beiden demodulierten Farbdifferenzsignale $(R - Y)'$ und $(B - Y)'$ getrennt verzögert werden, sind zwei identische Schaltungen notwendig, von denen im Bild 5 nur der $(R - Y)$ -Kanal dargestellt ist. Die beiden gegenphasigen Taktspannungen für

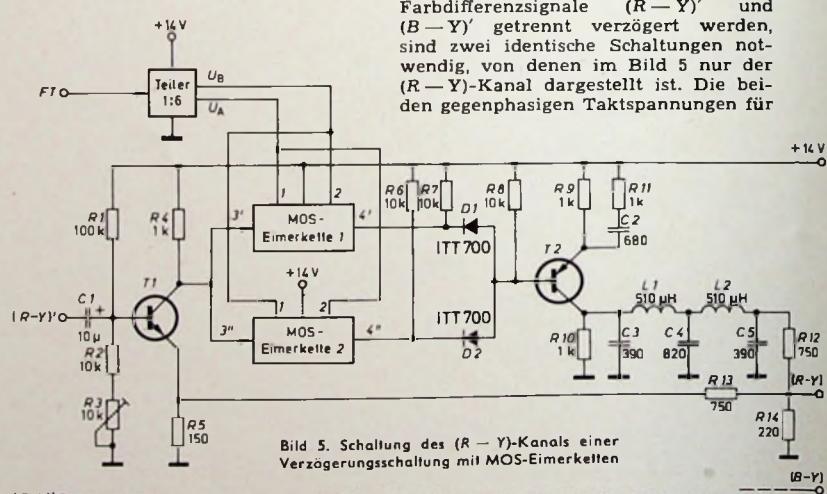


Bild 5. Schaltung des $(R - Y)$ -Kanals einer Verzögerungsschaltung mit MOS-Eimerketten

Bild 6. Praktische Ausführung der Verzögerungsschaltung



Wir tragen Ihnen neuen Kofferradio- Umsatz ins Geschäft!



Wenn dieser neue Umsatzträger in Ihrem Schaufenster steht, dann sind die Kunden nicht mehr weit. Weil der Loewe Display-Koffer ein fröhlicher Stimmungsmacher ist. Weil er Sehnsucht weckt, nach Sommer – Sonne und Musik. Nach einem Loewe Kofferradio. Und das ist der richtige Ton, Ihren Umsatz spielend leicht in Schwung zu bringen. Ihren Umsatz mit Loewe-Kofferradios. Helfen Sie uns, Ihnen beim Verkaufen zu helfen. Bestellen Sie den Loewe Display-Koffer bei Ihrem Großhändler oder Ihrem Loewe Werksvertreter.



LOEWE OPTA

Kronach · Berlin-West

die MOS-Leitungen betragen 14 V_{ss} und werden aus den Komplementärausgängen eines Teilers 1:6, der mit Farbträgerfrequenz angesteuert wird, gewonnen.

Am Eingang liegt das demodulierte Farbdifferenzsignal $(R - Y')$. Es gelangt über den Kondensator C_1 zur Basis des Verstärkertransistors T_1 . Das verstärkte Signal am Kollektor wird den beiden parallel geschalteten MOS-Eimerketten zugeführt. Um eine Anpassung an den Arbeitspunkt der Eimerketten zu erreichen, läßt sich mit dem Potentiometer R_3 im Basisspannungsteiler von T_1 der Gleichspannungspegel des verstärkten Signals einstellen.

Den Ausgang der MOS-Eimerketten bildet je ein integrierter MOS-Transistor (T_A im Bild 3a), der von außen beschaltet werden kann. Beide Transistoren arbeiten hier in Drainschaltung und haben die Sourcewiderstände R_6 und R_7 . Die verzögerten Signale werden über die Dioden D_1 und D_2 addiert und der Impedanzwandlerstufe T_2 zugeführt. Um einen Spannungsverlust bei der Addition zu verhindern, wird an Stelle einer Widerstandsmatrix eine Diodenmatrix verwendet.

Der Emitterwiderstand R_9 der Impedanzwandlerstufe T_2 ist mit dem RC -Glied R_{11}, C_2 überbrückt, um eine An-

Die wichtigsten Oszilloskopbilder sind im Bild 7 wiedergegeben. Als Testsignal wurde ein EBU-Farbbalkensignal verwendet. Bild 7a zeigt die demodulierten Farbdifferenzsignale $(R - Y')$ und $(B - Y')$ am Eingang und Bild 7b die phasengemittelten Signale $(R - Y)$ und $(B - Y)$ am Ausgang der Schaltung.

Schrifttum

- [1] Sangster, F. L. J., U. Teer, K.: Bucket-brigade electronics - new possi-

bility for delay, time-axis conversion and scanning. IEEE J. Solid-State Circuits Bd. SC-4 (1969) Nr. 3, S. 131-136

- [2] Sangster, F. L. J.: Integrated MOS and bipolar analog delay lines using bucket-brigade capacitor storage. 1970 IEEE International Solid-State Circuits Conference, Digest of Technical Papers, S. 74-75, 185

- [3] Rogers, B. J.: Dekodieranordnung für PAL-Farbfernsehsignale. Offenlegungsschrift 1 910 387 vom 28. 2. 1969

Persönliches

G. H. G. Müller und G. Schneider in Varta-Geschäftsführung

Gerhard H. G. Müller und Dr. Gerhard Schneider sind in die Geschäftsführung der Varta GmbH, Ellwangen, berufen worden. Direktor Müller übernimmt den Vertriebsbereich, Direktor Dr. Schneider den Bereich „Forschung und Entwicklung“. Beide Herren sind seit sechzehn beziehungsweise dreizehn Jahren im Bereich des Unternehmens tätig. Sie übernehmen die Positionen der beiden wegen Erreichen der Altersgrenze in den Ruhestand tretenden Geschäftsführer Konrad Michel und Dr. Richard Hubner, deren Stellvertreter sie bisher waren. Die Geschäftsführung der Varta GmbH besteht damit aus Dr.-Ing. Horst Münstermann, Dr.-Ing. Hermann Füllbach und den obengenannten beiden Herren.

Loewe Opta ernannte Direktoren

Die Geschäftsführung der Loewe Opta GmbH ernannte die Prokuristen Fritz Eichhorn und Karl Georg Stoltz zu Direktoren. Beide Herren sind langjährig in der Branche der elektronischen Konsumgüter tätig und haben großen Anteil an dem geschäftlichen Erfolg des Unternehmens.

Ernennungen bei der NCR

Die NCR Deutschland mit Werken in Augsburg, Berlin und Gießen hat zum Jahresbeginn ihren Unternehmensbereich „Fertigung und Technik“ neu gegliedert. Zum Direktor dieses Unternehmensbereichs wurde Josef L. Gasser ernannt. Gasser war bisher Direktor der Fabriken in Augsburg und Gießen. Als Fabrikdirektor übernahm Hans Keilwerth die Leitung des Werkes in Augsburg; er erhielt Prokura. Karl-Heinz Preuss wurde die Leitung des Werkes in Berlin übertragen, nachdem der bisherige Direktor, Gerhard Brehm, in den Ruhestand getreten ist. Zum Leiter des NCR-Werkes in Gießen wurde Andreas Lutz ernannt. Ein neues Aufgabengebiet hat Herbert Riemer, Geschäftsführer der deutschen NCR, mit der Beratung der Unternehmensleitung auf technischem Gebiet übernommen.

Ferner wurde Dr. Helmut Möller, Finanzdirektor der NCR-National Register Kassen GmbH, zum ordentlichen Geschäftsführer ernannt. Stellvertretende Geschäftsführer wurden: Direktor Josef L. Gasser, Marketingdirektor Franz Leenen sowie der Leiter des Finanzwesens, Hans-Joachim Pohl.

G. Wolf Marketing Manager bei Fairchild

Im Rahmen des Aufbaus und der Erweiterung der europäischen Fairchild-Organisation wurde Günter Wolf (35) zum 1. Januar 1971 als Marketing Manager für Deutschland benannt.

Neuer Vorsitzender der Deutschen Kommission für Ingenieurausbildung

Neuer Vorsitzender der Deutschen Kommission für Ingenieurausbildung, in der 24 Organisationen und Institutionen von den Gewerkschaften über die Arbeitgeberverbände und Ingenieurschulzulässigkeiten bis zu den großen technisch-wissenschaftlichen Vereinen zusammenarbeiten, wurde der jetzige Direktor des Vereins Deutscher Ingenieure (VDI), Dr.-Ing. Reinhard Menger. Die Kommission, die in den 60er Jahren die wesentlichen Anstöße zum Ausbau des Ingenieur-

schulwesens und zur Graduierung der Absolventen dieses Ausbildungsganges gegeben hat, wirkt auch in der derzeitigen Phase der Hochschulreform aktiv mit.

H. Lieber †

Direktor Hans Lieber, Geschäftsführer der Teldec „Telefunken-Decca“ Schallplatten GmbH in Hamburg, ist am 4. Februar 1971 in Zürich gestorben. Hans Lieber, der seit der Gründung 1950 die Geschicke der Teldec leitete, erlag im Alter von 72 Jahren einem Herzschlag.

Hans Lieber war seit 35 Jahren führend in der Schallplatten-Industrie tätig. Seit 1922 bei AEG, begann 1927 für den damals 28jährigen der berufliche Aufstieg, als er von der AEG zum kaufmännischen Projektleiter beim Bau des Großkraftwerkes in Schula an der Elbe ernannt wurde. 1932 trat Hans Lieber bei Telefunken in die kaufmännische Zentralabteilung des Unternehmens ein; bereits fünf Jahre später wurde er zum ersten kaufmännischen Leiter der Telefunken-Platte GmbH berufen.

Das Jahr 1945 sah Fabrikation, Produktion und Verwaltung der Gesellschaft zerstört. Es war der Initiative Hans Liebers zu verdanken, daß man 1947 in Norlorf eine geeignete Betriebsstätte für die Fertigung von Schallplatten fand. Als 1950 Telefunken und Decca gemeinsam die Teldec „Telefunken-Decca“ Schallplatten GmbH in Hamburg gründeten, wurde Hans Lieber zum Geschäftsführer bestellt.

Hans Lieber stand vielen Fachgremien mit Rat und Tat zur Verfügung. Für seine außerordentlichen Verdienste um die Schallplatte erhielt er am 13.1.1970 das Bundesverdienstkreuz 1. Klasse der Bundesrepublik Deutschland.

INTERNATIONALE ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU

brachte im Februarheft 1971 unter anderem folgende Beiträge:

Analyse von aktiven Filterschaltungen mit Operationsverstärkern

Prinzip der bistabilen Bildspeicherung in Oszillatorenröhren

Nanosekundenimpulsverstärker mit hoher Ausgangsspannung

Farbfaksimileübertragung

Übertragungsverhalten von Reaktanz-II-Gliedern

Gesteuerte Stromquellen für die Bereichsumschaltung einer Temperatursonde

Das UHF-Wanderfeldklystron, ein neuer Röhrentyp für Fernsehsender

Format DIN A 4 · monatlich ein Heft

Preis im Abonnement 14,25 DM vierteljährlich; Einzelheft 5,— DM zuzüglich Porto

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

**VERLAG FÜR
RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH
1 Berlin 52 (Borsigwalde)**

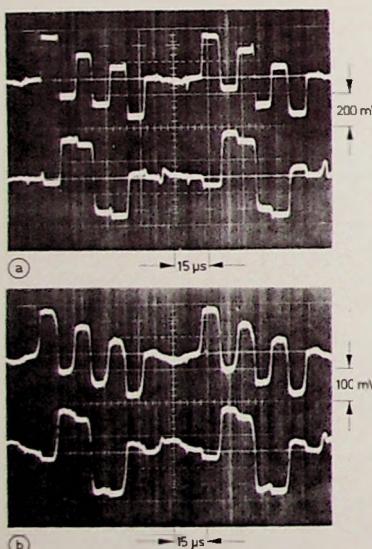


Bild 7. a) Demodulierte Farbdifferenzsignale $(R - Y')$ und $(B - Y')$ am Eingang. b) phasengemittelte Farbdifferenzsignale $(R - Y)$ und $(B - Y)$ am Ausgang

hebung der höheren Frequenzen zu erreichen. Am Ausgang der Impedanzwandlerstufe liegt ein Tiefpaß mit einer Grenzfrequenz von 600 kHz , der das Signal von Taktfrequenzanteilen befreit. Zur Addition des verzögerten und des unverzögerten Signals wird am Emitterwiderstand R_5 der Verstärkerstufe T_1 das unverzögerte Signal abgenommen und über die Widerstände R_{13} , R_{12} und R_{14} zu dem verzögerten Signal addiert. Am Ausgang steht somit das phasengemittelte videofrequente Farbdifferenzsignal $(R - Y)$ beziehungsweise $(B - Y)$ zur weiteren Verarbeitung zur Verfügung.

Mehrlagenverdrahtung

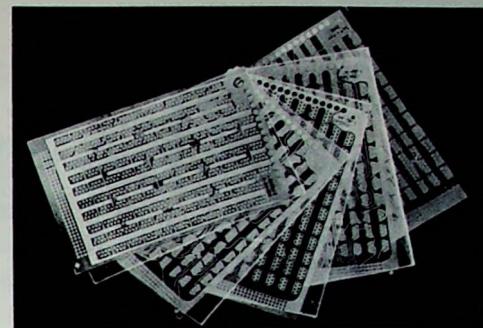
Ein Beispiel neuzeitlicher Fertigungstechnik

Ein wesentliches Kriterium für die Leistungsfähigkeit moderner Datenverarbeitungsanlagen ist die hohe Arbeitsgeschwindigkeit der Zentraleinheit. Diese Arbeitsgeschwindigkeit wird festgelegt durch die Zugriffszeit zum Arbeitsspeicher, die verwendeten Bauelemente (Schaltkreistechnik) und die Art der Verbindung der einzelnen Bauelemente untereinander (Verdrahtungssystem). Moderne Bauelemente haben Schaltzeiten im Nanosekunden-Bereich. Die theoretisch höchste Geschwindigkeit für die Übertragung von Signalen ist die Lichtgeschwindigkeit: 30 cm in einer Nanosekunde. Die kurzen Schaltzeiten moderner Bauelemente führen aber nur dann zu einer hohen Verarbeitungsgeschwindigkeit, wenn die Verbindungsleitungen zwischen den Bauelementen möglichst kurz gehalten werden. Daraus erklären sich die Bemühungen, den Abstand der Bauelemente weiter zu verkleinern, ein Vorgang, den man als Erhöhung der Packungsdichte durch Miniaturisierung und Integration bezeichnet. Eine weitere Forderung ist, daß die Verbindung der einzelnen Bauelemente nicht einfach durch Drähte erfolgen kann, sondern hierfür Leitungen mit einem bestimmten Wellenwiderstand benötigt werden.

Die Forderungen nach hoher Packungsdichte, das heißt kurzen elektrischen Verbindungen, und nach Einhaltung definierter elektrischer Bedingungen schränken die Möglichkeiten zum Aufbau eines Verdrahtungssystems stark ein. So scheiden konventionelle Verdrahtungssysteme wie Kabelbaum oder Mattenverdrahtung aus. Erst die gedruckte Schaltung, jedoch nicht in einseitiger, sondern in mehrlagiger Ausführung, erfüllt diese Forderungen.

Eine Mehrlagenverdrahtung besteht aus Leiterebenen (Signalebenen) und aus Metallfolien mit Lochmuster, den Spannungs- und Erdungsebenen (Potentialebenen). Die einzelnen Ebenen sind durch ein Dielektrikum getrennt und werden an gewünschten Stellen durch metallisierte Bohrungen (Durchkontaktierung) verbunden. Das Zusammenwirken von Signal- und Potentialebene gibt den einzelnen Leitungen die elektrische Eigenschaft von Wellenleitern. Kurze elektrische Verbindungen werden durch den Mehrlagenaufbau und möglichst schmale, in engem Abstand geführte Leiter erreicht. Technisch realisierbar sind zum Beispiel Leiterbreiten von 150 µm. Die Toleranz der Leiterbreite mit $\pm 30 \mu\text{m}$ stellt sicher, daß der Wellenwiderstand innerhalb der geforderten Grenzen bleibt. In dem hier betrachteten Beispiel konnte eine sehr hohe Packungsdichte mit zwei außenliegenden Signalebenen und vier innenliegenden Potentialebenen erreicht werden.

Einzellagen einer zehnlagigen Leiterplatte vor dem Verpressen ▶



Die Größe der Verdrahtungsplatten wird durch die Aufbaukonzeption des Rechners bestimmt. Dabei müssen unter anderem der Integrationsgrad und damit die Anzahl der Verbindungsstellen, die Fertigbarkeit, die Ausbeute in der Fertigung, die Prüfbarkeit und die Wartungsfreundlichkeit gegeneinander abgewogen werden. Aus einer derartigen Betrachtung resultiert ein bei Siemens verwendetes Aufbausystem aus mehrlagigen Flachbaugruppen (zum Beispiel 110 mm \times 160 mm), die ihrerseits wieder mit Hilfe von mehrlagigen Verdrahtungsplatten im Großformat (zum Beispiel 470 mm \times 480 mm) untereinander verbunden werden. Gegenüber der ersten volltransistorbestückten Siemens-Datenverarbeitungsanlage „2002“ mit einseitigen gedruckten Schaltungen wurde die Packungsdichte der modernen Siemens-Systeme um den Faktor 50 erhöht. Diese Erhöhung der Packungsdichte ergibt außerdem eine Reduzierung der Anzahl der Verbindungsstellen und damit eine Erhöhung der Zuverlässigkeit.

Die beschriebenen Forderungen an die Packungstechnik zwingen die Fertigung, von rein mechanischen zu mehr physikalisch und chemisch orientierten Technologien überzugehen. Das äußert sich deutlich in den wichtigsten Arbeitsschritten: Fotomascherstellung, Ätzen, Laminieren, chemische und galvanische Metallabscheidung.

Die Fotomaske ist das wichtigste Werkzeug der modernen Verdrahtungstechnik. Sie enthält beispielsweise das Bild einer Verdrahtungsebene. Durch Kopieren kann dieses Bild auf Fotolacksschichten übertragen werden. Dieser Vorgang wird sowohl bei abtragenden Arbeitsgängen (Ätzen) als auch bei aufbauenden Arbeitsgängen (Galvanik) zur Festlegung der Strukturen benötigt. Da die Geometrie und die Toleranz sämtlicher Strukturen im wesentlichen durch die Fotomaske festgelegt werden, ist ihrer Herstellung größte Sorgfalt zu widmen. Kernstück des Verfahrens ist eine verhältnismäßig komplizierte Methode zum Aufbringen einer Metallschicht mit den gewünschten Strukturen auf einen Glasträger.

Der Ausgangswerkstoff bei der Herstellung von gedruckten Schaltungen oder Mehrlagenverdrahtungen ist ein mit einer Kupferfolie versehener Kunststoffträger. Wird diese Kupferfolie mit Fotolack beschichtet, durch die Fotomaske belichtet und dann entwickelt, so sind nur noch die gewünschten Strukturen mit Fotolack abgedeckt. In einem weiteren Arbeitsschritt werden

durch Ätzen die nicht abgedeckten Flächen entfernt. Bei den herkömmlichen Ätzverfahren ändert sich laufend die Zusammensetzung des Ätzmittels, so daß sich der Toleranzbereich der Strukturen vergrößert. Durch Entwicklung kontinuierlich arbeitender Reagenzienverfahren gelang es, die Ätzreaktion immer unter optimalen Bedingungen ablaufen zu lassen und die Reproduzierbarkeit bei großen Stückzahlen zu gewährleisten.

Die Laminiertechnik ermöglicht es, einseitige und doppelseitige nach dem Fototätzverfahren hergestellte Leiterplatten mit Hilfe von härzbaren Klebefolien unter Druck und Temperatur zu einem Paket zu verpressen. Mit Hilfe numerisch gesteuerter Maschinen werden anschließend mit hoher Genauigkeit die für die Durchkontaktierung benötigten Löcher gebohrt.

Die chemische Metallabscheidung findet in zunehmendem Maße bei der Metallierung der Kunststoffe Eingang; sie ist – kombiniert mit der galvanischen Metallabscheidung – die Voraussetzung für die Metallisierung der nach dem Laminieren erzeugten Bohrungen und damit für die Herstellung von Mehrlagenverdrahtungen. Diese Metallisierung erfolgt in automatisierten Fertigungsstraßen, durch die nicht nur Behandlungs-, Tauch- und Expositionszeiten geregelt werden, sondern in denen auch der Zustand der Elektrolyte durch Überwachungs- und Regeleinrichtungen besondere Beachtung geschenkt wird.

Die Beherrschung enger Fertigungstoleranzen ist nur möglich durch den Einsatz vollautomatisch arbeitender Überwachungseinrichtungen in der Galvanik und Ätztechnik sowie numerisch gesteuerter Zeichen-, Bohr- und Prüfmaschinen. Die geometrische Beschreibung der Verdrahtung einer Zentraleinheit umfaßt eine solche Menge von Informationen, daß die Erstellung der Steuermedien für die Fertigungseinrichtungen selbst nur mit Datenverarbeitungsanlagen unter Einsatz umfangreicher Programmsysteme möglich ist.

Um geätzte Schaltungen und umfangreiche Verdrahtungen automatisch prüfen zu können, hat Siemens den rechnergesteuerten Verdrahtungsprüfautomaten „VD 20“ entwickelt, mit dem alle Anschlußpunkte einer Verdrahtung untereinander auf Durchgang und Isolation selbsttätig geprüft werden. Er ist für beliebige Verdrahtungseinheiten geeignet, zum Beispiel für Kabelbäume, Verdrahtungsfelder, verdrahtete Ge-



Links: Rechnergesteuerter Verdrahtungsprüfautomat „VD 20“ mit Protokoll-Blattschreiber, Zentraleinheit, Matrixschrank und Anpassungseinheit zum selbsttätigen Prüfen von geätzten Leiterplatten. Rechts: Prüfadapter für mehrlagige Leiterplatten

stelle, unbefestigte geätzte Leiterplatten (auch zweiseitig kaschierte Platten), ferner für Mehrlagenverdrahtungen (Multilayers) usw. Die Prüfung erfolgt durch elektrische Messung zwischen den Anschlußpunkten der Schaltung, und zwar auf Stromdurchgang und Isolation sowie auf Strombelastbarkeit und Spannungsfestigkeit.

Der Prüfautomat arbeitet rechnergesteuert mit Hilfe eines Siemens-Kleinrechners „101“ oder eines Prozeßrechners des Siemens-Systems „300“. Der jeweilige Rechner wird über eine normierte Nahtstelle mit der Prüfperipherie verbunden. Zum Erstellen der Prüfprogramme stehen besondere Programmiersysteme zur Verfügung. Außerdem kann der Automat nach einem Muster durch Selbstprogrammierung das entsprechende Prüfprogramm erzeugen.

Nach Einlegen des Prüflings in die Anpassungseinheit (Adapter) beziehungsweise nach Anschalten der Prüfleitungen an die Eingangs- und Ausgangsklemmen der Verdrahtung wird der Prüflauf durch Tastendruck gestartet. Aufgetretene Fehler werden mit Lampen auf dem Bedienungsfeld angezeigt und zugleich von dem angeschlossenen Blattschreiber (Fernschreibmaschine) in Form eines Prüfprotokolls im Klartext protokolliert.

Für die Durchgangsmessung ist eine Brückenschaltung eingesetzt, deren Vergleichswiderstand auf Werte zwischen 1 und 9 Ohm programmiert werden kann. Der Automat stellt nun fest, ob der unbekannte Verdrahtungswiderstand über dem vorgegebenen Vergleichswiderstand liegt. Jede „Schlecht“-Verbindung wird protokolliert. Zur Isolationsmessung wird die Meßspannung (max. 3000 V) vorprogrammiert und der Isolationsstrom bei vorgegebener Meßschwelle des Isolationswiderstandes (1 ... 90 MΩ) gemessen. Auch hier protokolliert man jede Fehlerstelle. Außerdem erfolgt anschließend eine weitere automatische Fehlersuche nach anderen unerwünschten Verbindungen innerhalb der Verdrahtung.

Sämtliche Anschlußpunkte des Prüflings sind während der Meßdauer mit dem Prüfautomaten verbunden und werden nach Prüfprogramm über Relais mit Schutzgaskontakten an die Meßschaltung gekoppelt. Es sind etwa 3000 Einzelmessungen in der Minute

möglich. Als Bindeglied zwischen Prüfling und Automat wird ein Matrixschrank für maximal 64 000 Anschlußpunkte verwendet. An einer Zentraleinheit können Matrixschränke für 500 V und solche für 3000 V Prüfspannung angeschlossen werden. Ein Matrixschrank nimmt acht Matrixeinheiten mit jeweils sechzehn 32poligen Schutzgasrelais (Reed-Relais) auf. Über eine 128polige Steckereinheit ist der Matrixschrank mit dem Adapter verbunden. Solche Adapter gibt es für die verschiedenen Formen der neuzeitlichen Schaltungstechnik. Für geätzte Leiterplatten mit

einem aktiven Feldraster von 1/10" sowie für verdrahtete Rahmen mit 5-mm-Raster (Wrapstifte) steht ein Universal-Adapter zur Verfügung, mit dem sich Widerstände bis zu 10^8 Ohm erfassen lassen.

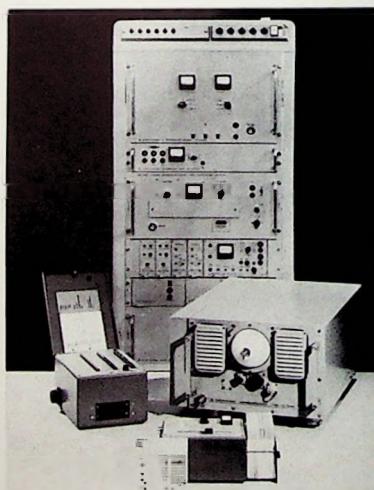
Dieser hier skizzierte Aufwand zur Erreichung einer hohen Fertigungssicherheit ist erforderlich, um einerseits die Vielfalt und Feinheit der Strukturen im Leiterbild zu beherrschen und andererseits die Wirtschaftlichkeit bei der Vielzahl der Arbeitsschritte sicherzustellen. (Nach Siemens-Unterlagen)

Sendertechnik

Kurzwellen-Universalsender mit Programmierzusatz

Um in Funkdiensten mit festen, vorgegebenen Sendeprogrammen (Frequenz, Sendeart) dem Operator ein einfaches, schnelles und vor Einstellfehlern freies Mittel für die Bedienung der Sender zu geben, wurde von Rohde & Schwarz für den Kurzwellen-Universalsender „SK 1/39“ der Programmierzusatz „GB 001“ entwickelt. Die Programmträger sind hierbei einfach zu programmierende, verschleißfeste Kunststoffkarten, von denen jede einzelne alle Einstellbefehle für die Sendefrequenz in 100-Hz-Schritten, Sendeart sowie Hub und Tastgeschwindigkeit enthält. Der Programmwechsel vollzieht sich vollautomatisch nach Einstecken der Programmplatte in das Bediengerät, dessen Aufstellungsort bis zu etwa 500 m von der Sendeantenne entfernt sein kann.

Wird der Sender an Antennen betrieben, deren Eingangswiderstand um mehr als $s = 2$ vom Kabelnennwiderstand (50 Ohm) abweicht, so ist ein Antennenanpaßgerät erforderlich. Um die Antennenanpassung automatisch durchführen zu können, entstand bei Rohde & Schwarz eine neue Abstimmeinheit, bestehend aus Antennenanpaßgerät und einem von Hand zu bedienenden Programmiergerät, mit dem sich das Einstellen der Transformationselemente einfach vornehmen läßt. Der Einstellbefehl für die Abstimmeinheit kann zusätzlich auch in die Programmplatte übertragen werden. Da die Einstellzeit



1-kW-Kurzwellen-Universalsender „SK 1/39“ von Rohde & Schwarz (Hintergrund) mit Abstimmeinheit (Programmiergerät Mitte links, Antennenanpaßgerät Mitte rechts) sowie Programmierzusatz „GB 001“ (vorn), dessen Programmplatte alle Einstellbefehle für die Sendeantenne enthält

für die Abstimmeinheit nur wenige Millisekunden beträgt, hat sie keinen Einfluß auf die kurze, nur weniger als 10 s betragende Abstimmzeit des Senders „SK 1/39“.

Vorspannungserzeugung bei MOS-Feldeffekttransistoren

1. Vorbemerkungen

Für Feldeffekttransistoren¹⁾ gibt es weite Anwendungsbereiche, zum Beispiel HF-Verstärker und Mischstufen, ZF- und NF-Verstärker, Elektrometer- und Speicheranordnungen, Abschwächer und Schaltstufen.

Von den verschiedenen FET-Bauformen scheint sich der Dual-Gate-Metall-Oxid-FET beispielweise besonders gut für HF-Verstärkerstufen zu eignen; er weist niedrige Rückwirkungskapazität und hohe Steilheit auf, und sein Kreuzmodulationsverhalten bei automatischer Schwundregelung ist hervorragend.

In bezug auf die Vorspannungserzeugung für Feldeffekttransistoren kennt man verschiedene, etwas voneinander abweichende Methoden – je nach der Art des verwendeten Feldeffekttransistors. Die meisten dieser Verfahren seien nachstehend an Hand verschiedener typischer Beispiele betrachtet.

Sämtliche FET – auch die Sperrsichtausführungen – lassen sich in selbstleitende und selbstsperrende Typen unterteilen. Andere Bezeichnungen für diese beiden Arten sind „Verarmungs-“ (depletion) beziehungsweise „Anreicherungs-“-Typen (enhancement). Diese Klassifizierung beruht auf dem Leitungsverhalten des FET-Kanals bei der Gate-Spannung 0. Bei einem selbstleitenden FET sind auch, wenn keine Spannung am Gate liegt, Ladungsträger im Kanal vorhanden, und es kann ein Strom fließen. Erhöht man die Spannung am Gate, dann werden noch mehr Ladungsträger in den Kanal gezogen, und seine Leitfähigkeit steigt weiter an. Ein selbstsperrender FET-Typ ist dadurch gekennzeichnet, daß bei der Gatespannung 0 oder bei „abwärts“ gerichteter Gatespannung keine nennenswerte Stromleitung erfolgt. Das Gate muß erst „aufwärts“ vorgespannt werden, um aktive Ladungsträger zu erhalten und einen Stromfluß durch den Kanal zu ermöglichen.

Im Bild 1 sind Prüfschaltungen gezeigt, mit deren Hilfe man an Feldeffekttransistoren – sowohl mit Sperrsicht- wie auch mit isoliertem Gate – den Drainstrom I_{DSS} bei der Gatespannung 0 bestimmen kann. Ein Sperrsicht-Feldeffekttransistor, wie er im Bild 1a dargestellt ist, ist immer ein selbstleitender Typ und gestattet deshalb die Messung eines I_{DSS} -Wertes. FET mit isoliertem Gate – auch MOS-FET genannt – können selbstleitend oder auch selbstsperrend sein. Für die selbstleitenden Typen ermöglicht die Schaltung nach Bild 1b eine Messung von I_{DSS} , während bei selbstsperrenden Typen in diesem Fall kein Strom fließt.

Das Transistorsymbol im Bild 1b zeigt eine durchgehende Kanallinie, womit der selbstleitende Kanal („normally ON“) des Verarmungstyps veranschaulicht werden soll. Beim Anreicherungstyp benutzt man eine durchbrochene Linie für den Kanal, um auf diese Weise den selbstsperrenden Kanal („normally OFF“) zu symbolisieren (s. Bild 8).

Während selbstsperrende Typen nur mit Vorspannung in Aufwärtsrichtung betrieben werden (bei abwärts gerichteter Vorspannung würde eben kein Drainstrom fließen), darf die Vorspannung bei selbstleitenden Typen sowohl „aufwärts“ wie „abwärts“ gerichtet sein. Für Sperrsicht-FET allerdings ist der Aufwärtsbereich sehr beschränkt, denn schon bei Gatespannungen von mehr als 0,3 V beginnt die Eingangsdiode zwischen Gate und Source zu leiten, wodurch sich eine nicht zu vernachlässigende Belastung der Signall-

quelle ergibt. Selbstleitende MOS-FET dagegen lassen sich sowohl im Verarmungs- wie auch im Anreicherungsbereich betreiben, denn Einschränkungen durch eine Gatediode gibt es hier nicht.

Die im Bild 1 gezeigten Feldeffekttransistoren sind Einkanalauflösungen mit einem Gate – sogenannte Trioden. Prinzipiell hat man sowohl bei Sperrsicht- wie auch bei Transistoren mit isoliertem Gate die Möglichkeit, das Substrat als zusätzliche Steuerelektrode zu verwenden. In den meisten Schaltungen ist dies aber nicht erforderlich, und man verbindet das Substrat entweder mit der Source oder legt es an ein festes Potential.

Braucht man bei einer Schaltung zwei voneinander unabhängige Steuermöglichkeiten, dann verwendet man im allgemeinen einen Dual-Gate-MOS-Transistor, also einen Typ mit zwei Gates, wie er im Bild 2 gezeigt ist. Bei diesen Bauelementen hat man zwei einzelne Kanäle, die in Serie geschaltet sind und über je ein voneinander unabhängiges Gate gesteuert werden. Bei neueren Dual-Gate-Ausführungen findet man darüber hinaus Schutzmaßnahmen für die Gates in Form von gegeneinander geschalteten Dioden, wie es im Bild 2b zu erkennen ist. Das Substrat ist bei diesen Ausführungen intern mit der Source verbunden.

2. Vorspannungserzeugung für einen MOS-Transistor mit einem Gate

Die Vorspannung für einen MOS-Transistor mit einem Gate läßt sich auf drei verschiedene Arten gewinnen, die im Bild 3 zusammenge stellt sind: a) automatische Gatevorspannungserzeugung, b) feste Vorspannung aus einer externen Quelle, c) Kombination dieser bei-

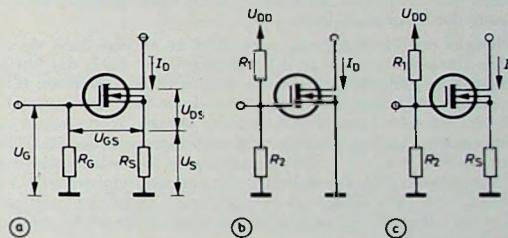


Bild 3. Schaltungen zur Vorspannungserzeugung für Single-Gate-Transistoren; automatische Vorspannungserzeugung (a), feste Vorspannung aus externer Spannungsquelle (b), Kombination von automatischer und fester Vorspannung (c)

den Verfahren. Die Berechnung einer Schaltung für automatische Gatevorspannungserzeugung ist recht einfach. Möchte man beispielsweise einen MOS-Transistor 3N128 (selbstleitender N-Kanal-Typ) mit einer Drain-Source-Spannung U_{DS} von 15 V und einer Klein signalsteilheit g_{fs} von 7,4 mA/V betreiben, dann entnimmt man zunächst einmal den Kennlinien über den Zusammenhang von Steilheit und Drainstrom wie im Bild 4a den für die gewünschte Steilheit erforderlichen Drainstrom I_D . Eine andere Kennlinie – wie die im Bild 4b – liefert dann den für diesen Drainstrom I_D benötigten Wert für die Spannung U_{GS} zwischen Gate und Source. Mit den so gefundenen Werten $U_{DS} = 15$ V, $I_D = 5$ mA, $U_{GS} = -1,1$ V und $U_G = 0$ läßt sich dann die Schaltung berechnen.

$$U_S = U_G - U_{GS} = 1,1 \text{ V}, \quad (1)$$

$$R_S = U_S/I_D = 1,1/0,005 = 220 \text{ Ohm}, \quad (2)$$

$$U_{DD} = U_{DS} + U_S = 15 + 1,1 = 16,1 \text{ V}. \quad (3)$$

Bei einer Schaltung mit fester Vorspannung aus einer externen Vorspannungsquelle wird die Berechnung schwieriger. Zum Beispiel ist im Bild 3b zur Bereitstellung der Vorspannung $U_{GS} = -1,1$ V ein Spannungsteiler aus R_1 und R_2 erforderlich. Abgesehen davon, daß man dazu nun eine negative Spannungsquelle braucht, gibt es aber noch eine größere Schwierigkeit:

Die oben durchgeführten Berechnungen für die Vorspannungserzeugung beruhten auf der ausgezogenen Kurve im Bild 4b. Diese Kurve aber stellt Mittelwerte dar. Die Drainströme einzelner Transistoren können nun in einem weiten Bereich streuen, wie dies durch die gestrichelt gezeichneten Kurven H und L , die die oberen (high) und unteren (low) Grenzwerte darstellen, veranschaulicht ist. Bei

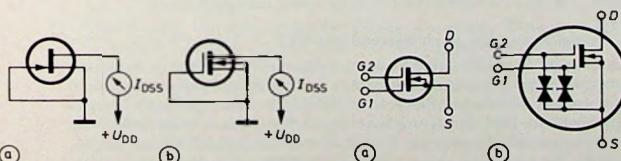


Bild 1. I_{DSS} -Prüfschaltungen für Feldeffekttransistoren mit Sperrsicht (a) und mit isoliertem Gate (b)

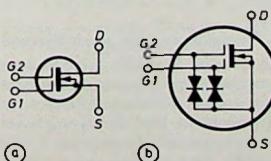
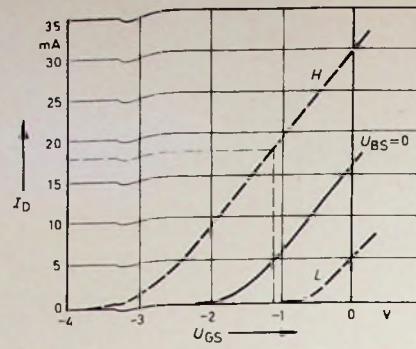
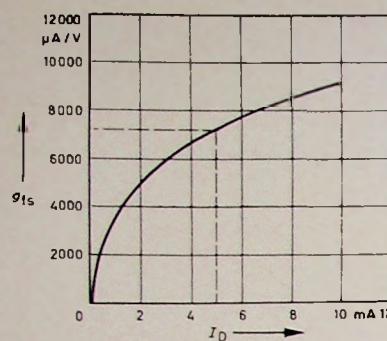


Bild 2. Dual-Gate-MOS-Transistoren; übliche Darstellung (a), abgeändertes Symbol (b), das auch die Gateschutzschaltung berücksichtigt

Seymour Reich ist Applikations-Ingenieur bei RCA, Sommerville, N.J., USA.

¹⁾ Zastrow, P.: Feldeffekttransistoren. Funk-Techn. Bd. 26 (1971) Nr. 2, S. 69–70, Nr. 3, S. 104–105, Nr. 4, S. 140, 142, und Nr. 5, S. 181–182



(a)

(b)

Bild 4. Kennlinien des Single-Gate-MOS-Transistors 3N128: Steilheit g_{ds} als Funktion des Drainstroms I_D (a), Drainstrom I_D als Funktion der Spannung U_{GS} zwischen Gate und Source (b); Source- und Substrat an Masse, $T_A = 25^\circ\text{C}$, $f = 1\text{ kHz}$, $U_{DS} = +15\text{ V}$

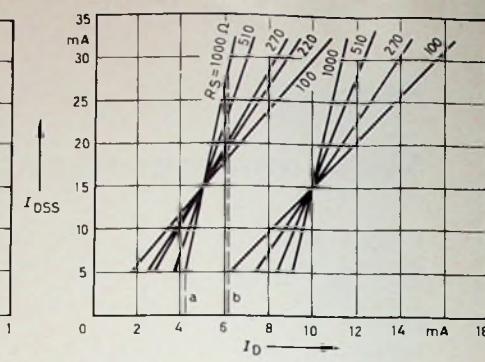


Bild 5. Drainstrom I_{DSS} bei Gate-Vorspannung Null als Funktion des Drainstroms I_D für verschiedene Werte des Source-Widerstandes R_S (in Ohm) bei einem 3N128, $U_{DS} = +15\text{ V}$

einer festen Gatevorspannung von $-1,1\text{ V}$ kann also der Drainstrom zwischen 0 und $18,5\text{ mA}$ streuen. Es dürfte klar sein, daß man irgendeine Gleichstromgegenkopplung braucht, um den Drainstrom im Hinblick auf die Fertigungsstreuungen zu stabilisieren. Bei der im Bild 3c gezeigten Kombinationsanordnung verwendet man verhältnismäßig hohe Werte für R_S , um den Streubereich des Drainstroms auf wenige Milliampere nach oben oder unten einzuschränken. Im Bild 5 sind die I_{DSS} -Werte für verschiedene Werte von R_S als Funktion von I_D aufgetragen. Üblicherweise kann I_{DSS} für einen 3N128 zwischen 5 und 25 mA liegen; die Streuung beträgt also 20 mA .

Verwendet man einen Sourcewiderstand von 220 Ohm , wie er im vorigen Beispiel berechnet wurde, dann geht der Streubereich auf etwa 5 mA zurück; das bedeutet eine Verbesserung um den Faktor 4. Je höher der Wert von R_S gewählt wird, desto geringer wird die Streuung der Drainstromwerte.

Als Beispiel soll die Schaltung nach Bild 3c so berechnet werden, daß der Drainstrom um nur $\pm 1\text{ mA}$ abweichen darf; die übrigen Bedingungen sollen die gleichen sein wie im vorigen Beispiel. Bild 5 zeigt, daß die geforderten Toleranzen mit einem Sourcewiderstand R_S von 1000 Ohm oder mehr erreicht werden können. Nun erzeugt aber ein Ruhestrom von 5 mA in einem Sourcewiderstand von 1000 Ohm einen U_{GS} -Wert von -5 V , der sich mit einem Drainstrom von 5 mA nicht vereinbaren läßt. Zusätzlich zu der automatisch erzeugten Vorspannung muß man deshalb noch eine feste Vorspannung anlegen, die den zu hohen Spannungsabfall am Sourcewiderstand teilweise wieder kompensiert.

Für die Schaltung im Bild 3c ergeben sich dann mit $U_{DS} = 15\text{ V}$, $I_D = 5\text{ mA}$, $U_{GS} = -1,1\text{ V}$ und $R_S = 1000\text{ Ohm}$ folgende Werte:

$$U_S = I_D \cdot R_S = 0,005 \cdot 1000 = 5\text{ V}, \quad (4)$$

$$U_G = U_{GS} + U_S = -1,1 + 5 = 3,9\text{ V}, \quad (5)$$

$$U_{DD} = U_{DS} + U_S = 15 + 5 = 20\text{ V}, \quad (6)$$

$$\frac{U_{DD}}{U_G} = \frac{R_1 + R_2}{R_2} = \frac{20}{3,9} = 5,12. \quad (7)$$

Die unteren Grenzen für R_1 und R_2 ergeben sich aus der maximal zulässigen Belastung für die Eingangsschaltung; den hierfür gültigen Wert setzt man dem resultierenden Widerstand der Parallelschaltung von R_1 und R_2 gleich. Darf also zum Beispiel die Belastung der Eingangssignalquelle nicht größer sein als 50 kOhm , dann errechnen sich R_1 und R_2 zu

$$\frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} = 50\text{ kOhm}, \quad (8)$$

$$\frac{R_1 + R_2}{R_2} = 5,12, \quad (9)$$

$$R_1 = 256\text{ kOhm}, \quad R_2 = 62\text{ kOhm}.$$

In der Praxis läßt sich der Einfluß der Belastung durch diesen Spannungsteiler im allgemeinen mit Hilfe einer Schaltung nach Bild 6 eliminieren.

Die oberen Grenzen für die Werte der Widerstände R_1 und R_2 ergeben sich normalerweise aus praktischen Erwägungen in bezug auf die zu verwendenden Bauelemente, denn die Absolutwerte des Gateleckstroms I_{GS} sind außerordentlich klein. In den wenigen Fällen, in denen I_{GS} die Wahl des Höchstwertes für die Parallelschaltung von R_1 und R_2 beeinflußt, läßt dieser höchstzulässige Wert sich als

Quotient aus dem gerade noch zu vertretenden Spannungsabfall an der Parallelschaltung und dem bei der vorgesehenen Betriebstemperatur maximal auftretenden Leckstrom I_{GS} errechnen; den I_{GS} -Wert entnimmt man den für den betreffenden Transistor veröffentlichten Daten.

I_{GS} setzt sich aus den Leckströmen von Drain und von Source zusammen. Da nun diese Werte im allgemeinen bei der höchstzulässigen Spannung am Gate gegenüber allen anderen Anschlüssen gemessen werden, liegen die veröffentlichten I_{GS} -Werte meistens viel höher, als es unter üblichen Betriebsbedingungen zu erwarten ist. Die nach der oben angegebenen Methode errechneten Werte für R_1 und R_2 enthalten deshalb noch einen erheblichen Sicherheitsfaktor.

3. Substratvorspannung

Wie bereits im Abschnitt 1 erwähnt, weisen viele FET-Trioden einen getrennten Anschluß für das Substrat auf. Mitunter möchte man nämlich hier eine eigene Vorspannung zuführen und das Substrat als zusätzliches Steuerlement verwenden. Eine einfache Anordnung, mit der eine solche Vorspannung erzeugt werden kann, ist im Bild 7a gezeigt. Bei dieser Schaltung hat die Vorspannung U_S am Substrat den Wert $I_D \cdot (R_1 + R_2)$, während die Gatevorspannung U_{GS} den Wert $I_D \cdot R_1$ hat.

Einen Anwendungsfall, in dem immer eine Substratvorspannung erforderlich ist, stellt die Abschwächerschaltung nach Bild 7b dar. Für eine solche Abschwächerschaltung ist ein MOS-Transistor außerordentlich gut geeignet, denn er wirkt wie ein nahezu linearer Widerstand, dessen Wert sich mit Hilfe einer dem Gate zugeführten Gleichspannung in weiten Grenzen verändern läßt. In der Schaltung nach Bild 7b beispielsweise läßt sich ein am Drain liegendes Signal durch Anlegen einer positiven Spannung an das Gate des MOS-Transistors abschwächen. Die dabei erhaltenen Abschwächungen A_V ergibt sich aus der Beziehung

$$A_V = \frac{R_D}{R_D + R_3}. \quad (10)$$

Darin ist der Kanalwiderstand R_D eine Funktion der Gate-Vorspannung und läßt sich zwischen etwa 100 Ohm und 10^6 MOhm variieren. Entsprechend dem Aufbau des MOS-Transistors muß nun aber der Drain gegenüber dem Substrat immer positiv sein; andernfalls würde die bei der Diffusion entstehende Drain-Source-Diode leitend werden. Das Substrat muß also in Sperrrichtung vorgespannt werden, und zwar mindestens um den Wert, den die negativen Spitzen des am Drain liegenden Signals ausmachen. Bild 7b veranschaulicht, wie eine entsprechende Vorspannung herzustellen ist.

4. Vorspannung für einen Sperrsicht-FET

Die bereits für MOS-Trioden beschriebenen Verfahren zur Vorspannungserzeugung lassen sich ohne weiteres auch für Sperrsichttypen anwenden. Allerdings gilt hier ein Vorbehalt: Das Steuergate eines Sperrsicht-Feldefektftransistors ist in Form einer in Sperrrichtung betriebenen Diode aufgebaut, und man muß deshalb dafür sorgen, daß die Vorspannung immer einen Durchlaßbetrieb dieser Diode verhindert. Das hat zur Folge, daß ein Sperrsicht-FET fast immer nur im Verarmungsbereich betrieben werden kann.

Obgleich die bisher im Hinblick auf die Vorspannungserzeugung angestellten Überlegungen für alle Arten von Single-Gate-Transistoren gelten, soll hier daran erinnert werden, daß man bei selbststreuenden Typen mit Hilfe der Vorspannung überhaupt erst einmal dafür sorgen muß, daß ein Drainstrom fließt, bevor der Transistor als Verstärker benutzt werden kann. Für derartige Bauelemente muß man deshalb immer mit einer festen Vorspannung entsprechend den Bildern 3b und 3c arbeiten. Außerdem ist es wünschenswert, mit Hilfe

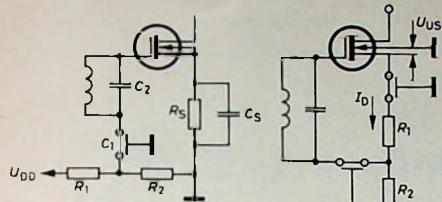


Bild 6. Schaltung, bei der die Belastung des Eingangs durch den Gate-Spannungsteiler eliminiert wird

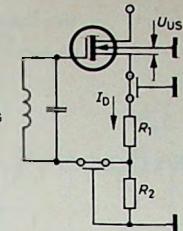


Bild 7. Schaltungen zur Erzeugung der Substratvorspannung

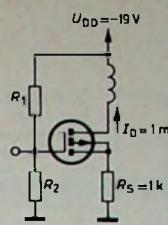
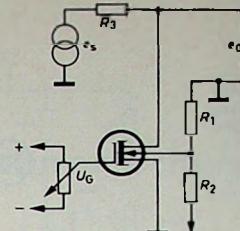


Bild 8. Schaltung zur Erzeugung der Vorspannung an einem selbstperrenden MOS-Transistor

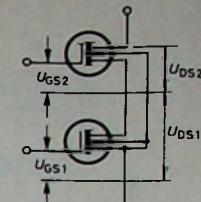


Bild 9. Darstellung der an einem Dual-Gate-MOS-Transistor auftretenden Teilspannungen

eines Sourcewiderstandes die Drainstromstreuungen einzuengen. In der Schaltung nach Bild 3c sorgt die automatische Vorspannungserzeugung hierfür, während die feste Vorspannung für das Fließen eines Drainstroms sorgt.

Als Beispiel für eine derartige Vorspannungserzeugung soll angenommen werden, daß ein selbstperrender P-Kanal-MOS-Transistor vom Typ 2N4065 bei Raumtemperatur mit einer Betriebsspannung von 19 V, einem Sourcewiderstand von 1000 Ohm und einem Drainstrom von 1 mA betrieben werden soll; die entsprechende Schaltung zeigt Bild 8. Um die Schaltung für die Erzeugung der Vorspannungen zu vervollständigen, müssen die Werte für R_1 und R_2 so bestimmt werden, daß man einen resultierenden Eingangswiderstand von 10 kOhm erhält.

Der Transistor 2N4065 weist im Mittel eine Abschnürspannung von $-5,3$ V auf; für einen Drainstrom von 1 mA braucht man eine Gatespannung von etwa $-9,2$ V. (Die Abschnürspannung U_{TH} eines selbstperrenden Feldeffekttransistors ist mit der Cutoff-Spannung eines selbstleitenden Typs vergleichbar: Es ist diejenige Gatespannung, bei der ein Drainstrom zu fließen beginnt. Üblicherweise wird sie für Drainstromwerte zwischen 10 und $100 \mu\text{A}$ angegeben.)

Die einzelnen Größen für die Anordnung nach Bild 8 errechnen sich dann zu

$$U_S = I_S \cdot R_S = (-0,001) \cdot (1000) = -1 \text{ V}, \quad (11)$$

$$U_{DS} = U_{DD} - U_S = -19 + 1 = -18 \text{ V}, \quad (12)$$

$$U_G = U_{GS} + U_S = -9,2 - 1 = -10,2 \text{ V}, \quad (13)$$

$$\frac{R_1 + R_2}{R_2} = \frac{U_{DD}}{U_G} = \frac{19}{10,2} = 1,86, \quad (14)$$

$$\frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} = 10 \text{ kOhm}, \quad (15)$$

$$R_1 = 18,6 \text{ kOhm}, \quad (16)$$

$$R_2 = 21,5 \text{ kOhm}. \quad (17)$$

5. Vorspannungserzeugung für Dual-Gate-MOS-Transistoren

Ein Dual-Gate-MOS-Transistor – wie der im Bild 9a gezeigte – ist in Wirklichkeit eine Kombination von zwei Single-Gate-MOS-Transistoren, die in Kaskodeschaltung angeordnet sind; dies ist im Bild 9b veranschaulicht. Die Teilspannungen, die zu jedem der Einzeltransistoren gehören, lassen sich wie folgt analysieren:

$$U_{DS} = U_{DS1} + U_{DS2}, \quad (18)$$

$$U_{G2S} = U_{DS1} + U_{GS2}, \quad (19)$$

$$U_{G1S} = U_{GS1}. \quad (20)$$

Kurven, die die Spannungsverteilung an einem Dual-Gate-MOS-Transistor 3N140 darstellen, sind im Bild 10 gezeigt. Man kann hier erkennen, daß bei einer Spannung U_{G1S} zwischen Gate 1 und Source von 0 V, einer Betriebsspannung U_{DD} von +15 V und einer Spannung U_{G2S} von +3 V zwischen Gate 2 und Source am „unteren“ Teiltransistor eine Drain-Source-Spannung von etwa +2,75 V liegt, und daß das Gate 2 in bezug auf seine eigene Source um etwa 0,25 V positiv ist. Aus diesen Kurven kann man erklären, warum die Spannung am Gate 2 entsprechend den Vorschlägen für typische Betriebsbedingungen von Dual-Gate-MOS-Transistoren immer verhältnismäßig stark positiv liegen muß, etwa bei +4 V.

Kennlinien für den 3N140 sind im Bild 11 gezeigt. Mit Hilfe dieser Kurven läßt sich der Arbeitspunkt des Transistors bestimmen. Beispielsweise soll in einem typischen Anwendungsfall ein 3N140 mit einer Drain-Source-Spannung von 15 V und einer Steilheit von $10,5 \text{ mA/V}$ betrieben werden. Wie man im Bild 11a erkennt, läßt sich der gewünschte g_{tr} -Wert mit einer Gate-2-Source-Spannung U_{G2S} von +4 V und einer Gate-1-Source-Spannung U_{G1S} von

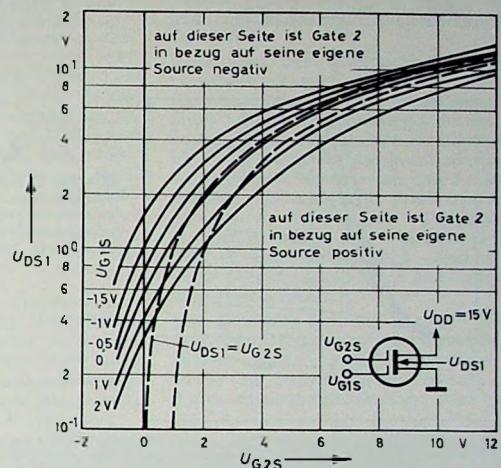


Bild 10. Spannungsverteilung an einem Dual-Gate-MOS-Transistor 3N140

–0,45 V erhalten. Aus Bild 11b ergibt sich, daß zu diesen Werten ein Drainstrom von 10 mA gehört.

Im Bild 12 sind zwei Schaltungen dargestellt, mit denen sich diese Betriebsbedingungen für einen 3N140 erhalten lassen. Für den beschriebenen Anwendungsfall sei angenommen, daß die Belastung am Gate 1 25 kOhm betragen darf und daß das Gleichspannungspotential am Gate 2 festliege; HF-mäßig sei Gate 2 gegen Masse verblockt. Die übrigen Vorspannungsverhältnisse lassen sich dann mit Hilfe der Kurven im Bild 13, in denen I_D als Funktion von R_S dargestellt ist, mit $R_S = 270 \text{ Ohm}$ erhalten.

$$U_S = I_D \cdot R_S = +2,7 \text{ V}, \quad (21)$$

$$U_{G1} = U_{G1S} + U_S = +2,25 \text{ V}, \quad (22)$$

$$U_{G2} = U_{G2S} + U_S = +6,7 \text{ V}, \quad (23)$$

$$U_{DD} = U_{DS} + U_S = +17,7 \text{ V}. \quad (24)$$

Die Werte für die ohmschen Spannungsteiler, von denen die passenden Gatevorspannungen abgegriffen werden können, werden in der gleichen Weise berechnet wie schon im Abschnitt 2 für die Single-Gate-Transistoren. Für die Schaltung im Bild 12a ergeben sich $R_3 = 197 \text{ kOhm}$, $R_1 = 28,6 \text{ kOhm}$ und $R_1/R_2 = 11/6,7$.

Die Schaltung nach Bild 12a verwendet man normalerweise für HF-Mischer und HF-Verstärkerschaltungen, die ohne automatische Verstärkungsregelung arbeiten. Für HF-Verstärkerstufen mit Schwundregelung empfiehlt sich die Schaltung nach Bild 12b. Bei dieser Anordnung wird das HF-Signal dem Gate 1, die Regelspannung dem Gate 2 zugeführt.

Der Dual-Gate-MOS-Transistor ist für schwundgeregelte HF-Verstärker besonders geeignet, weil er auf Grund des allen MOS-Bauelementen eigentümlichen sehr hohen Gleichstrom-Eingangswiderstandes praktisch keine Regelleistung verbraucht. Außerdem hat der MOS-Transistor den Vorteil, ohne Schwierigkeiten einen verzögerten Schwundregelkreis zu ermöglichen, und seine Kreuzmodulations-eigenschaften in Abhängigkeit von der Regelung sind ausgezeichnet. Führt man die Regelspannung dem Gate 2 zu und ändert gleichzeitig auch die Vorspannung am Gate 1, dann lassen sich die Kreuzmodulations-eigenschaften in Abhängigkeit von der Regelung noch verbessern.

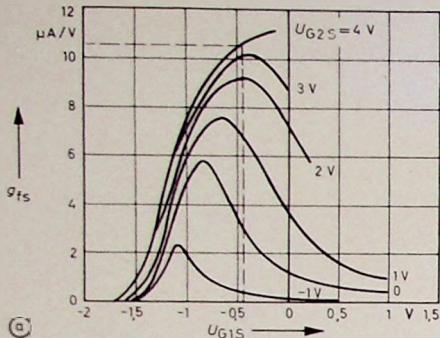


Bild 11. Kennlinien für den 3N140; Sourcebasisschaltung, Umgebungstemperatur $T_A = 25^\circ\text{C}$, $f = 1\text{ kHz}$, Eingangssignal 1 mV an G 1, $\blacktriangleleft U_{DS} = +15\text{ V}$

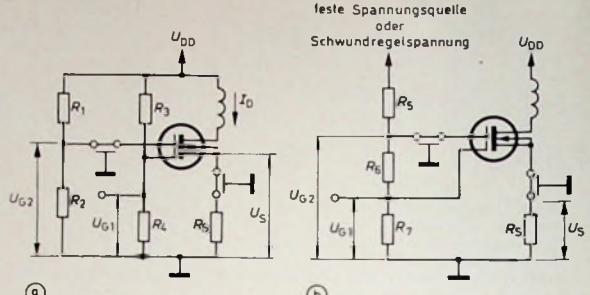


Bild 12. Typische Schaltungen zur Vorspannungserzeugung für den 3N140

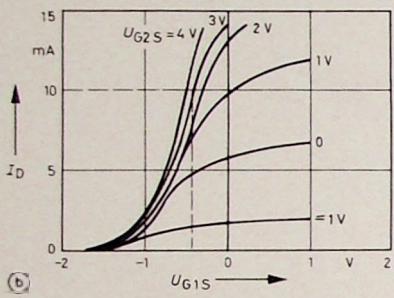


Bild 13. Drainstrom I_{DSS} bei Gatespannung 0 V in Abhängigkeit vom Drainstrom I_D für verschiedene Werte von R_S (in Ω) beim Transistor 3N140; $U_{G2S} = +4\text{ V}$, $U_{DS} = +15\text{ V}$

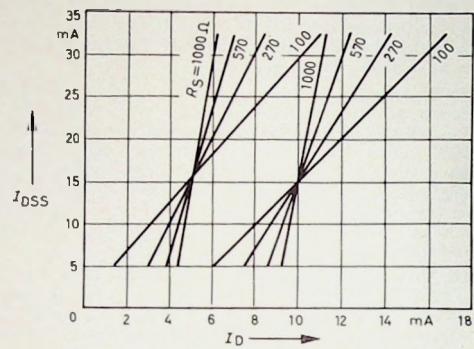


Bild 14. Drainstrom I_D und Steilheit g_{fs} des 3N140 als Funktion der Temperatur θ mit Parameter R_S (in Ω); $U_{DS} = +15\text{ V}$, $U_{G2S} = +4\text{ V}$, $f = 1\text{ kHz}$

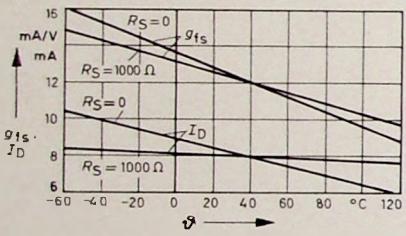
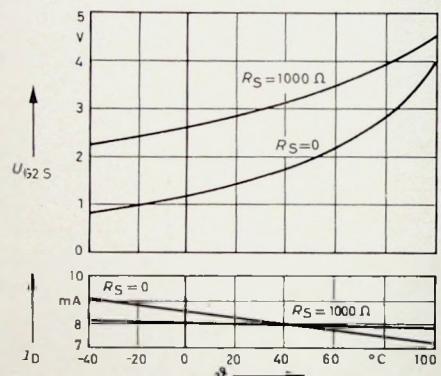


Bild 15. Drainstrom I_D und die am Gate 2 zur Konstanthaltung von I_D gegenüber der Source erforderliche Spannung U_{G2S} als Funktion der Temperatur θ mit Parameter R_S (in Ω); $U_{DS} = +15\text{ V}$, $g_{fs} = 9,5\text{ mA/V}$, $f = 1\text{ kHz}$



6. Kompensation von Temperatureinflüssen mit Hilfe der Vorspannungen

Im Gegensatz zu den Verhältnissen bei bipolaren Transistoren zeigen die typischen Werte des Drainstroms bei MOS-Transistoren einen negativen Temperaturkoeffizienten. Das bedeutet, daß Drainstrom und Verlustleistung mit steigender Temperatur kleiner werden; ein thermisches Weglaufen des Drainstroms bei höheren Temperaturen ist deshalb nicht möglich. Nun werden aber leider auch die Steilheit und die HF-Leistungsverstärkung mit wachsender Temperatur kleiner. Im Bild 14 sind der Drainstrom und die Steilheit in Abhängigkeit von der Temperatur dargestellt. Diese Kurven zeigen aber auch, daß der Sourcewiderstand R_S einen Kompensationseffekt bewirkt; bei einem R_S -Wert von $1000\text{ }\Omega$ werden die Änderungen des Drainstroms ganz erheblich verringert.

Die Änderungen der Steilheit lassen sich mit Hilfe einer Regelspannung praktisch eliminieren, die sich aus einem temperaturabhängigen Spannungsteiler für das Gate 2 gewinnen läßt. Die Werte für den ohmschen Spannungsteiler in der Schaltung nach Bild 12a wurden beispielsweise so bestimmt, daß sich bei Raumtemperatur eine Steilheit von $9,5\text{ mA/V}$ einstellt. Dann änderte man die Temperatur des Bauelementes im Bereich zwischen -45°C und $+100^\circ\text{C}$. Im Bild 15 sind nun die Werte für die Spannung U_{G2S} zwischen Gate 2 und Source zusammengestellt, die bei R_S -Werten von 0 beziehungsweise $1000\text{ }\Omega$ erforderlich waren, um die Steilheit über diesen ganzen Temperaturbereich konstant zu halten.

In einer praktisch ausgeführten Schaltung kann man entsprechende Spannungswerte dem Gate 2 zuführen, indem man entweder R_1 oder die Kombination von R_1 und R_2 aus temperaturabhängigen Widerständen aufbaut und diese thermisch mit dem Gehäuse des MOS-Transistors koppelt. Ein solches Thermistornetzwerk läßt sich so auslegen, daß die Spannung am Gate 2 entweder die Steilheit des Transistors konstant hält oder aber auch eine Änderung der Steilheit mit der Temperatur bewirkt, mit deren Hilfe Veränderungen in anderen Stufen kompensiert werden können. Derartige Temperatureinflüsse auf andere Stufen lassen sich wie folgt abschätzen: Eingangskapazität C_{in} etwa 1% , Eingangswiderstand R_{in} etwa 1% , Rückwirkungskapazität $C_{feedback}$ etwa 1% , Ausgangswiderstand R_{out} etwa 45% , Ausgangskapazität C_{out} etwa 1% .

Diese Daten wurden an einem 3N140 in der Schaltung nach Bild 12a gemessen. Der Drainstrom betrug 8 mA , die Frequenz war 200 MHz , und die Temperatur wurde zwischen 0 und 100°C verändert.

7. Zusammenfassung

Die Vorspannungserzeugung erfolgt für alle Feldeffekttransistoren in ähnlicher Weise. Bei MOS-Feldeffekttransistoren läßt sich der Arbeitspunkt leicht von Fertigungsstreuungen unabhängig halten, indem man Schaltungen mit Sourcewiderstand benutzt. Innerhalb eines vorgegebenen I_{DSS} -Bereichs sind die Streuungen von I_D in der Schaltung umgekehrt proportional der Größe des Sourcewiderstandes. Je höher sein Wert ist, um so kleiner werden auch die Änderungen von I_D in Abhängigkeit von der Temperatur.

Dual-Gate-Feldeffekttransistoren sind in idealer Weise für den Aufbau von geregelten Verstärkerstufen geeignet. Bei ihnen läßt sich die Vorspannungserzeugung so einrichten, daß man für die Zuführung der Regelspannung verschiedene Möglichkeiten hat und auch eine Temperaturkompensation in bezug auf konstante Ausgangsdaten durchführen kann.

Schriftum

Transistor RCA 40673. RCA-Datenblatt Nr. 381

Burns, J. R.: High-frequency characteristics of the insulated-gate field-effect transistor. RCA Rev. Bd. 28 (1967) Nr. 3, S. 385 – 417

• Sevin jr., L. J.: Field-effect transistors. New York, McGraw-Hill

Lee, C. H., u. Reich, S.: An fm tuner using single-gate MOS field-effect transistors as rf amplifier and mixer. RCA application note „AN-3535“

McKeon, E. F.: Crossmodulation effects in single-gate and dual-gate MOS field effect transistors. RCA application note „AN-3435“

Erstes Prozeßrechner-Schulungszentrum in Europa

Nach einer Untersuchung des Instituts für Kybernetik an der Pädagogischen Hochschule in Berlin ist die Hälfte des gesamten während der Schulzeit vermittelten Unterrichtsstoffes nach spätestens 20 Jahren restlos veraltet. Beim Hochschulwissen gilt das bereits nach zehn Jahren. In der Industrie beträgt die „Halbwertszeit des technischen Wissens“ sogar weniger als sieben Jahre. Die Industrie ist daher gezwungen, die Weiterbildung ihrer Mitarbeiter und zum Teil auch der Kunden, denen sie ihre Geräte und Einrichtungen verkauft, weitgehend selbst zu übernehmen. Neben der Schule der Datenverarbeitung, die das Haus Siemens in München – mit zusätzlichen Lehrzentren in Essen, Frankfurt und Hannover – gegründet hat, hat Siemens nun

dem neuesten Stand zu halten, hat Siemens schon vor mehr als zehn Jahren in Karlsruhe seine Mitarbeiter und auch die Mitarbeiter der Kundenfirmen entsprechend geschult und weitergebildet. Im Zeitalter des Prozeßrechners, der inzwischen zum integrierten Bestandteil vieler Automatisierungsanlagen geworden ist, kommt auch den Weiterbildungmaßnahmen in der modernen Meß-, Regelungs- und Steuerungstechnik erhöhte Bedeutung zu. Im Weiterbildungszentrum für Meß- und Prozeßtechnik befaßt man sich daher vor allem mit der elektronischen Meßtechnik, der elektrischen Analysentechnik sowie der Regelungs- und Steuerungstechnik, verbunden mit der Technologie der verschiedenen verfahrenstechnischen Prozesse.

Das Schlagwort vom „permanenteren Lernen“ ist dort bereits Wirklichkeit geworden, denn seit 1959 haben in Karlsruhe mehr als 16 000 Teilnehmer solche Weiterbildungskurse absolviert. Die Anzahl der Kurse und die Anzahl

zum Inhalt. Wie stark der Weiterbildungsbedarf vor allem durch die zunehmende Automatisierung der Verfahrenstechnik und die Ausweitung der Digital-Meßtechnik wächst, geht schon daraus hervor, daß die Teilnehmerzahlen gegenüber dem Vorjahr um 25 % zunahmen.

Gegenüber der kommerziellen Datenverarbeitung geht es bei der Prozeßrechterschulung nicht nur um den Computer schlechthin, sondern stets um eine vollständige Prozeßrechneranlage, die im Echtzeitbetrieb, das heißt schrittweise mit den Ereignissen des Prozesses arbeitet. Entscheidend sind die sogenannten Prozeßelemente mit ihren Prozeßsignalformen, die den Rechner mit dem Prozeß verknüpfen. Erst durch diese Einrichtungen wird der Computer zum Prozeßrechner.

Die Schulung umfaßt darüber hinaus auch die übergeordneten Aufgaben der Betriebsführung mittels Prozeßrechners sowie die verschiedenen Einsatz- und Anwendungsmöglichkeiten. Alle Schu-



Das Prozeßrechner-Schulungszentrum der Siemens AG in Karlsruhe, das erste dieser Art in Europa, bietet in einem eigenen Aufnahmestudio die Möglichkeit, für den Unterricht bestimmte Fernsehauflzeichnungen auf Magnetband herzustellen

Modern eingerichtete Unterrichtsräume, in denen sowohl herkömmliche Lehrmethoden – Lehrer an der Tafel – als auch neue Verfahren wie audiovisueller Unterricht und Tageslichtprojektion eingesetzt werden



in Karlsruhe und Erlangen – mit Schwerpunkt in Karlsruhe – das erste umfassende Prozeßrechner-Schulungszentrum in Europa eingerichtet. Hier werden Angehörige von Kundenfirmen und Mitarbeiter des Hauses gemeinsam mit den grundlegenden Fragen der Prozeßrechner-Anlagentechnik und ihres Einsatzes vertraut gemacht. Im Geschäftsjahr 1969 wurden annähernd 30 Mill. DM für solche Weiterbildungsmäßignahmen ausgegeben, ein erheblicher Teil davon in Karlsruhe.

Eine ausgereifte Gerätetechnik ist heutzutage nicht mehr allein maßgebend für die Instrumentierung von Anlagen der Wärme- und Verfahrenstechnik für beispielsweise Chemiebetriebe, Kraftwerke, Reaktoren usw. Genauso wichtig und in manchen Fällen sogar noch wichtiger sind die Kenntnisse des Personals für Projektierung, Betriebsführung, Wartung und Instandsetzung der Anlagen. Um die Kenntnisse in der Gerätetechnik und der Anlagentechnik auf

der Teilnehmer pro Jahr haben sich in den vergangenen zehn Jahren nahezu vervierfacht. Zur Zeit werden 120 Kurse im Jahr mit etwa 3000 Teilnehmern veranstaltet. Das ergibt zusammengefaßt mehr als 100 000 Hörerstunden. Etwa die Hälfte der Teilnehmer in den Kursen sind Mitarbeiter von Kundenfirmen. Zwei Drittel der Teilnehmer besuchen die Ingenieur-Kurse, ein Drittel die Kurse für Montage- und Wartungspersonal, und nahezu ein Fünftel der Teilnehmer kommt aus dem Ausland.

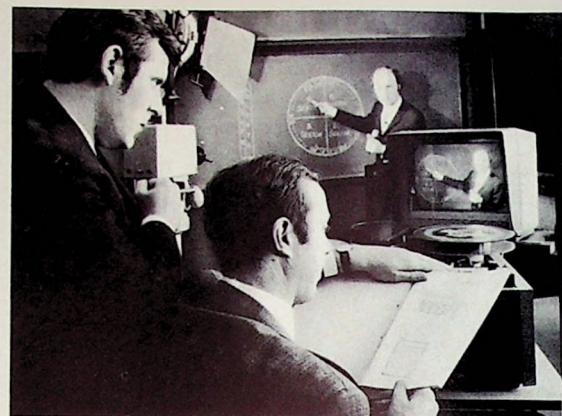
Um die Weiterbildungsmaßnahmen möglichst wirkungsvoll zu gestalten, sind derzeit 14 hauptamtliche und 154 nebenamtliche Dozenten eingesetzt. Im Geschäftsjahr 1969 wurden insgesamt 13 000 Dozentenstunden geleistet. Dabei werden Grund- und Fachkurse mit zum Teil sehr umfangreichen Praktika abgehalten. Die hier benutzten Geräte haben einen Gesamtwert von 2 Mill. DM. Von den genannten 120 Kursen hat nahezu jeder zweite ein anderes Thema

lungsmaßnahmen werden an die wachsenden Aufgaben der Automatisierungstechnik und an ihre programmotechnische Lösung ständig angepaßt. Damit ist sichergestellt, daß die Schulung jeweils auf dem neuesten Stand der Entwicklung ist.

Das Weiterbildungszentrum für Meß- und Prozeßtechnik verfügt für den Unterricht über vier Vortragssäle und zehn Praktikumsräume für elektronische Meßgeräte, verfahrenstechnische Meßgeräte, elektrische und pneumatische Regler sowie für Digital-Systeme. Dabei war es notwendig, die bisherigen konventionellen Unterrichtsmethoden zugunsten neuer multimedialer Lehrsysteme aufzugeben. Dieser Medienvorstand umfaßt den Direkt-Unterricht, die programmierte Unterweisung in Buchform, die Ton-Dia-Schau und den Lehrfilm, die Video-Bandaufzeichnung mit schriftlichem Begleitmaterial und die Verstärkung der „Rückkopplung“ durch Selbstkontrolle im Erfolgstest.



Im Prozeßrechner-Schulungszentrum stehen für Prozeß-Planspiele zwei Prozeßrechner des Siemens-Systems „300“ zur Verfügung



Aufnahme von Unterrichtsfilmen im firmeneigenen Studio des Prozeßrechner-Schulungszentrums mit Fernsehkamera und Videorecorder

Der Einsatz audiovisueller Lehrmethoden kommt auch den ausländischen Geschäftsstellen zugute, da die Videobänder mit entsprechender fremdsprachiger Textspur weitervermittelt werden können. Damit kommt man dann zu einem ähnlichen System, wie es die Open University in England ab Januar 1971 anstrebt: Fernunterricht, ergänzt durch Direkt- oder Präsenzunterricht in Tutoressen. In den deutschen Siemens-Geschäftsstellen wird bereits seit Sommer 1970 nach diesem Verfahren gearbeitet. In Karlsruhe werden in Zukunft etwa 20 bis 30 % des Lehrstoffs diesen apersonalen Unterrichtsmedien zugeordnet.

Die Ausbildung im Prozeßrechner-Schulungszentrum basiert auf einer Reihe von Grundkursen. Darüber hinaus hat Siemens für bestimmte Gebiete spezielle Kurse eingerichtet, deren Lehrstoff weit über das hinausgeht, was in den Grundkursen vermittelt wird. So lernt beispielsweise ein Betriebsingenieur, der mit einer rechnergesteuerten Anlage umgehen muß, die Arbeitsweise des Computers und seine Eingriffsmöglichkeiten in den Prozeß kennen. Außerdem muß er das Programmieren beherrschen. Ähnliches gilt für den Wartungsingenieur und den Operator, die im Schulungszentrum unter anderem auch lernen, Testprogramme zu schreiben und Fehler zu beseitigen. Für den Systemanalytiker ist es schließlich erforderlich, daß er vollständige Automatisierungsprogramme schreiben und spezielle Programme für Überwachung, Steuerung und Regelung aufstellen kann. Für Systemplaner und Programmierer gilt ein ähnlicher Ausbildungsplan. In allen Kursen werden Firmenangehörige und Mitarbeiter von Kundenfirmen grundsätzlich gemeinsam unterrichtet. Dieses Verfahren, das zugleich zu einem regen Gedankenaustausch zwischen Hersteller- und Anwenderseite führt, hat sich bewährt.

Das Prozeßrechner-Schulungszentrum verfügt inzwischen über einen Lehrkörper von elf hauptamtlichen Lehrkräften, die neben technischen Qualifikationen auch über didaktische und pädagogische Fähigkeiten verfügen. Durch die Einführung moderner Lehrmethoden, beispielsweise der audiovisuellen Schulungsmethode, werden in einzelnen

Kursen 40 % der Vorträge als „Fernsehkonserve“ geboten. Dazu kommen noch umfangreiche Lehrgangunterlagen, die ebenfalls von den Lehrkräften erstellt wurden.

Das Prozeßrechner-Schulungszentrum bietet heute fünfzehn verschiedene Kursarten an. Darunter gibt es Kurse, die im Jahr etwa zehn- bis sechzehnmal gehalten werden müssen. So wurden 1969 beispielsweise 73 Kurse abgehalten, davon allein 49 in Karlsruhe, dem Schwerpunkt der Prozeßrechner-Ausbildung. Insgesamt verzeichnete man im letzten Jahr 1800 Teilnehmer, und die Anzahl der Hörertage erreichte die stattliche Zahl von 13 260. Für diesen Zeitraum wurden einschließlich der Übungsstunden am Rechner etwa 1,3 Mill. DM aufgewendet.

Das Prozeßrechner-Schulungszentrum in Karlsruhe, in dem Kursteilnehmer eigene Programme mit beratender Hilfe der Lehrkräfte selbst testen können, verfügt über zwei Computer des Siemens-Systems „300“, eine Maschine des Modells „303“ und eine des Modells „305“. Der Ausbau dieses Schulungs-Rechenzentrums hat über 1 Mill. DM gekostet.

Für die Zukunft rechnet man mit einem weiteren starken Anwachsen der Hörerzahlen. Deshalb hat man im Hause Siemens in Erwägung gezogen, in absehbarer Zeit nicht nur die Anzahl der Lehrkräfte zu erhöhen und weitere Schulungsräume zu schaffen, sondern auch dezentrale Schulungszentren in einzelnen Schwerpunkten des Prozeßrechnereinsatzes aufzubauen.

Elektronik-Lehrgänge der Volkshochschule Hamburg

Anfang April 1971 beginnen die folgenden Elektronik-Lehrgänge:

Elektronik III

Zeitkonstante, Zeitgeberschaltungen mit Halbleitern und Röhren in Vortrag und Versuch, Schaltungsanalyse

M o n t a g s

17.45-19.15 Uhr, Beginn: 5. April

D i e n s t a g s (Parallelkurs)

17.45-19.15 Uhr, Beginn: 6. April

Elektronik III Experimentalkurs

Praktische Versuche der Teilnehmer aus den Theoriekursen I-III (nur in Verbindung mit Elektronik III zu belegen). Stromversorgung für Halbleiter aus dem Netz, Versuche und Messungen an eigenen Schaltungsaufbauten, Vortrag und Diskussion

M o n t a g s

19.30-21.00 Uhr, Beginn: 5. April

D i e n s t a g s (Parallelkurs)

19.30-21.00 Uhr, Beginn: 6. April

Elektronik VI Arbeitskreis A

Einführung in die Digitaltechnik mit eigenen Versuchen, Kippschaltungen,

Energie-Elektronik, Thyatron- sowie Thyristor- und Triac-Schaltungen

M i t t w o c h s

17.45-19.15 Uhr, Beginn: 7. April

Elektronik IX Arbeitskreis B

Vortrag und Diskussion über neueste Entwicklungen auf dem Halbleitergebiet; eigene Experimente an ausgewählten Schaltungen der Linear- und Digitaltechnik

M i t t w o c h s

19.45-21.15 Uhr, Beginn: 7. April

In allen Lehrgängen sind noch einige Plätze frei. Anmeldung beim Dozenten (29 32 72) oder am ersten Abend.

Farbfernsehkurse bei Wega

Zur Zeit finden Farbfernsehkurse für die 110°-Farbfernsehgeräte starkes Interesse. Zum Beispiel führt die Firma Wega für Radio- und Fernsehmeister beziehungsweise -techniker der Fachwerkstätten dreitägige Weiterbildungskurse über die neue 110°-Schaltungstechnik für Wega-Farbfernsehgeräte durch. Im ganzen sind für 1971 zwölf in sich abgeschlossene Kurse vorgesehen. Anmeldungen für die Kurse ab April 1971 können noch erfolgen. Einzelheiten darüber teilt die Verkaufsstelle der Wega-Radio GmbH, 7012 Fellbach, auf Anfrage mit.

Einfache Motorsteuerung

Anwendungsbeispiel: Nachlaufsteuerung für eine Drehantenne

Im folgenden wird eine Schaltung beschrieben, in der ein Kollektormotor mit Halbwelleggleichstrom betrieben wird. Richtung und Höhe dieses Gleichstroms bestimmt ein durch einen Leistungstransistor phasenabhängig gesteuerter Brückengleichrichter. Der Leistungstransistor erhält sein Steuersignal von einer Wechselstrombrückenschaltung über ein Stell- und gegebenenfalls ein Nachführpotentiometer. Nach der Beschreibung des Schaltungsprinzips wird eine dimensionierte Schaltung zur Steuerung einer Drehantenne vorgestellt, und es werden Hinweise für weitere Anwendungen gegeben.

1. Prinzipschaltung

Bild 1 zeigt die Prinzipschaltung der Motorsteuerung. Der Anker eines Gleichstrommotors M liegt in Reihe mit einem Brückengleichrichter $G1$ an der Sekundärwicklung $w2$ des Netztransformators. Ist der Gleichrichter $G1$ an seinem Ausgang nicht belastet, so kann kein Strom fließen, und der Motor steht still. Dies ist bei Mittelstellung des Potentiometers der Fall. Dann ist die aus der Wicklung $w3$ und dem Potentiometer $P1$ gebildete Brückenschaltung auf Null abgeglichen, so daß auch die Basis-Emitter-Spannung des Transistors $T1$ Null ist und kein Kollektorstrom fließen kann.

Dreht man das Potentiometer $P1$ aus der Mittelstellung, so leitet der Transistor $T1$ je nach der Stellung des Potentiometers nur während der positiven oder während der negativen Halbwelle der Spannung an $w2$, so daß der Motorstrom nur jeweils in der einen oder in der anderen Richtung fließen kann. Auf diese Weise wird der Anker des Motors mit einem Halbwelleggleichstrom gespeist, dessen Richtung und Höhe von der Stellung des Potentiometers abhängen.

Bei einem Reihenschlußmotor legt man die Feldwicklung FR mit parallel geschalteter Freilaufdiode $D2$

Ing. GÜNTER PEITZ ist Entwicklungsingenieur im Applikationslabor von Intermetall, Freiburg.

direkt in den Kollektorkreis des Transistors $T1$, so daß FR stets in derselben Richtung vom Strom durchflossen wird. Die Feldwicklung FN von Nebenschlußmotoren muß dagegen über einen zusätzlichen Brückengleichrichter $G2$ dem Anker parallel geschaltet werden, damit in ihr der Strom nur in einer Richtung fließen kann. Bei Verwendung eines Motors mit Permanentfeld erübrigt sich der Anschluß der Feldwicklung.

Die Diode $D1$ verhindert eine Beanspruchung der Basis-Emitter-Strecke des Transistors $T1$ in Sperrrichtung. Der Widerstand $R1$ begrenzt den Basisstrom. An Stelle der Mittelanzapfung der Wicklung $w3$ ist auch ein künstlicher Mittelpunkt, der mit den Widerständen $R2$ und $R3$ gebildet wird, möglich. Der Widerstand $R1$ kann entfallen, wenn die Widerstände $R2$ und $R3$ groß genug gewählt werden.

2. Bemessungshinweise

Im Bild 1 sind aus Gründen der Übersichtlichkeit unter Umständen erforderliche Störschutzbeschaltungen nicht eingezeichnet. Wie erwähnt, wird der Motor mit Halbwelleggleichstrom betrieben, wobei für volle Leistung der Effektivwert der Wechselspannung an $w2$ etwa das 1,5fache der Motornennspannung betragen sollte. Auch die Typenleistung des Netztransformators ist für den 1,5fachen Motornennstrom auszulegen.

Die erforderlichen Grenzwerte für den Transistor $T1$ sind:

Kollektor-Emitter-Spannung

$$U_{CE} > 1,5 \cdot U_{w2 \text{ eff}}$$

Kollektorstrom

$$I_C > 1,5 \cdot I_{\text{mote}}$$

Leistung $P_{\text{tot}} > 0,5 \cdot I_{\text{mote}} \cdot U_{w2 \text{ eff}}$

Dabei bedeutet I_{mote} den Einschaltstrom des Motors. Der Gleichrichter $G1$ wird nach der Spannung an $w2$ und dem 1,5fachen Motornennstrom, $G2$ nach der Spannung an $w2$ und dem 1,5fachen Nennstrom der Feldwicklung FN gewählt.

Die Spannung an $w3$ ist unkritisch. Für reine Drehrichtungs- und Leistungssteuerung genügen 6 ... 30 V. In den Endstellungen des Potentiometers $P1$ soll der Transistor in der jeweiligen Halbwelle bis auf die Restspannung durchgesteuert sein. Das Potentiometer und der Widerstand $R1$ können also um so hochohmiger sein, je größer die Stromverstärkung des Transistors ist. Das gilt sinngemäß auch bei einer künstlichen Mittelanzapfung durch die Widerstände $R2$ und $R3$. Zur Verringerung der für diese Brückenschaltung erforderlichen Leistung empfiehlt es sich, statt nur eines Transistors mehrere Transistoren in Lin- oder Darlington-Schaltung zu kombinieren.

3. Anwendungsbeispiel

Eine praktische Anwendung dieser Steuerschaltung ist beispielsweise die Nachlaufsteuerung für eine Drehantenne. Hier wird trotz geringsten Aufwands an Bauteilen eine Stellgenauigkeit von besser als $\pm 0,5\%$ des größten Drehwinkels erreicht. Sie liegt damit in der gleichen Größenordnung wie die Linearitätstoleranz üblicher

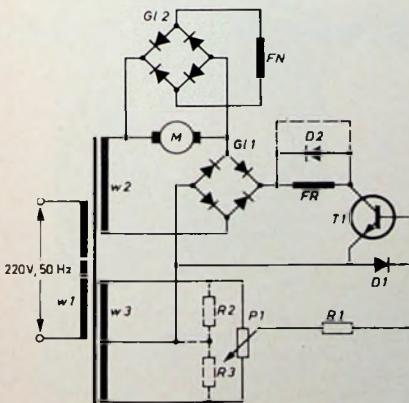
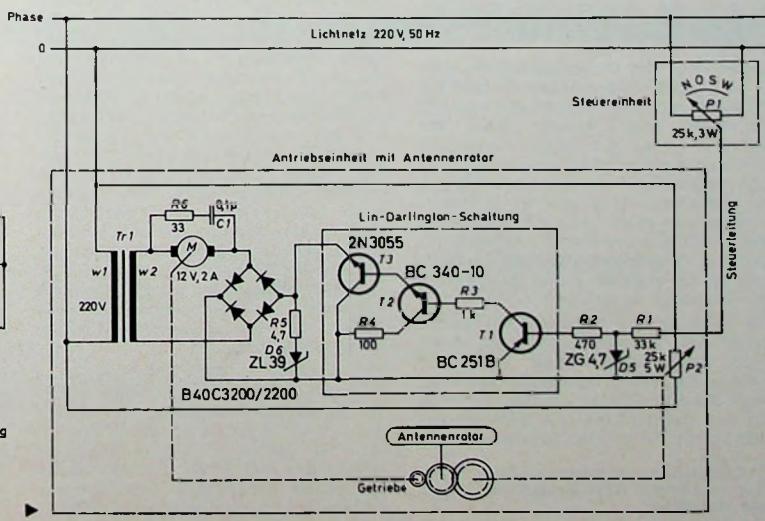


Bild 1. Prinzipschaltung der Motorsteuerung



Präzisionspotentiometer, die selten besser als $\pm 0,25 \dots 2,5\%$ ist¹⁾.

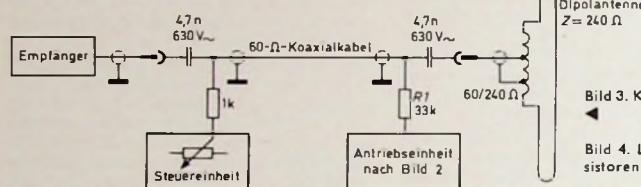
3.1. Schaltung

Das Grundprinzip der im Bild 2 dargestellten Schaltung entspricht der nach Bild 1. Der wesentliche Unterschied ist aber, daß an Stelle einer festen Mittelpunktnachbildung durch Widerstände ein Mitlaufpotentiometer P_2 verwendet wird, das schlupffrei mit dem Antennenrotor gekuppelt ist. Diesen treibt ein 12-V-Scheibenwischermotor mit Permanentmagnetfeld an. Der Motor M ist so angeschlossen, daß beim Verstellen des Potentiometers P_1 das Potentiometer P_2 in Richtung Nullabgleich nachgeführt wird. Außerdem verwendet man hier keinen Einzeltransistor, sondern eine kombinierte Lin-Darlington-

nungen des Motors begrenzt. Diese können sonst leicht die zulässige Kollektor-Emitter-Spannung des Transistors T_3 überschreiten. Das RC-Glied R_6, C_1 dient als Funkenlöschung für den Kollektor des Motors.

Wird die Vergleichsbrücke mit den Potentiometern P_1 und P_2 – wie hier gezeigt – direkt vom Netz betrieben, so sind unbedingt die einschlägigen VDE-Bestimmungen zu beachten. Die Speisespannung für P_1 und P_2 kann aber auch ein Netztransformator liefern. Dies erfordert zwar mindestens eine weitere Leitung, dafür ist dann aber die gesamte Schaltung galvanisch vom Lichtnetz getrennt.

Für verschiedene Speisespannungen der Brückenschaltung ergaben sich die in



Schaltung mit den Schutzwiderständen R_3 und R_4 . Diese verhält sich wie ein PNP-Einzeltransistor mit extrem hoher Stromverstärkung und mit der Emitter-Basis-Schwellenspannung von T_1 . Da der Verstärker wegen dieser Schwellenspannung erst bei einer Eingangsspannung von $0,5 \dots 0,7$ V zu arbeiten beginnt, erfolgt die Nachführung mit einer gewissen Hysterese, die aber um so geringer ist, je höher die Speisespannung der Brücke ist.

Hier wurde deshalb und wegen der einfacheren Schaltung das 220-V-Lichtnetz zur Speisung der Brücke herangezogen, denn dann ist nur eine zusätzliche Steuerleitung erforderlich. Für diese Steuerleitung kann – unter Zwischenschaltung geeigneter Weichen und Trennkondensatoren – die Seele des Koaxial-Antennenkabels verwendet werden. Ein Bemessungsbeispiel für Frequenzen > 50 MHz ist im Bild 3 dargestellt.

Kapazitäten der Steuerleitung bis etwa 10 nF ($\approx 100 \text{ m}$ Koaxialkabel) sind bei Verwendung von Potentiometern bis 100 kOhm ohne Belang, wenn der Schleifer von P_2 eine annähernd gleiche Zusatzkapazität gegen Null erhält. Mögliches Überschwingen läßt sich am einfachsten durch eine große Unterstzung vom Motor zum Antennenrotor und zum Potentiometer P_2 verhindern. Es sei aber noch bemerkt, daß die Resthysterese bereits die Gefahr von Regelschwankungen vermindert.

Die Z-Diode D_5 begrenzt den Basisstrom des Transistors T_1 auf einen Wert unter 10 mA und verhindert gleichzeitig eine Beanspruchung der Basis-Emitter-Strecke in Sperrrichtung. Mit der Z-Diode D_6 und dem Schutzwiderstand R_5 werden Induktionsspannungen

¹⁾ Potentiometer-Auswahlprogramm. Katalog der Alfred Neye-Electrotechnik, Quickborn-Hamburg

Tab. I. Hysterese bei verschiedenen Speisespannungen der Brücke

Speisespannung der Brücke	Hysterese (vom maximalen Potentiometer-Drehwinkel)
50 V _{eff}	$\approx \pm 1,2\%$
100 V _{eff}	$\approx \pm 0,6\%$
220 V _{eff}	$\approx \pm 0,3\%$

3.2. Dimensionierung für andere Motoren

Bei kleineren Stellmotoren kann an Stelle der Transistoren $T_1 \dots T_3$ auch eine einfache Lin-Schaltung mit den Transistoren BC 360-10 und BD 106 B eingesetzt werden (Bild 4). Da der Motor immer nur kurzzeitig mit Halbwelleggleichstrom betrieben wird, soll der Effektivwert der Wechselspannung an w_2 das $1,5 \dots 2$ fache der Motornennspannung betragen. Der Drahtquerschnitt von w_2 braucht nur dem ein-

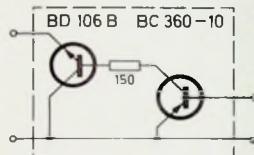


Bild 3. Koaxialkabel als Steuerleitung

Bild 4. Lin-Schaltung mit zwei Transistoren

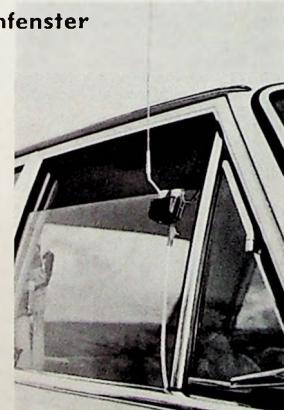
fachen Motornennstrom zu entsprechen (Kurzzeitbetrieb). Die Schaltung nach Bild 4 ist zum Beispiel zum Betrieb von Motoren mit den Nenndaten 12 V, $0,5 \text{ A}$ geeignet. Der Netztransformator und der Gleichrichter können dann auch schwächer ausgelegt werden. Der Transformator braucht in diesem Fall nur 20 V, $0,5 \text{ A}$ zu liefern, und als Gleichrichter genügt ein B 40 C 600.

Antennen

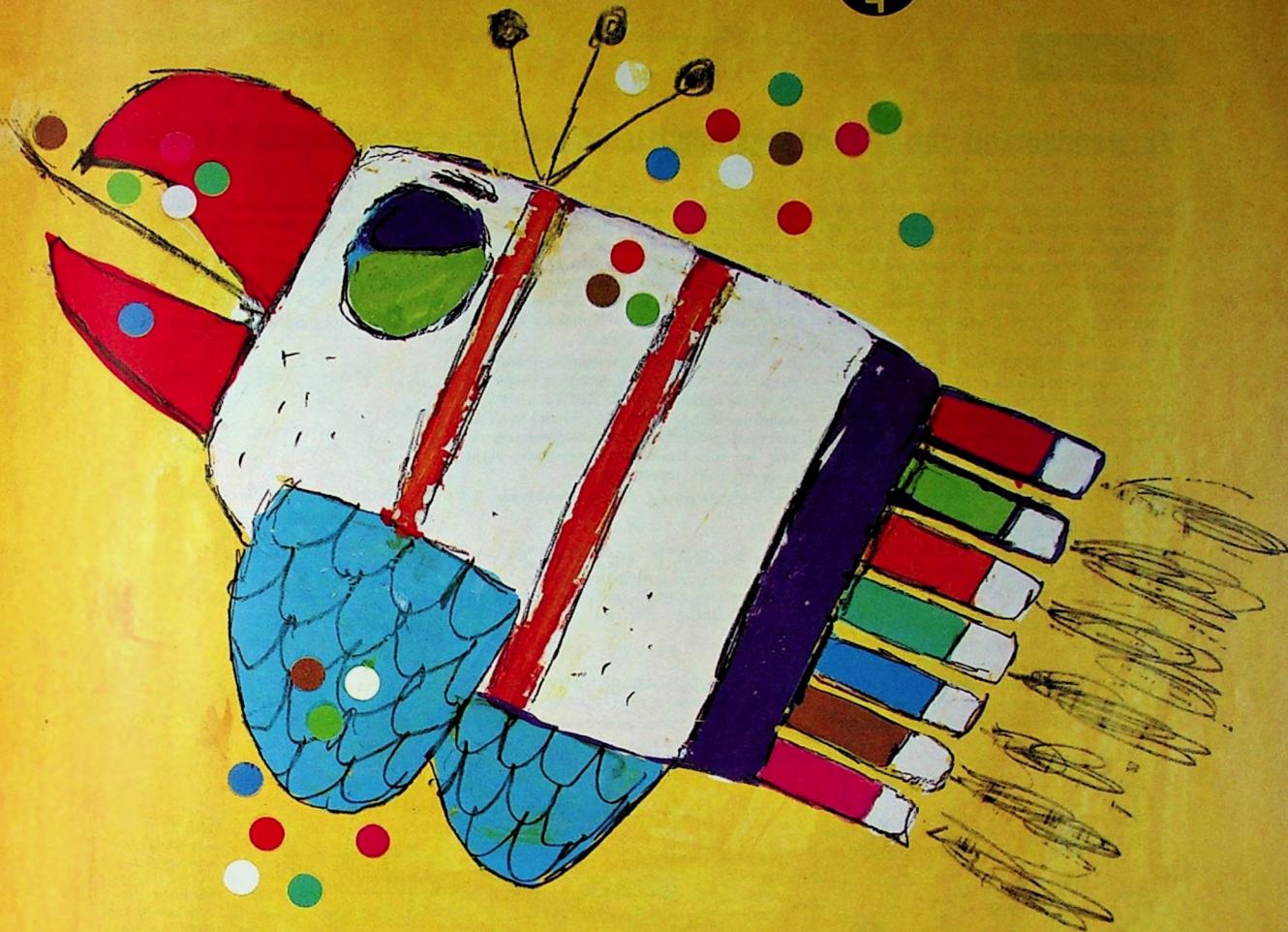
2-m-Sprechfunkantenne für das Wagenfenster

Vielfach besteht der Wunsch, für kurze Zeit einen Personenwagen zu einem Sondereinsatz mit einer mobilen Sprechfunkanlage auszurüsten, die dann über die Autobatteriesteckdose aus dem Sammler gespeist wird. Problematisch ist hierbei die zu verwendende Antenne, die es fast durchweg nur für Festmontage gibt. Hirschmann liefert jetzt eine neue abstimmbare Sprechfunkantenne, deren Antennenfuß auf eine versenkbare Wagenfensterscheibe aufgeschoben und dann mit Hilfe einer Spannvorrichtung unverrückbar arretiert wird. Das Fenster kann anschließend ganz geschlossen werden. Man braucht also (wie bei sonstigen Mobilantennen) kein Montage-Loch in die Karosserie zu bohren. Die Antenne läßt sich mit einem Handgriff montieren und ebenso rasch wieder entfernen, um bei anderen Fahrzeugen Verwendung zu finden.

Die Antenne „MOBA 6 K“ mit einer Edelstahlhrute von 100 cm Länge arbeitet als Halbwellenstrahler und ist für das 2-m-Band mit dem Frequenzbereich 144 ... 175 MHz und einem Anschlußwiderstand von 50/60 Ohm ausgelegt. Sie umfaßt daher neben dem kommerziellen Bereich auch das 2-m-Amateur-



band (144 ... 146 MHz). Mit einem Trimmkondensator in dem im Antennenfuß untergebrachten Anpaßteil erfolgt die Abstimmung auf die Betriebsfrequenz. Die Welligkeit ist $< 1,5$ bei einer Bandbreite $\Delta f = 6$ MHz. Die maximal zulässige Sendeleistung ist 15 W. Ein 60-Ohm-Koaxkabel mit 175 cm Länge ist an der Wageninnenseite des Antennenfußes fest angeschlossen und wird ohne Stecker geliefert. Egon Koch



Mit dem Siebenmeilenknüllerjet zum Erfolg

Die Entwicklungen auf dem Halbleitermarkt überstürzen sich. Wer auf dem laufenden bleiben will, muß Schritt halten. Beim Schrittmacher! SGS erspäht und erspürt Markt- und Informationslücken – erspürte Absatzerfolge. Mit sieben Knüllern ein Kinderspiel.



- **HLL** High Level Logic
- **MOS** Metall-Oxid-Silizium
- **LIS** Lineare Integrierte Schaltungen
- **KIS** Kunden- Integrierte Schaltungen

- **MCB** Multi-Chip-Bauelemente
- **HRB** High-Reliability Bauelemente
- **MIB** Miniatur-Bauelemente

Fordern Sie Details.
Postkarte genügt und die gewünschten SGS-7-
Broschüren kommen
im Jet-Set-Tempo.



SGS Deutschland
Halbleiter-
Bauelemente GmbH
809 Wasserburg (Inn)
Postfach 1269

Verwendbarkeit von NF-Leistungstransistoren in eisenlosen Gegentakt-B-Endstufen

Bei der Entwicklung von eisenlosen Transistor-Endstufen für Gegentakt-B-Betrieb ist vor allem die Frage nach dem Transistor zu klären, der entsprechend der geforderten Ausgangsleistung gewählt werden muß. Außerdem sind seine Arbeitsdaten mitbestimmend für die Betriebsspannung des gesamten Gerätes.

Leistung, Stromstärke und Spannung sollen sich in Grenzen bewegen, die der Transistor verträgt. Man ist daher gezwungen, sich in Datenblättern und Listen zu informieren. Wegen der unterschiedlichen Angaben und der manchmal ungenügenden Übersichtlichkeit dieser Unterlagen ist die Bestimmung des Transistor-Typs aber oft nicht einfach. Daher soll hier durch Ableitung allgemeingültiger Gleichungen und ihre Auswertung in Kurventafeln versucht werden, eine Übersicht herzustellen, die mit den angegebenen Grundgleichungen beliebig ergänzt werden kann.

Das Prinzip der Schaltung ist im Bild 1 wiedergegeben. Für die folgenden Ausführungen ist es jedoch nicht wichtig, ob die Endstufe wie im Bild 1a durch eine Komplementärstufe angesteuert wird oder ob sie selbst als Komplementärstufe arbeitet

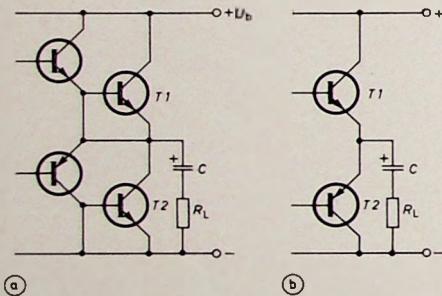


Bild 1. Prinzipschaltung der Endstufe: a) mit gleichen Transistoren, b) mit Komplementärtransistoren

(Bild 1b). Die beiden Endstufentransistoren, denen die Betrachtung gilt, sind in jedem Fall gleichstrommäßig hintereinander geschaltet.

Für den im Lautsprecher (Lastwiderstand R_L) fließenden Strom gilt der im Bild 2 dargestellte zeitliche Verlauf bei Aussteuerung der Endstufe mit einem Sinusstrom. Während der ersten Halbwelle entnimmt der geöffnete Transistor T_1 Strom aus der Betriebsspannungsquelle und lädt den Kondensator C über sein Gleichstrompotential U_b auf. Bei Aussteuerung durch die zweite Halbwelle schließt der dann geöffnete Transistor T_2 die Ladung des Kondensators kurz, so daß im Lautsprecher entsprechend der Aussteuerung in umgekehrter Richtung Strom fließt.

In Bild 2 sind die Arbeitskennlinie und das Zusammenwirken beider Transistoren dargestellt. Man erkennt, daß die Kollektor-Emitter-Spannung des jeweils gesperrten Transistors bei maximaler Aussteuerung des geöffneten Transistors nur um die Kniespannung U_{kn} niedriger ist als die Betriebsspannung U_b . Der gewählte Transistor sollte

daher wenigstens die Betriebsspannung zwischen Kollektor und Emitter vertragen. Schwankt U_b aber um einen gewissen Betrag, wie es zum Beispiel beim Anschluß des Verstärkers an ein nichtstabilisiertes Netzteil der Fall ist, dann müssen die Transistoren eine entsprechend höhere Kollektor-Emitter-Spannung vertragen können.

Der maximal mögliche Spitzstrom \hat{i}_{max} richtet sich nach der gewählten Belastung $R_L + R_C$ (dabei stellt R_C den Verlustwiderstand des Kondensators C dar) und nach der maximal möglichen Betriebsspannung. Er darf den vom Hersteller angegebenen Maximalwert nicht übersteigen.

Die Verlustleistung P_V des Verstärkers ist

$$P_V = P_u - P_{\sim}$$

Darin bedeutet P_u die aus der Betriebsspannungsquelle aufgenommene Gleichstromleistung und P_{\sim} die Ausgangs-Wechselstromleistung. Für die Gleichstromleistung gilt

$$P_u = U_b \cdot I_u$$

(I_u ist der aufgenommene Gleichstrom). Der geringe Ruhestrom bleibt hierbei unberücksichtigt.

Aus dem Leistungsdreieck im Bild 2 ergibt sich die Wechselstromleistung zu

$$P_{\sim} = \frac{1}{2} \cdot \hat{i} \cdot \hat{u}$$

Durch die Maximalwerte ausgedrückt, wird

$$P_{\sim} = \frac{1}{2} \cdot m^2 \cdot \hat{i}_{max} \cdot \hat{u}_{max}$$

wobei

$$\hat{u}_{max} = \frac{U_b}{2} - U_{kn}$$

ist. Führt man zur Berücksichtigung der Kniespannung den Korrekturfaktor

$$a = 1 - \frac{U_{kn}}{U_b}$$

ein, dann ist

$$P_{\sim} = \frac{1}{4} \cdot a \cdot m^2 \cdot \hat{i}_{max} \cdot U_b$$

Die Verlustleistung des Verstärkers ist nun

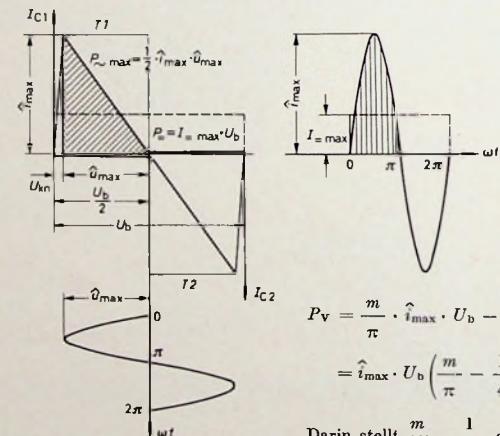


Bild 2.
Arbeitsgerade sowie Gleich- und Wechselstromverhältnisse der beiden Endstufentransistoren

$$P_V = \frac{m}{\pi} \cdot \hat{i}_{max} \cdot U_b - \frac{1}{4} \cdot a \cdot m^2 \cdot \hat{i}_{max} \cdot U_b$$

$$= \hat{i}_{max} \cdot U_b \left(\frac{m}{\pi} - \frac{1}{4} \cdot a \cdot m^2 \right)$$

Darin stellt $\frac{m}{\pi} - \frac{1}{4} \cdot a \cdot m^2 = A$ die allgemeine Abhängigkeit der Verlustleistung vom Aussteuerungsfaktor m dar.

Die erste Ableitung dieses Ausdrückes

$$A' = \frac{1}{\pi} - \frac{1}{2} \cdot a \cdot m$$

wird Null für

$$\frac{1}{\pi} = \frac{1}{2} \cdot a \cdot m$$

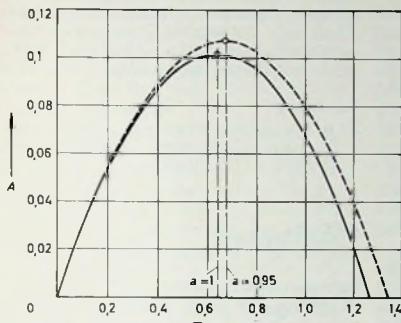
$$m = \frac{2}{a \cdot \pi}$$

Da die zweite Ableitung

$$A'' = -\frac{1}{2 \cdot a}$$

negativ ist, hat die Funktion der Verlustleistung bei $m = \frac{2}{a \cdot \pi}$ ein Maximum.

Im Bild 3 ist der Verlauf von A in Abhängigkeit von m für zwei verschiedene Werte von a dargestellt. Man erkennt, daß ohne Aussteuerung ($m = 0$) die Verlustleistung Null ist. Oberhalb des mittleren Aussteuerungsbereichs hat sie ihren Maximalwert und ist bei Vollaussteuerung ($m = 1$) wieder geringer. Den Wert Null erreicht sie bei $m = 1,28$, das heißt etwa bei Rechteckaussteuerung.



Bei $U_{ka} \ll U_b$ ist $a \approx 1$, und dann liegt das Maximum der Verlustleistung bei $m = 0,636$. Mit $a = 0,9$ würde der Maximalwert dagegen bei $m = 0,71$ liegen.

Für $m = \frac{2}{a \cdot \pi}$ ergibt sich die maximale Verlustleistung zu

$$P_{V \max} = \frac{1}{a^2 \pi^2} \cdot \hat{i}_{\max} \cdot U_b.$$

Drückt man $\hat{i}_{\max} \cdot U_b$ durch die Ausgangsleistung P_{\sim} aus, so erhält man

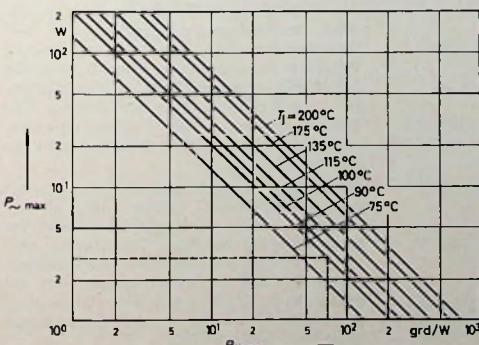
$$P_{V \max} = \frac{1}{a^2 \pi^2} \cdot P_{\sim} \approx \frac{0,4}{a^2} \cdot P_{\sim}.$$

Mit $a = 0,95$ als praktischem Wert wird

$$P_{V \max} \approx 0,44 \cdot P_{\sim},$$

und für den einzelnen Transistor ergibt sich dann

$$P_{V \max} \approx 0,22 \cdot P_{\sim}.$$



Nur bei großen Betriebsspannungen U_b und $U_{ka} \ll U_b$ ist mit $a = 1$

$$\frac{P_{V \max}}{2} \approx 0,2 \cdot P_{\sim}.$$

Da aber mit $a = 0,95$ bei der späteren Rechnung eine größere Sicherheit gegenüber der Verlustleistungsgrenze erreicht wird, ist dieser Wert als allgemeingültig anzusehen.

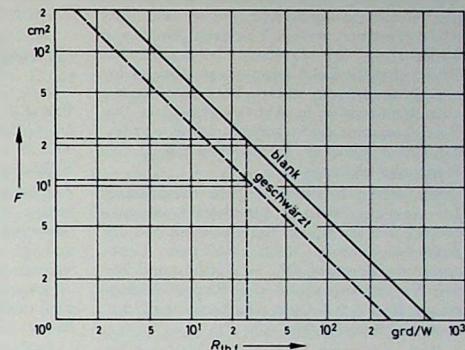
Für die Verlustleistung des Transistors gilt außerdem die Wärmegleichung

$$\frac{P_{V \max}}{2} = \frac{T_{j \max} - T_{U \max}}{R_{th \text{ ges}}}.$$

Hierbei ist C der Oberflächenwert (bei vertikaler Anordnung des Kühlblechs; blanke Oberfläche: $C = 0,85 \text{ grd cm}^2 \text{ W}^{-1}$, geschwärzte Oberfläche: $C = 0,45 \text{ grd cm}^2 \text{ W}^{-1}$), λ eine Materialkonstante (für Aluminium: $\lambda = 2,1 \text{ W grd}^{-1} \text{ cm}^{-1}$), d die Dicke des Materials in mm und F die einseitige Kühlflächengröße in cm^2 (der Transistor soll in der Mitte der Fläche angebracht sein). In Tab. I sind Materialwerte $R_{th \text{ m}}$ für gebräuchliche Kühlflächenmaterialien zusammengestellt, während Bild 4 die Abhängigkeit des Flächenwertes $R_{th \text{ f}}$ von der Fläche F zeigt.

Bild 3. Allgemeine Abhängigkeit der Verlustleistung vom Aussteuerungsfaktor

Bild 4. Kühlfläche F (einseitig) in Abhängigkeit von dem Flächenwert $R_{th \text{ f}}$ bei blankem und geschwärztem Material



Darin bedeutet $T_{j \max}$ die maximal zulässige Kristalltemperatur, $T_{U \max}$ die maximal zulässige Umgebungstemperatur und $R_{th \text{ ges}}$ den gesamten Wärmewiderstand vom Kristall bis zur umgebenden Luft.

Es ist

$$R_{th \text{ ges}} = R_{th \text{ g}} + R_{th \text{ k}},$$

wobei $R_{th \text{ g}}$ den Wärmewiderstand vom Kristall zum Gehäuse und $R_{th \text{ k}}$ den vom Gehäuse über das Kühlblech zur umgebenden Luft darstellt.

$R_{th \text{ g}}$ wird in den Herstellerlisten angegeben, und für $R_{th \text{ k}}$ gilt

$$R_{th \text{ k}} = R_{th \text{ m}} + R_{th \text{ f}}.$$

Nach [1] ist der Materialwert

$$R_{th \text{ m}} = 3,3 \cdot \frac{C}{\lambda^{1/2} \cdot d^{1/2}}$$

und der Flächenwert

$$R_{th \text{ f}} = 650 \cdot \frac{C}{A}.$$

Bild 5. Maximale Ausgangsleistung der Endstufe in Abhängigkeit vom Gesamtwiderstand $R_{th \text{ ges}}$ mit T_j als Parameter

Bild 6. Maximale Ausgangsleistung der Endstufe in Abhängigkeit von der Umgebungstemperatur für Silizium- und Germaniumtransistoren

Aus den beiden Gleichungen für die maximale Verlustleistung eines Transistors ergibt sich die maximal mögliche Ausgangsleistung des Verstärkers zu

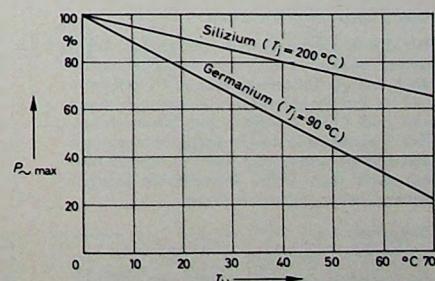
$$P_{\sim \max} = \frac{T_{j \max} - T_{U \max}}{0,22 \cdot R_{th \text{ ges}}}.$$

Für eine maximale Umgebungstemperatur von $T_{U \max} = 45^\circ\text{C}$ wird dann

$$P_{\sim \max} = \frac{T_{j \max} - 45}{0,22 \cdot R_{th \text{ ges}}}.$$

Diese Gleichung ist im Bild 5 mit T_j als Parameter für die üblichen Germanium- und Siliziumtransistoren dargestellt. Wählt man die Umgebungstemperatur als Variable, dann kann man den Unterschied zwischen den maximal möglichen Ausgangsleistungen von Germanium- und Siliziumtransistoren gut erkennen (Bild 6).

Verwendet man den Transistor ohne zusätzliche Kühlfläche, dann stellt die Oberfläche des Transistors die Kühlfläche dar. Da hierbei der Materialwert $R_{th \text{ m}}$ meistens sehr viel kleiner als der Flächenwert ist, kann er vernachlässigt werden. Zum Beispiel hat der Transistor AC 187 k eine Oberfläche von $F \approx 5 \text{ cm}^2$. Aus Bild 4 erhält man damit für blankes Gehäuse $R_{th \text{ f}} = 110 \text{ grd/W}$ und für geschwärztes Gehäuse $R_{th \text{ f}} = 57 \text{ grd/W}$. Mit dem Wärmeableitwiderstand $R_{th \text{ g}}$, der



in den Datenblättern mit 45 grd/W angegeben ist, wird dann $R_{th\, ges} = 110 + 45 = 155$ grd/W (Valvo gibt hierfür 160 grd/W an). Ein mit den Transistoren AC 187 k, AC 188 k aufgebauter Verstärker kann demnach ohne zusätzliche Kühlfläche eine Leistung von etwa 1,3 W abgeben, bei geschwärzter Oberfläche sogar bis 1,9 W. Mit geschwärztem, rund 30 cm^2 großem Kühlblech aus 1,5 mm dickem Aluminium beträgt die mögliche Ausgangsleistung jedoch etwa 3,8 W.

Vergleicht man die aus den Spitzenwerten von Strom und Spannung berechnete maximal mögliche Ausgangsleistung mit der aus der Verlustleistung berechneten, so kann man leicht erkennen, welche Faktoren jeweils zur Begrenzung der Leistung beitragen. Im Bild 7 sind die Leistungsgrenzen verschiedener Transistoren unter Berücksichtigung aller Grenzdaten in Abhängigkeit von der Betriebsspannung dargestellt. Dabei wurden die Daten üblicher Kühlkörper mit in die Rechnung einbezogen.

Setzt man in die Gleichung zur Berechnung der Ausgangsleistung aus dem Leistungsdreieck den jeweiligen Spitzenstrom und die Betriebsspannung sowie für den Lautsprecherwiderstand $R_L = 5 \text{ Ohm}$ und für den Verlustwiderstand des Koppel kondensators $R_C = 0,3 \text{ Ohm}$ ein, dann wird mit $m = 1$ und $a = 0,95$

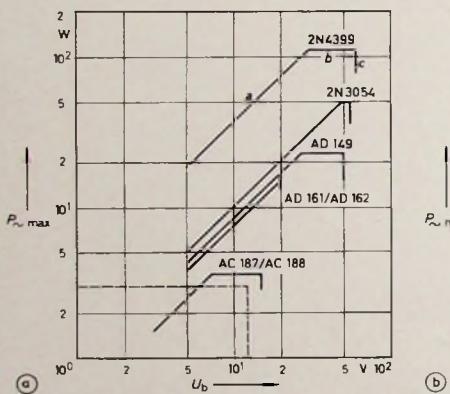


Bild 7. Leistungsgrenzen verschiedener Transistoren, a) mit Kühlkörper, b) ohne Kühlkörper bei geschwärztem (—) und blankem (---) Gehäuse; Kurventeil a: Grenzwertlinie bei maximal zulässigem Spitzenstrom; Kurventeil b: Grenzwertlinie bei maximal zulässiger Verlustleistung; Kurventeil c: Grenzwertlinie bei maximal zulässiger Betriebsspannung

$$P_{\text{max}} = \frac{1}{2} \left(a \cdot \frac{U_b}{2} \right)^2$$

$$\approx \frac{U_b^2}{47}.$$

Bild 8 zeigt diese Funktion.

Bei der Ermittlung eines geeigneten Transistors bestimmt man aus Bild 8 zunächst die benötigte Batteriespannung U_b und dann mit U_b und der geforderten Ausgangsleistung aus Bild 7 die erforderlichen Transistoren. Der Schnittpunkt von Ausgangsleistung und Batteriespannung muß dann in diesem Bild unterhalb der für die Transistoren angegebenen Leistungsgrenzen liegen.

Beispiel:

Geforderte Leistung $P_{\text{max}} \approx 3 \text{ W}$ an $R_L = 5 \text{ Ohm}$. Gesucht werden die Batterie-

Tab. I. Materialwert $R_{th\, m}$ für verschiedene Materialien

Material	Dicke mm	$R_{th\, m}$ blank grd/W	$R_{th\, m}$ geschwärzt grd/W
Aluminium (technisch)	1	2,2	1,9
	1,5	1,8	1,5
	2	1,55	1,35
Kupfer	1	1,65	1,4
	1,5	1,3	1,13
Messing (technisch)	1	3,1	2,6
	1,5	2,45	2,1
	2	2,15	1,85

$$R_{th\, k} = R_{th\, ges} - R_{th\, g}$$

$$= 72 - 45 = 27 \text{ grd/W.}$$

Für 1,5 mm dickes geschwärztes Aluminium ist der Materialwert nach Tab. I $R_{th\, m} = 1,5$ grd/W. Damit ergibt sich der Flächenwert

$$R_{th\, f} = R_{th\, k} - R_{th\, g}$$

$$= 27 - 1,5 = 25,5 \text{ grd/W.}$$

Die erforderliche Kühlfläche je Transistor erhält man damit aus Bild 4 zu $F \geq 11 \text{ cm}^2$ bei geschwärztem Blech und etwa 22 cm^2 bei blankem Blech.

Die angegebenen Gleichungen und Kurven zeigen, daß eine Auswertung aller Grenzdaten verschiedener Transistoren in einem einzigen Diagramm möglich ist. Auf diese Weise wird die Wahl des geeigneten Transistortyps und der davon abhängigen Kühlfläche verhältnismäßig einfach.

Schriftum

- [1] • Rusche, G., Wagner, K., u. Weitzach, F.: Flächentransistoren. Berlin/Göttingen/Heidelberg 1961, Springer

Meßtechnik

Schul- und Service-Oszilloskop „PM 3110“

Den neuen Oszilloskopen „PM 3110“ mit einem großen Bildschirm ($8 \text{ cm} \times 10 \text{ cm}$) und einer einfachen Bedienung für Schulen und Service hat Philips in das Vertriebsprogramm aufgenommen. Neben einer übersichtlichen Gestaltung der Frontplatte und klaren Bezeichnung aller Bedienungselemente hilft vor allem die moderne technische Konzeption des „PM 3110“, die Bedienung zu vereinfachen. Wichtigstes Merkmal ist die echte automatische Triggerung, die wahlweise auf den Kanal A, B oder ein externes Signal anspricht; Umschaltmöglichkeit ist vorhanden auf die positive oder negative Flanke und die drei Triggerarten „Normal“, „TV“ für Zeilen- und Bildtriggerung von Fernsehsignalen und „Mains“ zur Triggerung mit Netzfrequenz.

Unnötiges Knöpfedrehen und Zweideutigkeiten sind durch die festen Stufenabschwächer für die beiden Eingangskanäle vermieden; sie messen immer die geeichten Stellungen. Mittelknöpfe auf den Abschwächer-Schaltern dienen zur Verschiebung des Bildes in vertikaler Richtung. Befinden sie sich im linken Anschlag, so ist der entsprechende Kanal ausgeschaltet, was bei diffizilen Messungen noch mehr Helligkeit für das andere Signal bedeutet.

Die hochomigen Eingänge sind gleich- oder wechselspannungskoppelt. Bei Reduzierung der Bandbreite ist eine Verstärkung um den Faktor 10 möglich; das ergibt eine maximale Empfindlichkeit von 5 mV/cm . Für definierten XY-Betrieb stehen am Zeitbasisschalter zwei in V/cm geeichte Stufen zur Verfügung.

Besonders sei noch auf die Möglichkeit der gleichzeitigen Darstellung zweier Signale hingewiesen. Damit können zum Beispiel zeitliche Relationen von zwei Vorgängen genau ausgemessen werden, oder es kann neben der zu messenden Größe noch ein korrespondierendes Synchron- oder Auslösesignal aufgezeichnet werden.

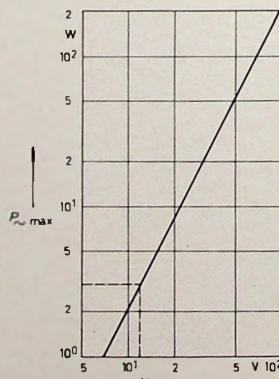
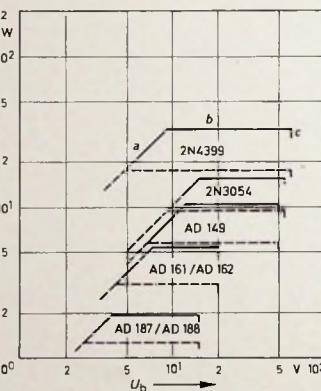


Bild 8. Maximale Ausgangsleistung in Abhängigkeit von der Batteriespannung U_b für eine Lautsprecherimpedanz von 5 Ohm

Elektronische Einrichtungen für Fotolabors

1. Vorbemerkungen

Der Fotoamateur ist im allgemeinen darauf angewiesen, seine Laborarbeit mit einfachen Mitteln durchzuführen. Erfahrungsgemäß wirkt sich das weniger auf die Qualität der Fotos als auf den mit den Bildern verbundenen Zeitaufwand aus. Das ist wiederum äußerst unangenehm, weil Amateure für ihr Hobby ihre meist nur knappe Freizeit aufwenden müssen und dabei professionelle Qualität und Quantität zu erreichen versuchen.

Nachstehend sind Möglichkeiten zur Zeitsparnis im Fotolabor angegeben, die sich in der langjährigen Fotopraxis des Verfassers bewährt haben. Geräte, die den hier beschriebenen elektronischen Anlagen entsprechen, sind übrigens auf dem Fotomarkt in verschiedensten Ausführungen erhältlich. Sie sind jedoch selbst für den investitionsfreudigen Amateur oft zu teuer oder werden in preisgünstigen Ausführungen manchmal nur mäßigen Qualitätsansprüchen gerecht. Als Ausweg wurden deshalb einige einfache Schaltungen entwickelt, die einen vernünftigen Kompromiß zwischen Qualitäts- und Preisforderungen darstellen.

2. Auswahl der Geräte

Eine allgemein bekannte Möglichkeit, sich das Leben im Labor zu erleichtern, stellt der elektronische Belichtungszeitgeber dar. Eine gemäß Angaben in [1] aufgebaute Schaltung stellt die Baugruppe nach Bild 1 dar. Will man auch Belichtungszeiten unter 1 s realisieren, lässt sich statt dessen zum Beispiel die Schaltung nach Bild 2 einsetzen; sie zeichnet sich durch einen minimalen Aufwand an Bauelementen aus. Fügt man jetzt noch einen selektiven Belichtungsmesser hinzu (Bild 4), dann hat man schon eine halbautomatische Belichtungseinrichtung.

Ein weiterer schwacher Punkt des Amateurlabors ist im allgemeinen die Temperatur der Bäder. Bild 7 gibt die Schaltung einer geeigneten Schalenheizung wieder. Zu ihrer Regelung wird

eine Schaltung eingesetzt, die aus [2] entwickelt wurde.

Eine ähnliche Regelautomatik lässt sich auch ausgezeichnet als Temperaturkonstanter für die Hochglanzpresse verwenden. Damit ist es möglich, die Presse dauernd mit optimaler Arbeits temperatur (70 ... 100 °C) zu fahren; das bedeutet Zeitsparnis durch höhere Durchsatzmenge an der Presse und vor allem sicheres Vermeiden der bekannten Stippchen (kleine Löcher im Hochglanz), die den Amateur zur Verzweiflung bringen können.

Schließlich wird noch eine universelle Langzeitschaltung (Bild 8) angegeben, die ohne dauerndes Beobachten der Armbanduhr beziehungsweise ohne nervtötendes Klingeln eventuell verwendeter billiger Kurzzeituhren eine optimale (das heißt eine minimale) Verweilzeit der Bilder in den Bädern gewährleistet, die nicht dauernd beobachtet werden müssen (Stop-Bad, Fix-Bad, Wässerungen).

Arbeitet man mit Dreischalen-Entwicklung (normaler, weicher und harter Entwickler zum Erreichen größtmöglichen Kontrastumfangs beziehungsweise größerer Bequemlichkeit bei der Gradationswahl der Papiere [3]), dann können auch noch drei weitere nachstehend beschriebene Schaltungen von Vorteil sein. Der Einsatz solcher Zeitgeber gewährleistet bei einer Bilderauflage größer als 1 gleichen Entwicklungsgrad (Schwärzungssgrad) bei allen Positiven.

Alle diese Schaltungen sind übrigens für Amateur-Color-Arbeiten ebenfalls von großem Vorteil, wenn nicht sogar unumgänglich nötig.

3. Schaltungsbeschreibungen

3.1. Zeitgeber

Für den Belichtungszeitgeber stehen, wie erwähnt, zwei Schaltungen zur Wahl.

Die erste (Bild 1) arbeitet mit herkömmlichen Bauelementen. Zwei Siliziumtransistoren T1, T2 bilden einen

Gleichstromverstärker mit 360°-Phasendrehung, der über eine Kapazität C rückgekoppelt ist.

Die Schaltung wirkt als Monoflop. Die Rückkehr in den stabilen Zustand wird durch die Zeitkonstante

$$t \approx R \cdot C \quad (1)$$

bestimmt.

Dabei sollte R den Wert 5 MΩ nicht überschreiten, wenn die Schaltung sauber arbeiten soll. R ist in der Schaltung nach Bild 1 durch den regelbaren Widerstand R1 und den Festwiderstand R2 realisiert. Das Verhältnis zwischen maximaler und minimaler Zeit ist durch die Gleichung

$$\frac{t_{\max}}{t_{\min}} = \frac{R_1 + R_2}{R_2} \quad (2)$$

gegeben.

Um gute Einstellbarkeit zu gewährleisten, wird die Belichtungszeit zweckmäßigerweise in zwei Bereiche aufgeteilt, die durch C = C1 und C = C2 bestimmt sind.

Als Dimensionierungsbeispiel sei hier gewählt

$$R = 5 \text{ M}\Omega, \quad R_2 = 470 \text{ k}\Omega$$

$$C_1 = 15 \text{ }\mu\text{F}, \quad C_2 = 1,5 \text{ }\mu\text{F}.$$

Die Schaltung bringt dann Belichtungszeiten

im Bereich I: etwa von 1,5 bis 17 s

im Bereich II: etwa von 15 bis 170 s.

Mit dem Schalter S1 lässt sich der Bereich I (X1) oder der Bereich II (X10) wählen.

Eingeschaltet wird der Zeitgeber mit der Taste T_a. Das Relais A (24 V, 80 mA) im Kollektorzweig von T₂ schließt dann den Kontakt a' und setzt damit den Vergrößerer für die Dauer mit Hilfe von S1 und R1 gewählten Belichtungszeit in Betrieb.

Eine zweite, sehr einfache und elegante Ausführung eines Zeitgebers ist die Schaltung nach Bild 2. Sie hat jedoch gegenüber der Schaltung nach Bild 1

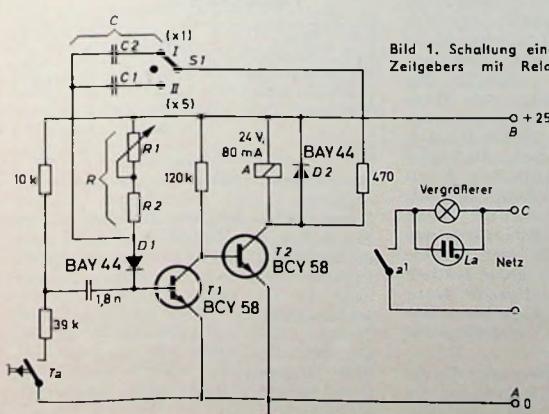


Bild 1. Schaltung eines Zeitgebers mit Relais

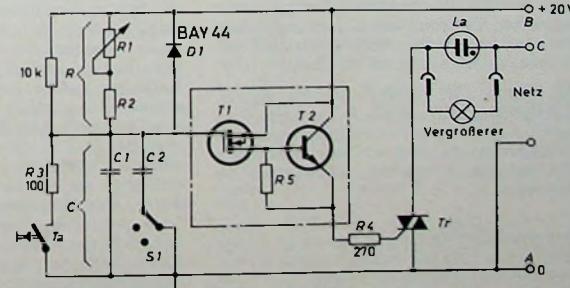


Bild 2. Schaltung eines Zeitgebers mit Triac. Als Triac eignen sich die Typen TXC 01 A 40 (im SOT 9) oder TXC 02 A 40 (in Plastik). Die integrierte Schaltung TAA 320 von Valvo kann (als Kombination) für T1, T2 und R5 verwendet werden. La ist eine normale Anzeigeglimmlampe für 220 V

den Nachteil, daß sie sich nicht galvanisch vom Netz trennen läßt.

Die Schaltung besteht im wesentlichen aus einem Enhancement-MOS-FET (T_1) mit nachgeschaltetem Si-NPN-Transistor (T_2) zur Verbesserung der Steilheit und einem Triac (T_r) als Schalter für die Vergrößerer-Lampe. Zeitbestimmendes Glied ist die Serienschaltung aus R und C ; im übrigen gelten natürlich wieder die Gleichungen (1) und (2).

Die Funktion der Schaltung ist denkbar einfach: Im Normalzustand ist der Kondensator C aufgeladen. Das Gate des MOS-FET $T1$ liegt daher praktisch auf vollem positivem Potential; $T1$ ist daher gesperrt, und auch der bipolare Transistor $T2$ zieht, da er als Emitterfolger geschaltet ist, keinen Strom; das Gate des Triac T_r bleibt stromlos, und die Vergrößerer-Lampe ist ausgeschaltet. Betätigt man nun kurzzeitig die Taste T_a , dann wird C sehr schnell über $R3$ entladen. Das MOS-FET-Gate liegt somit auf Massepotential; der Transistor $T2$ leitet, schaltet den Triac T_r durch, und die Vergrößerer-Lampe leuchtet auf, bis sich der Kondensator wieder auf die Pinch-Off-Spannung des FET aufgeladen hat.

Die Diode D_1 dient lediglich zur Kompen-sation der Temperaturabhängigkeit der erwähnten Einschnürspannung von T_1 . R_4 schützt das Gate des Triacs vor zu hohen Stromspitzen.

Das Mustergerät, das speziell für eine Kombination mit dem Belichtungsmesser (Schaltung nach Bild 4) ausgelegt wurde, hat folgende die Schaltzeiten bestimmenden R - und C -Werte:

$R1 = 20 \text{ M}\Omega$, $R2 = 1,5 \text{ M}\Omega$;
 $C1 = 1,1 \mu\text{F}$, $C2 = 10 \mu\text{F}$.

Mit dem Schalter S_1 wird C_1 dem Kondensator C_2 parallel geschaltet; es kam ein zweipoliger Umschalter mit Nullstellung in der Mitte zum Einsatz, der zwischen den Bereichen $\times 0,1$ (C_1) und $\times 1$ ($C_2 + C_1$) wählt. Diese Schaltung liefert Zeiten von etwa $0,8 \dots 12$ und $8 \dots 120$ s. Die Genauigkeit dieser Werte hängt von den Toleranzen der Bauteile R_1 , C_1 und C_2 ab.

Der Zeitgeber wird aus einem Spannungskonstanter (Bild 3) gespeist; als Regeltransistor wurde ein preisgünstiger Germaniumtyp verwendet, Referenzelement ist eine Silizium-Z-Diode. In der Spannungsversorgung soll vor allem auf den Netzschatler und auf die Erdungsverhältnisse hingewiesen werden. Der Netzschatler muß bei Einsatz der Schaltung nach Bild 2 unbedingt zweipolig sein. Als Netzanschlußstecker kommt aus Sicherheitsgründen nur ein Schukostecker in Frage, dessen dritte Ader an das Gehäuse der Belichtungs-einrichtung gelegt werden muß.

3.2. Belichtungsmesser

Der Belichtungsmesser wird durch eine einfache Brückenschaltung (Bild 4) re-

an der Stelle, auf die der Fühler gelegt wird. Dadurch läßt sich auch bei sehr kontrastreichen Negativen genau die erwünschte Belichtung ermitteln, indem man nämlich den Widerstand auf eine Stelle des projizierten Bildes legt, die nachher bei voller Ausentwicklung ein mittleres Grau aufweisen soll.

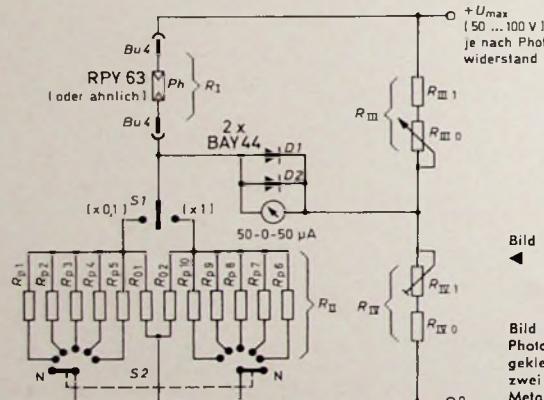
Die vier Zweige der Meßbrücke wurden wie folgt aufgeteilt: R_1 Meßfühler, R_{11} Bereichsschalter ($\times 1$; $\times 0,1$) und Gradationswähler, R_{111} Abgleichwiderstand, R_{1111} Eichwiderstand.

Eine solche Wheatstone-Brücke ist abgeglichen (das heißt, der über das Instrument fließende Strom ist Null; Galvanometerzeiger genau in Mittelstellung), wenn

$$R_{\text{III}} = \frac{R_1}{R_{\text{II}}} \cdot R_{\text{IV}} , \quad (3)$$

Als Bereichsumschalter (Zweig R_{11}) wird die zweite, unbenutzte Hälfte des Umschalters S_1 des Zeitgebers verwendet; ihm wird ein zweifacher Stufenschalter mit zum Beispiel sechs Stellungen nachgeschaltet, der den Abgleich gemäß der unterschiedlichen Empfindlichkeit verschiedener Papiergradationen korrigiert. Nach Unterlagen von Agfa [4, 5] ergeben sich die Verhältnisse nach Tab. I, wenn man die Empfindlichkeit des Normalpapiers (etwa 1 bis 3 DIN) gleich 1 setzt.

$$\text{Nach} \quad R_p = R_0 \frac{\alpha}{1 - \alpha} \quad (4)$$



Diese Schaltung kann (je nach Triac) Lampen bis 1000 W Leistung schalten; da in Vergrößerern übliche Opallampen nur bis 250 W erhältlich sind, arbeitet man bei Verwendung des angegebenen Triacs mit großer Sicherheit, und die Wärmeentwicklung ist minimal.

Es lassen sich hiermit (da die Relais-schaltzeiten von etwa $1/2$ s wegfallen) schon sehr kurze Belichtungszeiten realisieren; sie sind nun nur noch durch die Schaltzeit des Mikrokontaktees T_0 begrenzt.

Da das Gate des MOS-FET einen Widerstand von $\geq 10^{11}$ Ohm hat, lassen sich auch lange Zeiten mühelos erreichen. Potentiometer sind bis rund 20 MOhm lieferbar; als Kapazitäten sind MKT-Kondensatoren (minimaler Platzbedarf!) oder (wegen der gleichbleibenden Polung) auch Tantal-Elkos zu verwenden.

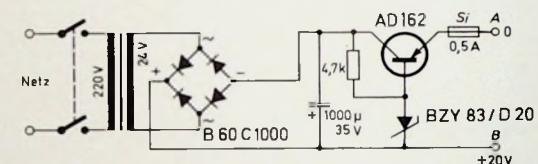


Bild 3. Spannungsversorgung für die Schaltung nach Bild 2

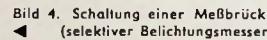


Bild 5. Lichtmeßfühler
Photowiderstand Ph auf
geklebt. Drähte durch
zwei Bohrungen in der
Metallplatte geführt



Tab. I. Korrekturfaktor α für verschiedene Papiergradationen

Papier	Gradation	α
„Brovira“ (<i>Agfa</i>)	extraweich	1/1,2
extraweiß	weich	1/1
glänzend	spezial	1/1
	normal	1/1
	hart	1/1,3
	extrahart	1/3

lassen sich zu den Bereichswiderständen R_{01} und R_{02} die für die einzelnen Gradiationen zur Korrektur erforderlichen Parallelwiderstände $R_p 1 \dots R_p 10$ berechnen. Es ist nicht sinnvoll, hierfür Widerstände mit einer kleineren Toleranz als 5 % zu verwenden, da die Empfindlichkeitsschwankungen der Vergrößerungspapiere von Packung zu Packung im allgemeinen wesentlich größer sind.

Tab. II. Dimensionierungsbeispiel für eine Meßbrückenschaltung (Belichtungsmesser) nach Bild 4

Zweig	Bau-element	Typ bzw. Wert	Bereich, Grada-tion, Ausführung
R_I	R_I	RPY 63	
R_{II1} ¹⁾	R_{II1}	78 kOhm	$\times 0,1$
	R_{II2}	400 kOhm	$\times 1$
R_{II3}	R_{II3}	39 kOhm	extrahart
R_{II4}	R_{II4}	355 kOhm	extrawech
R_{II5}	R_{II5}	340 kOhm	hart
R_{II6}	R_{II6}	200 kOhm	extrahart
R_{II7}	R_{II7}	1,8 MOhm	extrawech
R_{II8}	R_{II8}	1,74 MOhm	hart
R_{III}	R_{III0}	100 kOhm	lin. Potentiometer
	R_{III1}	17 kOhm	
R_{IV}	R_{IV0}	50 kOhm	
	R_{IV1}	500 kOhm	lin. Trimmer

¹⁾ Für die Gradationen normal, spezial, weich ist bei „Brovira“-Papier wegen $\alpha = 1$ (s. Tab. I) kein Widerstand zu R_{II1} und R_{II2} parallel zu schalten

Im dritten Zweig (R_{III}) liegt das Abgleichpotentiometer R_{III0} mit einem Widerstand R_{III1} zur Bereichsbegrenzung. R_{III0} wird mit dem Zeitgeberpotentiometer R_I der Schaltung nach Bild 2 zu einem Doppelpotentiometer zusammengefaßt. Das hat den Vorteil gegenüber einem Tandempotentiometer, daß jederzeit vom Sollwert abweichende Belichtungszeiten einstellbar sind. Seine Größe soll etwa gleich dem geometrischen Mittelwert zwischen dem maximal und minimal zu erwartenden Widerstandswert von R_I sein. Diese Faustregel soll übrigens auch bei der Dimensionierung der übrigen Brückewiderstände beachtet werden, um große Brückenempfindlichkeit zu erreichen.

Der Begrenzungswiderstand R_{III1} kann mit Hilfe folgender Formeln dimensioniert werden (t_{\min} und t_{\max} je Bereich):

$$\frac{R_{III1}}{R_{III0} + R_{III1}} = \frac{t_{\min}}{t_{\max}}, \quad (5)$$

$$R_{III1} = R_{III0} \frac{\frac{t_{\max}}{t_{\min}} - 1}{\frac{t_{\max}}{t_{\min}}}. \quad (5a)$$

Diese Gleichungen gelten natürlich nur streng für eine lineare Kennlinie R_I in Abhängigkeit von der Beleuchtungsstärke. Aus diesem Grunde eignet sich als Fühler besonders der Typ RPY 63, der auch bei kleinen Beleuchtungsstärken (zum Beispiel 0,1 Lux) gute Linearität aufweist (1 MOhm, 100 V).

Der letzte Zweig R_{IV} der Brücke dient, wie schon erwähnt, zur Eichung der Brücke und wird durch die Serienenschaltung des Festwiderstandes R_{IV0} und des Trimmers R_{IV1} realisiert. R_{IV1} bestimmt den Bereich der Eichung; er soll zur Erreichung hoher Genauigkeit so eng wie möglich sein und wird durch Anzahl und Art (Streuung!) der verwendeten Photowiderstände bestimmt.

Die Brückenspannung soll – wieder zur Erreichung maximaler Empfindlichkeit der Abgleicheinrichtung – möglichst hoch sein; sie ist durch die Grenzspannung des Photowiderstandes begrenzt (100 V beim RPY 63).

Ein Dimensionierungsbeispiel für die Meßbrücke ist in Tab. II angegeben.

(Schluß folgt)

Neue Bücher

DIN-Taschenbuch 7 „Schaltzeichen und Schaltpläne für die Elektrotechnik“

Herausgegeben vom Deutschen Normenausschluß (DNA); 4. geänderte und erweiterte Auflage. Berlin und Frankfurt a. M. 1970, Beuth-Vertrieb, 256 S. DIN A 5. Preis brosch. 39,- DM, Sonderpreis für Schulen 25,35 DM.

Die jetzt vorliegende vierte Auflage des DIN-Taschenbuches 7 entspricht dem Stand der Normung vom 31. Juli 1970. Es sind 43 DIN-Normen abgedruckt. Gegenüber der dritten Auflage (März 1968) sind sieben in Überarbeiteter Fassung und fünf neu aufgenommen worden. Für zwei in dieser Auflage noch unverändert aufgenommene Normen bestehen zwar bereits Entwürfe für neue Fassungen, doch ist der Überarbeitungsvorgang noch nicht beendet. Das gilt auch für DIN 40 701 Blatt 8 „Schaltzeichen, Halbleiterbauelemente“ (in der neuen hier noch nicht aufgenommenen Fassung wurde Übereinstimmung mit den IEC-Schaltzeichen hergestellt, und insbesondere wurden Schaltzeichen für Halbleiterbauelemente der Leistungselektronik und Schaltzeichen für Feldeffekttransistoren neu aufgenommen).

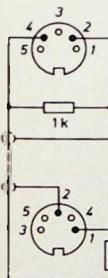
Nach einem gewissen Abschluß der Normungsarbeit auf dem Gebiet der Schaltzeichen sollen später die verschiedenen Schaltzeichengruppen übersichtlich neu geordnet werden, weil die bisherige Einteilung – aus der Entwicklung der Technik heraus – nicht immer konsequent ist.

Auf weitere DIN-Normen, die für den Anwender von Schaltzeichen noch nützlich sind (Einheiten, Kurzzeichen; Allgemeine Formelzeichen usw.) wird im Handbuch in einem kurzen Verzeichnis hingewiesen, ebenso auf die Nummern der für das hier behandelte Gebiet gültigen IEC-Empfehlungen.

Erfreulich ist, daß das alphabetische Sachverzeichnis (statt knapp 350 Stichwörtern in der vorhergehenden Auflage) jetzt fast 800 Stichwörter enthält. Bisher stand hinter jedem Stichwort die Seitennummer des Handbuches. Das ergab ein schnelles Auffinden des Schaltzeichen, aber auch eine Fehlerquelle bei Änderung der Seitenzahlen jeder Neuauflage. Wohl deshalb steht jetzt hinter jedem Stichwort nur die Nummer des Normblattes.

Wenn auch die Normblätter jetzt nach steigenden Nummern im Taschenbuch geordnet wurden, bleibt ein Schönheitsfehler bestehen: Der Kolumnentitel (Hinweis auf das jeweilige Normblatt) steht auf den Seiten als Folge der fotografischen Verkleinerung der als Seitenvorlagen dienenden Original-DIN-Blätter nicht immer oben außen, sondern oft oben innen und ist daher beim schnellen Durchblättern nicht so leicht sichtbar. Eine gleichmäßige Anordnung wäre bei einer späteren Neuauflage von Nutzen. ja

Fernseh-Service



Fernbedienungsseite

Tonbandaufnahmen über den Kopfhöreranschluß der Philips-Fernbedienungen „68“ und „69“

Tonbandgeräteseite

470 k bis 2,2 M

Für die Aufzeichnung des Fernsehtons lassen sich an den Kopfhöreranschluß der Philips-Fernbedienungen „68“ und „69“ Tonbandgeräte gefahrlos anschließen. Die hierzu notwendige Verbindungsleitung ist nach dem folgenden Schema zu schalten:

Fernbedienungsseite

Das abgeschirmte Kabel wird an die Stifte 4 (Innenleiter) und 2 (Abschirmung) eines fünfpoligen Diodensteckers 240° angeschlossen und mit 1 kOhm ($1/2$ W) belastet. Der Leitungspegel ist dann max. 2 Veff.

Tonbandgeräteseite

Die Abschirmung des Verbindungsabwes wird an den Stift 2 eines dreipoligen Diodensteckers 180° angeschlossen, der Innenleiter über einen Dämpfungswiderstand von 470 kOhm bis 2,2 MOhm

($1/2$ W) an Stift 4, so daß der Eingang des Tonbandgerätes nicht übersteuert wird.

Bei den Aufnahmen soll der Lautstärkeregler an der Fernbedienung voll aufgedreht und der Aufnahmepegel mit dem Aufnahmeregler des Tonbandgerätes eingestellt werden, um den größtmöglichen Störspannungsabstand zu erreichen.

Senkrechte punktierte Streifen am linken Bildrand

Bei einem Schwarz-Weiß-Fernsehgerät waren je nach Empfangsfeldstärke mehr oder weniger starke punktförmige Streifen am linken Bildrand zu sehen. Diese Streifen wurden nach Erwärmung des Gerätes zeitweise stärker. Zunächst wurde die Ansteuerung der Zeilen-Endröhre oszillographisch überprüft. Es konnte kein Fehler im Oszillogramm festgestellt werden. Auch der Austausch der Röhren PL 504 und PY 88 brachte keinen Erfolg. Anschließend wollte der Instandsetzer die Hochspannungsgleichrichterröhre DY 86 austauschen. Beim Abziehen der Anodenkappe löste sich diese jedoch vom Anschlußdraht der Hochspannungsspule. Die Anschlußstelle im Innern der Kappe sowie das Drahtende zeigten typische Verbrennungsmerkmale von Spannungsüberschlägen. Diese Funkenwirkung wirkte wie ein kleiner Sender, denn es wurden auch in der Nähe aufgestellte Fernsehempfänger in der gleichen Art gestört. di.

Berichtigungen

Ratzki, W.: Vor- und Steuerverstärker für den Selbstbau. Funk-Techn. Bd. 26 (1971) Nr. 3, S. 101-103.

Im Bild 1 muß in die vom Emitter des Transistors T 10 zum Verbindungspunkt der beiden 56-kOhm-Widerstände in der Kollektorleitung von T 9 führende Leitung noch ein 10- μ F-Bootstrap-Kondensator eingefügt werden (in der gleichen Weise, wie es zwischen T 8 und T 7 der Fall ist).

Wilhelm, K.: Lichtblitz-Stroboskop. Funk-Techn. Bd. 25 (1970) Nr. 23, S. 935-936.

Im Bild 7 müssen die sich kreuzenden Leitungen zur Kathode der Blitzröhre B und zum unteren Ende des Übertragers verbunden werden (der untere Anschluß des Übertragers und eine Klemme der Ansteuerung liegen also ebenfalls an Masse).

Für Werkstatt und Labor

Neue Leitpräparate und Widerstandsmassen

Eine neue Familie von Leitpräparaten – bestehend aus drei Palladium-Silber-Massen – mit hervorragenden Haft-eigenschaften und eine neue Widerstandsmassen-Serie sind jetzt vom Electrochemicals Department der Du Pont de Nemours vorgestellt worden.

Die neuen Leitpräparate mit der Bezeichnung „DP-8420“, „DP-8430“ und „DP-8440“ sind zwecks Verbesserung der Anfangs- und Dauerhaftigkeit – selbst bei Verwendung hoch zinn-haltiger Lote – entwickelt worden. Sie zeichnen sich durch gute Lotannahme-fähigkeit und Widerstandsfähigkeit gegen Ablegieren aus. Beim Entwurf von Dickfilmschaltungen ergeben sich mit den neuen Präparaten insbesondere durch die hohe Leitfähigkeit und eine mögliche Auflösung von 50 µm für Leiterzüge und Zwischenabstände (bei Verwendung von Metallmasken) interessante kommerzielle Aspekte. Während „DP-8420“ die beste Ablegierfestigkeit und Verträglichkeit mit Dickfilmwiderständen zeigt, ist „DP-8440“ am preisgünstigsten, am besten zum Drahtbunden geeignet und bei höchster Leitfähigkeit gut ablegierfest.

„DP-8430“ liegt mit seinen Eigen-schaften zwischen den beiden vorgenannten Leitpräparaten und hat dem-

nach universellere Anwendungsmög-lichkeiten.

Die neue Dickfilm-Widerstandsmas-sen-Serie „1100“ zeichnet sich durch Chargekonstanz und reproduzierbare TK-Eigenschaften aus, die mit den be-sten Palladium-Silber-Präparaten ver-gleichbar sind. Ebenso wird Reproduzierbarkeit innerhalb der einzelnen Drucke sowie von Tag zu Tag erzielt, die früher nur mit teuren Widerstands-präparaten zu erreichen waren. Darüber hinaus ermöglicht die neue Serie nach Angaben des Herstellers wesentliche Einsparungen beim Herstellungs-prozeß, insbesondere durch die leichte Verarbeitbarkeit, gute Auflösung und ausgezeichnete Dimensionsstabilität. Sowohl unbelastet als auch unter Stromlast zeigen die Widerstandspräparate der Serie „1100“ außerordent-lich gute Stabilität unter verschieden-en Umweltbedingungen. Sie sind ebenso unempfindlich gegen die unter-schiedlichen atmosphärischen Bedin-gungen, die normalerweise während der Herstellung und beim Gebrauch von Dickfilmschaltungen herrschen.

Zur Zeit werden 6 Widerstandspräpara-te angeboten: „1111“ (10 Ohm/Qua-drat), „1121“ (100 Ohm/Quadrat), „1131“ (1 kOhm/Quadrat), „1141“ (10 kOhm/

Quadrat), „1151“ (100 kOhm/Quadrat), „1161“ (1 MOhm/Quadrat). Wegen der optimalen Gebrauchseigenschaften wird erwartet, daß die neuen Widerstands-präparate in Linearschaltungen, in NF-Verstärkern – wo Stromrauschen bis-her Schwierigkeiten bereitete – sowie in Schaltkreisen, die mit hoher Last betrieben werden, Verwendung finden.

Thyristor-Tester

Zwei Thyristor-Tester „S 100“ (Bat-teriebetrieb) und „S 101“ (Netzbetrieb) von Sölitron hat jetzt Neumüller & Co., 8 München 2, in das Vertriebsprogramm aufgenommen. Mit beiden Geräten (Ab-messungen 13,5 cm × 18 cm × 8 cm, Ge-wicht 1,1 kg, Preis knapp unter 500 DM) lassen sich in einfacher Art messen: Gate-Zündspannung (bis 5 V), Gate-Zündstrom (bis 50 mA) und der Anoden-Katoden-Sperrwiderstand (bis 8 MOhm).

Wesentlich teurer (1625 DM) ist der ebenfalls neue Thyristor-Tester „S-120“. Mit ihm kann man folgende Größen bestimmen: Zündspannung (bis 10 V), Zündstrom (bis 100 mA), Anoden-Katoden-Durchbruchsspannung (bis zu 1000 V), periodische Spitzensperrspannung in Durchlaßrichtung, Sperrstrom in Durchlaßrichtung, periodische Spitzensperrspannung in Sperrrichtung (bis 1000 V), Sperrstrom in Sperrrichtung (bis 100 mA) und Haltestrom (bis 100 mA). Es sind ferner Oszillografenanschlüsse für die Aufnahme von Zündkennlinien vor-handen; eine exakte Eichspannung für das Oszillogramm steht zur Verfü-gung.

**Neuer
Betriebs-
stunden-
zähler**



„Horacont 600“ in flacher Bauart

Für die regelmäßige Überwachung (auch im Hinblick auf Wirtschaftlichkeit und Garantiezeit) ist die Registrierung und Auswertung der effektiven Einschaltzeiten von Geräten, Maschinen oder Anlagen wichtig. Hierfür hat die Kontrolluhrenfabrik J. Bauser, 7241 Empfingen b. Horb, jetzt auch einen Zähler für flache Bauweise herausge-bracht. Dieser synchronmotorisch ange-triebene Betriebsstundenzähler „Hora-cont 600“ hat die Frontabmessungen 5,4 cm × 2,9 cm. Er paßt in einen Schalt-tafelausschnitt von 5 cm × 2,5 cm bei einer Einbautiefe von 7,35 cm.

Der Zählebereich ist für 10 000 oder 100 000 Stunden ausgelegt (mit zwei weiteren Dezimalstellen). Die Befestigung des Zählers erfolgt mittels eines U-förmigen Bügels mit nur einer Rändelmutter, der elektrische Anschluß mit einem 30 cm langen Kabel NYFAZ 2 × 0,50 (in Sonderausführung auch mit verlängertem Kabel). Eine Laufanzeige zeigt den Betrieb beziehungsweise den Stillstand des zu überwachenden Ge-rätes oder dergleichen an. Der Zähler ist voll berührungssicher (Gehäuse aus grauem Thermoplast); Schutzart P 42 DIN 40 050. Die elektrischen Anschluß-werte sind in Normalausführung 110 oder 220 V, 50 oder 60 Hz (in Sonder-ausführung auch 12 bis 380 V).

VOGT BAUTEILE

**Abgleichkerne
Schalenkerne
Stab- u. Rohrkerne
Ringkerne
E- und El-Kerne
Ul- und L-Kerne**

**Sonderformen
nach Ihren Wünschen**

**Spezialformen
aus Ferrit und
Carbonylenzen
für die industrielle
Elektronik**

**Spulenkörper und
Kunststoffspulzelle**

VOGT & CO. KG

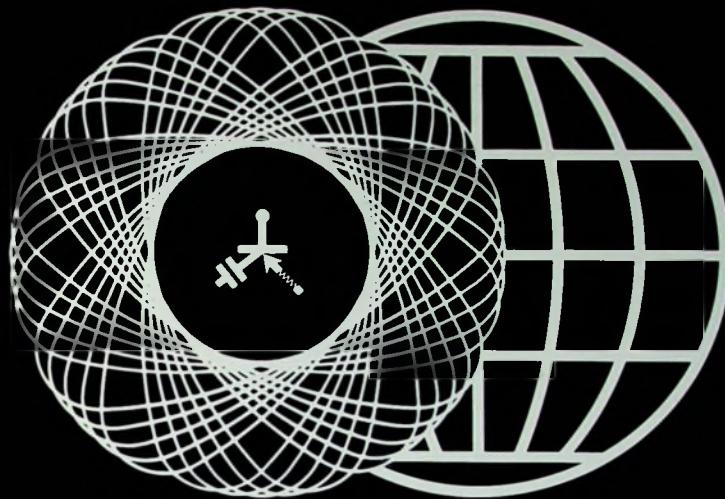
FABRIK FÜR ELEKTRONIK-BAUTEILE
8391 ERLAU ÜBER PASSAU

TELEFON: 08591 333* TX: 057869

SALON PARIS · Allée 3 · Stand 113

Hannover-Messe · Halle 12 · Stand 1463

PARIS, PORTE DE VERSAILLES AM 31 MÄRZ, 1, 2, 3, 5 und 6 APRIL 1971



PARIS Zentrum der Elektronik

Treffpunkt der Forscher,
Hersteller und Käufer aus
70 Ländern :

INTERNATIONALE AUSSTELLUNG DER ELEKTRONISCHEN BAUELEMENTE

Von der S.D.S.A. organisiert

Auskünfte und Eintrittskarten sind an der folgenden
Anschrift erhältlich :

in der Bundesrepublik, das Büro

FRANZÖSISCHE FACHAUSSTELLUNGEN,
5 Köln, Salierring 12 - Tel : 31.80.45 - Fs : 888 1133 salon d



INTERNATIONALES KOLLOQUIUM "WELTRAUM UND KOMMUNIKATION"

Entgegennahme und Übermittlung von Informationen in die
Weltraumsysteme sowie ihre Auswertung vom 29. März - 2 April
1971

Für weitere Auskünfte und Anmeldungen ist das Sekretariat
des Kolloquiums 16, rue de Presles, Paris 15^e Tel : 273-24-70
zuständig

Preiswerte Halbleiter 1. Wahl

AA 117	DM .55
AC 187/188 K	DM 3,45
AC 192	DM 1,20
AD 133 III	DM 6,95
AD 148	DM 3,95
AF 239	DM 3,80
BA 170	DM 3,60
BAY 17	DM .75
BC 107	DM 1,20 10/DM 1,10
BC 108	DM 1,10 10/DM 1,—
BC 109	DM 1,20 10/DM 1,10
BC 170	DM 1,05 10/DM .95
BF 224	DM 1,75 10/DM 1,65
BRY 39	DM 5,20 10/DM 4,80
ZG 2,7 . . . ZG 33	je DM 2,20
1 N 4148	DM .85 10/DM .75
2 N 708	DM 2,10 10/DM 1,95
2 N 2219 A	DM 3,50 10/DM 3,30
2 N 3055	DM 7,25 10/DM 6,85

Alle Preise incl. MWSt.
Kostenl. Bautelle-Liste anfordern.
NN-Versand

M. LITZ, elektronische Bauteile 4
Postfach 55, Telefon (07724) 71 13

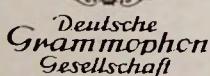


Auto- und Kofferradios

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



für Radio- und Elektronikbastler und alle, die es werden wollen. Bastelvorschläge, praktische Tips, Bezugsschein nachweis. Kostenlos erhältlich bei TECHNIK-KG, 28 BREMEN 33 BE 6



Achtung Aufnahme

Unsere Aufnahmeabteilung bietet interessante Aufgaben für

Meßingenieure Meßtechniker

Tätigkeitsfeld: Studio-Geräte, Transistor-technik, Prüftechnik, Schnellkopier-anlagen für Musi-Cassetten.

Tontechniker

Einsatz: Klassische Musik, Innen- und Außen Dienst im In- und Ausland, Um-gang mit Studio-Geräten, Partiturkennt-nisse erwünscht.

Englischkenntnisse von Vorteil, da inter-nationalen Verflechtung.

Bewerbungen mit Gehaltsvorstellungen richten Sie bitte an unsere Personal-abteilung Hannover, Podbielskistr. 164.

DEUTSCHE GRAMMOPHON GESELLSCHAFT MBH



Zwillingsnetzsteckkarte »NSTK 530«

mit elektronischer Strombegrenzung.

Universell einsetzbar zum Betrieb von sämtlichen „ICs“ mit doppelter Stromversorgung

Ausgangsspannung: 2 X 5–30 V, kontin. regel-bar

Ausgangsstrom: max. 2 X 300 mA

Strombegrenzung: beliebig einstellbar von 10 mA–300 mA

Stat. Innenwiderstand: < 1 Ω; dyn.: < 0,2 Ω

Erforderliche Trafospannung: 30 + 30 V~/0,5 A

Maße: B 150 X H 100 X T ca. 40 mm

Bauanleitung 05–40–220 DM 1,50

Bausatz ohne Potentiometer

01–40–220 DM 99,—

Betriebsf. Steckkarte 02–40–220 . DM 119,—

Weitere technische Informationen finden Sie in der neuen **IM-Bausteinfibel mit Kombinationsbeispielen**.

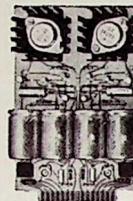
Über 154 DIN-A 4-Seiten. Ladenpreis DM 5,50 + DM 1,— f. Porto bei Vorkasse (Postscheckkonto München 137 53), Nachnahme DM 7,30.

RADIO-RIM

8000 München 2, Postfach 20 20 26

Bayerstr. 25 — Tel. (08 11) 55 72 21

Abt. F 2 Telex 05-28 166 rarim-d



Goldene Zeiten für Orgelselbstbauer

Musikfreunde lieben ihr Instrument, Sie wollen es durch und durch kennen.

Dr. Böhm bietet hunderftige Möglichkeiten, eine Orgel nach individuellen Gesichtspunkten selbst zu bauen. Außerdem: mit dem Selbstdbau nach dem System Dr. Böhm sparen Sie 80% vom regulären Kaufpreis!

Dr. Böhm-Orgeln sind unübertroffen vielseitig, klanglich hervorragend und repräsentieren in jeder Hinsicht Spitzenqualität. Dr. Böhm-Orgeln sind nach dem aktuellsten Stand der Technik konzipiert.

Kostenloser Prospekt von 495 Seiten, Postf. 209/6/4

Dr. Böhm

Telefonanlage

gebraucht, werksüberholt, wegen Geschäftserweiterung preisgünstig abzugeben:

Anlage mit 5 Amtsleitungen, 25 Nebenstellen, mit Zah-lengeber, Zielwahl und Chefapparat.

Zuschriften erbeten unter F. F. 8547

Ich möchte Ihre überzähligsten

RÖHREN und TRANSISTOREN

in großen und kleinen Mengen kaufen

Bitte schreiben Sie an

Hans Kaminzky
8 München-Solln · Spindlerstr. 17

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

DUAL stellt Phonogeräte für den anspruchsvollen Musikhörer her. Überall in der Welt hat der Name DUAL seinen besonderen Klang.

Unsere Werke mit 2000 Mitarbeitern liegen in der landschaftlich schönen und klimatisch angenehmen Gegend des südlichen Schwarzwalds. Frankreich, Schweiz und Bodensee sind in einer Stunde zu erreichen.

Wir befinden uns in einer Phase starker Expansion. Gezielte Entwicklungen bringen neue Aufgaben — Aufgaben für aufgeschlossene Mitarbeiter in folgenden Bereichen:

Entwicklungsgruppe Tonbandgeräte

INGENIEUR

der Feinwerktechnik für konstruktive und labormäßige Entwicklung von Tonbandgeräte-Laufwerken

INGENIEUR

für die Entwicklung von NF-Verstärkern und HF-Einrichtung von Tonbandgeräten

Entwicklungsgruppe Verstärker und Komplettgeräte

TECHNIKER

für NF-Elektronik

DETAIL-KONSTRUKTEUR

für Gehäuse und einfache mechanische Details

Entwicklungsgruppe Wandler (Tonabnehmersysteme)

TECHNIKER

der Feinmechanik

Entwicklungsgruppe Video-Geräte

DIPLOM-INGENIEUR

INGENIEUR

für Feinmechanik und Elektronik

Entwicklungsgruppe Elektronik

DIPLOM-PHYSIKER

TECHNIKER

für Feinwerktechnik und Elektronik

Den Spezialisten und Profis geben wir die Chance, sich mit Grundlagen-Untersuchungen und Spezialaufgaben in diesen Entwicklungsgebieten auseinanderzusetzen — ein Wachsen mit den Aufgaben.

Berufsanfänger können ihre unkonventionellen Vorstellungen verwirklichen.

Unkonventionell ist auch unsere Verwaltung — ohne Bürokratie —, Spezialisten werden anerkannt. Der Erfolg gab uns recht.

Wir bieten Ihnen ein gutes Anfangsgehalt, das bei Bewährung rasch erhöht wird. Das Gehalt wird ergänzt durch freiwillige Sozialleistungen.

Die Wohnungsfrage wird von uns gelöst.

Für die Phase der Einarbeitung (sie ist auch bei Spezialisten berechtigt) finden Sie bei uns genügend Zeit und den richtigen Gesprächspartner.

Bitte bewerben Sie sich mit den für eine erste Beurteilung erforderlichen Unterlagen einschließlich Ihrer Gehaltvorstellungen. Für eine Vorinformation steht Ihnen unser Herr Schoppmeier zur Verfügung.

Dual

DUAL GEBRÜDER STEIDINGER

— Personalleitung — 7742 St. Georgen/Schwarzwald · Postfach 70 · Telefon 0 77 24-512

VALVO

Bauelemente
für die gesamte
Elektronik



200 grd/W Wärmewiderstand für SOT-54- Kunststoff- gehäuse

Das von Valvo neu entwickelte Gehäuse SOT 54 schließt die Lücke zwischen den Kleinsignal-Transistoren in SOT-30-Bauform und den Transistoren in Metallgehäusen. Dieses SOT-54-Gehäuse und zwei Kristall-Neuentwicklungen in Silizium-Planar-Epitaxial-Technik bilden die Grundlage unserer komplementären Transistoren

BC 327 } in PNP-Zonenfolge
BC 328 }

BC 337 } in NPN-Zonenfolge
BC 338 }

Das Besondere liegt in der Verwendung eines außerordentlich gut wärmeleitenden Materials für den Kamm, so daß die »Beinchen« wesentlich zur Wärmeableitung beitragen.

Kurzdaten: Kollektor-Emitter-Sperrspannung $|U_{CE0}| = 25$ und 40 V
Scheitelwert des Gesamtstromes $|I_{CM}| = 1 \text{ A}$

1:1

A 0371/1058

E. -Thaumann 327-56

VALVO GmbH Hamburg 1002001

VtV

6386