

2

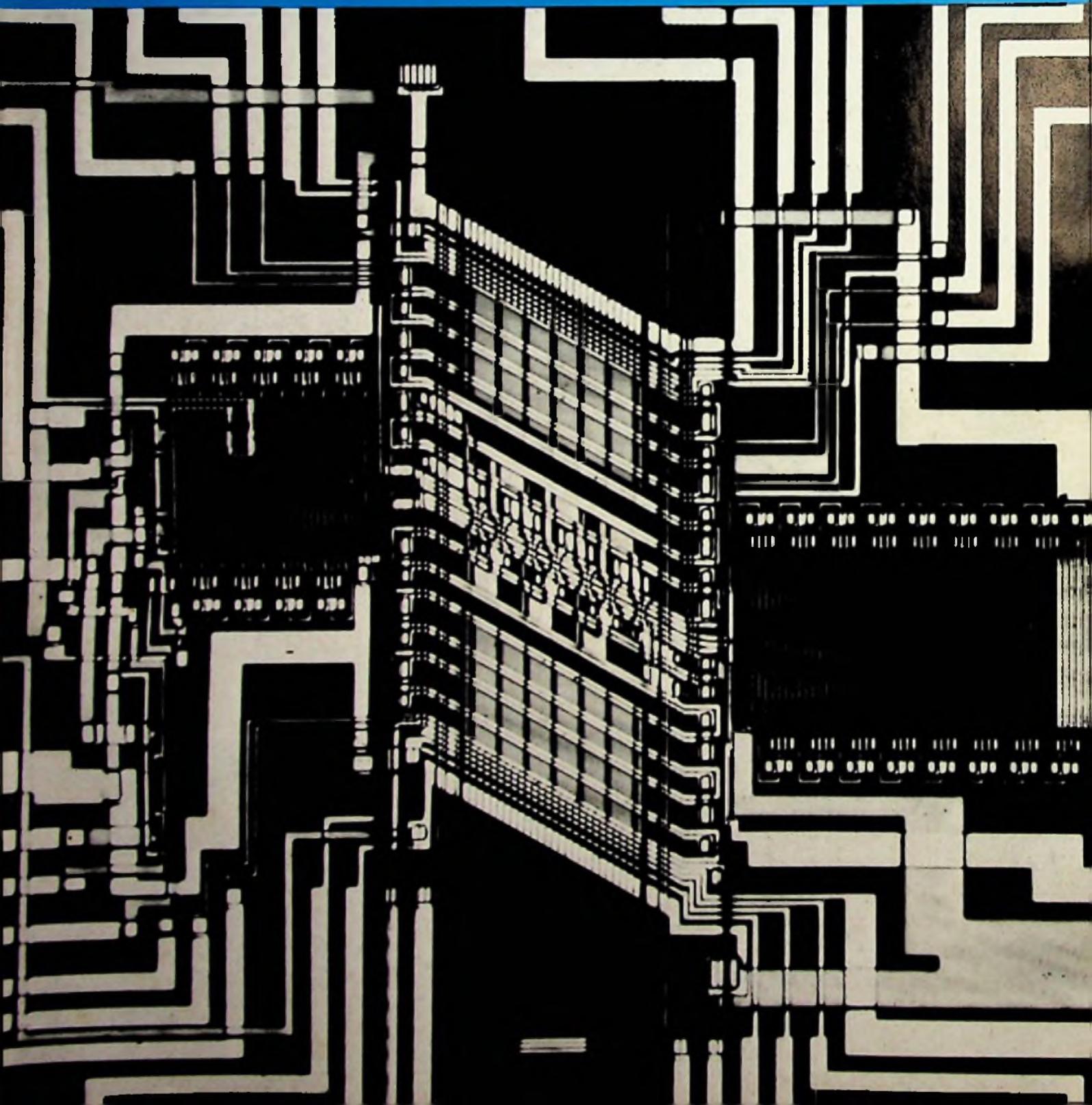
2. Januar-Ausgabe 1978
33. Jahrgang
ISSN 0016-2825

FUNK

- - Fernsehleitung (Teil 12)
- Festbrennstoff
- Gleichrichterlöten

TECHNIK

Fachzeitschrift für die gesamte Unterhaltungselektronik



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

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

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

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

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

Infrarot-Fernbedienungssystem SAA 1050/51 vorstellen können.

Merkmale für den Techniker:

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

– Sender-IC SAA 1050 in CMOS-Technik

– Empfänger-IC SAA 1051 in Si-Gate-P-Kanal-Technik (ein spezialisierter Mikroprozessor)

– Befehlsübertragung durch pulscodemoduliertes Infrarotlicht

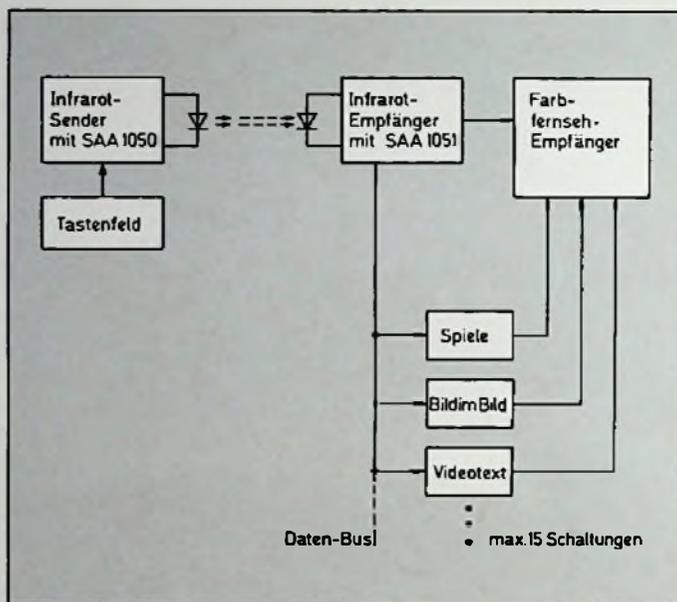
– große Reichweite

– gute Störsicherheit durch integriertes Störfreiesystem

– lange Batterielebensdauer des Senders

– vierfache Betriebsartwahl im Empfänger-IC

– für 16 Geräte/Adressen nur ein Sender



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

Der Dialog mit unseren Partnern war erfolgreich;

unser neues Übertragungssystem ist branchengerecht.

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

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

**INTERMETALL –
das erfolgreiche Halbleiterunternehmen**

ITT

Werkstatteil: Werkstatt und Service

Handwerks-Praxis

Fernseh-Reparaturen: Ist die systematische Fehlersuche zu kompliziert geworden?

Teil 12 (Schluß)	W & S 19
Meldungen für den Service	W & S 20

Ausbildung und Weiterbildung

Antennenkurs in Kürze,

Teil 2: Vorschriften und Richtlinien	W & S 20
--	----------

Kurse und Lehrgänge	W & S 24
-------------------------------	----------

Die Bausteine der Farbfernsehempfänger,

Teil 3: Die Farbbausteine	W & S 24
-------------------------------------	----------

Grundwissen für Praktiker:

Bauelemente der Elektronik,

Teil 15: Gleichrichter-Dioden I	W & S 26
---	----------

Laborteil: Forschung und Entwicklung

Grundlagen

Die Bemessung des Überbrückungs-kondensators für den Emitterwiderstand	F & E 11
--	----------

Schaltungstechnische Neuheiten

Hi-Fi-Technik: Dynamik-Expander mit neuartigem Audiosignal-Wandler	F & E 17
--	----------

Forschungsberichte

Datenspeicher: Bilder aus dem Kristall	F & E 18
--	----------

Fachveranstaltungen

Terminkalender für Messen und Tagungen	F & E 18
Hannover-Messe 1978	F & E 19

Fachliteratur

Neue Fachbücher	F & E 19
---------------------------	----------

Titelbild

Das erste funktionsfähige Magnetblasen-Chip haben Wissenschaftler der IBM hergestellt und getestet. Das experimentelle Mikroschaltkreis-Chip enthält alle Elemente zum Lesen, Schreiben und Speichern von Informationen. Der Speicherbereich erscheint in Form eines Parallelogramms in der Mitte des Bildes. Er hat auf dem Original-Chip eine Länge von etwa 0,4 mm und enthält 1024 informationstragende Magnetblasen, die in einem Gitter von 32 Zeilen und 32 Spalten angeordnet sind. Magnetblasen sind keine Blasen, sondern winzige zylinderförmige Magnetbereiche („Domänen“), die Informationen mit einer Dichte von mehr als einer dreiviertel Million Bits je Quadrat-zentimeter speichern können. (Bild: IBM)



Zukunft durch Ausbildung

Viele Millionen Jugendlicher in den unterentwickelten Ländern brauchen eine Bildungschance, eine Berufsausbildung. Denn nur wer mehr weiß, wer bessere Kenntnisse hat, kann sich selber helfen, oder mehr produzieren. Aber es fehlt an genügend Lernmöglichkeiten und an Ausbildungsstätten auf dem Lande, deren Programme den Bedürfnissen der Gemeinschaft entsprechen. »Brot für die Welt« fördert

Ausbildungszentren in vielen Ländern. Der Unterricht erstreckt sich auf eine Reihe von Fächern, von Lesen, Schreiben und Rechnen bis zu Hinweisen über Gesundheit und Landwirtschaft. Technische Fertigkeiten werden entwickelt. Die Jugendlichen lernen Fahrzeuge und Geräte reparieren und schließlich ein Handwerk. Nach der Ausbildung finden viele einen Arbeitsplatz, andere können mit mehr Wissen die Entwicklung auf dem Lande voranbringen. »Brot für die Welt« gibt damit Starthilfe für junge Handwerker. Sie sollen einmal selbstständig oder in einer Genos-

senschaft so wirtschaftlich arbeiten, daß sie ihre Produkte auf dem einheimischen Markt verkaufen können. Jeder Wandel zum Besseren braucht eine gesunde wirtschaftliche Basis.

Brot für die Welt

Hilfe zum Leben

Spendenkonto 500500-500 bei Landesgirokasse Stuttgart, Commerzbank AG Stuttgart und Postscheckamt Köln

NEU!

Bosch-MKT 75:



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

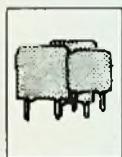
1:1



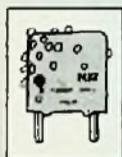
**flammhemmend
und selbstverlöschend,**



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



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



**und halten sogar eine kurzzeitige,
leichte Betauung aus.**

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

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

Unsere Anschrift: _____

KO 377

BOSCH

Fernseh-Reparaturen

Ist die systematische Fehlersuche zu kompliziert geworden?

Teil 12 (Schluß)

Günter E. Wegner, Hamburg

Ganz auf die praktischen Fragen aus dem Alltag des Fernsehgeräte-Services ist diese Beitragsserie über die systematische Fehlersuche zugeschnitten. Der Autor, ein erfahrener Werkstatt-Fachmann, spart bei der Behandlung des Themas nicht mit Tips und Kniffen für den Praktiker.

Fehlersuche im Tonteil

Die Fehlersuche im Tonteil eines Fernsehempfängers ist im Prinzip identisch mit der Reparatur eines UKW-Rundfunkempfängers. Bild 67 zeigt den ZF- und den NF- des mit ICs bestückten Tonteils eines Farbfernsehempfängers. Defekte werden darin gesucht und gefunden durch Gleichspannungsmessungen und durch Signalverfolgung. Bei der Kontrolle der Versorgungsspannung ist zu beachten, daß diese eventuell aus der Zeilenendstufe gewonnen wird, und die Diode,

die die Impulse gleichrichtet, defekt sein kann. Weitere Einzelheiten der Fehlersuche werden hier nicht behandelt; Reparaturen im Tonkanal eines Fernsehgeräts sind im allgemeinen unproblematisch.

Service-Justierungen

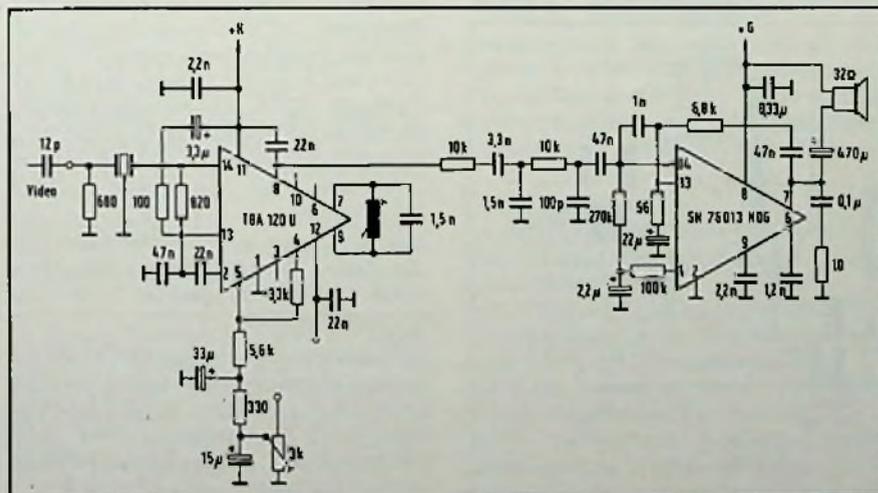
Gemeint sind damit neben den Grundeinstellungen, wie Helligkeit und Kontrast, die Einstell- und Abgleichvorgänge, die nach jeder Reparatur vom ordentlich arbeitenden Techniker zu überprüfen und zu korrigieren sind.

Zur Einstellung und Überprüfung von Bildgeometrie und -lage dient das Sendertestbild. Die Bildlage ist so einzustellen, daß der Mittelpunkt des Kreises im Testbild mit der Bildschirmmitte zusammenfällt. Die Korrektur geschieht bei Schwarz-Weiß-Empfängern mit an der Ablenkeinheit angebrachten Zentrierblechen. Bei Farbgeräten erfolgt die Bildzentrierung durch einstellbare Gleichströme, die über die Ablenkspulen zusätzlich geleitet werden. Danach wird mit dem Einsteller für die Bildlinearität der Mittelkreis und beim Standard-Testbild auch die vier kleinen Seitenkreise so eingestellt, daß sie auch tatsächlich kreisrund erscheinen.

Sind Abweichungen in den Seitenpartien des Bildes zu sehen, oder ist der Kreis in horizontaler Richtung verzogen, wird dies mit der Zeilenlinearitätsspule so gut wie möglich ausgeglichen. Auch die Bildschärfe (Fokussierung) sollte kontrolliert und so eingestellt werden, daß sich eine möglichst gleichmäßige Schärfe über das ganze Bildfeld ergibt. Zu überprüfen ist in jedem Falle die Stabilität der Bild- und Zeilensynchronisation. In diesen Stufen machen sich Fehler manchmal erst nach einer gewissen Erwärmung im Betrieb bemerkbar oder auch bei Spannungsschwankungen. Vor den Servicejustierungen sollte der Empfänger daher grundsätzlich immer erst 15 bis 20 Minuten laufen. Spannungsschwankungen lassen sich in der Werkstatt simulieren, indem man über den Stelltrafo die Netzspannung um 20 bis 30 Volt verändert. Zur Einstellung der Bildfrequenz unterbindet man die direkten Synchronimpulse – durch Kurzschließen (Servicehinweise beachten!) – und stellt das Bild grob so ein, daß der schwarze Austastbalken genau in der Bildmitte steht. Dann wird der Kurzschluß wieder aufgehoben. Auf gleiche Weise wird der Zeilengenerator eingestellt (siehe Servicehinweise des Herstellers!). Nach Kurzschluß der Regelspannung am Phasenvergleich wird der Kern der Zeilenoszillatorspule so lange nachgestellt, bis sich die Zeilenstruktur wieder aufrichtet.

Beim Farbfernsehempfänger kommen zusätzliche Einstellungen hinzu, um die Farbauszüge auf dem Bildschirm exakt zur Deckung zu bringen. So werden die Farbreinheit, die Konvergenz und der Weißabgleich eingestellt. Außerdem ist oft eine Rasterkorrektur erforderlich.

Bild 67. Der mit ICs bestückte Tonkanal eines Farbfernsehempfängers (Grundrig)



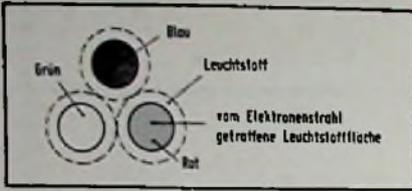


Bild 68. Farbtupel einer Delta-Röhre unter dem Mikroskop (Grundrig)

Farbreinheit und Konvergenz

Damit die Delta-Bildröhre farbrein abbildet, also ohne Farbkleck und Säume, muß dafür gesorgt werden, daß über den gesamten Ablenkwinkel der Elektronenstrahl auch wirklich nur die ihm zugeordneten Farbpunkte trifft; Anordnung der Tripel in Bild 68. Zum Einstellen bzw. Überprüfen der Farbreinheit benutzt man ein einfaches Raster. Es kommt aus dem Bildmustergenerator, man kann auch einfach den Katodenanschluß des roten Strahlensystems abziehen. Dann verschiebt man – entsprechend der Anweisung des Herstellers – die Ablenkeinheit einer Delta-Bildröhre so, daß in der Bildmitte ein tellergroßer farbiger Fleck entsteht. Dieser wird durch Verdrehen der Farbreinheitsmagnete auf optimale Farbreinheit eingestellt. Danach wird die Ablenkeinheit so verschoben, daß der gesamte Bildschirm gleichmäßig ausgeleuchtet ist. Zweckmäßig ist (so die Hersteller), die Einstellung mit einem speziellen Mikroskop zu kontrollieren. Eine Neueinstellung der Konvergenz – man versteht darunter das deckungsgleiche Übereinanderschreiben der drei Farbbildauszüge auf dem Bildschirm – ist in der Regel nur nötig, wenn die

Bildröhre oder Teile der Ablenk- bzw. Konvergenzeinheit gewechselt oder darin Fehler beseitigt wurden. Wegen der bei der Delta-Bildröhre exzentrischen Anordnung der drei Strahlensysteme ist die Ablenkung über den Bildschirm unterschiedlich. Das macht es erforderlich, die Einstellung für die Bildschirmitte und die Außenpartien getrennt vorzunehmen. Man spricht auch von der statischen und der dynamischen Konvergenzeinstellung, wobei die statische Konvergenz durch Magnete am Bildröhrenhals, die dynamische hingegen durch Korrekturstrome erreicht wird. In Bild 69 ist das Prinzip der Konvergenzschaltung für eine 20-AX-Bildröhre (In-Line) von Valvo dargestellt.

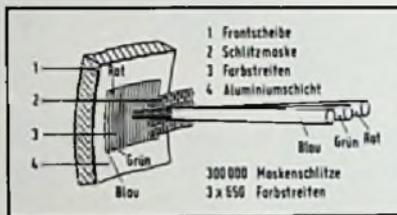


Bild 70. Abbildungsprinzip einer In-Line-Bildröhre (Valvo)

Für leichte Korrekturen, wie sie in der Praxis überwiegend vorkommen, genügt es meist, auch bei Delta-Röhren nur wenige Einsteller zu betätigen. Noch einfacher ist, das Einstellen der Konvergenz bei der In-Line-Bildröhre, die seit etwa zweieinhalb Jahren auf dem Markt ist. Bei diesen Bildröhren liegen die drei Strahlensysteme in „einer Linie“, eine Ablenkkorrektur im Service ist nur noch in horizontaler Richtung notwendig (Bild 70).

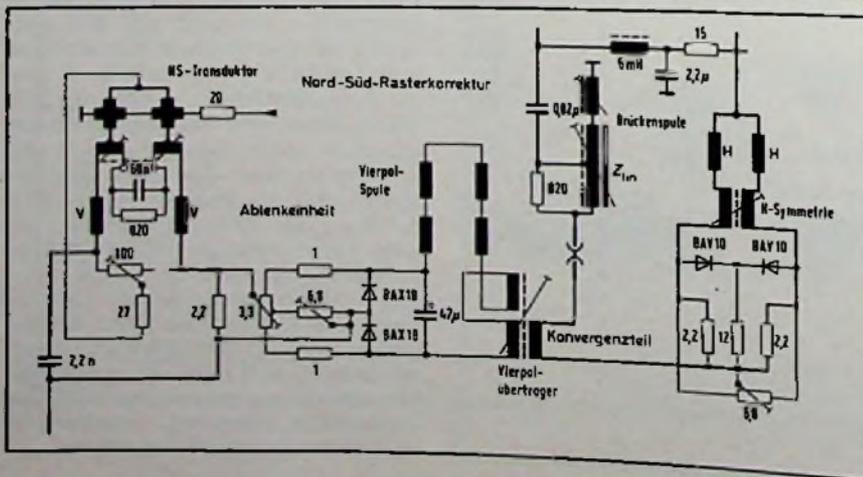
Rasterfehler

Wie bei der Schwarz-Weiß-Bildröhre, entstehen auch bei der Farbbildröhre kissen- und tonnenartige Verzeichnungen auf dem Schirm. Außerdem entsteht bei der Delta-Bildröhre eine trapezförmige Rasterverzerrung als Folge der exzentrischen Anordnung der drei Elektroden-systeme. Bei der In-Line-Bildröhre hingegen müssen starke Ost-West-Rasterfehler korrigiert werden. Diese Fehler in der Abbildung werden ebenfalls durch zusätzliche, über die Ablenkspulen fließenden Ströme kompensiert. Man spricht von der Ost-West-(OW-) und der (NS-)Nord-Süd-Rasterkorrektur.

Weißabgleich

Der Farbfernsehempfänger muß auch Schwarz-Weiß-Sendungen einwandfrei wiedergeben und ein Bild in den richtigen Graustufen liefern. Das bedeutet, daß die drei Strahlströme in einem bestimmten Verhältnis zueinander stehen müssen, und dieses Verhältnis muß bei jeder Helligkeitsabstufung von Weiß bis Schwarz erhalten bleiben. Die dazu erforderlichen Einstellungen der drei „Farbkanonen“ nennt man den Weiß- oder Graubgleich. Liegen in den Katodenzweigen der Bildröhre VDR-Widerstände, ist keine Einstellung des Weißtones nötig. Andernfalls sind entsprechende Einsteller vorhanden, die nach Vorschrift des Herstellers zu handhaben sind. Zur Einstellung bringt man den Serviceschalter des Empfängers aus Stellung „Strich“, stellt die Farbsättigung auf Minimum und pegelt die Linien für Rot, Grün und Blau so ein, daß sie sich zur Farbe Weiß addieren.

Bild 69. Beispiel einer H- und V-Konvergenz für eine In-Line-Bildröhre (Metz)



Meldungen für den Service

Blaupunkt. Die Kundendienstschritte für Autoradio Frankfurt Super-Arimat 7 636 643 (ASU) und Autoradio Ludwigshafen Arimat 7 636 325 (ASU) sind herausgekommen, ebenso die Ersatzteilliste für Hi-Fi-Dreifachkombination Digita 503 7 627 800 und die Schaltbilder für Heimradio Digita 503 7 627 800.

Dual. Die neuen Service-Anleitungen 461, 481, 502, 1236, 1237, 1239, 1241, 1245, C 939, CL 210 – 390 sowie die Zubehörliste 877 liegen jetzt vor.

JKG electronic. Neue Service-Unterlagen kamen für folgende Geräte heraus: F 11 alpssee 851 K, F 12 königsee 866 DT, F 13 eibsee 856 US, F 14 tegernsee 866 S, F 15 chemsee 866 US und der Service-Helfer 2a für die Farbfernseh-Geräte Chassis 8.

Empfangsantennen

Antennenkurs in Kürze

Teil 2 Vorschriften und Richtlinien

Dr.-Ing. A. Fiebranz, Esslingen

Zum Errichten ordnungsgemäßer Antennenanlagen sind spezielle Kenntnisse erforderlich, die während der Lehrlingsausbildung nicht immer in ausreichendem Umfang vermittelt werden können. Eine Hilfe zum Ausfüllen dieser Lücke soll die Artikelserie „Antennenkurs in Kürze“ sein, die in jedem ihrer Teile ein abgeschlossenes Gebiet behandelt. Grundkenntnisse der Elektrotechnik und der Hochfrequenztechnik werden vorausgesetzt.

Übersicht

Für die Planung, den Aufbau und den Betrieb von Antennenanlagen sind folgende Bestimmungen und Richtlinien maßgebend:

1. Bestimmungen der Deutschen Bundespost über die Errichtung und den Betrieb von Rundfunk-Empfangsantennenanlagen; Technische Vorschriften der Deutschen Bundespost für Rundfunk-Empfangsantennenanlagen; siehe Amtsblätter des Bundesministers für das Post- und Fernmeldewesen
 1. Nr. 125/1971, Verfügung Nr. 754;
 2. Nr. 151/1972, Verfügung Nr. 719;
 3. Nr. 102/1973, Verfügung Nr. 552;
 4. Nr. 103/1974, Verfügung Nr. 536/537;
 5. Nr. 34/1976, Verfügung Nr. 173*).
- FTZ-Vornorm 15 TV 11, Errichten und Betreiben von privaten Stromwegen für Gemeinschaftsantennenanlagen.
FTZ-Richtlinien I R 8-14, Stromwege für Gemeinschaftsantennenanlagen.
2. VDE 0855 (DIN 57 855), Bestimmungen für Antennenanlagen*), Teil 1/7.71 Errichtung und Betrieb, Teil 2/11.75 Funktionseignung von Empfangsantennenanlagen.
 3. Richtlinien des Arbeitskreises Rundfunk-

Dr.-Ing. A. Fiebranz ist Leiter der Abteilung für Patentwesen und Technisches Schrifttum der Firma Hirschmann in Esslingen/Neckar und Vorsitzender der Schulungskommission des Fachverbandes Empfangsantennen im ZVEI.

empfangsantennen (RGA)*). Verbindlich ist stets die zur Zeit geltende Ausgabe dieser Bestimmungen; sie hat Vorrang vor den hier gebrachten Hinweisen. Teil 1 von VDE 0855 enthält Bestimmungen über die mechanische Festigkeit und die elektrische Sicherheit von Antennenanlagen. Die Punkte, die der Antennenbauer beim Errichten von üblichen Empfangsantennenanlagen zu beachten hat, werden in diesem Kurs noch später behandelt.

Die „Regeln für die Funktionseignung von Empfangs-Antennenanlagen“ im zweiten Teil der VDE-Bestimmungen 0855 enthalten Grundsätze, die in den Richtlinien für Gemeinschafts-Antennenanlagen des Arbeitskreises Rundfunkempfangsantennen ergänzt sind. Diese enthalten außerdem Vorschläge für Arbeitsunterlagen und Verträge, die eine wesentliche Hilfe für den Antennenbauer, den Bauherrn und den Architekten sind.

Genehmigungspflicht

Gemeinschafts-Antennenanlagen mit aktiven elektronischen Geräten sind Funkanlagen und nach dem Gesetz vom 14.1.1928 genehmigungspflichtig. Die Genehmigung erteilt die Deutsche Bundespost. Ausführungsbestimmungen nebst Verfahren sind in den unter 4. aufgeführten Verfügungen festgelegt. Einige wichtige Punkte sind: Zur Abwendung der Gefahr der gegenseitigen elektrischen hochfrequenten Beeinträchtigung hat die Deutsche Bundespost „Technische Vorschriften“ herausgegeben (Verfügungen Nr. 1./2./3./5.). Sie dienen als Maßstab für die Genehmigung. Nicht genehmigungspflichtig sind: Antennenanlagen für eine Wohneinheit mit und ohne Verstärker, Gemeinschafts-Antennenanlagen ohne Verstärker, Antennenanlagen in Fahrzeugen, auch auf Schiffen, Zimmerantennen und andere tragbare Antennen.

Diese Antennen müssen aber auch den „Technischen Vorschriften“ entsprechen und dürfen andere nicht stören. Gemeinschafts-Antennenanlagen mit Verstärker erfordern eine Einzelgenehmigung. Vor Baubeginn muß vom Errichter oder Betreiber der Anlage eine „Vorläufige Genehmigung“ mit Formblatt FAm 21 bei der zu-

*) Bezugsquellen:

Amtsblatt des BPM: Vertrieb amtlicher Blätter des BPM, Postamt, Postfach 109001, 5000 Köln 1
FTZ-Richtlinien: Druckschriftenstelle des Fernmeldetechnischen Zentralamtes, Postfach 800, 6100 Darmstadt
VDE-Bestimmungen 0855: VDE-Verlag GmbH, Bismarckstr. 33, 1000 Berlin 12
RGA: Fachverband Empfangsantennen, Blumenstraße 6, 8500 Nürnberg

ständigen Anmeldebehörde für Fernmeldeeinrichtungen beantragt werden. Sie berechtigt zum Aufbau und zur Inbetriebnahme der Anlage.

Innerhalb von 4 Wochen nach dem im Antrag anzugebenden Tag der voraussichtlichen Inbetriebnahme ist ein „Abnahmebericht“ auf den Formblättern Fu 244 und 245 beim Fernmeldeamt einzureichen. Wenn der angegebene Termin der Fertigstellung nicht eingehalten werden kann, ist rechtzeitig eine Verlängerung zu beantragen.

Der Abnahmebericht dient als Nachweis der einwandfreie Ausführung der Gemeinschaftsantennenanlage. Ergeben sich bei der Prüfung keine Beanstandungen, so wird die „Genehmigung für das Errichten und Betreiben einer Gemeinschafts-Antennenanlage mit aktiven elektronischen Bauelementen“ endgültig für die Dauer von 10 Jahren erteilt. Das Genehmigungsverfahren ist gebührenpflichtig. Die Höhe der Gebühren errechnet sich nach der Anzahl der angeschlossenen Wohneinheiten.

Vor der Durchführung von wesentlichen Änderungen an bestehenden Anlagen (z.B. Erweiterung, Umstellung auf ein anderes System) ist ebenfalls eine gebührenpflichtige Genehmigung einzuholen. Dazu wird empfohlen, beim Funkstörungenmeßdienst der Post oder einem Antennenhersteller anzufragen, was als wesentliche Änderung gilt. Für Kabel in öffentlichem Grund ist bei der Post ein Antrag auf Bereitstellung oder Verlegungsgenehmigung zu stellen. Bei der Errichtung und dem Betrieb von Anlagenteilen in öffentlichem Grund sind die angeführten FTZ-Richtlinien zu erfüllen.

Zusätzliche Nutzung, d.h. die Übertragung von anderen Signalen (Ton-, Bild- oder Datensignale) als die der drahtlos empfangbaren Ton- und Fernrundfunksender, ist gesondert zu beantragen.

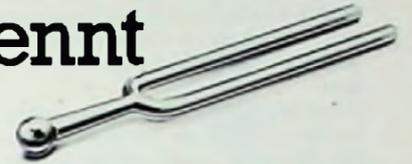
Störstrahlsichere Antennenanlagen

Um bei Antennenanlagen störende Abstrahlungen, die den Betrieb benachbarter Anlagen beeinträchtigen können, zu verhindern, müssen nicht nur die Verstärker, sondern auch die gesamte Antennenanlage mit allen Kabeln, Verzweigern und Steckdosen ausreichende HF-Schirmung aufweisen. Dafür ist in den angeführten Verfügungen 1. und 2. als Grenzwert der Störstrahlungsleistung 4. 10^{-9} Watt für Frequenzen über 30 MHz festgelegt worden. Der daraus errechnete Störstrahlungspegel beträgt 55 dB μ V. Um diese Forderung zu erfüllen, darf der maximal zulässige Betriebspegel an keinem Anschluß einer Baueinheit überschritten werden. Die Differenz dieses Betriebspegels und des Strahlungspegels wird als Schirmungsmaß bezeichnet. Dieses ist eine allgemein gültige Gerätekonstante, die vom zugelassenen Störstrahlungspegel unabhängig ist. Für ak-

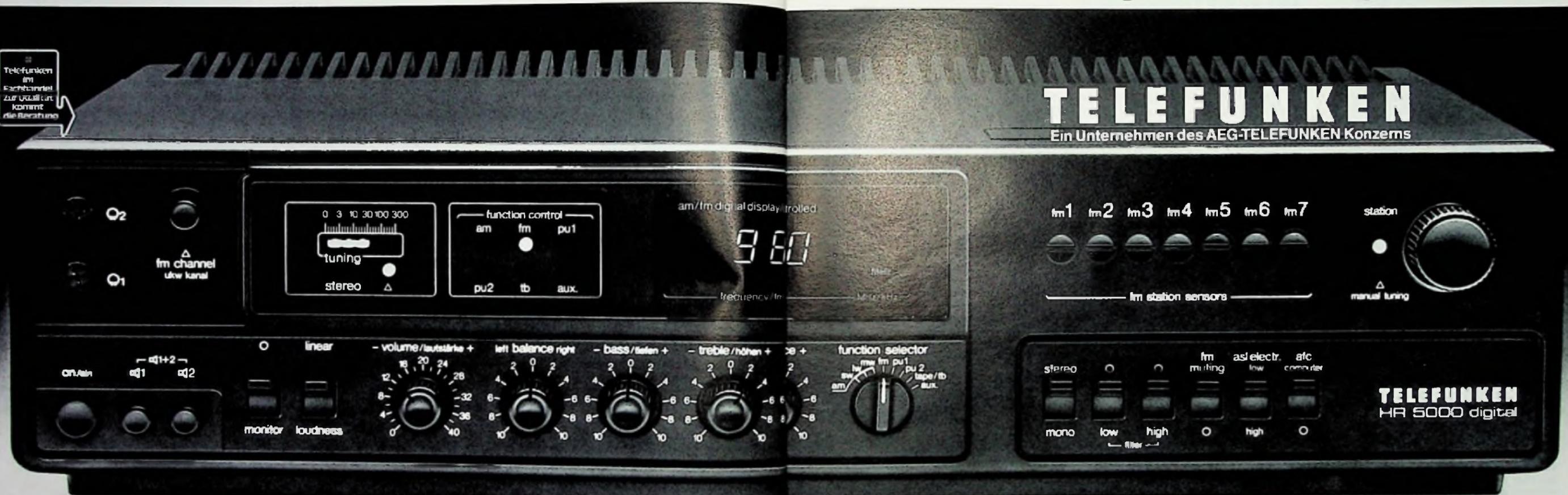
Das neue HR-Receiver-Programm von Telefunken.

Damit kommt System in die High-Fidelity
Und zwar so, daß jeder Interessent für
seinen Bedarf genau das Richtige findet
Und mit den Telefunken HR-Geräten

macht man immer ein gutes Geschäft:
Denn kein vergleichbarer Receiver hat
mehr Klang und Ausstattung. Dazu ist
ihre Technik total-modulisiert und damit
noch zuverlässiger. Man erkennt
sie an der Stimmgabel.



Telefunken
am
Fachhandel
zur
Umsatz
kommt
die
Beratung



Telefunken Receiver HR 5000 digital ● 2x120 Watt Musikleistung ● 2x70 Watt Nennleistung ● Digitale Frequenz-/Kanalanzeige ● Klirrfaktor $\leq 0,8\%$ ● 4 Wellenbereiche UKW, MW, LW, KW ● 7 UKW-Stationssensoren ● Rausch- und Rumpelfilter, Loudness- und Monitor-Schaltung ● 6 Lautsprecheranschlüsse (4-16 Ω) für 2-Raum-Stereo und Quadro-Raumklang ● Anschlüsse für 2xTB, 1xMonitor, 2xTA und 2xKopfhörer ● Total-modulisiertes Hifi-Chassis ● Kontinuierliche Mono-Stereo-Überblendung (ASLI) ● Serienmäßiger Anschluß für Stille-programmatic-Rotor-Antenne.



Telefunken Receiver HR 3000 hifi ● 2x50 Watt Musikleistung ● 2x30 Watt Nennleistung ● Klirrfaktor $\leq 0,5\%$ ● LED-Abstimm-Anzeige (Tuning) ● 4 Wellenbereiche UKW, MW, LW, KW ● 5 UKW-Stationstasten ● Rausch- und Rumpelfilter, Monitor-Schaltung ● 6 Lautsprecheranschlüsse für 2-Raum-Stereo und Quadro-Raumklang ● Anschlüsse für 2xTB, 1xMonitor, 1xTA und 1xKopfhörer ● Total-modulisiertes Hifi-Chassis ● UKW-Stillabstimmung



Telefunken Receiver HR 4000 hifi ● 2x120 Watt Musikleistung ● 2x60 Watt Nennleistung ● Klirrfaktor $\leq 0,1\%$ (an 8 Ω) ● LED-Feldstärke-Anzeige (Tuning) ● Einstellen der UKW-Stationssensoren über LED-Anzeige (preset frequency) ● 4 Wellenbereiche UKW, MW, LW, KW ● 7 UKW-Stationssensoren ● Rausch- und Rumpelfilter, Loudness- und Monitor-Schaltung ● Kontinuierliche Mono-Stereo-Überblendung (ASLI) ● 6 Lautsprecher-Anschlüsse (4-16 Ω) für 2-Raum-Stereo und Quadro-Raumklang ● Anschlüsse für 2xTB, 1xMonitor, 2xTA und 2xKopfhörer ● Total-modulisiertes Hifi-Chassis

tive Geräte (Verstärker und Frequenzumsetzer) gilt der maximale Ausgangspegel als Betriebspegel. Für passive Bauteile sind der maximale Betriebspegel und/oder das Schirmungsmaß in den Katalogen der Hersteller angegeben. In Antennenanlagen dürfen nur noch aktive Bauteile eingebaut werden, die mit einer FTZ-Prüfnummer oder dem Funkschutzzeichen des VDE versehen sind.

Für Antennenanlagen ohne Verstärker und für Anlagenteile, die in Verstärkeranlagen vor den ersten verstärkenden Geräten liegen, ist die Angabe des zulässigen Betriebspegels und des Schirmungsmaßes nicht erforderlich, weil die Feldstärke der Störstrahlung, die ohne Verstärkung von einer Antennenanlage ausgesendet werden kann, stets so weit unter der Feldstärke der empfangenen Sender bleibt, daß Störungen des Empfangs in anderen Anlagen nicht zu befürchten sind.

Gegen Fremdsignale störfeste Verstärker

Vom 1.7.1978 ab dürfen in Empfangsstellen von ortsfesten Antennenanlagen nur noch aktive Bauteile (Verstärker und Frequenzumsetzer) verwendet werden, die im Sinne der angeführten Postverfügung Nr. 5 gegen Fremdsignale störfest sind. Als Kennzeichen für diese Eigenschaft ist der FTZ-Prüfnummer der Buchstabe S anzufügen. Die vorgeschriebene Störfestigkeit gegen Fremdsignale muß bis zu dem anzugebenden zulässigen Höchstpegel am Ausgang gewährleistet sein.

Bewegliche aktive Antennen, wie Zimmerantennen oder Autoantennen mit eingebautem Verstärker, brauchen die Störfestigkeitsbedingungen nicht zu erfüllen. Das gilt auch für aktive Bauteile, die nicht zum Einsatz in der Empfangsstelle bestimmt sind. Diese Geräte, deren Eingänge nicht mit Empfangsantennen, sondern nur mit Ausgängen vorgeschalteter, verstärkender Geräte verbunden werden dürfen, müssen deutlich sichtbar und dauerhaft mit dem Hinweis „Nicht zulässig in Empfangsstellen“ versehen sein. (Wird fortgesetzt)

Kurse und Lehrgänge

21. 2.—23. 2. 1978

Praktische Meßtechnik für Radio- und Fernsehetechniker

Ort: Oldenburg

Gebühr: 190 DM

Veranstalter: Bundes-Fachlehranstalt für das Elektrohandwerk e.V., Oldenburg

6.3. — 9.3.1978

Fehlerdiagnose und Fehlersuche in SW- und Farbfernsehgeräten

Ort: Oldenburg Gebühr: 350 DM

Veranstalter: Bundes-Fachlehranstalt für das Elektrohandwerk e.V., Oldenburg

Für den jungen Techniker

Die Bausteine der Farbfernsehempfänger

Teil 3: Die Farbbausteine

Voraussetzung für schnelle Fehlersuche und Fehlerbeseitigung ist eine genaue Kenntnis des defekten Gerätes. Diese Beitragsreihe, die Aufbau und Wirkungsweise der Farbfernsehempfänger erläutert, ist daher als Lehrstoff für Auszubildende im letzten Lehrjahr sowie als ergänzende Wiederholung für jüngere Radio- und Fernsehetechniker gedacht.

Farbsignalverarbeitung

In modernen Farbfernsehempfängern werden das Leuchtdichte- und das Farbartsignal in einem oder zwei gemeinsamen Modulen verarbeitet, wie zum Beispiel im Telefunken-Chassis 712. Das aus dem ZF-Modulator kommende FBAS-Signal erreicht den Chromabaustein I über den Anschluß SV 201/5 und wird im Transistor T252 verstärkt. Über den Kontakt SV 201/4 steuert es die Synchron-Trennstufe. Aus dem am Emitter von T252 abgenommenen FBAS-Signal selektiert ein Bandfilter das Farbsignal, das zum regelbaren Differenzverstärker im TBA 560 A weitergeleitet wird. Der vor dem Leuchtdichte-Verstärker liegende Sperrkreis dämpft den hier unerwünschten Farbträger.

Im Leuchtdichteverstärker werden das Synchronsignal und der Burst ausgetastet, so daß die Schwarzscherle signalfrei ist. Hierzu erhält der IC-Anschluß 8 negativ gerichtete Horizontal- und Vertikalrückschlagimpulse. Die gleichen Impulse tasten am Ausgang des Farbartverstärkers den Burst aus. Der auf 100 kHz abgestimmte Schwingkreis mit L203 und C241 bestimmt zusammen mit der Diode D241 den Burstauftastimpuls.

Am Helligkeitseinsteller R23 wird eine Gleichspannung abgegriffen und zusammen mit dem Burstauftastimpuls dem Leuchtdichte-Signal eingetastet. Dadurch erhält das verarbeitete Signal einen konstanten Schwarzwert unabhängig vom Bildinhalt. Der Kontrasteinsteller R22 beeinflusst die Leuchtdichte- und die Farbartamplitude. Um zu vermeiden, daß bei starker Aussteuerung gegen Weiß zu die Bildröhre und die

Hochspannungsquelle überlastet werden, wird der Strahlstrom begrenzt. Hierzu erhält der Transistor T251 aus dem Zeilenablenk-Baustein eine strahlstromabhängige Hilfsspannung, die bei steigendem Strahlstrom bis auf 1,7 V sinkt. Der Emitter dieses Transistors ist über die Entkopplungsdiode D251 und D252 mit R22 und R23 verbunden. Sobald die Emitterspannung des Transistors T251 niedriger wird als die eingestellten Spannungen für Helligkeit oder Kontrast, leiten die Dioden und verhindern so, daß der Strahlstrom weiter ansteigt.

Dem ersten regelbaren Farbartverstärker folgt die Burstauftaststufe. Der Burst steht mit einer Amplitude von $1,6 V_{SS}$ am Bausteinanschluß 7 und wird über den Kontakt SV 202/6 in den Chromabaustein II weitergeleitet. Im Burstkanal bildet R213 mit dem Kreiswiderstand von L202 und C210 einen Spannungsteiler. Er ist im Resonanzfall reell, und die geteilte Spannung hat die gleiche Phase wie am Eingang der Anordnung. Je nach Verstimmung wird der Kreiswiderstand kapazitiv (Phase eilt vor) oder induktiv (Phase eilt nach). Mit diesem Phasenschieber läßt sich so die Bezugsphase des Farbdemodulators $\pm F_V$ beeinflussen.

Um Sättigungsschwankungen zu vermeiden, wird der erste Farbartverstärker geregelt. Bezugsgröße ist der Burst. Die Farbartregelspannung (ACC) wird im Chromabaustein II hergestellt und über den Kontakt SV 201/5 dem Anschluß 14 des IC 201 zugeführt. Die Amplitude des Farbartsignals bestimmt die Farbsättigung. Diese kann individuell mit R21 (FK) eingestellt werden. Da sie in Wechselbeziehung zur Leuchtdichteamplitude steht, sind Kontrast- und Sättigungseinstellung intern miteinander verbunden (mitlaufende Sättigung). Bei Kontraständerungen bleibt so der Farbeindruck bestehen.

Der Chromabaustein I enthält den Service-Schalter. Über ihn können der Bildinhalt und

Die Beiträge dieser Serie sind Auszüge aus dem im Hüthig und Pflaum Verlag erschienenen Buch „Service an Farbfernsehempfängern“ von W. Knobloch und E. Gublass.

die Vertikal-Ablenkung abgeschaltet werden, um den Grau-Abgleich (U_{G2} der Farbblöhdre) zu erleichtern. Der Service-Schalter S201 hat drei Kontaktbahnen. Die erste unterbricht die Spannungsversorgung des TBA 560 A und damit die Verstärkung des Leuchtdichte- und Farbartsignals. Der zweite Schalter führt negativ gerichtete Horizontal-Rückschlagimpulse an den Leuchtdichte-Ausgang des Bausteins. Damit ist die Dunkelastung während der Rücklaufzeit sichergestellt. Der dritte Schalter trennt das Steuersignal von der Vertikal-Endstufe.

Referenzträgeraufbereitung

Das Farb-Synchron-Signal (Burst) gelangt über Kontakt SV 261/7 in den Chromabaustein II und wird dort über den Anschluß 5 des TBA 540 in den Burst-Diskriminator geleitet. Solange der Farbträger-Oszillator mit Q 301 burstsynchron arbeitet, gibt der Diskriminator gleichgroße Impulse ab, deren Polung synchron mit dem Sender-PAL-Schalter wechselt. Nach Glättung mit C308, C309 und C311 erhält man so eine Gleichspannung von ± 0 V Differenz als Steuersignal für die Farbträger-Synchronisation. Besteht zwischen dem Farbträger des Senders und dem des Empfängers jedoch eine Frequenz- oder Phasendifferenz, so werden die positiven und die negativen Impulse ungleich groß. Am IC-Anschluß 13 baut sich dann eine Nachstimmspannung auf, die über die Reaktanzstufe den quartzesteuerten Oszillator auf den Sollwert nachzieht. Das symmetrische Oszillatorsignal steht an den Anschlüssen 4 und 6 mit je $1 V_{SS}$ gegen Masse. Es steuert über C322 den F_V -Demodulator im TBA 520. Die Phasenbrücke R317 und C317 verschiebt die Trägerphase um 90° und liefert das Steuersignal für den F_V -Demodulator. Im Synchronfall sind die positiven und negativen Impulse aus dem Burstdiskriminator der Burstamplitude proportional. Wie bereits in der Einleitung beschrieben wurde, werden diese Impulse im Takt des PAL-Schalters sortiert. Die Stufe „H/2 Vergleich“, gibt ohne Burst (S/W-Signal) eine mit R314 einstellbare Spannung von 4 V ab (Anschluß 9). Bei Farbübertragung sinkt diese Spannung je nach Burstamplitude bis auf 0,5 V. Reicht die Burstamplitude nicht aus, um die Spannung von 2,5 V zu unterschreiten, so schließt der unten links eingezeichnete Farbabschalter nach Masse, und der Farbverstärker im TBA 560 A sperrt. Der manuelle Farbschalter liegt in der Leitung von SV 261/6 zu SV 202/10.

Farbsignaldemodulation und -dematrisierung

Das Farbartsignal wird aus dem Chromabaustein in die PAL-Additionsstufe weitergeleitet. Die Amplitude des unverzögerten Signals wird mit R262 eingestellt. L261 und C262 bilden mit der Wandlerkapazität den

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

Primärkreis und L262 mit C265 sowie die Wandlerkapazität den Sekundärkreis eines zweikreisigen Bandfilters, das auf die Farbträgerfrequenz abgestimmt ist. Durch Verstimmen des Sekundärkreises läßt sich die Phasenlage korrigieren. Wenn das unverzögerte Signal in den Mittelpunkt des Sekundärkreises eingekoppelt wird, erhält man an seinem oberen Ende die Komponente $\pm F_V$ und am unteren Ende F_H . Wie bereits erwähnt wurde, schaltet der PAL-Schalter die Phasenlage des zugeführten Trägers zeilensequentiell von $+90^\circ$ auf -90° um. Hierzu wird das links unten eingezeichnete Flipflop mit zeilenfrequenten Rückschlagimpulsen geschaltet. Dabei bildet Anschluß 1 den Rücksetzeingang. Übersteigt die an ihm liegende Spannung 0,6 V, so blockiert das Flipflop. Über den Anschluß 3 wird die Rechteckspannung in den TBA 540 zurückgeführt. Wenn der PAL-Schalter synchron läuft, beträgt die Farbregelspannung am Meßpunkt M302 ungefähr 1,1 V. Sie wird im Spannungsteiler mit R312 und R311 auf ein Zehntel herabgesetzt. Am Rücksetzeingang steht deshalb normalerweise eine Spannung von 0,1 V, die noch unwirksam ist. Startet jedoch der PAL-Schalter asynchron, so ändert sich die Spannung am Meßpunkt bis zu 12 V. Damit steigt die Spannung am Rücksetzeingang weit über den Ansprechwert, und das Flipflop blockiert. Ohne das Rechtecksignal liefert aber der Burstschalter keine Farbregelspannung mehr, das Flipflop startet erneut. Läuft es wieder asynchron an, so wiederholt sich der Vorgang solange, bis die Synchronisation erreicht ist. Mit der richtigen Farbregelspannung öffnet auch die automatische Farbsperre. Die demodulierten, jetzt U und V genannten Signale werden anschließend verstärkt. Dabei wird die für die Übertragung notwendige Amplitudenreduktion aufgehoben. Am Anschluß 4 steht das Signal R-Y und an Anschluß 7 das Signal B-Y. Durch Dematrisieren der beiden Signale erhält man am Anschluß 5 das Signal G-Y zurück. Die Farbdifferenzsignale gelangen zusammen mit dem Leuchtdichte-Signal aus dem Chromabaustein I in die RGB-Matrix im TBA 530, nachdem die Trägerreste ausgefiltert wurden. Zum Ausgleich der Laufzeitunterschiede zwischen dem breitbandigen Leuchtdichtesignal und den schmalbandigen Farbdifferenz-Signalen ist hinter dem Leuchtdichte-Verstärker die Y-Verzögerungsleitung VL 201 geschaltet. An den Ausgängen 10 (R), 13 (G) und 16 (B) des TBA 530 stehen nun die Steuersignale für die Farbendstufen des RGB-Bausteins. Die angegebenen Spannungswerte gelten bei geschlossenem Service-Schalter und intakten RGB-Endstufen. (Wird fortgesetzt)

Grundwissen für den Praktiker

Bauelemente der Elektronik

Teil 15: Gleichrichter-Dioden I

Elektronische Bauelemente zeigen bei genauerer Betrachtung, eine Fülle von Eigenschaften, über deren Auswirkungen im einzelnen viel zu wenig berichtet wird. Der Praktiker muß sie jedoch beim Aufbau einer Schaltung berücksichtigen, wenn er unerwünschte Effekte vermeiden will. In dieser Grundlagen-Serie behandelt Professor Otmar Kilgenstein von der Fachhochschule Nürnberg Feinheiten bei elektronischen Bauelementen, auf die es in der Praxis ankommt. Die Serie ist für junge Techniker gedacht, aber sie bietet manches, was selbst alten Werkstatt-Hasen nicht immer geläufig ist.

Gleichrichterioden dienen zur Umwandlung eines Wechselstromes in einen Gleichstrom. Ein weites Anwendungsgebiet ist hierbei die Umwandlung des 50-Hz-Netzwechselstromes in einen Gleichstrom mit mehr oder weniger großem Anteil von Wechselstrom (Welligkeit). Je schneller dabei die gleichgerichteten Stromwellen einander folgen, um so geringer ist die Welligkeit des gleichgerichteten Stromes. Am ungünstigsten ist dabei die Einweggleichrichterschaltung; besser schneidet die Vollweggleichrichterschaltung (Mittelpunkt- oder Brückenschaltung) ab, und am günstigsten ist eine mehrwellige Drehstrom-Brückenschaltung.

Soll die Welligkeit noch geringer sein, so muß am Ausgang der Gleichrichterschaltung ein Ladekondensator angeschaltet werden. In Bild 1 sind die gebräuchlichen Gleichrichterschaltungen dargestellt.

Es soll hier zunächst eine reine Widerstandsbelastung der Gleichrichterschaltung betrachtet werden.

Während bei den drei ersten Schaltungen von Bild 1 (Einweg-, Mittelpunkt- und Brückenschaltung) jede Diode immer dann Strom führt, wenn die angelegte Spannung in Durchlaßrichtung gepolt ist, verhält es sich bei den Drehstromschaltungen anders. Hier führen die einzelnen Dioden Strom in gerin-

geren Zeiten, als es einer Halbwelle entspricht. In Bild 2 ist der Verlauf des Durchlaßstromes bei reiner Widerstandslast gezeigt. Den Verlauf der Gleichspannung für verschiedene Einphasengleichrichterschaltungen zeigen Bild 3 und 4.

Der wesentlich günstigere zeitliche Verlauf der Gleichspannung bei Drehstromschaltungen ist in Bild 5 dargestellt. Bei der Drehstrom-Doppelsternschaltung ist die gleichgerichtete Spannung (im Gegensatz z.B. zur Brückenschaltung oder sogar zur Einweg-

schaltung) ohne irgendwelche zusätzlichen Schaltmittel schon so weit geglättet, daß man wirklich von einer fast reinen Gleichspannung sprechen kann.

Wesentlich für die Dimensionierung einer Gleichrichterschaltung sind die maximalen Belastungen der einzelnen Dioden. Dazu gehören die maximale Beanspruchung in Sperrichtung, der maximal fließende Strom in der Diode und die maximale Verlustleistung in der Diode (Tabellen 1 und 2). Eine wichtige Größe zur Berechnung der Verlustleistung stellt der Formfaktor F dar. Dieser ist definiert zu:

$$F = \frac{I_{FRMS}}{I_{FAV}} \quad (1)$$

I_{FRMS} – Effektivwert des Zellenstromes
 I_{FAV} – Arithmetischer Mittelwert des Zellenstromes

Die Werte von F für die verschiedenen Gleichrichterschaltungen geht aus Tabelle 3 hervor.

Die Verlustleistung berechnet sich aus der Durchlaßverlustleistung P_F und der Sperrverlustleistung P_R , wobei man meistens die viel geringere Sperrverlustleistung gegenüber der Durchlaßverlustleistung vernachlässigen kann:

$$P_F = U_s \cdot I_{FAV} + r_F \cdot F^2 \cdot I_{FAV}^2 \quad (2)$$

$$P_R = I_R \cdot U_R + F^2 \cdot U_R^2 \cdot \frac{\Delta I_R}{\Delta U_R} \quad (3)$$

U_s – Schwellenspannung

Die Durchlaßverlustleistung kann man auch mit guter Näherung berechnen zu:

$$P_F \approx U_F \cdot I_{FAV} \quad (4)$$

$$\text{mit } U_F = U_s + r_F \cdot I_{FAV} \quad (5)$$

Zur Berechnung der Durchlaß- und Sperrverlustleistungen müssen die Durchlaß- und Sperrkennlinien für die Diode vorhanden sein. Bild 6 zeigt diese Kennlinien für die Diode BY 127.

Bild 1. Meistgebräuchliche Gleichrichterschaltungen mit Netztrafo (Semikron)

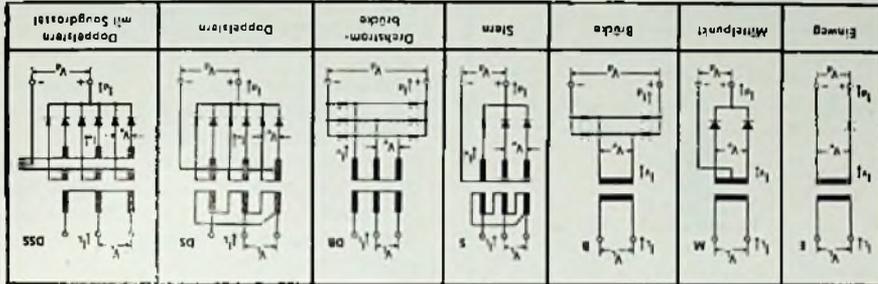


Tabelle 1. Berechnungsgrundlagen für einphasige Wechselstromschaltungen

	Einwegschaltung	Mittelpunktschaltung	Brückenschaltung
Prinzip-Schaltbild			
Widerstandslast			
Erforderliche Kennwerte der einzelnen Diode:			
$U_{RRM} >$	$3,45 \cdot U_{gl}$	$3,45 \cdot U_{gl}$	$1,73 \cdot U_{gl}$
$U_{RRM} >$	$1,56 \cdot U_{ieff}$	$3,12 \cdot U_{ieff}$	$1,56 \cdot U_{ieff}$
$I_{FAV} >$	$1,0 \cdot I_{gl}$	$0,5 \cdot I_{gl}$	$0,5 \cdot I_{gl}$
I_{FM}	$3,14 \cdot I_{gl}$	$1,57 \cdot I_{gl}$	$1,57 \cdot I_{gl}$
Charakteristische Werte der Schaltung:			
U_{ieff}	$2,22 \cdot U_{gl}$	$1,11 \cdot U_{gl}$	$1,11 \cdot U_{gl}$
I_{ieff}	$1,57 \cdot I_{gl}$	$0,78 (0,71) \cdot I_{gl}$	$1,11 (1,0) \cdot I_{gl}$
$P_i >$	$3,1 \cdot P_{gl}$	$1,48 (1,34) \cdot P_{gl}$	$1,24 (1,11) \cdot P_{gl}$
U_{Br}	$1,21 \cdot U_{gl}$	$0,48 \cdot U_{gl}$	$0,48 \cdot U_{gl}$
f_{Br}	$1 \cdot f_i$	$2 \cdot f_i$	$2 \cdot f_i$
Gegenspannung			
Erforderliche Kennwerte der einzelnen Diode:			
$U_{RRM} >$	$2,65 \cdot U_{gl}$	$2,5 \cdot U_{gl}$	$1,25 \cdot U_{gl}$
$U_{RRM} >$	$3,12 \cdot U_{ieff}$	$3,12 \cdot U_{ieff}$	$1,56 \cdot U_{ieff}$
Charakteristische Werte der Schaltung:			
U_{ieff}	$0,85 \cdot U_{gl}$	$0,8 \cdot U_{gl}$	$0,8 \cdot U_{gl}$
I_{ieff}	$2,1 \cdot I_{gl}$	$1,1 \cdot I_{gl}$	$1,57 \cdot I_{gl}$
$P_i >$	$1,73 \cdot P_{gl}$	$1,48 \cdot P_{gl}$	$1,24 \cdot P_{gl}$
U_{Br}	bis $0,05 \cdot U_{gl}$	bis $0,05 \cdot U_{gl}$	bis $0,05 \cdot U_{gl}$
f_{Br}	$1 \cdot f_i$	$2 \cdot f_i$	$2 \cdot f_i$
Werte in Klammern gelten bei Widerstandslast mit großer Glättungsdrossel			

Tabelle 3. Formfaktor F für verschiedene Gleichrichterschaltungen

Schaltung	E,M,B	S	DB	DSS	DS
Faktor	1,57	1,76	1,73	1,76	2,45
Faktor F ²	2,47	3,09	3,01	3,09	6,01
Stromflußwinkel (Grad)	180	120	60	60	30

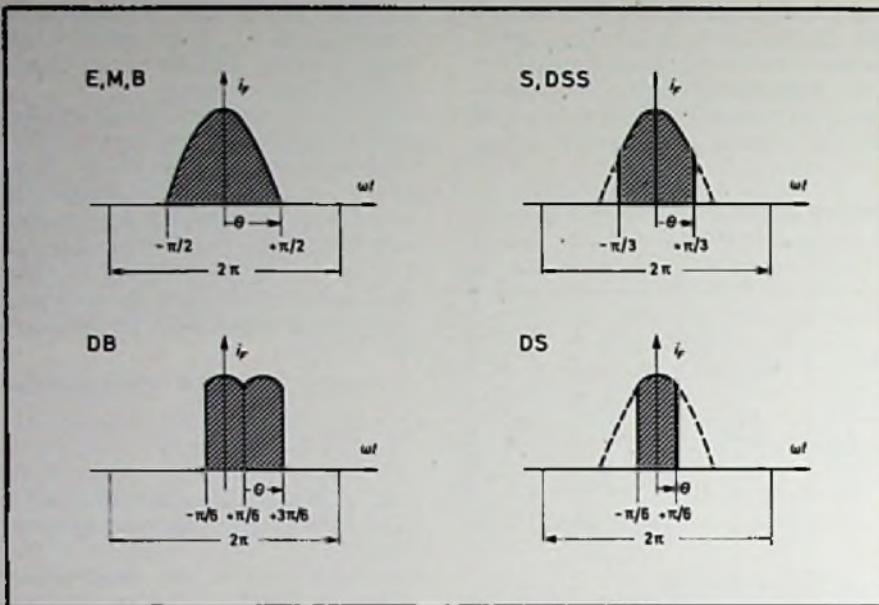
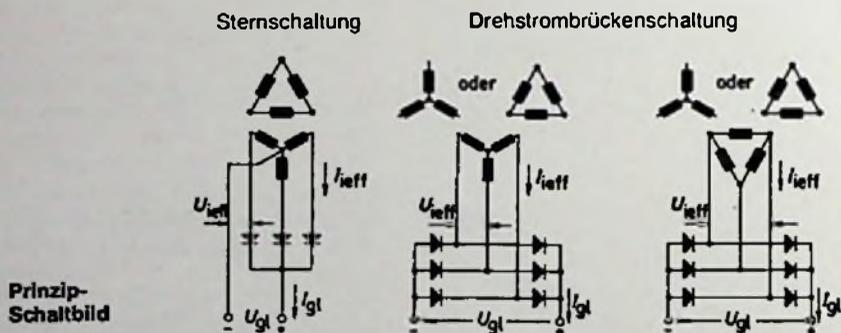


Bild 2. Verlauf des Durchlaufstromes bei reiner Widerstandslast (Valvo)
 E Einwegschtaltung, B Brückenschaltung, M Mittelpunktschtaltung;
 S Sternschaltung, DSS Doppelsternschaltung mit Saugdrossel;
 DB Drehstrom-Brückenschaltung;
 DS Doppelsternschaltung.

Diese aus dem Datenblatt für die Diode BY 127 (Valvo) entnommenen Wärmewiderstände scheinen sich zu widersprechen. Bei Befestigung an Lötflächen ist eine kleinere Drahtlänge günstiger (geringerer Wärmewiderstand); aber bei Befestigung auf Leiterplatten ergibt wieder eine größere Drahtlänge den zwar höheren Wärmewiderstand gegenüber der Befestigung auf Lötflächen, aber doch bei größerer Drahtlänge einen günstigeren Wert als bei kleinerer Drahtlänge.

Eine solche Diode wie die BY 127 kann mit dem Kunststoffgehäuse nicht auf einem Kühlkörper befestigt werden; hier ist die Wärmeabfuhr lediglich über die 0,65 mm dicken und maximal 24 mm langen Anschlußdrähte möglich. Die großflächige Lötfläche vermag die Wärme besser abzuführen als der dünne Draht mit seiner kleinen Oberfläche. Da aber die Leiterbahnen nur 35 µm dick sind und meistens auch keine große Breite (höchstens 2...3 mm) aufweisen, ist damit die Wärmeabfuhr noch schlechter. Deshalb ist die zwar nicht besonders gute Wärmeableitung über die Drähte doch noch besser als diejenige über die Leiterbahnen. Bei manchen Dioden ist eine bestimmte Verlustleistung dann zulässig, wenn „die Anschlußdrähte in 5...10 mm Abstand auf Umgebungstemperatur gehalten werden“. Der Begriff „auf Umgebungstemperatur halten“ bedeutet aber, daß keine Temperaturdifferenz dazu bestehen darf. Mit anderen Worten: von der genannten Grenze an muß der restliche Wärmewiderstand Null sein. Ein

Tabelle 2: Berechnungsgrundlagen für Drehstromschaltungen



Widerstandslast

Erforderliche Kennwerte der einzelnen Diode:

$U_{RRM} >$	$2,3 \cdot U_{gl}$	$1,15 \cdot U_{gl}$	$1,15 \cdot U_{gl}$
$U_{RRM} >$	$2,7 \cdot U_{ieff}$	$1,56 \cdot U_{ieff}$	$1,56 \cdot U_{ieff}$
$I_{FAV} >$	$0,33 \cdot I_{gl}$	$0,33 \cdot I_{gl}$	$0,33 \cdot I_{gl}$
I_{FM}	$1,21 \cdot I_{gl}$	$1,05 \cdot I_{gl}$	$1,05 \cdot I_{gl}$

Charakteristische Werte der Schaltung:

U_{ieff}	$0,86 \cdot U_{gl}$	$0,74 \cdot U_{gl}$	$0,74 \cdot U_{gl}$
I_{ieff}	$0,58 \cdot I_{gl}$	$0,82 \cdot I_{gl}$	$0,82 \cdot I_{gl}$
$P_t >$	$1,35 \cdot P_{gl}$	$1,05 \cdot P_{gl}$	$1,05 \cdot P_{gl}$
U_{Br}	$0,18 \cdot U_{gl}$	$0,042 \cdot U_{gl}$	$0,042 \cdot U_{gl}$
f_{Br}	$3 \cdot f_i$	$6 \cdot f_i$	$6 \cdot f_i$

Gegenspannung

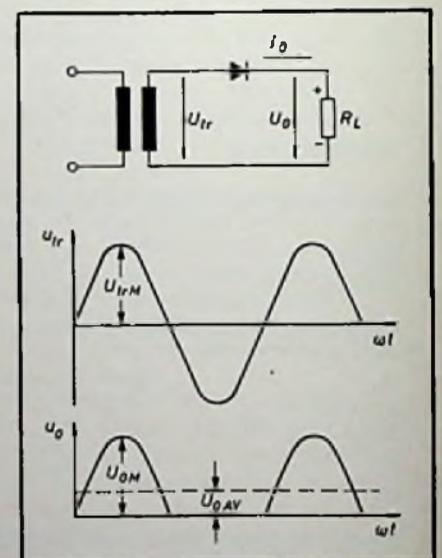
Erforderliche Kennwerte der einzelnen Diode:

$U_{RRM} >$	$2,41 \cdot U_{gl}$	$1,15 \cdot U_{gl}$	$1,15 \cdot U_{gl}$
$U_{RRM} >$	$3,12 \cdot U_{ieff}$	$1,56 \cdot U_{ieff}$	$1,56 \cdot U_{ieff}$

Charakteristische Werte der Schaltung:

U_{ieff}	$0,77 \cdot U_{gl}$	$0,74 \cdot U_{gl}$	$0,74 \cdot U_{gl}$
I_{ieff}	$0,75 \cdot I_{gl}$	$0,82 \cdot I_{gl}$	$0,82 \cdot I_{gl}$
$P_t >$	$1,57 \cdot P_{gl}$	$1,05 \cdot P_{gl}$	$1,05 \cdot P_{gl}$
f_{Br}	$3 \cdot f_i$	$6 \cdot f_i$	$6 \cdot f_i$

Bild 3. Verlauf der gleichgerichteten Spannung für die Einweggleichrichterschaltung (Valvo)



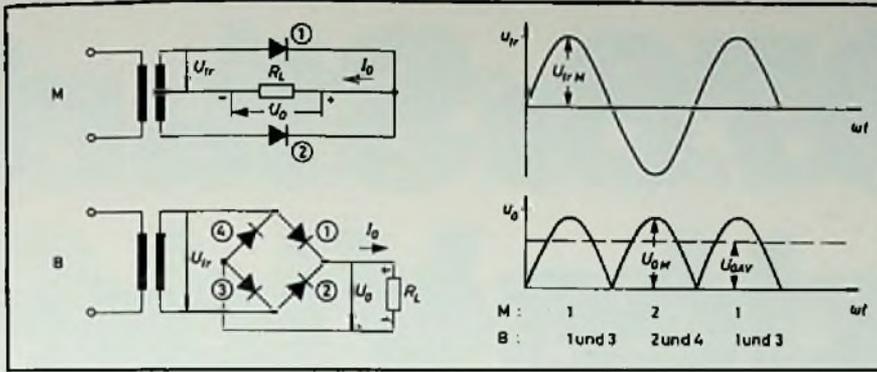
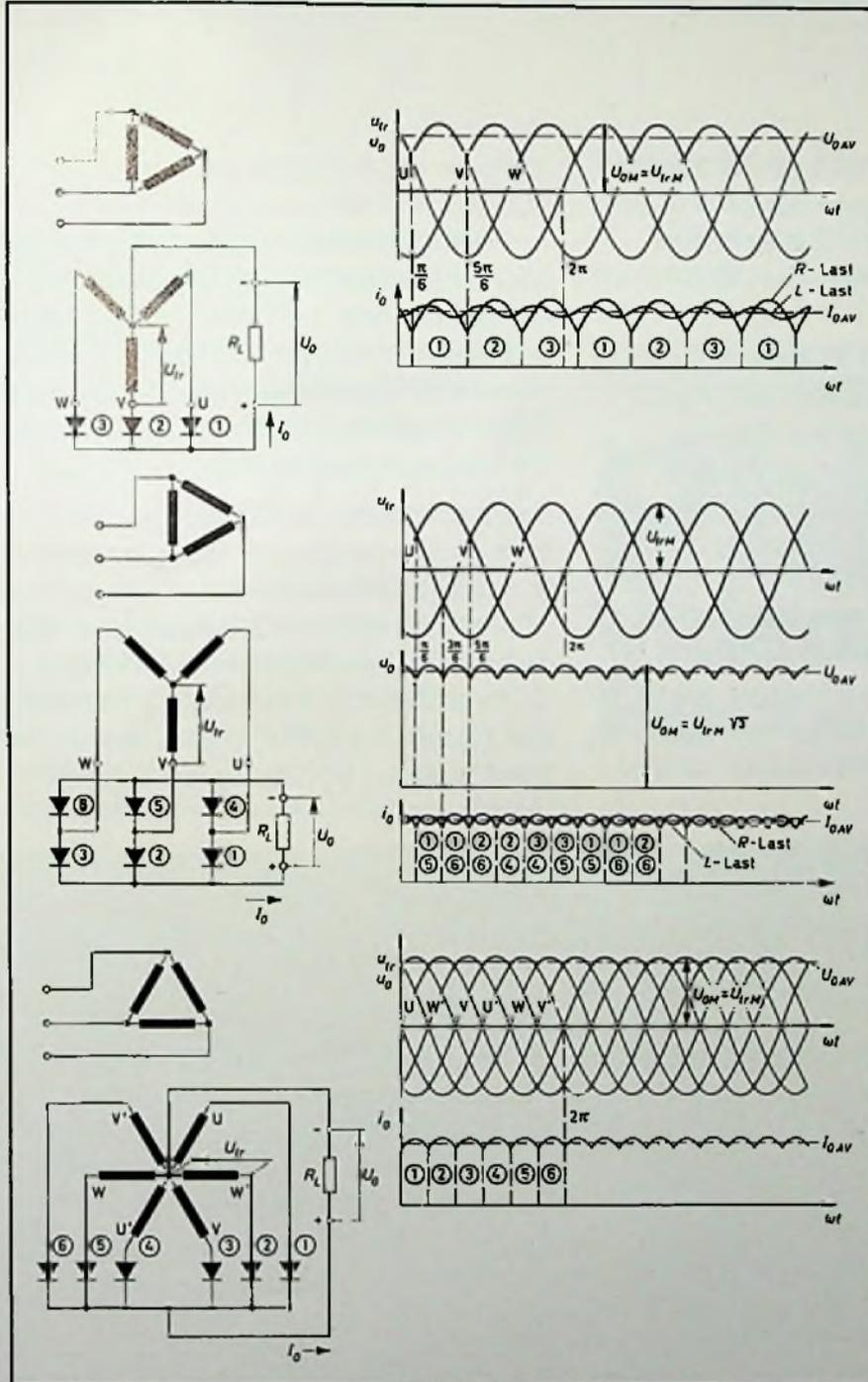


Bild 4. Verlauf der gleichgerichteten Spannungen für die Doppelwegschaltungen M und B (Valvo)



vernachlässigbar kleiner Wärmewiderstand kann aber nur mit einem Kupferklotz von z.B. 60 mmx60 mmx60 mm realisiert werden: Praktisch werden aber die Bauelemente in dünne Leiterbahnen mit schlechter Wärmeableitung eingebaut. Wie eigene Untersuchungen gezeigt haben, muß in diesem Falle die im Datenblatt genannte, unter unwirklichen Bedingungen zulässige Verlustleistung um den Faktor 0,3...0,6 verringert werden.

Die notwendige Kühlung eines belasteten Halbleiterbauelementes berechnet sich zu:

$$R_{thGU} \leq \frac{T_j - T_U}{P_v} - R_{thfG} \quad (6)$$

R_{thGU} - Wärmewiderstand des Kühlkörpers oder Kühlbleches zur Umgebung (K/W)

T_j - maximal zulässige Kristalltemperatur (150...200 °C für Si; 90...100 °C für Ge)

T_U - maximal zulässige Umgebungstemperatur (°C)

P_v - maximal auftretende Verlustleistung

R_{thfG} - Wärmewiderstand des Sperrschicht-Gehäuses (K/W)

Für Rippenkühlkörper, die bei kleinen Wärmewiderständen verwendet werden, ist der Wärmewiderstand aus den Datenblättern zu ersehen; oft ist er auch aufgedruckt.

Bei größeren Wärmewiderständen ist die wirtschaftlichere Lösung oft ein kleines Aluminiumblech. Dieses kann noch zur besseren Wärmeableitung geschwärzt sein; meistens ist dies aber nicht notwendig.

Die Berechnung der Größe eines solchen Aluminium-Kühlbleches ist etwas aufwendig; in Bild 10 und 11 sind zwei solcher Kurven für den Wärmewiderstand von quadratischen Aluminiumblechen mit der Blechdicke als Parameter für blankes, waagrecht angeordnetes Blech und senkrecht angeordnetes, geschwärztes Blech, aufgeführt.

Weicht das vorhandene Blech nicht allzuweit von der quadratischen Form ab, so kann

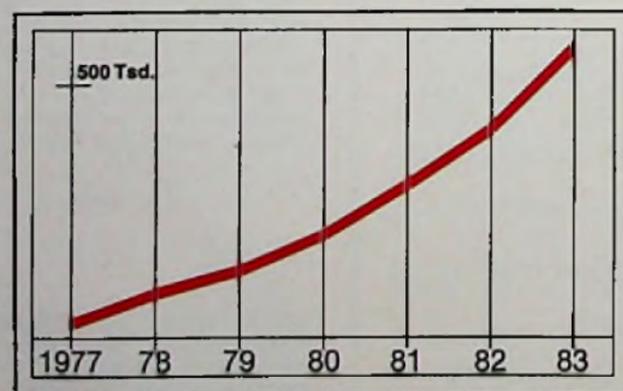
Bild 5. Verlauf der gleichgerichteten Spannungen für die Drehstromsternschaltung S (oben), die Drehstrombrückenschaltung DB (Mitte) und die Drehstromdoppelsternschaltung DS (unten) (Valvo)

1978: Start ins Jahrzehnt des Video-Recorders.

Fachleute schätzen, daß der Markt für Video-Recorder schon Ende der 80er Jahre Dimensionen erreichen wird, die an den Ersatzbedarf bei Fernsehgeräten herankommen.

Damit wird der Video-Recorder zu einer der wichtigsten Umsatz-Säulen des Fachhandels. Philips als Pionier auf diesem neuen Zukunfts-Markt bietet schon jetzt ausgereifte Technik, Qualität und vollendete Funktion. Philips hat frühzeitig begonnen, mit konsequenten Aktivitäten – z. B. durch Anzeigen-Kampagnen – den Video-Recorder ins Blickfeld der Käufer zu rücken. Philips ist auch Ihr sicherer Partner beim Aufbau des neuen Video-Recorder-Marktes. Wir beweisen es mit den Aktivitäten dieses Jahres.

Entwicklung des Video-Recorder-Marktes 1977–1983 (geschätzt):



Quelle: Philips Marktforschung.

Schon 250.000 Philips Video-Recorder weltweit verkauft.

Philips hat damit den Beweis für die Marktreife seines VCR-Systems geliefert. Dieses System wird seine Führungsposition behaupten. Dafür sorgt Philips durch ständige Weiterentwicklung einer Technik, die in den Philips-Forschungszentren erfunden wurde.

Europäische Spitzenqualität: Die sichere Basis für gesunde Marktentwicklung.

Wohl niemand ist daran interessiert, daß der Video-Recorder-Markt zum Schlachtfeld der Preise wird. Am wenigsten der Fachhandel. Philips hat darum vom Start weg auf Spitzenqualität gesetzt. Diese Politik wird Philips konsequent weiterverfolgen.

Philips verbessert die Aufnahme-Kapazität: Philips Video-Cassetten jetzt mit 2 1/2 Stunden Langspieldauer.

Auch für die längsten Fernsehfilme. Höhere Aufnahmekapazität heißt mehr Möglichkeiten für den Käufer. Macht den Video-Recorder für viele noch attraktiver. Bietet den höheren Gegenwert bei der Anschaffung.

Philips erweitert das Video-Cassetten-Programm.

Philips hat eine neue Reihe von Video-Cassetten. Auch für extra lange Sendungen.

- LVC 150 für 2 1/2 Stunden Spieldauer
- LVC 120 für 2 Stunden Spieldauer
- LVC 90 für 1 1/2 Stunden Spieldauer
- LVC 60 für 1 Stunde Spieldauer

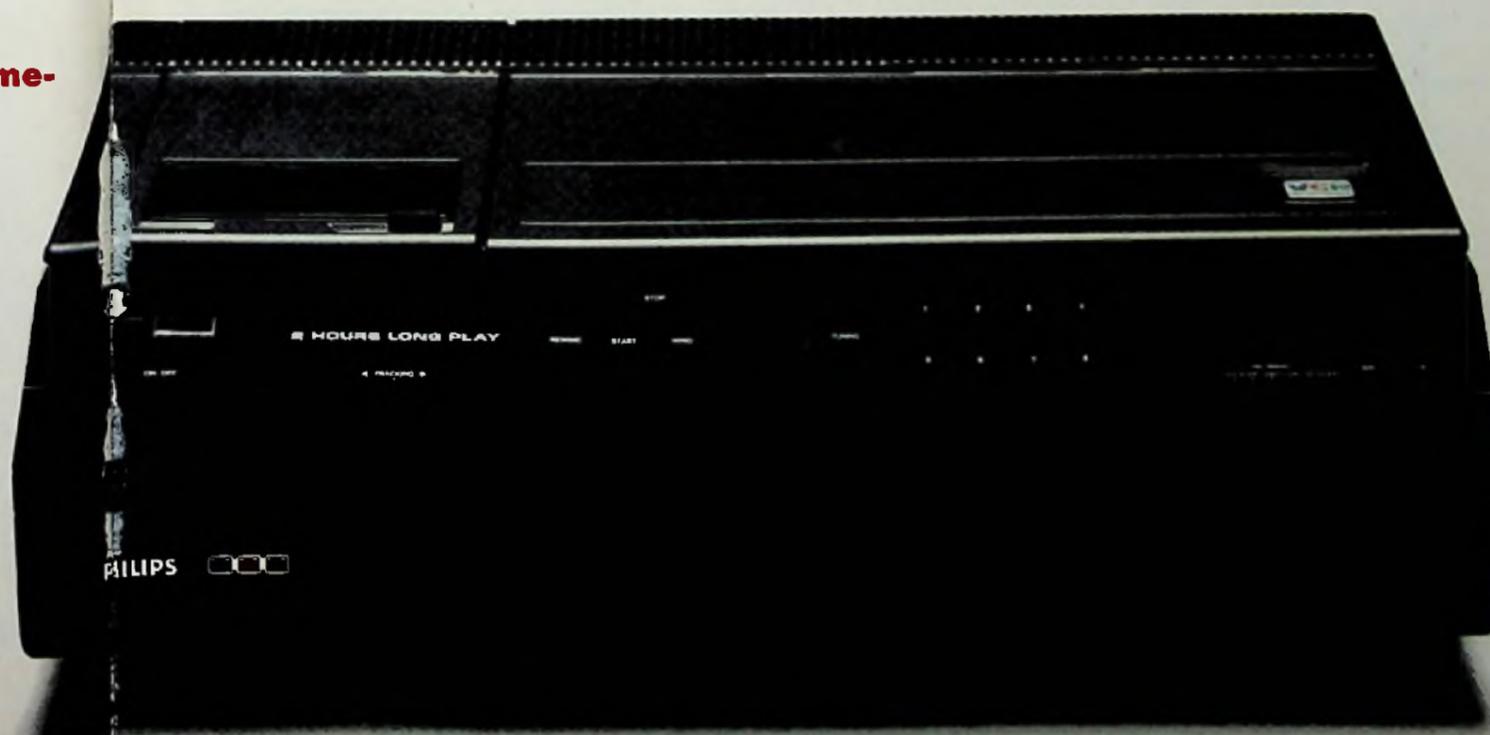
Das Super-Chrom-Band der Philips Video-Cassetten garantiert ein Höchstmaß an Wiedergabe-Qualität (Schärfe, Farbqualität). Sie sind optimal auf Philips Video-Recorder abgestimmt.

Philips baut die Lieferfähigkeit weiter aus.

Philips baut seine Kapazitäten für den wachsenden Video-Recorder-Markt ständig weiter aus. Dabei hat Qualität uneingeschränkter Vorrang. 1978 wird bei Philips die Lieferfähigkeit entscheidend verbessert.

Philips

Video-Recorder



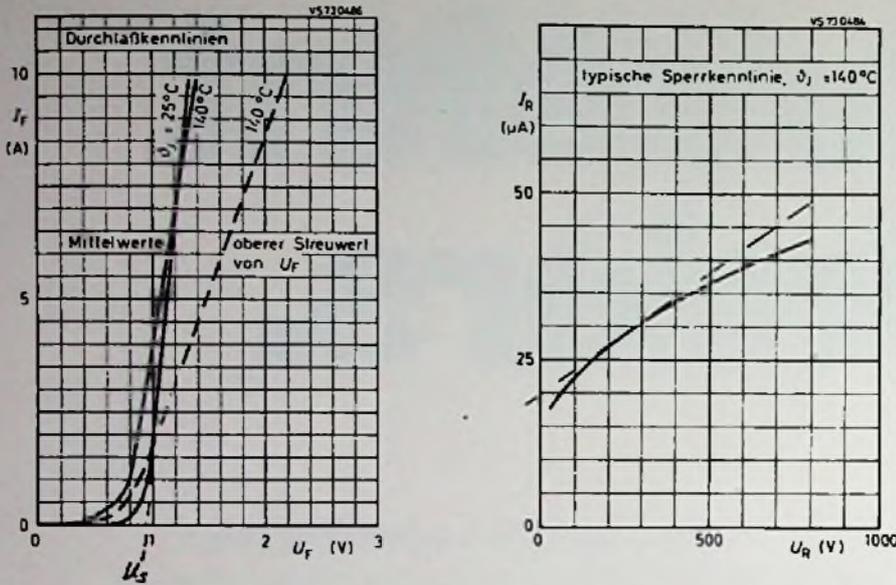
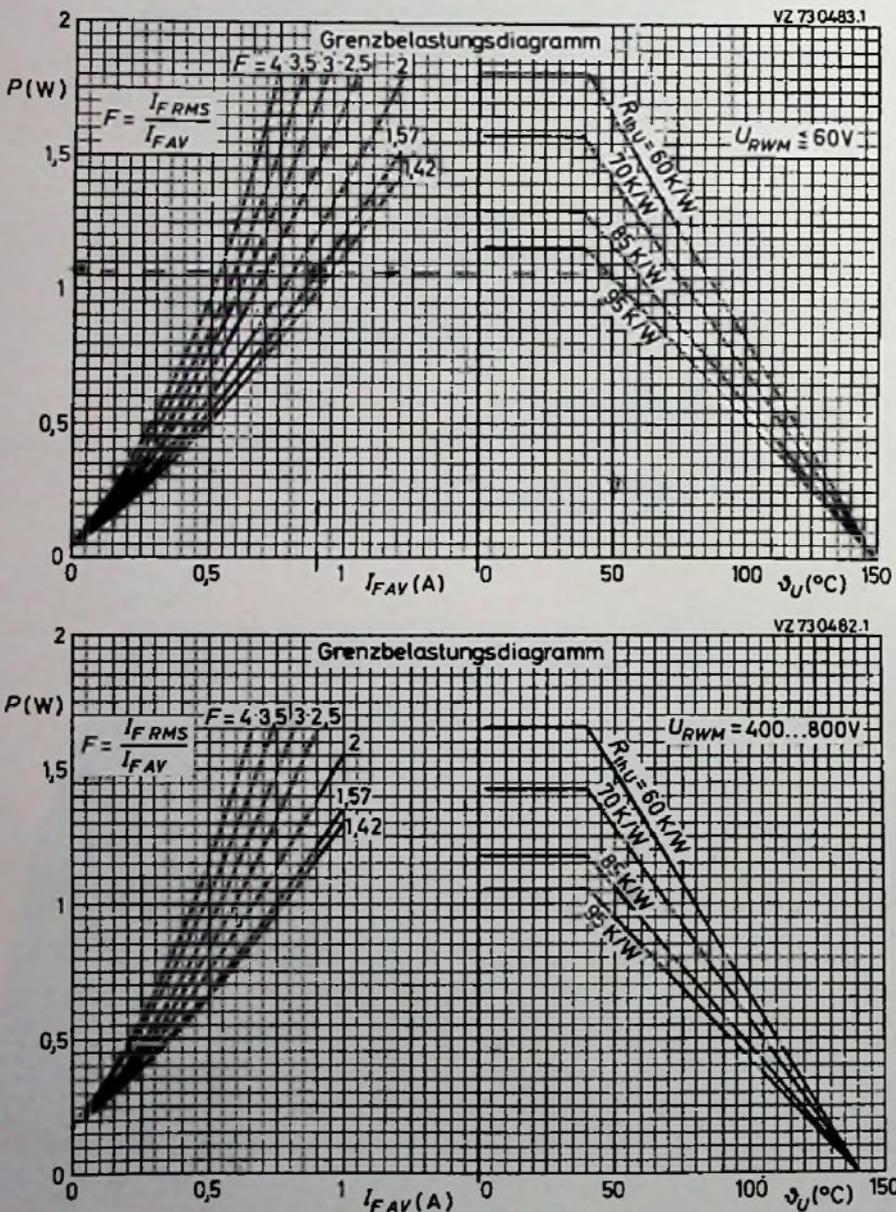


Bild 6. Durchlaß- und Sperrkennlinien für die Diode BY 127 (Valvo)

man dies durch einen Zuschlag von 10...20% zur Seitenlänge berücksichtigen.
Beispiel: Für die im vorherigen Beispiel berechnete Gleichrichterdiode soll der erforderliche Wärmewiderstand berechnet werden. $T_{U \max} = 50^\circ\text{C}$.
 Aus Bild 7 wurde eine Verlustleistung von 1,05 W gefunden.
 Nach Gl. 6 gilt:

$$R_{thjU} \leq \frac{150^\circ\text{C} - 50^\circ\text{C}}{1,05 \text{ W}} = 95,2 \text{ K/W}$$



Bei dieser noch geringen Verlustleistung von rd. 1 W kann noch jede der genannten Befestigungsmöglichkeiten verwendet werden. Anders als in Gl. 6 wurde hier der Wärmewiderstand R_{thjU} – Wärmewiderstand Kristall (j) zur Umgebung (U) berechnet, weil diese Diode ja keine Befestigungsmöglichkeit auf einem Kühlkörper hat. Deshalb gibt es auch im Datenblatt keinen Wärmewiderstand R_{thjG} .

Das gleiche Ergebnis hätte aber auch aus Bild 7 rechts als Schnittpunkt mit der eingezeichneten Linie für $R_{thjU} = 95 \text{ K/W}$ gefunden werden können. Sofern also solche Kurven vorliegen, erspart man sich zweckmäßigerweise das Rechnen und nimmt die gegebenen Kurven. Die hier gebrachte Rechnung sollte nur die Übereinstimmung zwischen rechnerischer und grafischer Methode zeigen.

Arbeitet der Gleichrichter auf eine Gegenspannung mit einem Ladekondensator, dann wird die Berechnung sehr kompliziert und ungenau. Sofern vom Hersteller die entsprechenden Kurven mitgeliefert werden, ist das Verfahren sehr einfach. Da der Ladekondensator beim Einschalten des Gleichrichters ungeladen ist, fließt also im ersten Moment für einige Millisekunden Dauer (Ladezeitkonstante) ein sehr großer Stoßstrom. Damit dieser Stoßstrom die Diode nicht überlastet, muß er auf den zulässigen Grenzwert (Datenblatt) begrenzt werden. Es muß also unbedingt ein Schutzwiderstand

Bild 7. Grenzbelastungsdiagramm für die Diode BY 127 (Valvo)

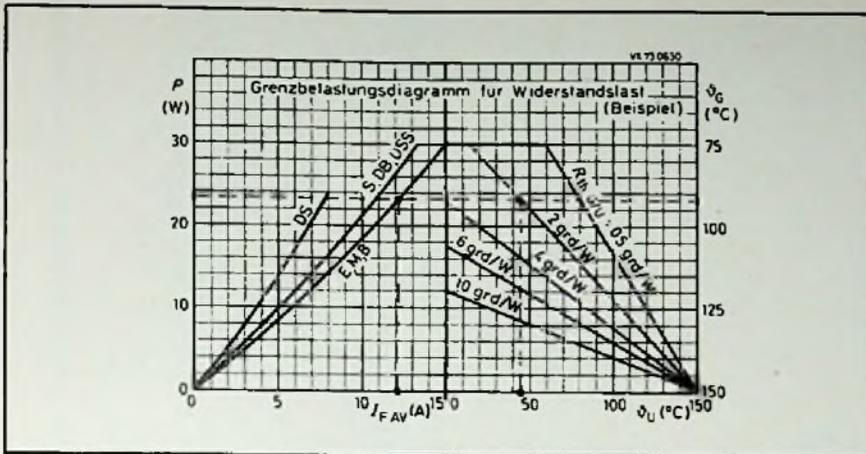


Bild 8. Grenzbelastungsdiagramm (Widerstandslast) mit den Schaltungsbezeichnungen als Parameter (Valvo)

zwischen Wechselspannungsquelle und Gleichrichter eingeschaltet werden. Bei Betrieb mit Transformatoren genügt oft dessen Innenwiderstand zur Begrenzung des Stoßstromes; zumindestens muß dies aber nachgeprüft werden.

Bild 12 zeigt die Abhängigkeit des maximal zulässigen mittleren Gleichstromes $I_{FAV \max}$

von der Temperatur. Bei C-Last muß hier also die mit „C-Last“ bezeichnete Kurve genommen werden. Ist dann der maximal zulässige Strom gefunden worden, dann kann mit Bild 13 der mindest erforderliche Schutzwiderstand bei der Anschlußwechselspannung für einen bestimmten Ladezeitkonstanten τ (Normwerte) gefunden werden.

den. Aus Bild 14 wird dann das Verhältnis der Gleichspannung am Ladekondensator zur Anschlußwechselspannung abgelesen. Um nachprüfen zu können, wie viele Halbwellen fließen und welcher Stoßstrom dafür zulässig ist, muß die Ladezeitkonstante berechnet werden.

$$\tau = R_s \cdot C_L \quad (7)$$

R_s - einzuschaltender Vorwiderstand (Schutzwiderstand)

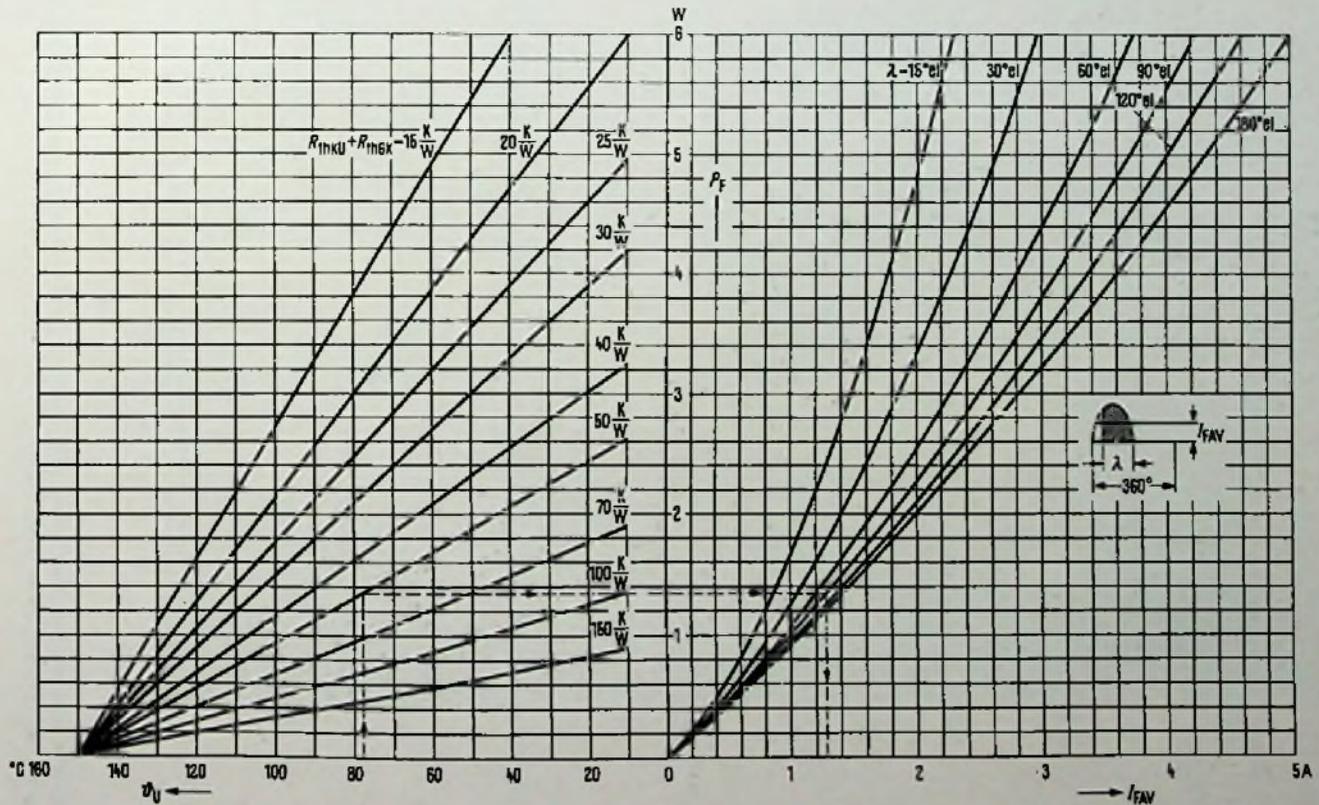
C_L - Ladekondensator

Nun muß noch die Dauerverlustleistung ermittelt werden. Bei Netzbetrieb, also kleiner Frequenz, genügt hierzu im allgemeinen die Durchlaßverlustleistung. Aus Bild 15 kann sie auf einfache Art entnommen werden.

Ist eine Gleichrichterdiode nicht mit ihrem maximal zulässigen Wert belastet, so kann sie für kurze Zeit einen wesentlich höheren Strom liefern. Dieser Oberstrom hängt außer von der Größe der Vorbelastung auch von der Zeit ab, während der er fließen kann. Wie die Kurven von Bild 16 zeigen, bedeutet eine Zeitdauer von 3...10 min - je nach Vorlastfaktor C - schon Dauerbetrieb.

Beispiel: Es soll am 220-V-Netz eine Einweggleichrichterschaltung für eine maximale Temperatur von 45 °C dimensioniert werden. Welcher Strom ist maximal zulässig, wie groß ist der Schutzwiderstand bei einem Ladekondensator von 470 µF, welche

Bild 9. Grenzbelastungsdiagramm (Widerstandslast) mit Kennzeichnung der Stromflußwinkel (Siemens)



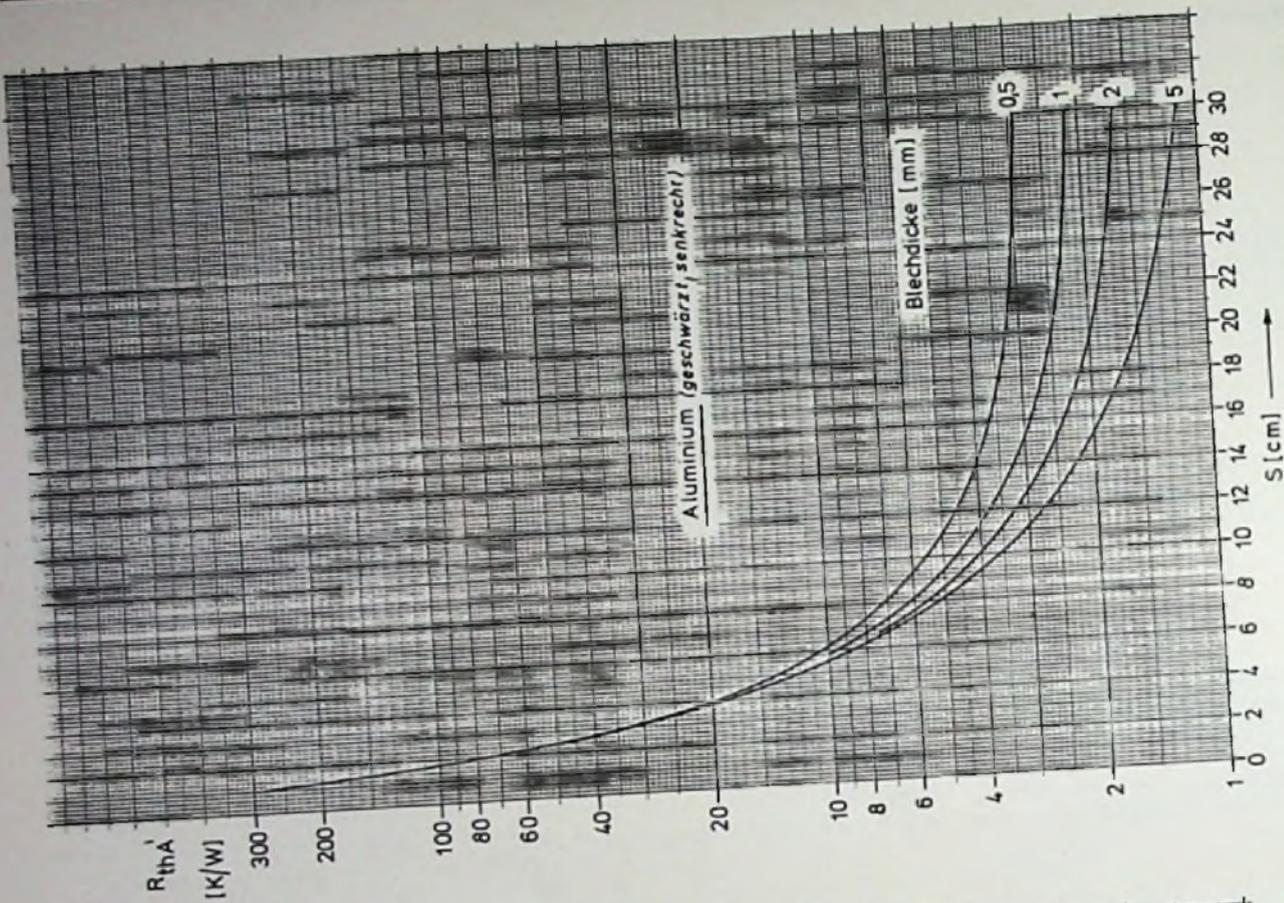


Bild 10. Wärmewiderstand eines blanken, waagrecht angeordneten Aluminiumbleches bei verschiedenen Blechedicken

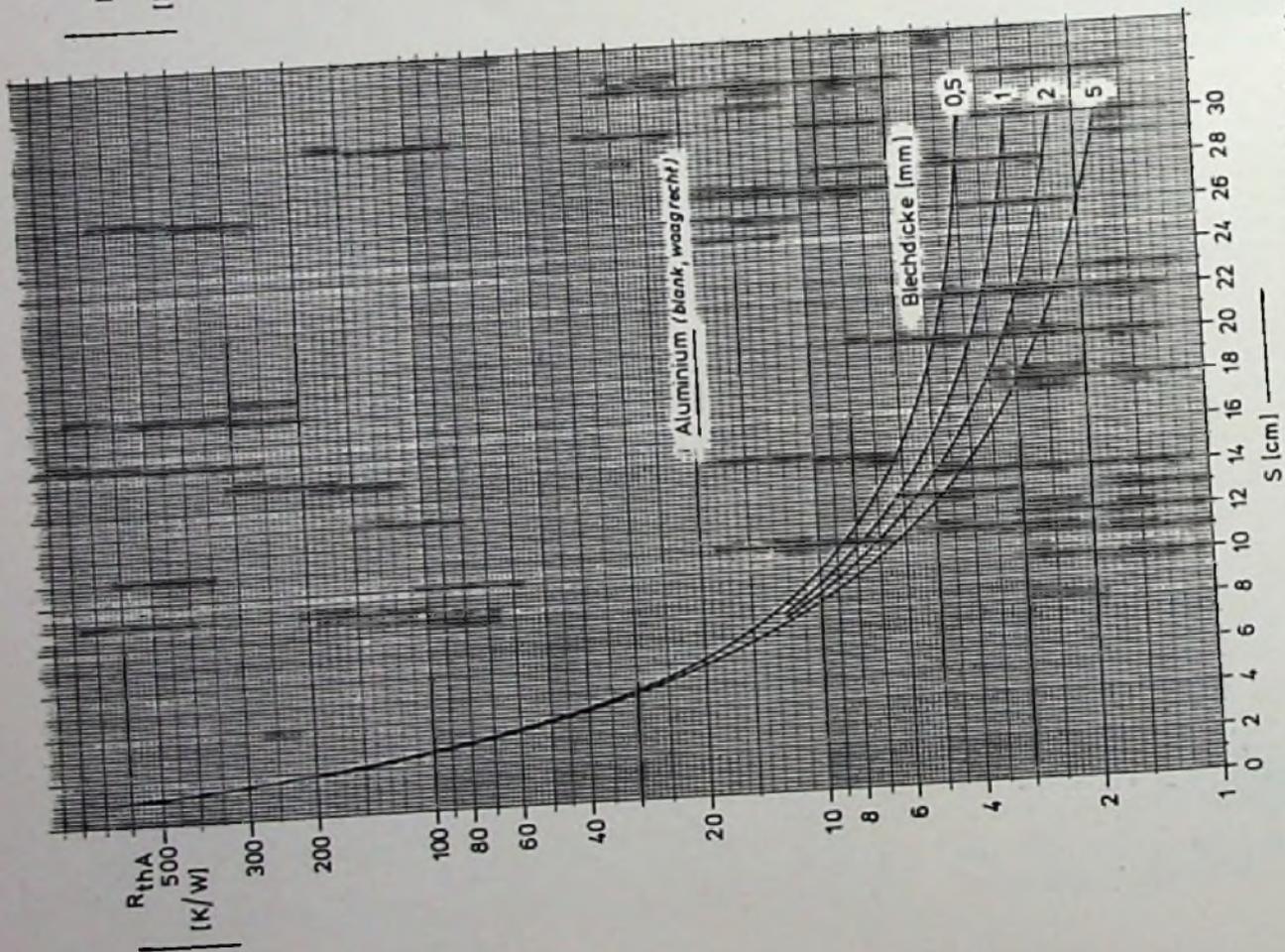


Bild 11. Wärmewiderstand eines geschwärzten, senkrecht angeordneten Aluminiumbleches bei verschiedenen Blechedicken

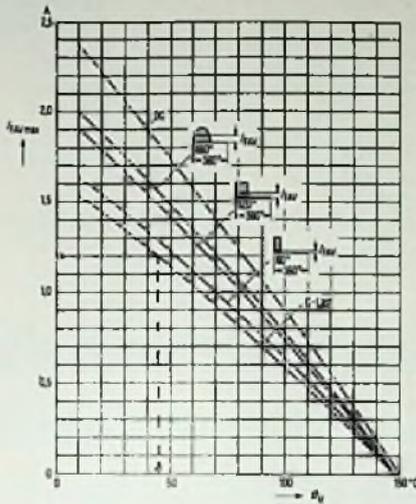


Bild 12. Grenzgleichstrom $I_{FAV\ max}$ in Abhängigkeit von der maximalen Umgebungstemperatur für verschiedene Belastungsfälle (Siemens)

Gleichspannung stellt sich bei Leerlauf und Vollast ein?

Aus Bild 12 ergibt sich bei $T_U = 45^\circ C$ und der Kurve „C-Last“ ein maximaler Strom von 1,2 A. Aus Bild 13 kann der notwendige Schutzwiderstand R_s beim Schnittpunkt der 220-V-Linie mit der Linie für $470\ \mu F$ zu $3,2\ \Omega$ entnommen werden.

Die Ladezeitkonstante berechnet sich dann zu:

$$\tau = 3,2\ \Omega \cdot 470 \cdot 10^{-6}\ F = 1,5\ ms$$

Da eine Halbwelle beim 50-Hz-Netz 10 ms dauert, ist die Ladezeit wesentlich geringer, es fließt also nicht einmal eine ganze Halbwelle lang der große Stoßstrom.

Nach Bild 14 können nun die Faktoren a und b berechnet werden.

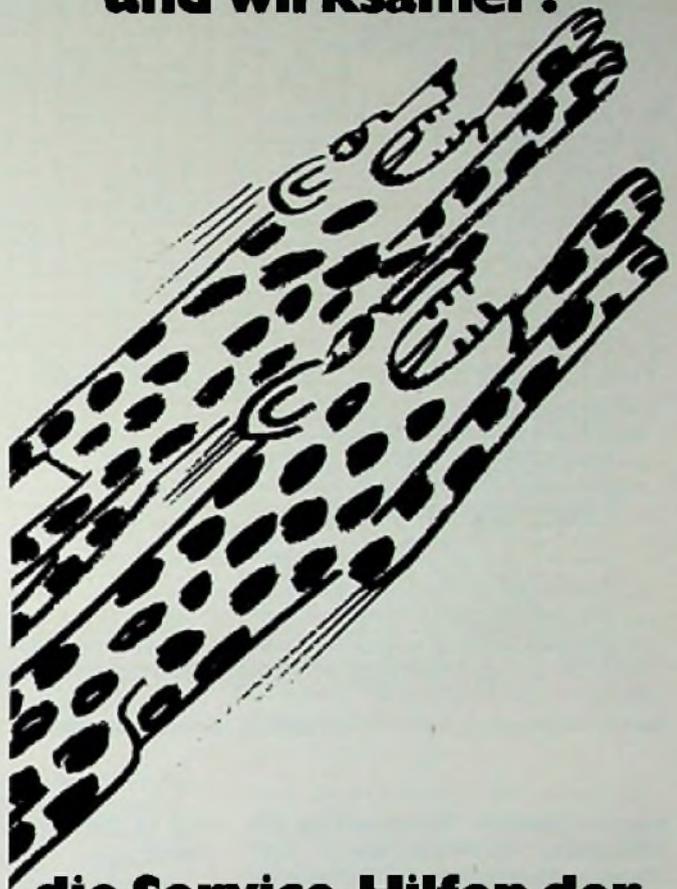
$$a = \frac{R_s}{U_2} = \frac{3,2\ \Omega}{220\ V} = 14,5 \cdot \frac{10^{-3}}{A}$$

und

$$b = \frac{C_N \cdot U_2}{10^4} =$$

Das Thema des Monats:

Schneller und wirksamer:



die Service-Hilfen der Kontakt-Chemie

Zeit ist Geld. Besonders für Service-Techniker. Unsere Hilfe: 16 Spezial-Sprays. Damit können Sie leistungsfähiger und wirtschaftlicher arbeiten. Denn sie reinigen, pflegen, schützen, isolieren. Und sie verkürzen die Fehlersuche entscheidend.

Kein anderes Programm ist in Europa so erfolgreich. Der Grund: Kontakt-Sprays der Kontakt-Chemie sind günstig im Preis, sparsam im Verbrauch, einfach in der Anwendung und unübertroffen in der Wirkung. Ideal für Rundfunk- und Fernsehtechnik, Automation, Datenelektronik und Halbleitertechnik — für Forschung und Entwicklung.

Wie auch Sie mit Kontakt-Sprays schneller und rentabler arbeiten, sagt Ihnen unsere Broschüre „Saubere Kontakte“. Wir senden sie Ihnen gem. Der Coupon macht es Ihnen leicht.

Informations-Coupon

Bitte schicken Sie mir Ihre kostenlose Broschüre „Saubere Kontakte“ mit nützlichen Werkstatt-Tips.



WWW FT 2

Firma _____

Name _____

Ort _____

Straße _____ Tel. _____

KONTAKT CHEMIE

7550 Rastatt
Postfach 1609
Telefon 072 22/3 4296

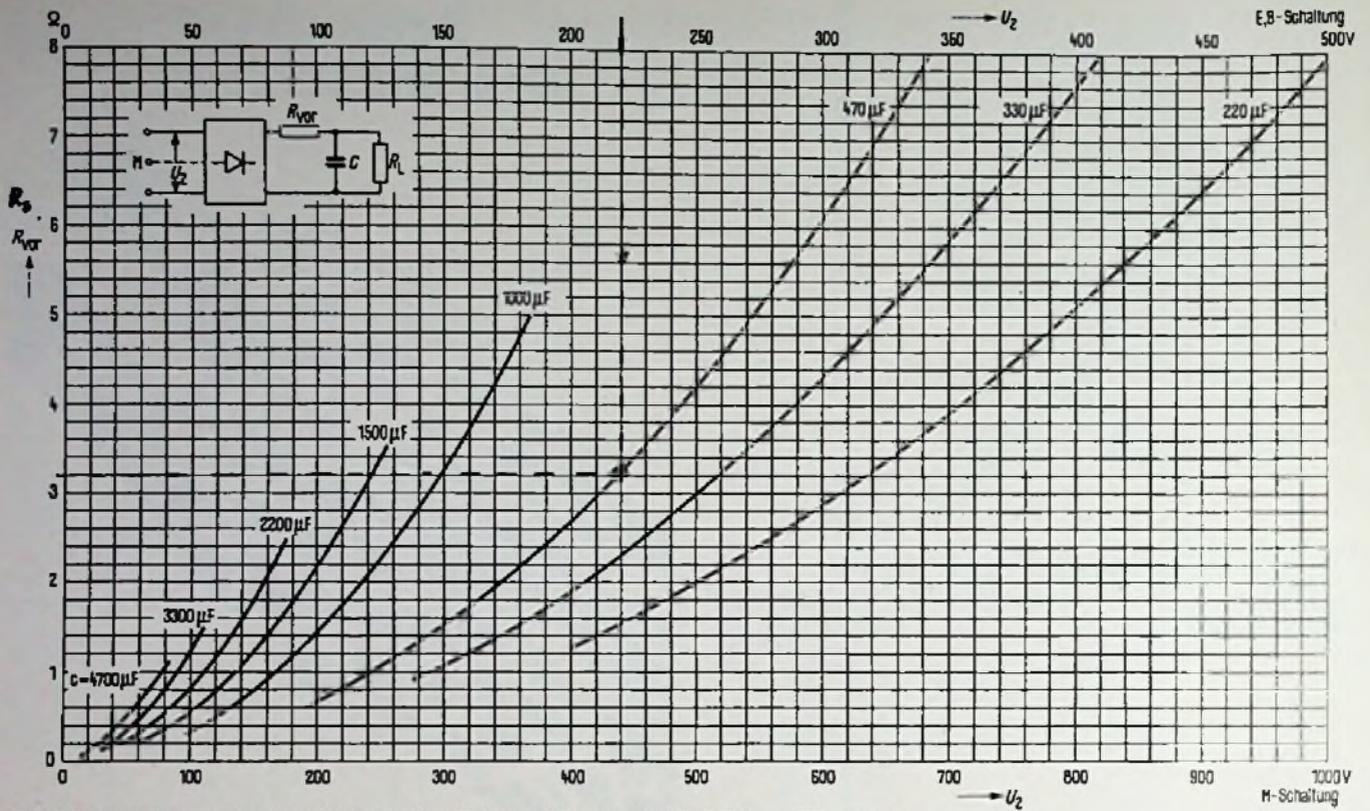
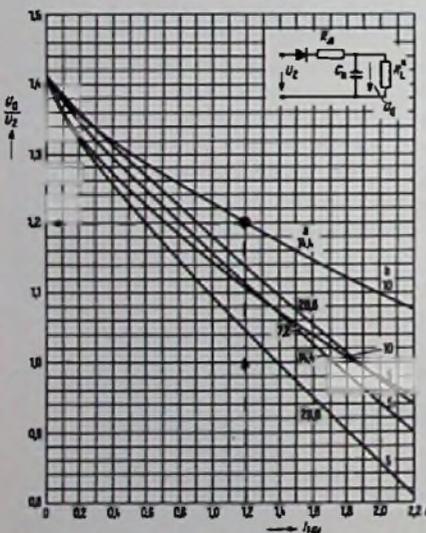


Bild 13. Berechnung des Vorwiderstandes (Schutzwiderstandes) bei C-Last (Siemens)

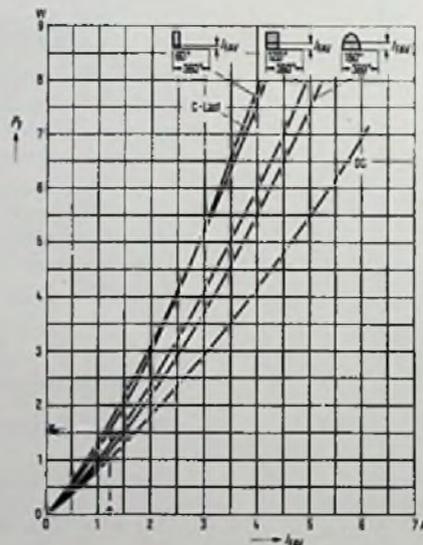
Bild 14. Erzielbare Gleichspannung bei E-Schaltung (Einwegschtaltung) und C-Last in Abhängigkeit von Gleichstrom I_FAV (Siemens)



$$b = \frac{470 \cdot 10^{-6} \text{ F} \cdot 220 \text{ V}}{10^4}$$

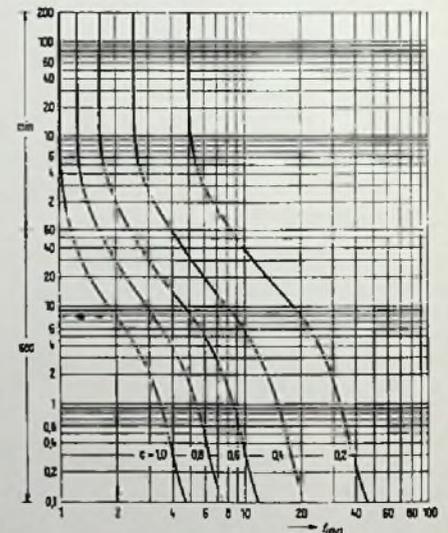
$$\approx 10 \cdot 10^{-6} \text{ As}$$

Bild 15. Durchlaßverlustkennlinien (Siemens)



Es kann also aus Bild 14 beim Schnittpunkt mit der Kurve für $a = 14,4 \cdot 10^{-3}/A$ und $b = 10$ (10^{-6} As) das Verhältnis $U_d/U_2 = 1,2$ gefunden werden.
 $U_d = 220 \text{ V} \cdot 1,2 = 264 \text{ V}$
 Die Leerlaufspannung ist gleich der Spitzenspannung der Wechselamplitude, also $\sqrt{2}$.

Bild 16. Überstromfaktorkennlinien (Siemens)



220 V = 310,2 V. Rechnet man noch eine Überspannung des Netzes von +10%, so ergeben sich maximal 341 V. Der Ladekondensator (zweckmäßigerweise ein Alu-Elko) muß also für eine Spannung von 350 V (Normspannung) bemessen werden.
 (Wird fortgesetzt)

Schaltungsberechnung

Die Bemessung des Überbrückungskondensators für den Emitterwiderstand

Dipl.-Ing. Hans Peschl, Ritterhude

Über die Bemessung des Überbrückungskondensators für den Emitterwiderstand sind noch immer recht seltsame Rezepte und Faustformeln im Umlauf, die zwar erwiesenermaßen falsch sind, aber trotzdem offenbar nur schwer ausgerottet werden können. Dieser Beitrag soll helfen, etwas von den weitverbreiteten Ungereimtheiten abzubauen.

Um den Arbeitspunkt eines Transistors gegenüber Exemplarsteuerungen und Temperaturschwankungen zu stabilisieren, legt man in die Emitterzuleitung einen Widerstand R_E (Bild 1). Der als Folge des Emittiergleichstromes über R_E auftretende Gleichspannungsabfall wirkt als Gegenkopplung; durch diese Gleichstrom-Gegenkopplung wird der Arbeitspunkt stabilisiert. Doch auch für Wechselspannungen erzeugt dieser Widerstand Gegenkopplung, wodurch die Spannungsverstärkung herabgesetzt wird. Um für Wechselspannungen diese Gegenkopplung unwirksam zu machen, muß man den Widerstand R_E mit einem Kondensator (C_E in Bild 1) überbrücken. Als „Faustformel“ für die Bemessung des Widerstandes R_E findet man häufig in der Literatur den Hinweis, daß an R_E eine Spannung von etwa 1 V abfallen sollte. Hat diese Angabe für sich alleine betrachtet schon keinerlei zahlenmäßigen Aussagewert, so trifft dies in noch weit stärkerem Maße für die in der Literatur häufig anzutreffenden „Bemessungshinweise“ für den Überbrückungskondensator C_E zu. Da wird schlicht und einfach gefordert, C_E solle für Wechselspannungen einen Kurzschluß darstellen.¹⁾ Wie „kurz“ aber dieser „Kurzschluß“ sein muß, das wird verschwiegen. Oder es

heißt, der kapazitive Blindwiderstand dieses Kondensators solle etwa $1/10$ des Widerstandswertes R_E für „die tiefste zu übertragende Frequenz“ betragen.²⁾ Oder es wird – aus der falsch verstandenen Definition der 3-dB-Grenzfrequenz, wonach bei dieser z. B. der Betrag des Imaginärteiles der Spannungsverstärkung gleich deren Realteil ist – gefordert, daß bei der „Grenzfrequenz“ gelten muß:

$$R_E = \frac{1}{\omega_{gr} C_E}$$

Im folgenden Beitrag wird der Einfluß des Überbrückungskondensators quantitativ untersucht. Aus den gefundenen Zahlenzusammenhängen werden Diagramme entwickelt, mit deren Hilfe rasch die Größe des Kapazitätswertes gefunden werden kann, die zur Erfüllung der geforderten Randbedingungen notwendig ist. Für die Berechnung wird das aus den h-Parametern abgeleitete Ersatzschaltbild für den Transistor benutzt. Damit ergibt sich für die Schaltungsberechnung das in Bild 2 dargestellte Ersatzschaltbild.

¹⁾ Lehmann, J.: Dioden und Transistoren – kurz und bündig. Seite 85. Vogel-Verlag, Würzburg 1971

²⁾ Bauer, W., Wagener, H.H.: Bauelemente und Grundschaltungen der Elektronik. Bd. 1. Seite 285. Carl-Hanser-Verlag, München–Wien 1977

Dipl.-Ing. H. Peschl unterrichtet an der Hochschule für Technik in Bremen

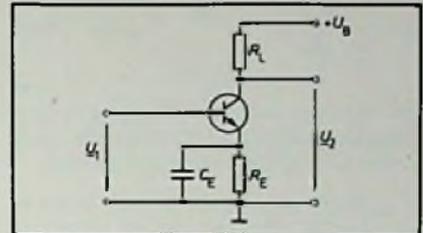


Bild 1. Arbeitspunktstabilisierung bei einem Transistor durch den Emitterwiderstand R_E . Der Überbrückungskondensator C_E verhindert eine Gegenkopplung für Wechselspannungen

Ganz allgemein ist die Spannungsverstärkung einer Schaltung definiert als das Verhältnis von Ausgangsspannung U_2 zu Eingangsspannung U_1 . Ist in der Schaltung nach Bild 2 der komplexe Emitterwiderstand

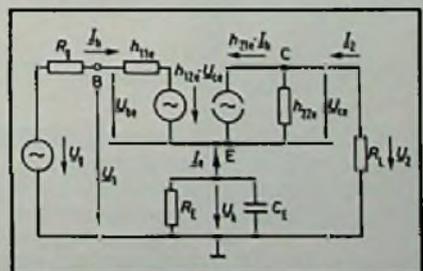
$$Z_E = 1/(G_E + j\omega \cdot C_E)$$

nicht vernachlässigbar klein, so tritt Gegenkopplung auf. Die Spannungsverstärkung der gegengekoppelten Stufe läßt sich dann wie folgt angeben:

$$\underline{u}_2 = \frac{U_2}{U_1} = \frac{U_{co} + U_k}{U_{bo} + U_k} = \frac{U_{co} \left(1 + \frac{U_k}{U_{co}}\right)}{U_{bo} \left(1 + \frac{U_k}{U_{bo}}\right)} = \underline{u}_0 \frac{1 + \frac{U_k}{U_{co}}}{1 + \frac{U_k}{U_{bo}}} \quad (1)$$

In Gl. (1) ist $\underline{u}_0 = U_{co}/U_{bo} = (\text{Kollektor-Emitter-Wechselspannung/Basis-Emitter-Wechselspannung})$ die Spannungsverstärkung des Transistors oder aber die Spannungsverstärkung der nicht gegengekoppelten Transistorstufe. Denn wenn in Bild 2 der Emitterwiderstand

Bild 2. Ersatzschaltbild zum Berechnen der Schaltung von Bild 1



$Z_E = 0$ wird, dann ist auch $U_k = 0$ und somit $U_2 = U_{ce}$ und $U_1 = U_{be}$. In den meisten Fällen ist die Gegenkopplungsspannung U_k vernachlässigbar klein gegenüber der Kollektor-Emitter-Wechselspannung U_{ce} . Wenn also gilt: $|U_k/U_{ce}| \ll 1$, dann läßt sich Gl. (1) auch wie folgt anschreiben:

$$\underline{v}_U \approx \frac{U_U}{1 + \frac{U_k}{U_{be}}} \quad (1a)$$

Der Nennerausdruck $(1 + U_k/U_{be})$ wird Gegenkopplungsgrad genannt. Er kann formal noch etwas umgeformt werden:

$$\left(1 + \frac{U_k}{U_{be}}\right) = 1 + \frac{U_k}{U_{ce}} \cdot \frac{U_{ce}}{U_{be}} = 1 + \frac{U_k}{U_{ce}} \cdot \underline{v}_U \quad (2)$$

In Gl. (2) ist \underline{v}_U die aus Gl. (1) bekannte Spannungsverstärkung der nicht gegengekoppelten Verstärkerstufe. Die Größe $k = U_k/U_{ce}$ (Gegenkopplungsspannung/Kollektor-Emitter-Wechselspannung) wird Gegenkopplungsfaktor genannt. Als Schleifenverstärkung bezeichnet man das Produkt $k \cdot \underline{v}_U$. Damit läßt sich Gl. (1 a) auch anschreiben zu:

$$\underline{v}_U \approx \frac{\underline{v}_U}{1 + k \cdot \underline{v}_U} \quad (1b)$$

Die Spannungsverstärkung der nicht gegengekoppelten Stufe erhält man aus Bild 2, indem $U_k = 0$ gesetzt wird. Daraus ergibt sich durch Anwendung der Maschenregel auf den Eingangskreis:

$$I_b \cdot h_{11e} + h_{12e} \cdot U_{ce} = U_{be} \quad (3)$$

Anwendung der Knotenregel auf den Ausgangskreis liefert:

$$I_2 = h_{21e} \cdot I_b + U_{ce} \cdot h_{22e} = - \frac{U_{ce}}{R_L}$$

oder

$$I_b = - \frac{U_{ce}}{h_{21e} \cdot R_L} \left(\frac{1}{R_L} + h_{22e} \right) \cdot \frac{1}{h_{21e}} = - \frac{U_{ce}}{h_{21e} \cdot R_L} (1 + h_{22e} \cdot R_L) \quad (4)$$

Gl. (4) in Gl. (3) eingesetzt ergibt schließlich:

$$U_{ce} (h_{12e} - \frac{1 + h_{22e} \cdot R_L}{h_{21e} \cdot R_L} \cdot h_{11e}) = U_{be} \quad (5)$$

In den weitaus meisten Anwendungsfällen der Praxis ist der Lastwiderstand R_L in der Kollektorzuleitung des Transistors klein gegen den ausgangsseitigen Innenwiderstand $1/h_{22e}$ des Transistors. Es gilt dann: $h_{22e} \cdot R_L \ll 1$, und für den zweiten

Ausdruck in der Klammer läßt sich dann schreiben:

$$\frac{1 + h_{22e} \cdot R_L}{h_{21e} \cdot R_L} = \frac{1}{h_{21e} \cdot R_L}$$

Ebenso gilt meist noch, daß $h_{12e} \ll h_{11e}/(h_{21e} \cdot R_L)$ ist, und dann ist die Spannungsverstärkung der nicht gegengekoppelten Transistorstufe mit genügender Genauigkeit beschrieben durch:

$$\underline{v}_U = \frac{U_{ce}}{U_{be}} \approx - \frac{h_{21e} \cdot R_L}{h_{11e}} \quad (5a)$$

Jetzt muß noch der Gegenkopplungsfaktor $k = U_k/U_{ce}$ bestimmt werden. Er tritt ja im Nenner von Gl. (1 b) als Faktor in Verbindung mit $\underline{v}_U \gg 1$ auf und kann deshalb nicht wie oben im Zähler vernachlässigt werden. Anwendung der Maschenregel auf den Ausgangskreis der Schaltung von Bild 2 liefert:

$$U_k = U_2 - U_{ce} \quad (6)$$

Mit

$$U_2 = -I_2 \cdot R_L = - (h_{21e} \cdot I_b + h_{22e} \cdot U_{ce}) \cdot R_L$$

wird damit:

$$U_k = -h_{21e} \cdot I_b \cdot R_L - U_{ce} (1 + h_{22e} \cdot R_L) \quad (6a)$$

Für den Transistor als Stromknoten gilt mit den Zählpfeilen von Bild 2:

$$I_b + I_2 + I_o = 0 \text{ oder } I_b = - (I_2 + I_o) \quad (7)$$

Daraus ergibt sich:

$$I_b = - \left(- \frac{U_2}{R_L} - \frac{U_k}{Z_E} \right) =$$

$$\frac{U_{ce} + U_k}{R_L} + \frac{U_k}{Z_E} =$$

$$U_k \left(\frac{1}{R_L} + \frac{1}{Z_E} \right) + \frac{U_{ce}}{R_L} \quad (7a)$$

Setzt man jetzt Gl. (7a) in Gl. (6a) ein, so erhält man:

$$U_k = -h_{21e} \cdot U_k (1 + R_L/Z_E) - U_{ce} [h_{21e} + (1 + h_{22e} \cdot R_L)] \quad (8)$$

oder umgeformt:

$$U_k \left[1 + h_{21e} \left(\frac{R_L}{Z_E} + 1 \right) \right] = - U_{ce} [h_{21e} + (1 + h_{22e} \cdot R_L)] \quad (8a)$$

Aus Gl. (8a) erhält man dann den Gegenkopplungsfaktor:

$$k = \frac{U_k}{U_{ce}} = - \frac{h_{21e} + (1 + h_{22e} \cdot R_L)}{1 + h_{21e} \left(\frac{R_L}{Z_E} + 1 \right)} =$$

$$- \frac{1 + \frac{1 + h_{22e} \cdot R_L}{h_{21e}}}{\left(\frac{R_L}{Z_E} + 1 \right) + \frac{1}{h_{21e}}} \quad (9)$$

Für praktische Fälle gilt meist, daß $h_{21e} \gg 1$ ist. Dann wird:

$$k \approx - \frac{1}{\frac{R_L}{Z_E} + 1} \quad (9a)$$

Wenn schließlich noch $R_L \gg |Z_E|$ ist, kann man mit genügender Genauigkeit für den Gegenkopplungsfaktor angeben:

$$k \approx - \frac{Z_E}{R_L} \approx - \frac{1}{R_L (G_E + j\omega C_E)} =$$

$$- \frac{R_E}{R_L} \cdot \frac{1}{1 + j\omega C_E \cdot R_E} = - \frac{R_E}{R_L} \cdot \frac{1}{1 + j\omega \tau_E}$$

Dabei ist $\tau_E = R_E \cdot C_E$ die Zeitkonstante der Emitterkombination R_E/C_E . Setzt man die gefundenen Ergebnisse in Gl. (1b) ein, so bekommt man:

$$\underline{v}_U \approx \frac{\underline{v}_U}{1 + k \cdot \underline{v}_U} \approx \frac{\underline{v}_U}{1 - \frac{R_E}{R_L} \cdot \frac{1}{1 + j\omega C_E \cdot R_E} \cdot \underline{v}_U} \quad (10)$$

Durch Gl. (10) wird die Frequenzabhängigkeit der Spannungsverstärkung beschrieben. Sie ist eine Folge des frequenzabhängigen Blindwiderstandes, den der Überbrückungskondensator darstellt. Bei der Kreisfrequenz $\omega = 0$, also bei Gleichspannung, ist dieser Blindwiderstand unendlich groß, und damit wird die Gegenkopplung über den Emitterwiderstand R_E voll wirksam. Es ergibt sich die minimale Spannungsverstärkung:

$$\underline{v}_{U\omega=0} = \underline{v}_{U\min} \approx \frac{\underline{v}_U}{1 - \frac{R_E}{R_L} \cdot \underline{v}_U} \quad (11)$$

Setzt man in Gl. (11) den Wert für \underline{v}_U aus Gl. (5a) ein, so ergibt sich:

$$\underline{v}_{U\min} \approx - \frac{h_{21e} \cdot R_L / h_{11e}}{1 + \frac{R_E}{R_L} \cdot \frac{h_{21e} \cdot R_L}{h_{11e}}} = - \frac{h_{21e} \cdot R_L}{h_{11e} + h_{21e} \cdot R_E} \quad (11a)$$

Bei sehr hohen Frequenzen – theoretisch also für $\omega = \infty$ – stellt der Kondensator einen parallel zum Emitterwiderstand R_E liegenden Kurzschluß dar, eine Gegenkopplungsspannung kann daher nicht auftreten. Für diesen Fall ergibt sich die maximale Verstärkung:

$$\underline{v}_{U\omega=\infty} = \underline{v}_{U\max} \approx \frac{\underline{v}_U}{1 - 0 \cdot \underline{v}_U} = \underline{v}_U \approx - \frac{h_{21e} \cdot R_L}{h_{11e}} \quad (11b)$$

Bei beliebiger Kreisfrequenz ω wird dann nach Gl. (10) die Spannungsverstärkung:

$$\underline{v}_U \approx \frac{\underline{v}_{U \max}}{1 - \underline{v}_{U \max} \cdot \frac{R_E}{R_L} \cdot \frac{1}{1 + j\omega R_E \cdot C_E}} \quad (12)$$

Aus Gl. (11) erhält man mit dem Ergebnis von Gl. (11 b):

$$\underline{v}_{U \min} \approx \frac{\underline{v}_{U \max}}{1 - \frac{R_E}{R_L} \cdot \underline{v}_{U \max}} \quad (13)$$

woraus sich durch Umformung errechnet:

$$\frac{R_E}{R_L} \approx \frac{1}{\underline{v}_{U \max}} - \frac{1}{\underline{v}_{U \min}} \quad (13a)$$

Führt man das Ergebnis von Gl. (13a) in Gl. (12) ein, so ergibt sich:

$$\underline{v}_U \approx \frac{\underline{v}_{U \max}}{1 - \underline{v}_{U \max} \left(\frac{1}{\underline{v}_{U \max}} - \frac{1}{\underline{v}_{U \min}} \right) \cdot \frac{1}{1 + j\omega R_E \cdot C_E}} \approx \frac{\underline{v}_{U \max}}{1 - \left(1 - \frac{\underline{v}_{U \max}}{\underline{v}_{U \min}} \right) \cdot \frac{1}{1 + j\omega C_E \cdot R_E}} \quad (14)$$

Bezieht man die bei beliebiger Frequenz f sich ergebende Spannungsverstärkung \underline{v}_U auf die – theoretisch bei $f = \infty$ auftretende – Maximalverstärkung $\underline{v}_{U \max}$, so wird aus Gl. (14):

$$\frac{\underline{v}_U}{\underline{v}_{U \max}} = \frac{1 + j\omega C_E \cdot R_E}{(1 + j\omega C_E \cdot R_E) - \left(1 - \frac{\underline{v}_{U \max}}{\underline{v}_{U \min}} \right)} \approx \frac{1 + j\omega C_E \cdot R_E}{\frac{\underline{v}_{U \max}}{\underline{v}_{U \min}} + j\omega C_E \cdot R_E} \quad (14a)$$

Interessiert man sich nur für den Betrag dieses Quotienten, so bekommt man aus Gl. (14a):

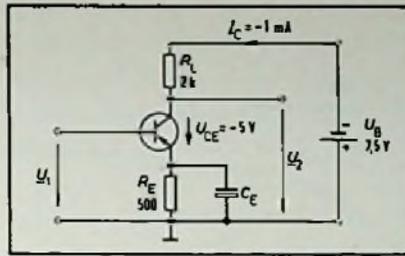


Bild 3. Schaltskizze für die Verstärkerstufe zu Beispiel 1

$$\left| \frac{\underline{v}_U}{\underline{v}_{U \max}} \right| = \frac{\underline{v}_U}{\underline{v}_{U \max}} = \frac{\underline{v}_{U \min}}{\underline{v}_{U \max}} \sqrt{\frac{1 + (\omega C_E \cdot R_E)^2}{1 + \left(\frac{\underline{v}_{U \min}}{\underline{v}_{U \max}} \right)^2 (\omega C_E \cdot R_E)^2}} \quad (14b)$$

Wird Gl. (14b) schließlich noch nach C_E aufgelöst, so ergibt sich:

$$C_E \approx \frac{1}{\omega R_E} \sqrt{\frac{\left(\frac{\underline{v}_U}{\underline{v}_{U \min}} \right)^2 - 1}{1 - \left(\frac{\underline{v}_U}{\underline{v}_{U \max}} \right)^2}} \quad (15)$$

Beispiel 1 soll den Gebrauch der Formeln erläutern: Für einen Transistor BC 177A wurden für den Arbeitspunkt $U_{CE} = -5V$, $I_C = -1 \text{ mA}$ folgende Daten ermittelt: $h_{21e} =$ Kurzschluß-Stromverstärkung = 176, $h_{11e} =$ Kurzschluß-Eingangswiderstand = 5 kΩ. Die Meßfrequenz hierfür betrug 1 kHz.

Der Transistor soll mit einem Lastwiderstand $R_L = 2 \text{ k}\Omega$ betrieben werden. Zur Arbeitspunktstabilisierung werde ein Widerstand $R_E = 500 \Omega$ in der Emittierzuleitung verwendet (Bild 3). Wie groß muß die Kapazität des Überbrückungskondensators C_E sein, wenn sich eine 3-dB-

Grenzfrequenz von $f = 390 \text{ Hz}$ (nur als Folge der Emitterkombination R_E/C_E) ergeben soll?

Lösung: Mit den gegebenen Daten erhält man:

$$|\underline{v}_{U \max}| \approx -h_{21e} \cdot \frac{R_L}{h_{11e}} \approx -176 \cdot \frac{2 \text{ k}\Omega}{5 \text{ k}\Omega} \approx -70,4$$

$$|\underline{v}_{U \min}| \approx -\frac{h_{21e} \cdot R_L}{h_{11e} + h_{21e} \cdot R_E} \approx -\frac{176 \cdot 2 \text{ k}\Omega}{(5 + 176 \cdot 0,5) \text{ k}\Omega} \approx -\frac{352}{93} \approx -3,8$$

Bei der 3-dB-Frequenz ist die Spannungsverstärkung um 3 dB geringer als die Maximalverstärkung $\underline{v}_{U \max}$ oder

$$\underline{v}_U = \frac{1}{\sqrt{2}} \underline{v}_{U \max}$$

Das ergibt:

$$\underline{v}_U = \frac{-1}{\sqrt{2}} \cdot 70,4 = -49,8$$

Die errechneten Werte in Gl. (15) eingesetzt, ergibt:

$$C_E \approx \frac{1 \cdot 5}{2\pi \cdot 3,9 \cdot 10^2 \cdot 5 \cdot 10^2 \Omega} \sqrt{\frac{\left(\frac{49,8}{3,8} \right)^2 - 1}{1 - \left(\frac{49,8}{70,4} \right)^2}} \approx \frac{10^{-5}}{3,9 \cdot \pi} \sqrt{\frac{170,8}{0,5}} \text{ F} \approx 15,1 \mu\text{F}$$

In Bild 4 ist der gemessene Frequenzgang der Spannungsverstärkung für einen Kapazitätswert $C_E = 15,4 \mu\text{F}$ nach Betrag und Phase dargestellt. Einige mit Hilfe von Gl. (14b) errechnete Werte sind

Anzeigenschluß für
FUNK-TECHNIK Nr. 5
ist am 15. 2. 78

für Kfz. Maschinen. Werbung
PVC-Klebeschilder
FIRMEN-BAU- u. Magnet-Schilder
BICHLMEIER 82 Ro-Kastenau
Erlenweg 17. Tel. 08031/31315-71925

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

KINDER ZUGABEARTIKEL
AUS PLASTIK
500 TEILE NUR DM 67,50
FORUM SIE ÜBERLEBEN FÜR
RANCKA-WERBUNG
2 Hamburg 54, Postfach 540043
Telefon: 040/58029 01

Einfacher, schneller,
preiswerter, alles für
den FS-Service
u. Antennenbau.
Ihre Vorteile
kostenlos
Rauschhuber
Fachgroßhandlung
Gaußstr. 2, 83 Landsbut,
Telefon 08 71/7 13 88

Elektronische Orgeln zum Selbstbau
Dr. Böhm-Orgeln sind unübertroffen vielseitig.
Sägezahn-, Rechteck- und Sinuserzeugung, 10chörig, voller Orgelklang und echte Instrumental-Klangfarben, alle modernen Spezialeffekte, Schlagzeug, BOHMAT.
Bauen Sie sich für wenig Geld Ihre Superorgel selbst!
Schon Zehntausende vor Ihnen, meist technische Laien, haben gebaut und sind begeistert!
Dr. Böhm
Elektronische Orgeln und Bausätze - Postf. 21 09/14/2
4950 Minden, T. 05 71/5 20 31

Gratis-Katalog anfordern!

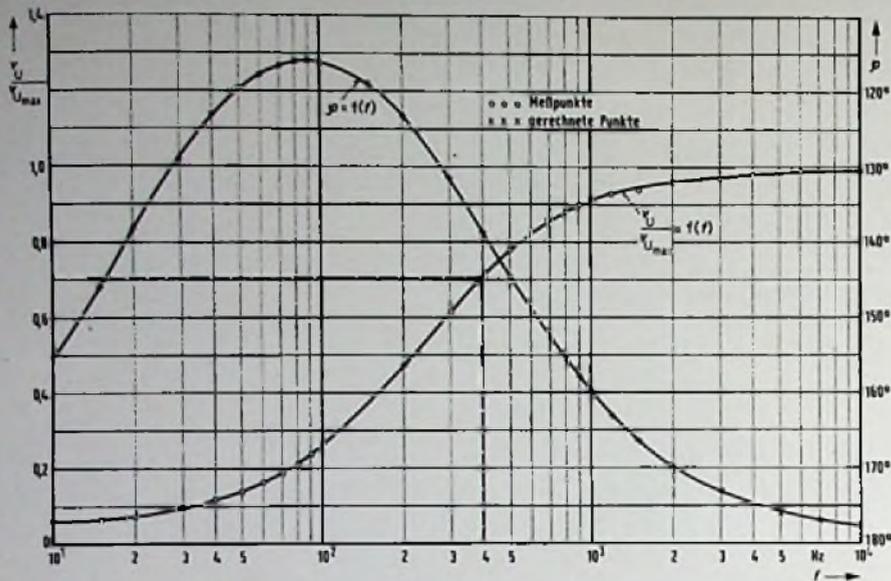


Bild 4. Gemessener Frequenzgang der Spannungsverstärkung der nach Beispiel 1 dimensionierten Verstärkerstufe. $C_E = 15,4 \mu F$

mit eingezeichnet und zeigen die gute Übereinstimmung zwischen Messung und Rechnung. Der Phasenwinkel wurde hier der Vollständigkeit wegen mit angegeben. Man kann daraus erkennen, daß bei einer gewissen Wechselspannungs-Gegenkopplung über mehrere Stufen hinweg infolge der Wirkung der Emitterkombination bei tiefen Frequenzen eine Mitkopplung und damit unerwünschtes Schwingen („Blubbern“) auftreten kann. Rechnerisch erhält man aus Gl. (14 a) für den Phasenwinkel

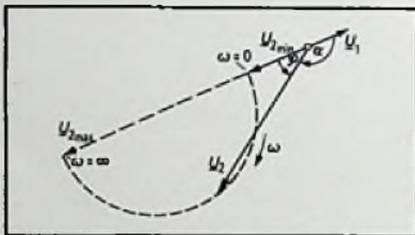
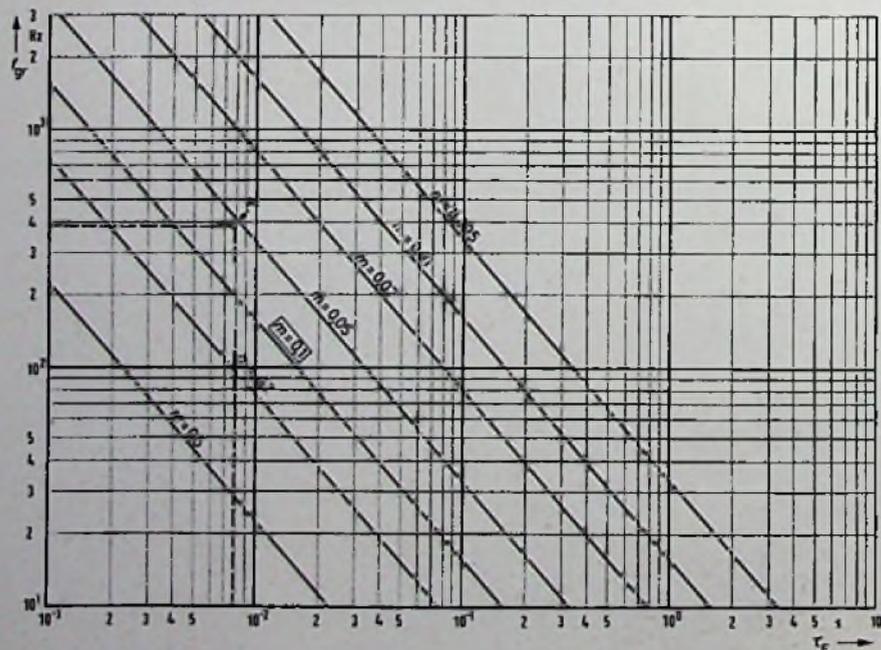


Bild 5. Ortskurve der Verstärker-Ausgangsspannung (qualitative Darstellung)

Bild 6. Diagramm zum Ermitteln von C_E für 3 dB Verstärkungsabfall bei f_{gr}



$$\varphi = \arctan \left[\frac{\left(\frac{v_{U \max}}{v_{U \min}} - 1 \right) \omega \cdot R_E \cdot C_E}{\frac{v_{U \max}}{v_{U \min}} + (\omega R_E C_E)^2} \right]$$

Die Zuordnung von φ zu den Spannungen U_1 und U_2 ergibt sich aus der qualitativen Skizze der Ortskurve in Bild 5. Für den praktischen Gebrauch ist eine grafische Darstellung des durch Gl. (14 b) beschriebenen Zusammenhanges zweckmäßiger. Dazu führen wir folgende Abkürzungen ein:

$$m = v_{U \min} / v_{U \max} \text{ und } \tau_E = R_E \cdot C_E$$

Damit wird Gl. (14 b) umgeformt:

$$\frac{v'_U}{v_{U \max}} \approx m \sqrt{\frac{1 + (\omega \tau_E)^2}{1 + m^2 (\omega \tau_E)^2}} \quad (14 c)$$

Bei gegebenem Wert $v'_U / v_{U \max}$ und bekanntem Wert für m läßt sich dann τ_E – und damit indirekt C_E – als Funktion der Frequenz einfach darstellen.

Nehmen wir als Beispiel die Anwendung auf die Dimensionierung nach der 3-dB-Grenzfrequenz f_{gr} . Bei der Frequenz f_{gr} ist die Spannungsverstärkung

$$v'_U = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot v_{U \max} = 0,707 \cdot v_{U \max}$$

hat also gegenüber der maximalen Spannungsverstärkung um etwa 3 dB entsprechend rund 30% abgenommen. Mit Gl. (14 c) wird dann:

$$\frac{1}{\sqrt{2}} \approx m \sqrt{\frac{1 + (\omega_{gr} \cdot \tau_E)^2}{1 + m^2 (\omega_{gr} \cdot \tau_E)^2}} \text{ oder } \frac{1}{2} \approx m^2 \cdot \frac{1 + (\omega_{gr} \cdot \tau_E)^2}{1 + m^2 (\omega_{gr} \cdot \tau_E)^2} \quad (14 d)$$

Daraus erhält man durch Umformen:

$$\tau_E \approx \frac{\sqrt{1 - 2m^2}}{2\pi \cdot m} \cdot \frac{1}{f_{gr}} \quad (16)$$

In Bild 6 ist Gl. (16) mit m als Parameter dargestellt. Aus Gl. (16) ergibt sich z. B. für $m = 0,01$, was einem $v_{U \max} = 100 \cdot v_{U \min}$ entspricht, der Zusammenhang:

$$\tau_E \approx 15,915 \cdot \frac{1}{f_{gr}}$$

Auf gleiche Art sind die anderen Geraden in Bild 6 für die verschiedenen m -Werte berechnet und eingetragen worden. Zur Erklärung für den Gebrauch der Diagrammdarstellung von Bild 6 nehmen wir nochmals Beispiel 1 zu Hilfe. Dort war eine 3-dB-Grenzfrequenz von $f_{gr} \approx 390$ Hz gefordert. Für die verwendete Schaltung errechnet sich ein Wert von

$$m = v_{U \min} / v_{U \max} \approx \frac{h_{11e}}{h_{11e} + h_{21e} \cdot R_E} \approx 0,054$$

Geht man auf der Ordinate von $f_{gr} = 390$ Hz waagrecht nach rechts bis zum

Schnittpunkt A mit der mit $m = 0,054$ beschrifteten Geraden (hier extrapoliert), so erhält man bei Herunterloten von Punkt A auf die Abszisse den Wert $\tau_E = 0,0076 \text{ s} = R_E \cdot C_E$. Damit errechnet sich dann:

$$C_E = \frac{\tau_E}{R_E} = \frac{0,0076 \text{ s}}{500 \Omega} = 15,2 \mu\text{F}.$$

Aus Bild 6 ist erkennbar, daß die unmotivierte „Faustformel“ $R_E = 10 \cdot \frac{1}{\omega_{gr} \cdot C_E}$

für die Bemessung des Überbrückungskondensators eine 3-dB-Grenzfrequenz nur für etwa $m = 0,1$ ergibt. Würde man nach diesem Verfahren den Überbrückungskondensator für unser Beispiel dimensionieren, so ergäbe das eine tatsächliche 3-dB-Grenzfrequenz von $f_{gr} \approx 800 \text{ Hz}$! Der Kondensator wäre – im Hinblick auf die geforderte 3-dB-Grenzfrequenz – hoffnungslos unterdimensioniert.

Für das gewählte Beispiel wurde die relativ hohe Grenzfrequenz von $f_{gr} = 390 \text{ Hz}$ im Hinblick auf die meßtechnische Überprüfung (Bild 4) gewählt. Das Diagramm von Bild 6 kann jedoch für den praktischen Gebrauch (NF-Verstärker) un schwer auf tiefere Grenzfrequenzen durch entsprechende Änderung der Kommastellenbeschriftung auf Abszisse und Ordinate umgestellt werden (Beispiel 2: Ordinate von $f_{err} = 10^{-1} \text{ Hz}$ bis $3 \cdot 10^1 \text{ Hz}$ beschriftet ergibt Abszissenbeschriftung von $\tau_E = 0,1 \text{ s}$ bis $\tau_E = 1000 \text{ s}$). Nun sind aber neben der Emittierkombination R_E/C_E selbst in einstufigen Verstärkern noch weitere Schaltelemente

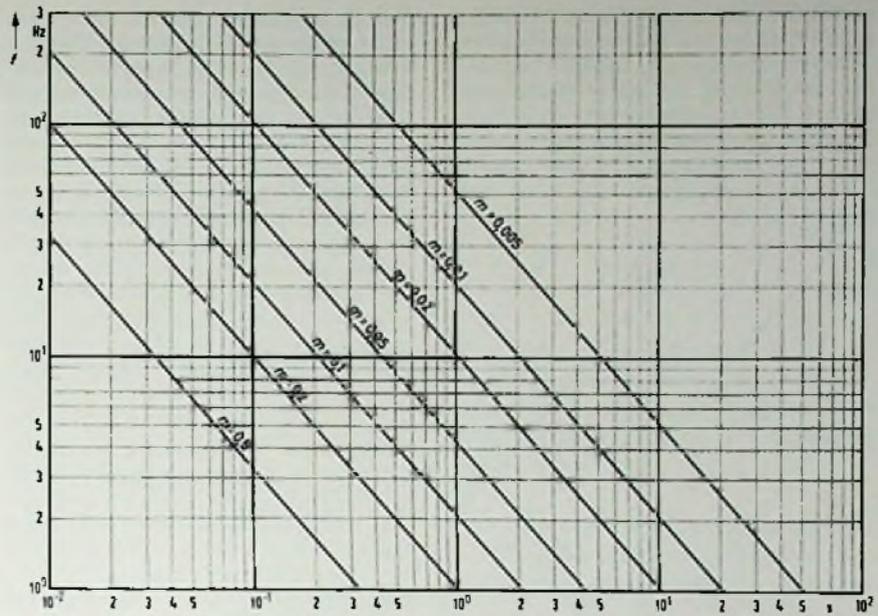


Bild 7. Diagramm zum Ermitteln von C_E , wenn bei der Frequenz f ein Verstärkungsabfall von 20% entsprechend 1,94 dB zugelassen wird

vorhanden, die zu einem Hochpaßverhalten führen. So zum Beispiel je ein Koppelkondensator am Eingang und am Ausgang der Stufe. Der Koppelkondensator am Eingang verhindert eine Verschiebung des Arbeitspunktes bei Anschluß des speisenden Generators, der am Ausgang hält die Kollektor-Gleichspannung vom vielleicht nachgeschalteten Arbeits-

widerstand fern. Vom Eingang der Verstärkerstufe bis zum Arbeitswiderstand addieren sich die Einzeldämpfungen dieser einzelnen Hochpässe zur Gesamtdämpfung. Somit kann die 3-dB-Grenzfrequenz für die Gesamtstufe erheblich höher liegen als die 3-dB-Grenzfrequenz der einzelnen Hochpässe. Erst recht gilt dies natürlich für mehrstufige

Ultraschall- u. Infrarot-Fernbedienungs-Geber - Prüfempfänger Polymess I

Das einzige Geberprüfgerät für alle Gebertypen.

Frequenz- u. Reichweiteprüfung bei allen Gebertypen u. Codierungsarten ohne zusätzliche Meßgeräte.

Von den Zentralkundendiensten führender Gerätehersteller getestet u. für die Prüfung ihrer Fernbedienungs-Geber empfohlen.

Mit Polymess I sparen Sie Arbeit, Zeit u. Geld.

Ein Meßgerät, das in Ihrer Werkstatt noch fehlt.

Mit unserer Sonderpreisaktion wollen wir Ihnen die Anschaffung erleichtern.

Wir liefern durch Nachnahmeversand mit Rückgaberecht innerhalb 14 Tagen oder Bezug über den Fachgroßhandel. Ausführliches Prospekt können Sie kostenlos anfordern.

Vertretung für die Schweiz:
Pa. Donauer AG 6403 Küssnacht a.R.



POLYTECHNIK GMBH MÜNCHEN

Abt. Meßgeräte
Agnes-Bernauer-Straße 88 · 8000 München 21
Telefon (089) 58 59 20

Leicht u. handlich,
batteriebetrieben.
Auch für künftige
Gebertypen
geeignet
1 Jahr Garantie



DEP und
DBGM angemeldet

Achtung! Sonderpreisaktion
für Bestellungen bis 28. 2. 1978

Statt 479,50, unser jetziger
Aktionspreis für Polymess I
mit Bereitschaftstasche

388,— DM
+ Mwst.

Sie sparen über 90,— DM

Bestellen Sie sofort, Auslieferung erfolgt in
der Reihenfolge des Auftrageinganges.

Verstärker. Zwei gegeneinander entkoppelte Verstärker mit der gleichen unteren 3-dB-Grenzfrequenz f_{gr} haben – gerechnet vom Eingang des ersten Verstärkers bis zum Ausgang des zweiten – bei dieser Frequenz einen Verstärkungsabfall von 6 dB. Die 3-dB-Frequenz f'_{gr} dieser zweistufigen Verstärkerkette läge dann bei $f'_{gr} = 1,554 \cdot f_{gr}$.

Die Dimensionierung des Überbrückungskondensators C_E kann also auch so erfolgen, daß bei einer bestimmten vorgegebenen Frequenz f ein bestimmter, vom 3-dB-Wert abweichender Verstärkungsrückgang zugelassen wird. Unter diesem Gesichtspunkt wurden aus Gl. (15) die in Bild 7 bis Bild 9 dargestellten Diagramme entwickelt. An einem weiteren Beispiel

soll ihr Gebrauch erläutert werden: Die Verstärkerstufe nach Bild 3 soll so dimensioniert werden, daß sich bei der Frequenz $f = 30$ Hz eine Spannungsverstärkung ergibt, die 95% der Maximalverstärkung beträgt (zugelassen sind also 5% Verstärkungsabfall entsprechend 0,45 dB bei $f = 30$ Hz).

Aus Bild 9 – gestrichelt eingezeichnet – entnimmt man:

$$\tau_E = R_E \cdot C_E = 300 \text{ ms.}$$

Damit wird:

$$C_E = \frac{\tau_E}{R_E} = \frac{0,3 \text{ s}}{500 \Omega} = \frac{30}{5} \cdot 10^{-4} \text{ F} = 600 \mu\text{F.}$$

Praktisch lassen sich so große Kapazitätswerte selbstverständlich nur mit Hilfe von Elektrolytkondensatoren verwirklichen. Bei den großen Streubereichen, welche die Kapazitätswerte von Elektrolytkondensatoren aufweisen, sind die angegebenen Dimensionierungs-Richtlinien natürlich unter dem Blickwinkel von worst-case-Betrachtungen anzuwenden. □

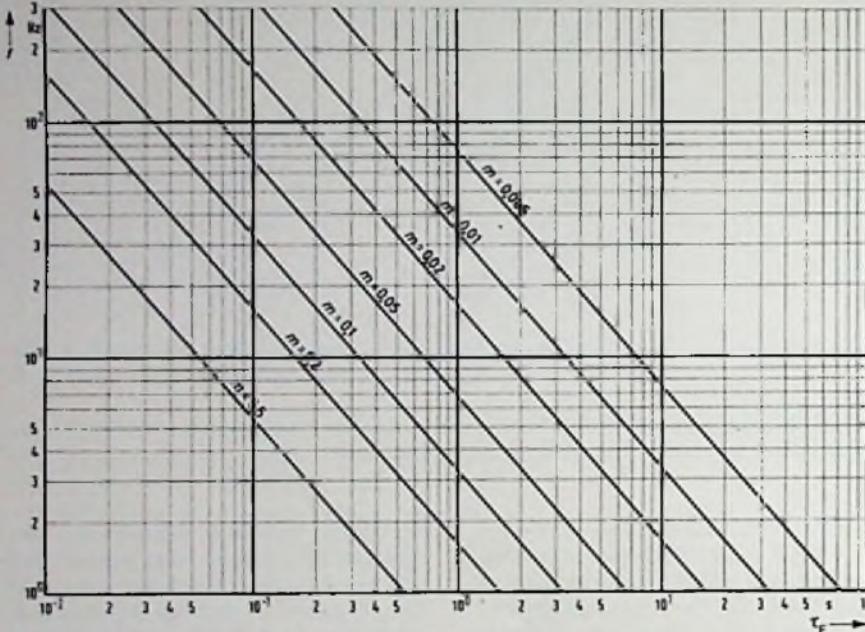
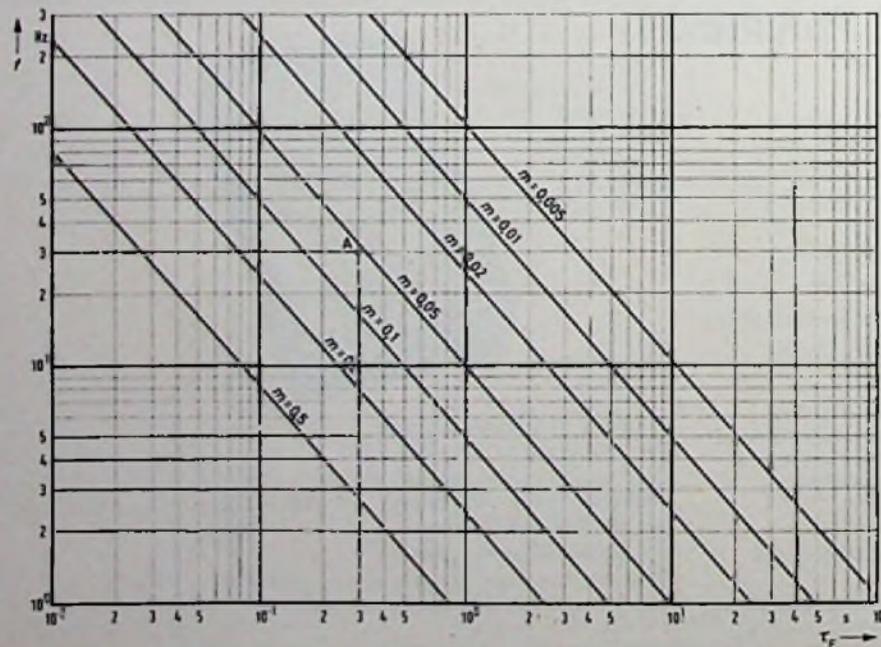


Bild 8. Diagramm zum Ermitteln von C_E , wenn bei der Frequenz f ein Verstärkungsabfall von 10% entsprechend 0,92 dB zugelassen wird

Bild 9. Diagramm zum Ermitteln von C_E , wenn bei der Frequenz f ein Verstärkungsabfall von 5% entsprechend 0,45 dB zugelassen wird



Betriebsführung

Fehler des Unternehmers

Im Rahmen einer größeren Umfrage fanden sich 288 Kunden, die früher fast ausschließlich in kleinen und mittleren Fachgeschäften eingekauft hatten, jetzt aber mehr und mehr zum Warenhaus als Bezugsquelle tendieren. Als Nachteil der kleineren Fachgeschäfte gaben an: 170 zu knappes Sortiment, keine ausreichende Lagerhaltung, geringe Auswahl- und Vergleichsmöglichkeit hinsichtlich Qualität und Preis, Fehlen aktueller und moderner Artikel und somit keine Möglichkeit zum Kennenlernen von Marktneuheiten durch Vorführung – aber auch Fehlen von gängigen und für die Branche selbstverständlichen Artikeln mit teilweise langen Lieferfristen; 62 höhere Preise für gleiche oder gleichwertige Produkte; 29 schlechte oder gar keine Parkmöglichkeit durch das Nichtvorhandensein firmeneigener Parkplätze; 27 verschiedene andere Gründe (gebundeneres Kundenverhältnis, das es erschwert, bei Nichtgefallen auch ohne Einkauf wegzugehen, langwierigere Abwicklung von Rücknahmen und Umtauschwünschen bei Unzufriedenheit, neugieriges oder zu vertrauliches Verhalten des Chefs usw.). Immerhin 202 Kunden waren der Ansicht, daß die Klein- und Mittelbetriebe durch Erkennen ihrer Schwächen und darauf basierende richtige Geschäftsführung ihre Verkaufschancen denen des Warenhauses anpassen und somit Gewinnverluste durch Kundenabwanderung verhindern könnten. bpd

Hi-Fi-Technik

Dynamik-Expander mit neuartigem Audiosignal-Wandler

Ing. (grad.) Horst Boettcher, Bremen

Das Anschließen von Dynamik-Expandern an Hi-Fi-Anlagen ist nicht unumstritten, weil die Dynamik auf der Wiedergabeseite gedehnt wird, ohne daß sie bei der Aufnahme komprimiert worden ist. Außerdem werden bei Dynamik-Expandern immer wieder Schönheitsfehler beanstandet. Der Beitrag beschreibt eine neue, in einem Dynamik-Expander verwendete Schaltung der japanischen Firma Pioneer, mit der einige der bisherigen Fehler vermieden werden.

Dynamiksprünge können in jeder musikalischen Darbietung enthalten sein, so daß sie ein wichtiges Merkmal für das Maß an Originaltreue einer Hi-Fi-Wiedergabe sind; leider lassen sie sich jedoch nicht uneingeschränkt übertragen. Um diesen Nachteil auszugleichen oder wenigstens zu verringern, verwendet mancher Hi-Fi-Freund in seiner Wiedergabe-Anlage einen Dynamik-Expander. In einem solchen Gerät werden die tonfrequenten Signale in Abhängigkeit von ihrer Amplitude verstärkt, indem die Verstärkung mit einer aus dem Audiosignal abgeleiteten Gleichspannung gesteuert wird. Herkömmliche Geräte erhalten hierfür eine Gleichrichterschaltung mit verhältnismäßig großen Kapazitäten. Infolgedessen ist die Zeitkonstante so groß, daß Ein- und Ausschwingvorgänge in der Steuerschaltung zu unerwünschten Effekten führen ("Pumpen"), die besonders bei schnell wechselnder Lautstärke hörbar werden.

Solche Erscheinungen werden durch eine patentierte Schaltung für die Umwandlung des Audiosignals in eine Steuerspannung vermieden. Die japanische Firma Pioneer hat damit den Dynamik-Expander „Processor RG 1“ aufgebaut, bei dem störende Vorgänge nicht mehr zu hören sind. Die Buchstaben „RG“ weisen auf den amerikanischen Erfinder der Schaltung, Robert Grodinsky, hin.

Beim „Processor RG 1“ gelangt das Audiosignal vom Eingang unverändert zu einem Operationsverstärker, wird dort verstärkt

und an den Ausgang geleitet. Die Verstärkung des Operationsverstärkers wird von einer aus dem Audiosignal abgeleiteten Gleichspannung gesteuert, die dem Effektivwert des Audiosignals umgekehrt proportional ist.

Die Umwandlung des Audiosignals in eine Steuer-Gleichspannung ist der Kern der neuen Schaltung, die folgendermaßen arbeitet: Aus dem Eingangssignal wird in einem Bandpaß mit der Mittenfrequenz 2,5 kHz und einer beidseitigen Dämpfung von 6 dB/Oktave ein Frequenzbereich herausgefiltert, der in der Regel kaum Störfrequenzen enthält. Aus diesem Signalanteil leitet Transistor T 1 in der Schaltung nach Bild 1 ein zweites, um 180° phasenverschobenes, aber sonst gleiches Signal ab. Jedes der beiden Signale gelangt an eine Klemmschaltung aus den Transistoren T 3 und T 4, deren Basis-Gleichspannung durch T 2 festgelegt ist. Die beiden mit dem Audiosignal überlagerten Gleichspannungen, die jeweils zwischen einem festgelegten Maximalwert und Null schwanken, addieren sich

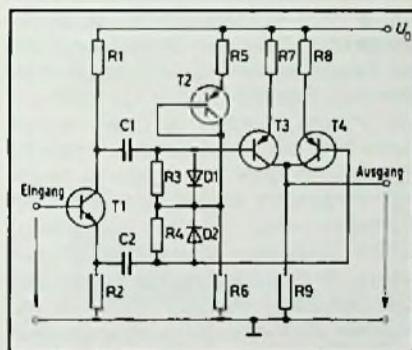


Bild 1. Wandlerschaltung, in der ein gefilterter Teil des Audiosignals in eine Steuer-Gleichspannung umgewandelt wird, deren Wert dem Effektivwert des Audiosignals umgekehrt proportional ist

an R 9, wobei sich die Wechselspannungsteile wegen ihrer Phasenverschiebung gegenseitig auslöschen, so daß nur die zum Steuern benötigte Gleichspannung übrigbleibt. Ihre Höhe ist dem Effektivwert der Audiosignal-Spannung umgekehrt proportional: Wird das Audiosignal größer, sinkt die Gleichspannung, fehlt das Audiosignal ganz, erreicht die Gleichspannung ihren Maximalwert.

Die Schaltung benötigt keine nennenswert großen Kapazitäten, so daß die Gleichspannung wegen der kleinen Zeitkonstanten ohne störende Verzögerung bereitsteht: Eingang und Steuerung können synchron arbeiten.

Da der Operationsverstärker den gesamten Frequenzbereich gleichmäßig verstärkt, wird der Frequenzgang des Audiosignals durch den Dynamik-Expander nicht verän-

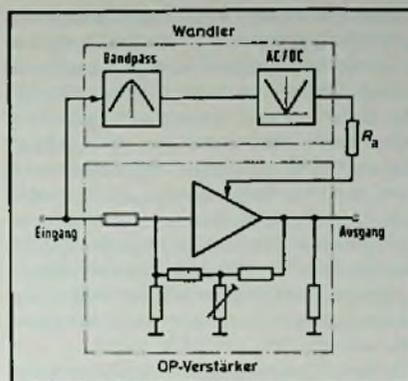
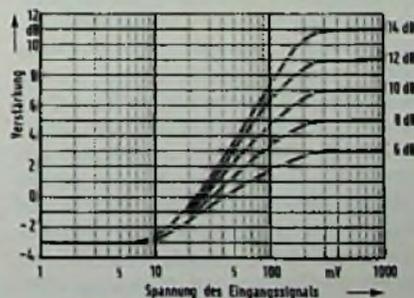


Bild 2. Vereinfachtes Prinzipschaltbild des Dynamik-Expanders „Processor RG 1“ von Pioneer

dert. Die Verstärkungsänderung wirkt bei voll aufgedrehtem Eingangspegelsteller bei Eingangsspannungen von 10 mV bis 300 mV. Dieser Bereich läßt sich aber auch auf andere Werte der Eingangsspannung verschieben, indem die Eingangsempfindlichkeit verringert wird. Auf diese Weise kann der Dynamik-Expander an verschiedene Vorschaltgeräte angeglichen werden. Das Maß der Verstärkung und damit der Expansion läßt sich durch einen Schalter im Rückkopplungszweig des Operationsverstärkers in fünf Stufen von 6 dB bis 14 dB verändern. Der jeweilige Augenblickswert der Verstärkung wird an zwei Anzeigeinstrumenten – für jeden Kanal getrennt – angezeigt. Die Ansprechzeit für die Verstärkungssteuerung beträgt 0,5 ms. Schaltungstechnisch wäre es zwar möglich, sie noch kleiner zu halten, aber Versuche mit unterschiedlichen Programmen ergaben, daß die Nachhallanteile kleiner Amplituden durch kurze Ansprechzeiten stark gedämpft werden; der Klang wirkt dann zu trocken. Aus diesen Gründen wird die Ansprechzeit im „Processor RG 1“ durch eine Verzögerungseinheit auf 80 ms erhöht.

Bild 3. Verstärkung des „Processor RG 1“ in Abhängigkeit von der Spannung des Eingangssignals bei der Signal-Frequenz 1 kHz und maximaler Eingangsempfindlichkeit. Parameter ist die Stellung des Schalters im Rückkopplungszweig des Operationsverstärkers



Da die Steuerung für jeden der beiden Stereo-Kanäle getrennt wirkt, könnte unter bestimmten Umständen das Signal des einen Kanals maximal verstärkt werden, während der andere Kanal unverstärkt bleibt. Auf diese Weise entstünde ein unnatürlicher Stereo-Effekt. Um das zu vermeiden, wurde zwischen die Steuerausgänge der beiden Kanäle ein Koppelwiderstand geschaltet, so daß die Steuerspannung des einen Kanals in den anderen Kanal überspricht. Die Verstärkungserhöhung beider Kanäle weicht dadurch um nicht mehr als 5 dB voneinander ab.

Da der „Processor RG 1“ in den Monitor-Kreis einer Hi-Fi-Anlage eingeschleift ist, wird ein Tonbandgeräteanschluß dafür belegt. Deshalb enthält das Gerät einen zusätzlichen Tonbandgeräte-Anschluß, an dem das nicht expandierte Audiosignal ansteht. □

Datenspeicher

Bilder aus dem Kristall

Unweit von Hagenbecks Tierpark in Hamburg fletscht ein Tiger immer wieder die Zähne. Die dräuenden Gebärden auf der Laborbildwand lassen an Filmvorführung denken. Doch es gibt keinen Projektor. Erzeugt wird die Bildfolge durch einen Laserstrahl und einen daumnagelgroßen Kristall, der auf einem Teller abwechselnd nach links und rechts geschwenkt wird. Er enthält den „Film“, den der Laserstrahl ausliest. Das Experiment im Philips-Forschungslabor ist eine Anwendung von Lasertechnik und Festkörperphysik zugleich: Der Kristall besteht aus Lithiumniobat, dem Lithiumsalz der Niobsäure. Zu seinen Eigenschaften gehört, daß sich in ihm bei hinreichend starker Beleuchtung elektrische Ladungen verschieben können. Das hat zur Folge, daß sich dort, wo die Verschiebung eingetreten ist, die Lichtbrechung im Kristall ändert. Physiker nennen das den elektrooptischen Effekt. Ihn haben V. Doormann und R. Orlowski praktisch angewendet. In ihrer Versuchsanordnung wird ein Filmdiapositiv mit Laserlicht auf den Kristall projiziert und dieser zugleich mit ungestörtem Licht aus dem gleichen Laser bestrahlt. Dabei ergeben sich im Kristall Licht-Überlagerungsmuster, die er als Ladungsverschiebungen festhält. Sie erzeugen ein Muster unterschiedlicher Lichtbrechkräfte. Wird der Kristall danach von Laserlicht durchstrahlt, bewirkt dieses Brechkraftmuster, vereinfacht gesagt, daß alles zur Bilderzeugung unnötige Licht ausgeleitet und damit unwirksam wird. Im gewünschten Strahlengang bleiben nur Licht-

strahlen übrig, die das erwartete Bild, vielleicht einen Tiger, auf die Leinwand zeichnen.

Praktisch wird das Verfahren zunächst dadurch interessant, daß man im selben Kristall sehr viele Lichtüberlagerungsmuster, sogenannte Hologramme, festhalten kann. Eine Drehung von weniger als einem zehntel Grad genügt für das Aufzeichnen des nächsten Hologramms. Ebenso erscheint bei der Wiedergabe nach der gleichen kleinen Drehung schon das nächste Bild. Das ist der Grund, aus dem bei der „Filmvorführung“ des Tigers der Kristall geschwenkt wird.

Ziel der Arbeiten von Doormann und Orlowski ist jedoch nicht der Ersatz von Film oder Magnetband zum Speichern von Kino- und Fernsehprogrammen, sondern die Speicherung von Daten. In jedem Kubikzentimeter Kristall lassen sich eine runde Milliarde Informationseinheiten speichern. Bezogen auf die Verhältnisse der Bildschirmzeitung „Videotext“ würde das 14500 Zeilen zu je 40 Anschlägen (Buchstaben, Satzzeichen, Zwischenräume) bedeuten. In der üblichen Schriftgröße der Zeitung (8 Punkt \approx 3 Millimeter) ergäbe das eine Papierfahne von 43,5 Meter Länge. Bei Videotext würde die Übertragung dieser Informationsmenge fast zweieinhalb Stunden dauern.

Die Philips-Forscher verfügen mittlerweile über zwei verschiedene Speicherkristalle. Im ersten kann ein vorhandenes Hologramm durch ein neues überschrieben werden, etwa so, wie man auf einem bespielten Magnetband einfach ein neues Programm aufzeichnen kann. Das Schreiben erfordert rund eine tausendstel Sekunde je Hologramm. Dasselbe Tempo gilt auch für die zweite Art von Kristallen, in denen die Information durch Fixieren bisher etwa ein Jahr lang festgehalten werden kann. Die Auslesegeschwindigkeit entspricht der des Einschreibens in den Kristall. Für die Großrechner der Zukunft, die immer riesigere Datenmengen nicht nur verarbeiten, sondern vor allem nach gewünschten Informationen durchstöbern müssen, mag das alles andere als nebensächlich sein.

Dr. W. Baier

Terminkalender für Messen + Tagungen

09.02. – 13.02.78

Malland

Intel - Internationale Messe für Elektrotechnik

23.02. – 26.02.78

Dortmund

Hobby-Tronic '78

28.02. – 02.03.78

Anaheim (USA)

Nepcon/West – International Microelectronics Semiconductors

28.2. – 3.3.1978

Hamburg

59. AES-Convention

06.03. – 12.03.78

Paris

Festival International du Son

12.03. – 19.03.78

Leipzig

Leipziger Frühjahrsmesse

13.03. – 17.03.78

Birmingham

IEA-Electex

13.03.78

Bochum

Kolloquium „Die wissenschaftlichen Grundlagen der kopfbezogenen Stereophonie“

14.03. – 16.03.78

Bochum

DAGA 78 - 6. Tagung der Deutschen Arbeitsgemeinschaft für Akustik (DAGA)

03.04. – 08.04.78

Paris

Salon International des Composants Electroniques

04.04. – 06.04.78

Brighton

Europäische Konferenz über optische Systeme

10.04. – 14.04.78

Brüssel

Didacta - Eurodidac 78

17.04. – 19.04.78

München

NTG-Fachtagung: Neue Entwicklungen in der Nachrichtenübertragung

19.04. – 27.04.78

Hannover

Hannover-Messe '78

21.05. – 25.05.78

Birmingham

Sight and Sound 78

23.05. – 25.05.78

Boston

IEEE-Intercon-International

06.06. – 12.06.78

Sofia

Fachsalon für elektronische Rechen- und Meßapparatur, Haushalts- und Industrie-elektronik

11.06. – 14.06.78

Chicago

Consumer Electronics Show

11.06. – 15.6.78

Birmingham

Shopez International

30.6. – 2.7.1978

Friedrichshafen

ham radio 78 – Internationale Amateurfunk-Ausstellung und Bodenseetreffen des DARC

18.08. – 24.08.78

Düsseldorf

hifi – Internationale Ausstellung mit Festival

29.08. – 04.09.78

Zürich

FERA – Schweizerische Fernseh-Radio-Phono- und Tonbandgeräte-Ausstellung August-September 1978

Amsterdam

Firato 78 – Internationale Funkausstellung

September 1978

Seoul

Korea Electronics Show

Herbst 1978

Tokio

Japan Electronics Show

03.09. – 10.09.78

Leipziger Herbstmesse

12.09.–15.09.78

Genua

4th European Conference on Optical Communication (ECOC)

18.09.–20.09.78

Berlin

NTG-Fachtagung in Zusammenarbeit mit IEEE: Informations- und Systemtheorie in der digitalen Nachrichtentechnik

18.09.–21.09.78

Amsterdam

ESSCIRC 78 – 4th European Solid State Circuits Conference

Oktober 1978

Amsterdam

Fiarex 78 – Elektronik-Fachmesse

Oktober 1978

Barcelona

Sonimag – Foto-, Fernseh-, Radio-Ausstellung

02.10.–05.10.78

Hannover

VDE-Kongreß '78

60. VDE-Hauptversammlung

02.10. – 06.10.78

Ljubljana

Moderne Elektronik '78

27.10. – 02.11.78

Kopenhagen

Elektronik '78

06.11. – 10.11.78

Singapur

Enex-Asia '78 – International Electrical & Electronic Engineering Exhibition

09.11 – 15.11.78

München

electronica '78

13.11.–15.11.78

München

8. Internationaler Kongreß Mikroelektronik

22.11. – 26.11.1978

Berlin

11. Internationale Tonmeistertagung Berlin

25.11. – 03.11.78

Genf

Internationale Messe für Erfindungen und neue Techniken

Meldungen über Messen+Tagungen

Hannover Messe 1978. Für das Jahr 1978 zeichnet sich im Angebotsschwerpunkt „Bauelemente und Baugruppen der Elektronik“ (Halle 12) eine Beteiligung von rund 200 Ausstellern ab. Ihr Angebot umfaßt:

o Aktive Bauelemente: Elektronenröhren, Elektronenstrahlwandler, Fernsehbildröhren, Halbleiter-Dioden und Transistoren, lichtelektrische und piezoelektrische Wandler, Thermo- und Peltier-Elemente.

o Passive Bauelemente: Widerstände, Kondensatoren, Induktivitäten, magnetische Bauelemente.

o Elektromechanische Bauelemente: Schalter und Schaltvorrichtungen, Verbindungselemente, gedruckte Schaltungen, Leiterplatten, Mikrowellen-Bauelemente.

o Elektronische Baugruppen: Integrierte Schaltkreise, Baugruppen in Festkörper- und Modultechnik, Schwing- und Modulationskreise, Laser und Maser.

Das Arbeitsthema des Bauelemente-Symposiums 1978 lautet: Mikroelektronik auf dem Weg zur Größtintegration.

Neue Fachbücher

EMC – Elektromagnetische Verträglichkeit. Von Breitenberger, G. Bürskens, H., Miksch, A., Rehder, H., Schein, D., Stoll, D. und Wegener, H. Mit 96 Seiten, 192 Abbildungen, 8 Tabellen. Preis 58 DM. Elite-ra-Verlag, Berlin.

Das Wissenschaftsgebiet von den Störungen und der Störbarkeit elektrischer Systeme, Geräte und Anlagen wird mit dem vorliegenden Buch erstmals im deutschen Sprachraum geschlossen dargestellt.

Kapitel 1 beschreibt ein Grundmodell, das aus Störquelle, Störselektrode und Kopplungsraum besteht. Kapitel 2 detailliert dieses Modell für die Sonderfälle galvanische, kapazitive, induktive und Wellen- sowie Strahlungsbeeinflussung. Berechnungsmethoden für Störbeeinflussung werden abgeleitet, wobei weitgehend von Diagrammen Gebrauch gemacht wird, die die Rechenarbeit vereinfachen. Kapitel 3 (Störfestigkeit und Störfestigkeit), in dem auf Daten für die Auslegung störstärkerer Systeme eingegangen wird, bringt eine nützliche Zusammenstellung der statischen und dynamischen Störabstände handelsüblicher Digitalschaltkreise. Kapitel 4 behandelt die Besonderheiten

der EMC-Meßtechnik. Schwer zugängliche Veröffentlichungen und Konferenzberichte sind mit eingearbeitet, so z.B. die neue Dvoraksche Methode zum Bestimmen der Feldstörempfänglichkeit von Fernsehempfängern. Die weiteren Kapitel zeigen, was der Ingenieur in störkritischen Fällen tun kann, um zu zuverlässig arbeitenden Systemen zu kommen. In einem beigelegten Arbeitsblatt werden 19 Entstörschaltungen für mechanische und elektronische Schaltkontakte mit Bemessungsanweisungen angegeben. Nicht nur für Entwicklungsingenieure, sondern auch für Lehrende und Lernende an Universitäten und Hochschulen ist dieses Buch als Arbeitsunterlage sicherlich ebenso wertvoll wie für Wissenschaftler, die elektronische Schaltungen mit hoher Störsicherheit entwerfen müssen.

Abkürzungen aus der Elektronik. Von Ulrich Freyer. RPB electronic-Taschenbuch Nr. 96. Mit 100 Seiten. Preis: kartoniert 4,80 DM. Franzis-Verlag, München. Wer mit Fachliteratur der Elektronik umgeht – und das muß jeder, der in dieser Sparte tätig ist – begegnet auf Schritt und Tritt Abkürzungen, die ihm nicht geläufig sind. Das vorliegende RPB-Bändchen enthält die wichtigsten der Fach-Kunstwörter, führt sie auf ihre ursprüngliche Schreibweise zurück und erklärt sie. Für jede Abkürzung aus dem weitesten Bereich der Elektronik ist die Langform angegeben, bei fremdsprachigen Abkürzungen zusätzlich die deutsche Übersetzung oder eine sinnmäßige Erklärung der Begriffe. Allen, die mit der Elektronik in Berührung kommen, ist dieses Nachschlagewerk ein großer Nutzen. Es ist ein Vielfaches seines Preises wert.

Nachrichtentechnik: Übertragung und Verarbeitung. Studienbücher der technischen Wissenschaften. Von Eberhard Herter und Walter Röcker. Mit 368 Seiten u. 414 Abbildungen. Carl Hanser Verlag, München/Wien. Preis: Alkorphanband 43 DM.

Das vorliegende Buch ist eine wohlgelungene Synthese aus praxisbezogenem Lehrbuch und korrekter, konzentrierter Darstellung der Nachrichtentechnik. Als Begleittext für Fachvorlesungen entstanden, bietet es auch dem Ingenieur in der Industrie eine wertvolle Grundlage zum Auffrischen bekannter wie zum Aneignen für ihn neuer Teilgebiete. Beim Leser wird die Kenntnis der Grundlagen der Elektrizitätslehre und der Bauelemente vorausgesetzt, ebenso sollte er mit der Berechnung von Netzwerken im stationären Zustand sowie mit der komplexen Rechnung und der Operatorenrechnung im wesentlichen vertraut sein. Als besonders wertvoll erweist sich das mit 350 Stellen sehr ausführliche Literaturverzeichnis, auf das im Text immer wieder mit Vermerken zum vertiefenden Studium verwiesen wird. Ein schon durch die Auswahl der Schwerpunkte in dem ständig wachsenden

Fachgebiet lobenswertes Buch, das auch den aktuellen Stand der Nachrichtentechnik berücksichtigt und nicht zuletzt durch die saubere Aufmachung die Freude am Studium der Nachrichtentechnik auch für den Praktiker erhöht.

Antennen-Handbuch. Von Dr. Fritz Bergtold. 2. Auflage, völlig neu bearbeitet und ergänzt von Dipl.-Ing. Erhard Graff. Mit 336 Seiten, 330 Bildern. Preis: Kunststoffeinband 44 DM. Richard Pflaum Verlag, München.

Seit dem Erscheinen der ersten Auflage ist ein volles Jahrzehnt vergangen, so daß eine Überarbeitung und Ergänzung des Buches erforderlich war. Glücklicherweise gelang es, die einprägsame Darstellungsweise der technischen Zusammenhänge weitgehend beizubehalten, die der inzwischen verstorbene Verfasser Dr. Fritz Bergtold so meisterhaft beherrschte. Das gesamte Stoffgebiet ist sehr übersichtlich gegliedert und fein unterteilt. Besonders hervorzuheben sind die sauber ausgeführten, anschaulichen Zeichnungen, die das Verständnis des Textes erheblich erleichtern, sowie die klaren Definitionen der Fachbegriffe. Das Handbuch gehört zu den wichtigsten Antennenbüchern für den Fachmann.

Halbleiterelektronik: Wissenspeicher. Von Dr. A. Möschwitzer. 2., bearbeitete Auflage. Mit 256 Seiten, 153 Bildern und 58 Tafeln. Preis: Kunststoffeinband 28 DM. Dr. Alfred Hüthig Verlag, Heidelberg. Das vorliegende Buch behandelt Herstellungsverfahren und Materialparameter, den

Stromfluß in Halbleiterstrukturen, Bipolar- und MOS-Feldeffekt-Transistoren sowie integrierte Schaltungen in übersichtlichen Tabellen und Zusammenstellungen. Gegenüber der ersten Auflage wurden die Bauelementetafeln und Realisierungstechniken aktualisiert und das angebotene Zahlen- und Diagramm-Material physikalisch-technischer Parameter, die für die Entwurfs- und Analysearbeit unerlässlich sind, erweitert. Besonders wertvoll sind das Literaturverzeichnis mit 170 Quellenhinweisen und das Stichwortverzeichnis im Umfang von sechs Druckseiten. Das Buch wendet sich besonders an Studenten der Elektronik sowie an Ingenieure in Forschung und Industrie.

Antennenbuch. Von Karl Rothammel. 5., überarbeitete und erweiterte Auflage. Mit 648 Seiten, 620 Bildern und 180 Tabellen. Preis Ganzleinen 48 DM. Telekosmos-Verlag, Franckh'sche Verlagshandlung, Stuttgart.

Der wohlbekannte „Rothammel“ ist auch in seiner fünften Auflage ein Handbuch für Praktiker, das auf jede einschlägige Frage Auskunft gibt. Beibehalten wurde die Gliederung in die Hauptabschnitte Grundlagen, Antennentypen und Systeme sowie Sonder-Bauformen. Die abschließenden Kapitel behandeln den beweglichen Einsatz von Amateurantennen, Funkentstörung, Antennenmeßgeräte und Antennenmessungen. Das Schwergewicht der Darstellung liegt bei der praktischen Anwendung in allgemeinverständlicher Weise; die Theorie ist ab-

sichtlich vereinfacht. Für Funkamateure dürfte das Buch in der neuesten Auflage erst recht unentbehrlich geworden sein, aber auch für den Radio- und Fernsehtechniker ist der „Rothammel“ ein wichtiges Lehr- und Nachschlagewerk.

Wie liest man eine Schaltung? Methodisches Lesen und Auswerten von Schaltungsunterlagen. Von Dietmar Benda. RPB electronic-Taschenbuch Nr. 73. Mit 106 Seiten, 56 Bildern und 20 Tabellen. Preis kartoniert 7,80 DM. Franzis-Verlag, München.

Wer Schwierigkeiten hat, sich in Schaltungen der Elektronik zurechtzufinden und das Wesentliche vom Unwesentlichen zu unterscheiden, sollte zu diesem Buch greifen. Es zeigt an vielen Beispielen, wie sich eine Schaltung in Funktionsgruppen gliedert. Der Autor arbeitet die Grundsicherungen heraus und analysiert sie sehr sorgfältig. Am Ausgang der Kapitel sind die wichtigsten aus den Beispielen resultierenden Methoden punktiert festgehalten. Der Anhang ist mit einer Sammlung von Schaltzeichen, international gebräuchlichen Abkürzungen und Farbcodes ein nützliches Hilfsmittel für den täglichen Gebrauch. Das Buch gehört in die Hand eines jeden Auszubildenden im Radio- und Fernsehtechniker-Handwerk, aber auch für den Hobby-Elektroniker wird es sich als sehr hilfreich erweisen. Vereinzelt sprachliche Unebenheiten können den fachlichen Wert des Buches nicht mindern, sollten aber in einer Neuauflage bereinigt werden.

Verlag und Herausgeber

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

Verlagsanschriften:

Lazarettstraße 4 8000 München 19 Tel. (0 89) 18 60 51 Telex 5 29 408	Wilckensstraße 3-5 6900 Heidelberg 1 Tel. (0 62 21) 4 89-1 Telex 4 61 727
---	--

Gesellschafter:

Hüthig & Pflaum Verlag GmbH, München,
(Komplementär),
Hüthig GmbH & Co. Verlags-KG,
Heidelberg,
Richard Pflaum Verlag KG, München,
Beda Bohinger, München

Verlagsleitung:

Ing. Peter Eiblmayr, München,
Dipl.-Kfm. Holger Hüthig, Heidelberg.

Koordination:

Fritz Winzinger

Verlagskonten:

PSchK München 8201-800
Deutsche Bank Heidelberg 01/94 300
(BLZ 672 700 03)

Druck

Richard Pflaum Verlag KG
Lazarettstraße 4
8000 München 19
Telefon (0 89) 18 60 51
Telex 5 29 408

FUNK TECHNIK

Fachzeitschrift für
die gesamte Unterhaltungselektronik
Erscheinungsweise: Zweimal monatlich.
Die Ausgabe „ZV“ enthält die regelmäßige
Verlegerbeilage „ZVEH-Information“.
Vereinigt mit „Rundfunk-Fernseh-
Großhandel“

Redaktion

Chefredakteur:
Dipl.-Ing. Wolfgang Sandweg

Redakteure:

Curt Rint, Margot Sandweg

Redaktion Funk-Technik
Lazarettstraße 4
8000 München 19
Telefon (0 89) 18 60 51
Telex 5 29 408 pflvl

Außenredaktion Funk-Technik
Redaktionsbüro W. + M. Sandweg
Weiherfeld 14
8131 Aufkirchen über Starnberg
Telefon (0 81 51) 56 69

Nachdruck ist nur mit Genehmigung der
Redaktion gestattet.
Für unverlangt eingesandte Manuskripte
wird keine Gewähr übernommen.

Anzeigen

Anzeigenleiter:
Walter Sauerbrey
Hüthig & Pflaum Verlag
Anzeigenabteilung „Funk-Technik“
Postfach 20 19 20
8000 München 2
Telefon (0 89) 16 20 21
Telex 5 216 075 plla

Paketanschrift:
Lazarettstraße 4
8000 München 19

Gültige Anzeigenpreislise:
Nr. 11 vom 1. 9. 1977



Vertrieb

Vertriebsleiter:
Peter Bornscheuer
Hüthig & Pflaum Verlag
Vertriebsabteilung
Wilckensstraße 3-5
6900 Heidelberg 1
Telefon (0 62 21) 4 89-1
Telex 4 61 727

Bezugspreis zuzüglich Versandkosten:
Jahresabonnement 80,- DM (im Inland
sind 6% Mehrwertsteuer eingeschlossen)
Einzelheft 3,50 DM
Kündigungsfrist:
Zwei Monate vor Quartalsende (Ausland:
Bezugsjahr)
Bei unverschuldetem Nichterscheinen keine
Nachlieferung oder Erstattung.

1

Der HiFi-Lautsprecher

vom Spezialisten

Mißverständnisse zwischen Leistung und Belastbarkeit

„Eine hohe Wattzahl – auch wenn sie in Form von Belastbarkeit auf einem Lautsprecher steht – wird häufig mit großer Lautstärke gleichgesetzt. Dabei ist die Wattangabe auf einem Lautsprecher eine Angabe über die „zulässige Verstärkerleistung“ und nicht etwa über die zu erwartende Lautstärke. Zum besseren Verständnis ein Beispiel mit zwei Lautsprechern:

Box A		Box B	
Nennbelastbarkeit ¹⁾	35 Watt		100 Watt
prakt. Betriebsleistung ²⁾	1 Watt		10 Watt

- 1) Die Nennbelastbarkeit steht für die entsprechende „zulässige“ Sinus-Ausgangsleistung des Verstärkers.
Ein hoher Wert steht für hohe Belastbarkeit des Lautsprechers.
- 2) Die praktische Betriebsleistung steht für die Leistung, die zur Erzeugung einer bestimmten Zimmerlautstärke notwendig ist.
Ein niedriger Wert steht für große Lautstärke.

Konsequenzen aus diesen Überlegungen:

Box A benötigt zur Erzeugung der definierten Lautstärke nur 1 Watt, Box B benötigt dazu 10 Watt. Box A ist bei Volllaussteuerung durch einen 35 Watt-Verstärker mehr als doppelt so laut wie Box B an einem 100 Watt-Verstärker.

Dazu sollte man wissen, daß zur Erzeugung der doppelten Lautstärke die 10fache Verstärkerleistung notwendig ist.

Die Frage nach der erforderlichen Verstärkerleistung wird also in erster Linie durch die praktische Betriebsleistung des Lautsprechers und nicht durch seine Belastbarkeit beantwortet.

Merke: Die Angabe der Nennbelastbarkeit ist ein Richtwert für die maximale Aussteuerung der Box durch einen Verstärker entsprechender Sinus-Ausgangsleistung. Die Betriebsleistung eines Lautsprechers sagt aus, wieviel Watt vom Verstärker entnommen werden müssen, um eine definierte Lautstärke zu erzielen. (DIN 45500, 86 dB, Mikrofon 3 m Abstand.)

Wie sehr Belastbarkeit und Betriebsleistung den objektiven Lautsprechervergleich erschweren, werden wir – das Summit-Team – in der nächsten „Summit-Information“ behandeln. Thema: Die Manipulation mit dem Wirkungsgrad.

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

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

SUMMIT
heißt Spitze
SUMMIT
das ist Musik

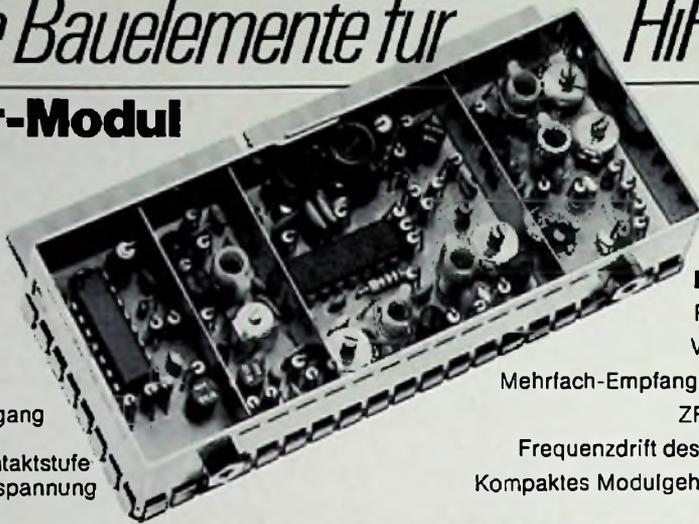
Summit

Hochwertige Bauelemente für HiFi-Empfänger

Spitzen-Tuner-Modul

Der FM-Tuner FD 11 ist für HiFi-Empfänger der Spitzenklasse bestimmt. Bei seiner Entwicklung wurden keine Kompromisse eingegangen. Er entspricht dem neuesten Stand der Technik und besitzt für elektronisch abgestimmte FM-Tuner bisher unerreichte Empfangsqualitäten durch

- abgestimmten Bandfilter-Eingang
- geregelte MOS-FET-Vorstufe
- doppelt-symmetrische Gegentaktstufe
- interne Erzeugung der Regelspannung
- driftkompensierten Oszillator
- integrierten Vorteiler (4:1) für digitale Frequenzanzeige und PLL-Frequenzschleife



FD 11

Kurzdaten

- Rauschmaß $F = 5 \text{ dB}$
 - Verstärkung $V_U = 40 \text{ dB}$
 - Mehrfach-Empfangsdämpfung $R_{SS} > 100 \text{ dB}$
 - ZF-Festigkeit $a_{ZF} > 100 \text{ dB}$
 - Frequenzdrift des Oszillators $\Delta f/\Delta \theta \leq 2 \text{ kHz/K}$
- Kompaktes Modulgehäuse mit steckbaren Anschlüssen
H 43 mm x B 104 mm x T 21 mm

FM-Tuner FD 1

Für Anwendungen der mittleren und gehobenen HiFi-Empfängerklasse ist der FM-Tuner FD 1 (FD 1A mit AFC-Diode) geeignet.

- Der FD 1 zeichnet sich aus durch
- Vierkreis-Abstimmung mit Doppeldioden
- Gute Großsignalfestigkeit
- Hohe Mehrfach-Empfangsdämpfung $R_{SS} = 86 \text{ dB}$
- Niedriges Rauschmaß $F = 6 \text{ dB}$

- Kompaktes, steckbares Modulgehäuse
H 43 mm x B 52 mm x T 20 mm

Kurzdaten

- Betriebsspannung 12 V
- Stromaufnahme 9 mA
- Abstimmspannung 3,8 ... 28 V

Tel. -443

Kennziffer:

C-KERN Netztransformatoren

Die zum Vorzugsprogramm gehörenden C-Kern-Netztransformatoren TG 537, TG 538 und TG 589 sind für den Einbau in hochwertige HiFi-Verstärker bestimmt.

In solchen Applikationen werden Eigenschaften wie schwaches magnetisches Streufeld, Netztrennung (nach IEC 65, Klasse II) und flache Bauform gefordert, die bei

diesen Typen weitestgehend verwirklicht sind.

Jede Wicklungshälfte kann mit einer Thermosicherung ausgerüstet werden, deren Auslösung durch Strom und Temperatur bestimmt wird.

Tel. -445

Kennziffer:

Kurzdaten	TG 537	TG 538	TG 589
Max. Sekundärleistung	65 W	100 W	120 W
Max. Anzahl der Sekundäranschlüsse	16	16	20
Abmessungen (in mm)	88x82x58	105x90x60	120x106x60
Masse	1,2 kg	1,6 kg	2 kg

Moderne Kalotten-Hochtöner mit **SUN gloss rings**



Valvo hat der bereits gut eingeführten Serie „HiFi-Kalotten-Hochtöner“ einen modernen Typ hinzugefügt, der dem Trend zu nicht abgedeckten Lautsprecher-Boxen entgegenkommt.

Die neuen Lautsprecher stehen in vier Varianten zur Verfügung:

- AD 01600 T**
Montageplatte plan, Standardausführung schwarz.
- AD 01605 T**
Montageplatte plan mit „sun-gloss-rings“
- AD 01610 T**
Montageplatte leicht konkav, Standardausführung schwarz
- AD 01615 T**
Montageplatte leicht konkav mit „sun-gloss-rings“

Die Lautsprecher besitzen eine exponierte Textilmembran

ohne Schallführung und Berührungsschutz.

Wie die eingeführte Serie zeichnen sich auch die neuen Lautsprechertypen durch eine hohe Belastbarkeit aus: 80 W bei Ankopplung 4000 Hz.

Durch die besondere Montage der Membran zeigen die Lautsprecher eine ausgezeichnete Rundstrahl-Charakteristik. Die neuen Typen sind mit den folgenden Impedanzen lieferbar: 4, 8 und 15 Ω .

Tel. -425

Kennziffer:



VALVO

Bauelemente für die gesamte Elektronik

VALVO
2000 Hamburg 1
Burchardstraße 19

Weitere Informationen zu dieser Anzeige unter Kennzeichen 019 über die o. g. Durchwahl-

(040) 3296-