

7 Juli 1979
34. Jahrgang
ISSN 0016-2825

FUNK TECHNIK

Fachzeitschrift für die gesamte Unterhaltungselektronik



ZUHAUSE TESTEN

Coral CX 79

von osawa-hifi

**Wir scheuen keinen
Vergleich**

**Schreiben Sie uns
oder rufen Sie uns
an, wenn Sie
mitmachen wollen.**

J. Osawa & Co. GmbH
Hermann-Lingg-Straße 12
8000 München 2

Mehr Kaufservice können Sie Ihren Kunden nicht bieten. Und sicherer kommen Sie nicht zum Verkaufserfolg. Diese Aktion ist vorgetestet. Die HiFi Freunde träumen davon. Sie haben es einfach: Wir richten das Testdepot ein, Sie erhalten Aufsteller, Sticker, Mietscheine, Mappen und Matern zur Verfügung. Eine große Publikumswerbung mit Anzeigen, in denen Ihr Geschäft genannt ist, sichert den Erfolg.



Werkstatt und Service

Warenkunde

- Video-Cassetten-Recorder:
Das neue System „Video 2000“ soll einen europäischen Standard schaffen T 309
- AM-FM-Receiver:
Ein Receiver, in dem der Mikrocomputer den Ton angibt T 310

Berufliche Bildung

- Einführung in die Digitaltechnik, 6. Folge T 314
- Praktischer Umgang mit Bauelementen:
Transistoren unter die Lupe genommen.
Teil 1: Grundlagen bipolarer Transistoren T 317

Hobby-Werkstatt

- Frisch gebacken:
Drei aufpolierte UND-Gatter T 330
- Anregung zum Nachbau:
Voltmeterschaltung mit Bifet-Operationsverstärker T 332

Forschung und Entwicklung

Systeme und Konzepte

- Satelliten-Rundfunk:
Relais-Stationen im All T 335
- Hi-Fi-Verstärker:
Anwendung und Wirkungsweise gleichstromgekoppelter NF-Verstärker, Teil 3 T 340

Ausbau des Fachwissens

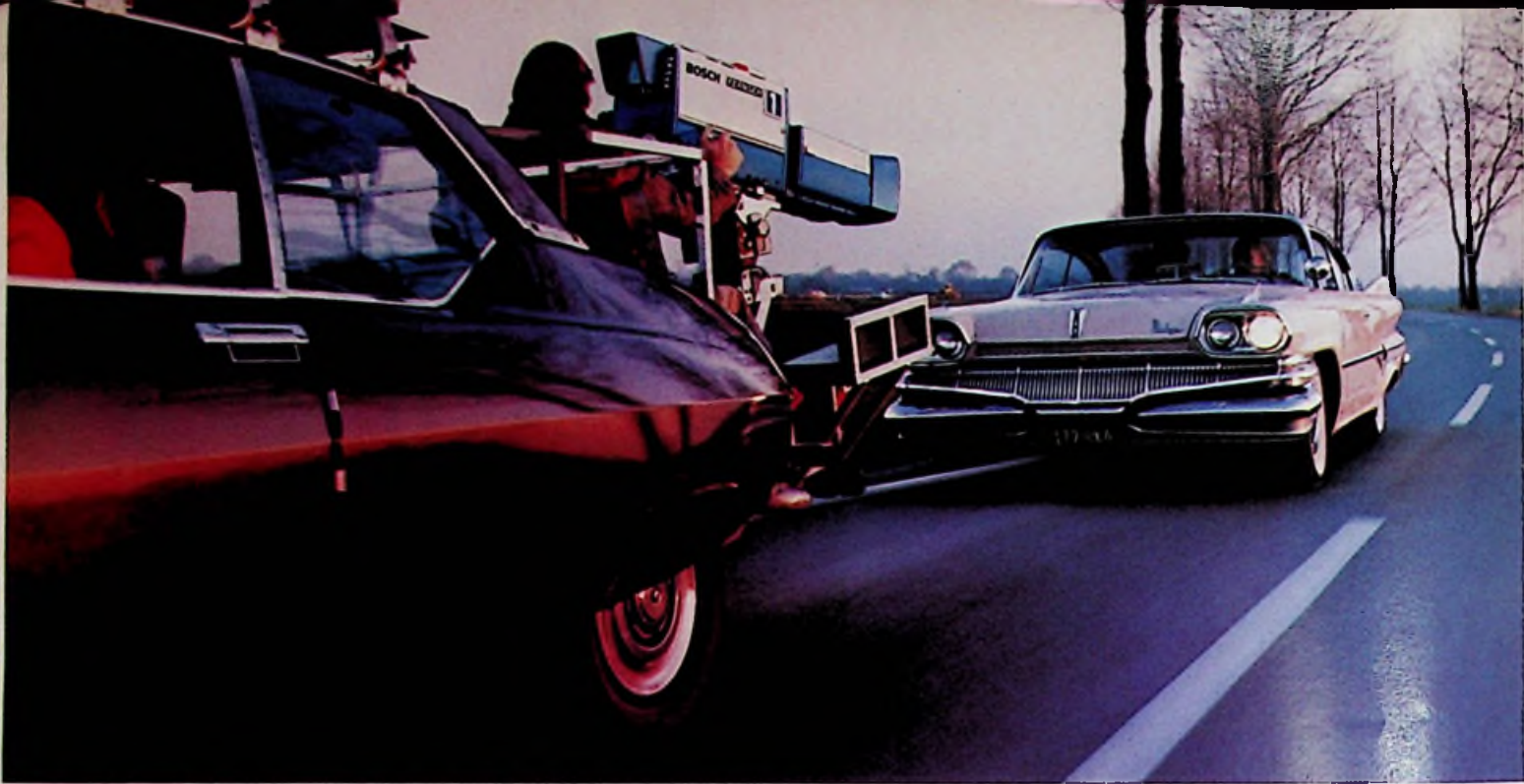
- Resonanz-Transformation:
So werden Wirkwiderstände angepaßt T 346
- Schaltungsberechnung:
Die Bemessung des Überbrückungskondensators für den Emitterwiderstand T 353

Bauelemente und Werkstoffe

- Neue Bauelemente T 355
- Qualitätssicherung:
Die Bauelemente-Hersteller brauchen die Hilfe der Anwender T 356

Titelbild

Inmitten einer Ansammlung von Oldtimern ließ sich Fach-einzelhändler Peter Schwarz aus dem oberbayerischen Weilheim fotografieren. In einer Werbeaktion hatte er demjenigen, der ihm das älteste Rundfunkgerät bringt, im Austausch dafür eine brandneue Stereoanlage versprochen. Bis die Entscheidung gefallen war, hatte Peter Schwarz in seinem Geschäft ein kleines Rundfunk-Museum, das Käufer anlockte. (Bild: M. Gierig)



**Mit neuer Bildröhre ein noch schärferes Bild: Blaupunkt Farbfernsehen "live"
Nur die Bosch Fernseh-Kamera sieht es noch sauberer und brillanter.**



**Jetzt mit neuer Röhre: schärferes
Bild, nur 98 Watt Stromverbrauch.***

In vielen Fernseh-Sendungen sehen Ihre Kunden Kameras, MAZ-Anlagen, Bildmischpulte von Bosch. Und Monitore von Blaupunkt. Eine gute Empfehlung für Blaupunkt Fernsehgeräte. Gleichzeitig aber auch Verpflichtung, technisch stets aktuell zu sein und neueste Entwicklungen einzubauen. Jüngster sichtbarer Beweis:

Die neue Farböhre System PI-Step 4 bringt noch mehr Bildschärfe.

Erhöhte Fokusspannung und eine neue Elektronenstrahlkanone haben unser

"live"-Farbbild noch schärfer gemacht. Selbst feine Ziffern und Buchstaben kommen gestochen scharf (Videotext!). Dazu ein neuer, glatter Bildrand, der den sauberen, klaren Charakter des Bildes zusätzlich unterstützt. Außerdem: keine Korrekturschaltung für Nord/Süd-Entzerrung. Und keine Einstreuung vom Gerät auf in der Nähe stehende Video-Recorder.

Doch das ist nicht alles: Als erster deutscher Hersteller benötigt Blaupunkt bei 67-cm-Geräten mit 110° Ablenkung keine elektrischen Schaltungskomponenten zur Konvergenzeinstellung mehr.

* Der reduzierte Stromverbrauch sorgt durch „kühlere Technik“ für längere Lebensdauer: Erstmals braucht ein europäisches 67-cm-Gerät mit 110° Ablenkung im Normalbetrieb nur 98 Watt.

Unsere Werbung für die Neuheit in der BILD-Zeitung wird Ihre Kunden neugierig machen. Überzeugen Sie sie mit einer "live"-Vorführung in Ihrem Geschäft.

BLAUPUNKT
BOSCH Gruppe

Video-Cassetten-Recorder

Das neue System »Video 2000« soll einen europäischen Standard schaffen

Grundig und Philips, die einzigen Hersteller von Video-Cassetten-Recordern in Europa, entschlossen sich vor einigen Jahren zur Entwicklung eines neuen Heim-Videorecorder-Systems, um einen europäischen Standard für die 80er Jahre zu schaffen, der dem neuesten technologischen Stand entspricht und über einen langen Zeitraum beibehalten werden kann. Grundig will dieses System unter der Bezeichnung »Video 2000« zur Internationalen Funkausstellung Berlin 1979 herausbringen und gab jetzt vorab einige wenige Einzelheiten über die neuen Geräte bekannt.

Kern des neuen Video-Cassetten-Systems »Video 2000« ist eine neue Halb-Zoll-Cassette im Taschenbuchformat (Maße: 18,3 cm × 2,6 cm × 11 cm), die ähnlich der weltweit eingeführten Audio-Compact-Cassette auf zwei Seiten bespielt werden kann. Trotz verringerter Bandlänge gegenüber dem SVR-System ermöglicht sie doppelte Spielzeit, nämlich zwei mal vier Stunden. Deshalb verringern sich bei diesem neuen System die Kosten je Stunde Spielzeit erheblich. Die Aufzeichnungsgeschwindigkeit beträgt 5,08 m/s, wobei sich das Band mit 2,44 cm/s fortbewegt.

Wichtiges Bestandteil des neuen Systems ist eine von der professionellen Studioteknik abgeleitete elektronische Regeleinrichtung, genannt »dynamik track following« (DTF), bei der die Videoköpfe der aufgezeichneten Informationsspur automatisch folgen und so für optimale Abtastung sorgen. Das bedeutet eine Austauschbarkeit von Cassetten zwischen beliebigen Geräten desselben Systems. Außerdem entfällt der an bisherigen Videorecordern notwendige Spursteller. Dies wird insbesondere den Verkauf vorbespielter Cassetten erleichtern.

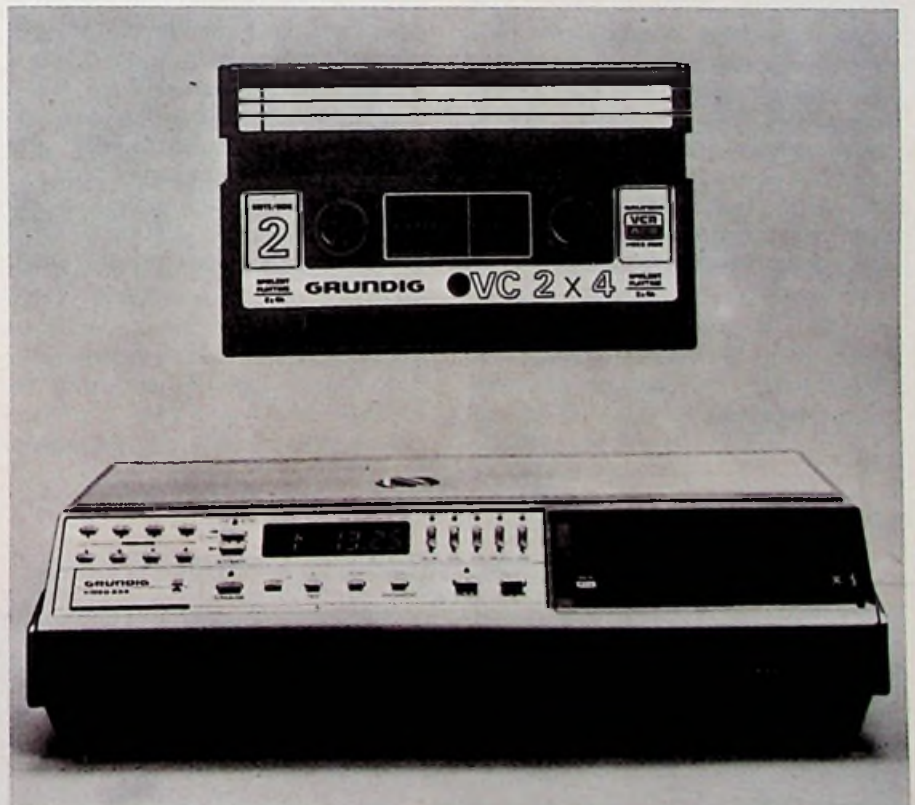
Auf diesem Gebiet zeichnen sich erhebliche Aktivitäten ab. Heute schon können Super-8-Filme auf Cassette überspielt werden. Zu erwarten ist ein reichhaltiges Angebot von Spielfilmen auf Video-Cassetten.

»Video 2000« ist so ausgelegt, daß es leicht an alle Fernseh-Standards der Welt angepaßt werden kann. Zukunftsentwicklungen, wie die Einführung von Zwei-Ton-Fernsehen oder die Markteinführung neuartiger Bänder, sind in diesem System bereits berücksichtigt. Dabei werden die neuen Geräte mit einem noch höheren Bedienungskomfort als die bisherigen ausgerüstet sein und sich der jeweils eingelegten Bandsorte und Bandlänge automatisch anpassen. Einstell-

bare Aufnahme-Blockiereinrichtungen schützen das Band vor unbeabsichtigtem Löschen. Dennoch wird der Endverkaufspreis voraussichtlich nur um rd. 20% über dem des jetzigen Grundig-Modells SVR 4004 EL liegen.

Die Einführung von »Video 2000« bedeutet nicht, daß das bisherige VCR/SVR-System aufgegeben wird, das 1971 eingeführt wurde. Die Produktion von VCR- und SVR-Geräten und -Cassetten wird weitergeführt. Dies gilt insbesondere für die professionellen Geräteausführungen mit einstündiger Spieldauer nach Europa-Standard 1 (ursprünglicher VCR-Standard), deren Weiterentwicklung unabhängig von den Heim-Videorecordern verläuft.

Video-Recorder »Video 2×4« von Grundig nach dem System »Video 2000«



AM-FM-Receiver

Ein Receiver, in dem der Mikrocomputer den Ton angibt

Der Receiver TA 150 dürfte von den Herstellern elektromechanischer Bauteile nicht gerade gerne gesehen werden. Bei ihm gelang es nämlich, die Funktion aller üblichen Einsteller, wie Lautstärke oder Klang, von einem einzigen Drehknopf ausführen zu lassen. Möglich ist das durch einen eingebauten Mikrocomputer, der auch noch anderweitig für Bedienkomfort sorgt.

Der Receiver TA 150 wurde von der schwedischen Firma 3 D Gruppen AB, Stockholm, nach folgenden Richtlinien entwickelt: Alle Bedienfunktionen müssen elektronisch gelöst werden; sie sollen zum Ort des Signals verlegt werden, nicht umgekehrt. Das Gerät darf keine beweglichen Teile enthalten, damit eine kostengünstige Montage und hohe Zuverlässigkeit sichergestellt ist. Sämtliche Schaltkreise sollen auf steckbaren austauschbaren Modulen angebracht sein, so daß der „Sofort-Service“ ohne besonders ausgebildetes Personal durchgeführt werden kann.

Diese Zielsetzungen konnten in allen wesentlichen Punkten erfüllt werden, wobei man auf technische Lösungen stieß, von denen mehrere zum Patent angemeldet wurden.

Der Mikrocomputer ist Mädchen für alles

Beim TA 150 werden sämtliche einstellbaren Bedienfunktionen, die sonst über elektromechanische Bauteile ausgeführt werden, von einem Mikrocomputer übernommen. Er tastet laufend die eingegebenen Einstellwerte ab, speichert sie und wandelt sie in interne Schaltbefehle um. Zudem übernimmt der Mikrocomputer mit Hilfe eines PROM-Festwertspeichers die interne Organisation des Receivers, das heißt, die Verbindung und Steuerung der einzelnen Funktionsblöcke (Entzerrer, Vorverstärker, Tuner, Endverstärker). Schließlich sind im Mikrocomputer die Korrektur-Kurven für die Lautstärke sowie verschiedene Bedienfunktionen fest gespeichert.

Die Lautstärkeeinstellung erfolgt rein elektronisch über ein Netz von Festwiderständen, die zwischen den Verstär-

kerstufen verteilt sind und vom Mikrocomputer über CMOS-Schalter ein- oder ausgeschaltet werden. Die Lautstärkeeinstellung arbeitet dabei mit 6 Widerständen, die – in 63 verschiedenen Kombinationen – die Anpassung der Lautstärke von 0 dB bis 93,5 dB in Schritten von 1,5 dB erlaubt. Der Klangeinsteller arbeitet nach dem gleichen Prinzip. Nur sind es für den Baß die Mitten und Höhen jeweils 4 Widerstände, die durch CMOS-Schalter kombiniert werden, so daß eine Anpassung von ± 16 dB in 2-dB-Schritten für jeden Bereich gewählt werden kann.

Die Tiefpaß-, Mitten- und Hochpaßfilter werden durch die Verwendung einer Algorithmus-Synthese so eingesetzt, daß das Eingangssignal bei sehr hohen und tiefen Frequenzen von den Filtern nicht beeinflusst wird. Dies bedeutet, daß die Stabilität, Anstiegs- und Abfallgeschwindigkeit und der Klirrgrad von der Klangeinstellung weitgehend unabhängig bleiben.

Der FM-Tuner arbeitet mit spannungsgesteuerten Varactor-Dioden und ermöglicht das Speichern von fünf Feststationen. Die Abstimmung erfolgt in 80-kHz-Schritten, und wird durch eine AFC-Schaltung zur automatischen Scharfabstimmung ergänzt. Der AM-Tuner erlaubt es, zwei Feststationen zu speichern und arbeitet ebenfalls mit Varactor Dioden. Für die Frequenzanzeige wird ein 4stelliges LED-Display verwendet. Die Anzeige ist sehr genau, denn sie basiert auf dem direkten Zählen der Frequenz des Tuner-Oszillators.

Der Receiver wird zum spielen gebracht

Auffallend an dem Gerät ist, daß nur ein einziger, großer Drehknopf vorhanden ist, der keine Anschlagpunkte

Mikrocomputergesteuerter Receiver TA 150



Endverstärker

Sinus-Ausgangsleistung
nach DIN, beide Kanäle

in Betrieb: 2 x 120 W (4 Ω)
2 x 70 W (8 Ω)

Frequenzgang:

10 Hz ... 200 kHz ± 0,5 dB

Klirrgrad: < 0,1% bei 70 W

Vorverstärker

Klirrgrad: 0,05% bei 4 V RMS

Dynamik: 80 dB

Übersprechdämpfung: 50 dB bei 1 kHz

Tuner

Frequenzbereich: 87,5 MHz ... 104 MHz

Empfindlichkeit: > 1 μV an 75 Ω (DIN)

Sektivität: > 55 dB

Spiegelfrequenz-

Unterdrückung: > 65 dB

ZF-Dämpfung: > 80 dB

Klirrgrad (Mono, 40 kHz)

Frequenzhub, 100 μV an

der Antenne: < 0,3% bei 1 kHz

Übersprechdämpfung:

> 30 dB bei 1 kHz

Auszug aus den technischen Daten
des Receivers TA 150

hat – und mit leichtem Raster-Gefühl beliebig in beide Richtungen gedreht werden kann. Der Drehknopf ist mit keiner mechanischen Übertragung verbunden; seine Stellung wird von zwei Phototransistoren optisch abgelesen und in den Mikrocomputer eingegeben.

Neben dem Drehknopf sitzt eine Reihe von sechs kleinen Drucktasten mit den Bezeichnungen „Volume“, „Balance“, „Baß“, „Midrange“ (Mitten), „Treble“ (Höhen) und „Tuning“. Im Ruhezustand leuchten ein roter LED-Punkt neben der Taste „Volume“ sowie eine Reihe roter Leuchtdioden, die eine thermometerartige Skala bilden. Wird der Drehknopf bewegt, ändert sich die eingestellte Lautstärke wie bei einem herkömmlichen Receiver.

Rechts neben der LED-Skala für die Lautstärkeeinstellung ist die numerische Frequenz-Anzeige für die AM/FM-Abstimmung. Soll ein Sender gesucht werden, drückt man die Taste „Tuning“: Der rote Leuchtpunkt wechselt von „Volume“ zu „Tuning“, und der Drehknopf steuert jetzt die Frequenzeinstellung. Zwei rote Leuchtdioden zeigen die Ratiomitte an. Ist die Abstimmung abgeschlossen, wechselt der rote Leuchtpunkt nach einigen Sekunden Verzögerung

zurück zu „Volume“, der Drehknopf funktioniert wieder als Lautstärkeeinsteher.

Wird eine der Tasten „Balance“, „Baß“, „Midrange“ oder „Treble“ gedrückt, bewegt sich der rote Leuchtpunkt von „Volume“ zur gewählten Funktion. Die Thermometerskala wird gelöscht, und es erscheinen stattdessen zwei Leuchtpunkte, die sich längs einer Skala mit 0 als Zentrum bewegen und so die gewählte Einstellung anzeigen. Auch hier kehrt die Funktion des Drehknopfes mit einer kurzen Verzögerung automatisch zu „Volume“ zurück, wenn der Drehknopf nicht mehr bewegt wird. Wird die „Volume“-Taste gedrückt, erfolgt die Umstellung sofort.

In der unteren Hälfte der Frontplatte ist noch eine horizontale Reihe von Drucktasten mit LED-Leuchtpunkten: Ausschalttaste, fünf FM-Tasten, zwei AM-Tasten, zwei Phono-Tasten, zwei Tape-Tasten, eine Monitor-Taste, eine Linear-Taste, sowie Tasten für „MUTE“- „LOW“- und „HIGH“-Filter. Ist der Receiver ausgeschaltet oder wird er über Phono oder Tape betrieben, gibt die Anzeige die Uhrzeit an. Um den Receiver wieder in den gleichen Betriebszustand zu bringen wie vorher, genügt es, den Drehknopf leicht zu bewegen. Es leuchten dann die gleichen Leuchtdioden auf, und die Lautstärke beginnt sehr leise, um sich im Laufe von 5 Sekunden kontinuierlich auf den vorher eingestellten Wert zu steigern. Während sich die Leuchtdioden links vom Drehknopf stufenweise nach unten bewegen, zeigt der Receiver automatisch die eingestellten Werte für die Klangeinstellung an. Der Vorgang wird sofort abgebrochen, wenn eine der Tasten neben dem Drehknopf betätigt wird. Anstatt den Drehknopf zu bewegen, kann der Receiver auch durch Betätigung einer der horizontal angeordneten Betriebsarten-Tasten (zum Beispiel FM 1, AM 2 oder Phono 1) eingeschaltet werden. Das Resultat ist das

gleiche, wie oben beschrieben, jedoch arbeitet der Receiver nun in der gewählten Betriebsart anstatt in der vorher eingestellten.

Ein kleiner Akkumulator verhindert das Löschen der Betriebsspeicher bei Stromausfall für mehr als eine Woche. Das Bedienen des TA-150-Receivers wird als gewohnt empfunden, so daß die Umstellung von einem herkömmlichen Gerät keine Schwierigkeiten mit sich bringen dürfte. rss

Neu erschienene Service-Anleitungen

Blaupunkt. Kundendienstschrift Farbfernseher-Bedienteile PS 19 de Luxe und IR 16. Ersatzteillisten für Farbfernseher FM 100 K, Ausführungen: Serie 7 668, Malaga TV 16, Malaga IR 16, Brasilia IB 16, Lissabon IB 16, Arizona IB 16, Kopenhagen IB 16, Lugano IB 16.

Grundig. Service-Anleitung für Tonbandgerät TS 945/925 und Radio-Recorder C 8000.

Dual. CS 714 Q, CL 281.

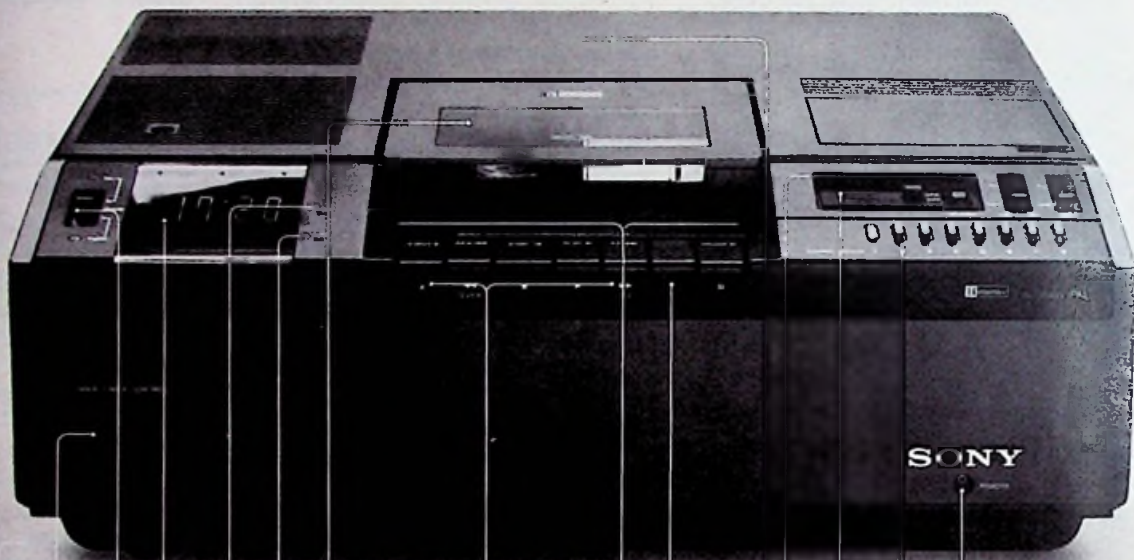
Metz. Druckschrift „Metz Farbfernsehergeräte – Technik und Service“ für die laufenden Geräteserien mit netzgetrenntem Kaltchassis oder Schaltnetzteil; eine speziell auf die Reparaturpraxis ausgerichtete Serviceschrift.

Philips. Service Dokumentation Farbfernsehempfänger-Chassis K 12 für die Ausführung D 26 C 896-08 Z Goya SL; Service-Manual Farbfernsehempfänger 16 C 927 und 16 C 928, Verstärker A 22 AH 590, Uhrenradio 90 A S 690, Recorder N 2228, Kombination TAPC 6970 und 22 AH 984, Plattenwechsler/Verstärker 22 AF 563 und 22 AF 292, Hi-Fi-Kombination TAPC 22 AH 994, Hi-Fi-Tuner-Amplifier 22 AH 783, Lautsprecherbox 22 AH 484.



Die neue Sony-Publikumsanzeige.

Sony Betamax der Fernseh-Star



- Timer: Auf die Minute genaue automatische Aufzeichnung auch bei Abwesenheit. Programmierzeitraum 3 Tage.
- Elektronische Schaltuhr – jetzt mit Dimmer. Schalter für On, Stand By und Timer mit Kontrolllampe.
- Kontrolllampe für Aufnahme. Kontrolllampe für Pause.
- Cassettenfach für die kleinste TV-Cassette der Welt. Laufzeiten bis 3 Stunden bis 20 Min. Enorm günstige Cassetten-Preise.
- CUE/Review: Schneller Vor-/Rücklauf, auch während „Play“ gedruckt ist (z.B. für schnelle Wiederholung). Das Bild ist immer sofort wieder zu sehen.
- Einfache Bedienung. So einfach wie beim Musik-Cassetten-Recorder.
- Perfektes Bild durch U-Loading-System. Hohe Ablastgeschwindigkeit von 5,83 m Sek!
- Zahlwerk Automatic-Programm-Sensor. Sucht automatisch jede beliebige vorprogrammierte Stelle auf der Cassette.
- Anschluß für Standbild-Fernbedienung. Eigenes Empfangsteil mit 8 Programmen: Sie können ein Programm im Fernsehgerät sehen, das andere mit Betamax aufzeichnen. Oder das Programm aufzeichnen, das Sie sehen.

Cameraanschluß – Mikrofoneingang – Anschluß an jedes moderne Fernsehgerät

Mit fast 1 Million Fans in aller Welt – vor allem in USA, Japan und Deutschland – gehört Sony Betamax in der TV-Recorder-Hitliste zweifelsohne zu den Spitzenreitern. Dieser überragende Erfolg hat jedoch den technischen Erfindergeist von Sony keineswegs träge gemacht.

Im Gegenteil: Unser neuer Betamax wartet nur darauf, Ihnen das allzeit bereite Fernseherlebnis per Cassette jetzt zu einem wahrhaft erlesenen Vergnügen zu machen – durch ein paar kleine, aber überaus annehme technische Leckerbissen.

Wie zum Beispiel die neue CUE/REVIEW-Einrichtung und – als Clou – der Automatic-Programm-Sensor, dessen nicht unerheblichen Nutzen Sie sicherlich der obigen Beschreibung bereits entnommen haben.

Doch bei allem Engagement für kleine technische Revolutionen: Es gibt auch Dinge, die wir selbst in 10 Jahren an Sony Betamax

nicht ändern werden. Allen voran jenes bewährte Konstruktionsprinzip namens Beta, das dank seiner Professionalität mittlerweile weltweit in fast jedem zweiten TV-Recorder anzutreffen ist.

Dieses Beta-System – auch in Deutschland auf dem Weg zum großen Hit – ist eine Sony-Erfindung. Sie basiert auf dem gleichen aufwendigen mechanischen Prinzip, das seit Jahren in Profi-Videogeräten mit dem Namen U-matic legendären Ruf genießt.

Das garantiert Betamax äußerste Zuverlässigkeit, Präzision und eine Bildwiedergabe, die vom Original nicht zu unterscheiden ist. Was will man mehr?

Aber am besten Sie erleben mal einen Live-Auftritt von Sony Betamax bei Ihrem Fachhändler. Sie werden sehen, unser Fernseh-Star hat seine Lorbeeren verdient.



Sony Betamax TV-Recorder

SONY

Sony GmbH, Hugo-Eckener-Str. 20, 5000 Köln 30

...schungen im
...bereich von dem
...stahlgurte zu
...und dünnen
...stickerkasse ver
...
...bares Notrad
... Statistk dar
... Autos pro Jahr
... auftretende
... verunfallen
... Noträder oder
... Notlaueigenschaf
... hat es m
... gegeben. Der
... höhere Werte
... Total Mobilität
... arma Dunlop, eine
... zierte und für Ge
... wändige Speze
... von Reifen we
...
... Einfacher
... Patent der ame
... Patecell Corpora
... York. Es besteht aus
... festesten Plasta
... im Reifeninneren
... außen unsichtbar
... um der Felge we
... Rad nicht, wie üblic
... ab, sonder
... nur um wenig
... bis per Stürz
... Tragen kommt.
... auch soll das Pr
... so gute Rollege
... wiesen haben, da
... mechanische Sicherhe
... verschiedene
... bereits damit ausge
... So ist es beispie
... möglich, den Wagen
... Reifen mit G
... keiten bis 130 km
... fahren. Auch der
... auf längeren Stun
... auf die eventue
... gung der platten
... nichts im Wege
... Plastik-Maze
... stabil, daß Widerst
... harfe Schnigochter
... Bulldeckel gete
... werden können.
... Ein wesentlicher Vorzug
... Konstruktion
... los darin, daß seine
... keinelei Änderun
... Auto selbst erford

Eduard Rhein Preis für den Star.



Nobutoshi Kihara,
Leitender Direktor der Sony-Corp.
Erster Träger des
Eduard Rhein Ringes“.

Nobutoshi Kihara erhielt den Eduard Rhein Preis für seine außerordentlichen Verdienste bei der Ent-

wicklung der magnetischen Bildaufzeichnung für das Heim.

Er hat seit mehr als 25 Jahren, d. h. von den ersten Überlegungen an, ein Heim-Videogerät zu schaffen, bei Sony an dieser Aufgabe gearbeitet; von ihm und seinen Mitarbeitern stammen etwa 220 japanische bzw. über 30 im Ausland angemeldete Patente.

Kihara wurde vornehmlich für seine bahnbrechenden Arbeiten zur Schaffung einer extrem dichten Aufzeichnung auf Magnetband ausgezeichnet; es ist sein Verdienst, daß die herkömmliche Schrägspuraufzeichnung durch Wegfall des „Rasens“ zwischen den Aufzeichnungsspuren und Schrägstellung der Köpfe so weit gefördert werden konnte, daß mit einer Bandgeschwindigkeit von 1,87 cm/s aufgezeichnet werden kann (System Betamax).

Das war eine bahnbrechende

Arbeit, so daß sich der Vorstand der Eduard Rhein Stiftung veranlaßt sah, Nobutoshi Kihara zum ersten Träger des „Eduard Rhein Ringes“ zu bestimmen.

Funkschau 1979, Heft 5

Der Eduard-Rhein Preis wird an Persönlichkeiten verliehen, die sich um die Förderung der Fernsehtechnik zum Nutzen der Fernsehteilnehmer verdient gemacht haben. Die Verleihung erfolgt auf Vorschlag des wissenschaftlichen Beirates, dessen Vorsitzender der PAL-Erfinder Dr.-Ing. e. h. Walter Bruch ist.

Dem ist nichts hinzuzufügen. Außer daß der Erfolg von fast einer Million bis jetzt weltweit verkaufter Betamax-Geräte unseren Erfindergeist nicht träge gemacht hat.

So können Sie ab jetzt Ihren Kunden einen um einige technische Annehmlichkeiten angereicherten Sony Betamax anbieten:

Das sind z. B. der Automatic-Programm-Sensor zum automatischen Abspielen einer Aufzeichnung unter mehreren auf einem Band. Und die CUE/REVIEW-Einrichtung zum sekundenschnellen Auffinden jeder Bandstelle, ohne daß die Stoptaste gedrückt werden muß.

Erfolg verpflichtet eben. Schön für Ihre Kunden, schön für Sie.

SONY

FT-Lehrgang für Radio- und Fernsehtechniker

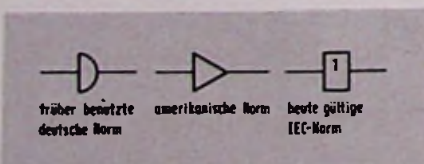
Einführung in die Digitaltechnik

6. Folge

Immer stärker breitet sich die Digitaltechnik auch in den Geräten der Unterhaltungselektronik aus. Schon bald wird ein Radio- und Fernsehtechniker beruflich keine Chance mehr haben, wenn er diese für ihn jetzt noch verhältnismäßig neue Technik nicht gründlich lernt. Glücklicherweise ist dieses Gebiet jedoch leichter zu lernen, als es anfangs aussieht. Einen einfachen und doch gründlichen Einstieg in die Digitaltechnik bietet diese von Obering. Horst Pelka, München, speziell für Radio- und Fernsehtechniker ausgearbeitete Beitragsfolge.

Die TTL-LS-Serie hat bei L-Pegel einen Eingangsstrom von 0,36 mA und bei H-Pegel einen von 20 µA. Der Ausgangsstrom beträgt bei L-Pegel 8 mA, bei H-Pegel ist er gleich dem bei der normalen TTL-Serie, nämlich 400 µA. Rechnet man diese Werte wieder auf den normalen TTL-Eingangslastfaktor um, so haben TTL-LS-Schaltkreise einen Ausgangslastfaktor von 5 Normallasten und einen Eingangslastfaktor von 0,225 Normallasten. Dies heißt aber, daß man beim Verwenden von Low-Power-Schottky-Schaltkreisen als Quelle und als Last mit einem „Fan-out“ von 22 rechnen kann. Dieser erhöht sich auf 44, wenn als Quelle ein Schaltkreis in normaler TTL-Technik verwendet wird.

Bild 9.7.1. Schaltzeichen für Treiberstufen



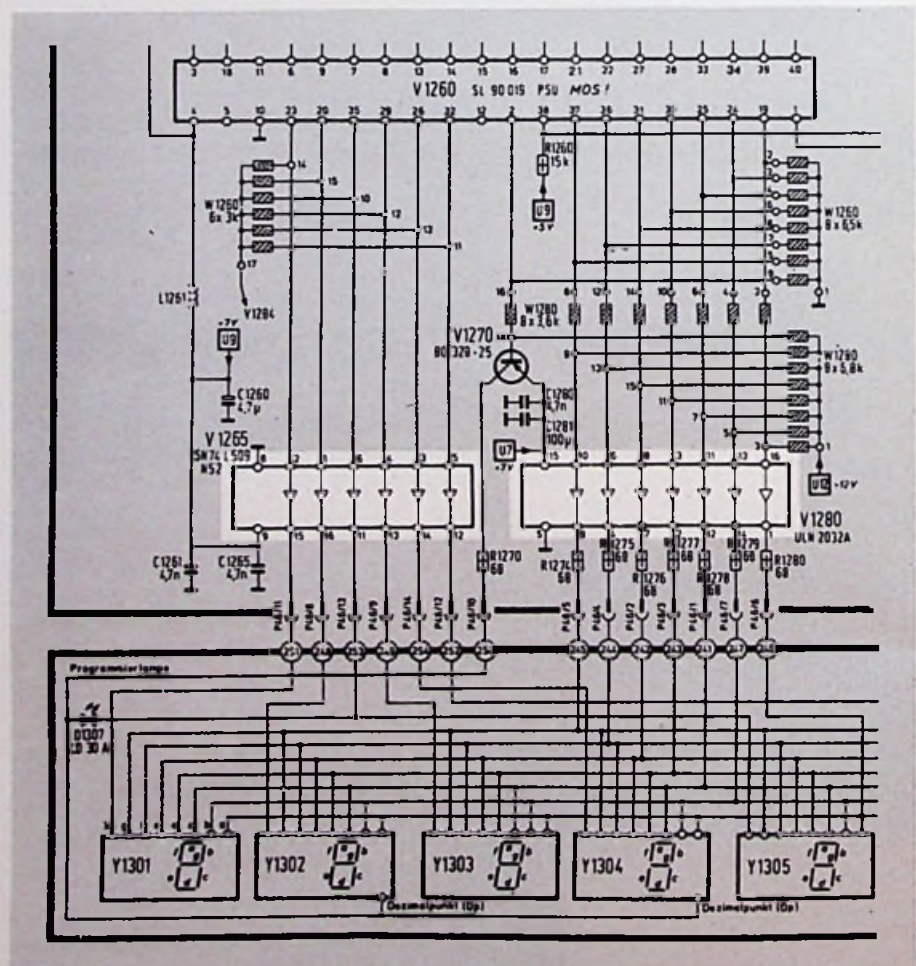
CMOS-Schaltungen haben keinen Eingangsstrom, die Eingangskapazität muß jedoch jeweils auf den neuen Zustand umgeladen werden, so daß im Hinblick auf die Schaltzeiten auch nur eine endliche Zahl von Gattern an einen vorhergehenden Schaltkreis angeschlossen werden kann. Der Ausgangslastfaktor liegt in der Regel bei 1 Normal-TTL-Last, die

durch die Kenndaten des hereinfließenden Stromes bei L-Pegel bestimmt werden. Wie sich diese Eigenschaften auf die Schaltzeiten auswirken, wird in einem späteren Abschnitt noch besprochen. Reicht der Ausgangslastfaktor einer Schaltung nicht aus, so können Treiberstufen nachgeschaltet werden, man spricht auch häufig von Pufferstufen.

9.7. Was Treiberstufen so treiben

In Bild 9.7.1. finden wir die Schaltzeichen für Treiberstufen. Treiberstufen verändern grundsätzlich nicht den Wert des logischen Signals, sondern verstärken nur den Ausgangsstrom. Wird jedoch gleichzeitig ein Invertieren des Signals gewünscht, stehen auch invertierende Treiberstufen zur Verfügung. Im Schaltzeichen ist dann nach der neuen IEC-Norm der kleine Invertierungspunkt am Ausgang eingezeichnet. Das Schaltzeichen ist dann identisch mit dem Schaltzeichen für Inverter.

Bild 9.7.2. Schaltungsauszug aus dem Siemens-Farbfernsehgerät FC 441 (PS 19)



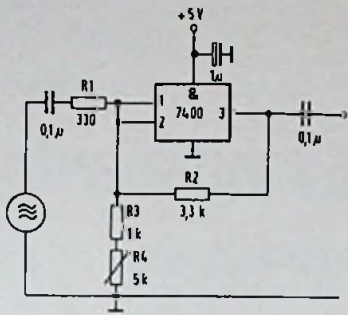


Bild. 9.8.1. NAND-Gatter 7400 (FLH 101) als Breitbandverstärker geschaltet

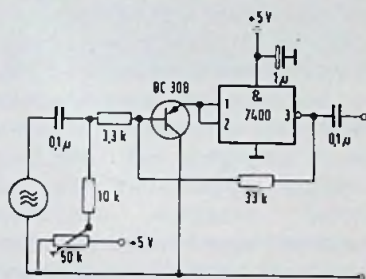


Bild. 9.8.2. Durch Vorschalten eines PNP-Transistors wird der Eingangswiderstand der Schaltung aus Bild 9.8.1. hochohmiger

Ein Anwendungsbeispiel für Treiberstufen zeigt der Schaltungsauszug aus dem Siemens-Farbfernsehgerät FC 441 (Bild 9.7.2.). Zum Ansteuern der LED-Displays werden dort zwischen dem MOS-Baustein PSU (Programmwahl-Einheit) und den Display-Anschlüssen Treiberstufen geschaltet. Sie sind notwendig, da die PSU nicht in der Lage ist, die notwendigen Ströme für die LED-Displays zu liefern. Im gleichen Gerät benutzt man auch invertierende Treiberstufen zwischen dem Mikroprozessor und den Schalttransistoren, die im Tuner für die Bandumschaltung sorgen.

9.8. Gatter verstärken auch

Ein Kuriosum sollte nicht unerwähnt bleiben: Man kann ein NAND-Glied auch als linearen Breitbandverstärker verwenden, wenn man seinen Arbeitspunkt durch eine starke Gegenkopplung in den verbotenen Bereich zwischen »L« und »H« zwingt. Bild 9.8.1. zeigt die entsprechende Schaltung.

Vom Ausgang des Gatters führt ein Widerstand von 3,3 kΩ zum Eingang, an den auch die Signal-Quelle über einem Vorwiderstand von 330 Ω angeschlossen



Wenn Dioden, dann RECTRON... von Leitgeb

RECTRON 1N4000+1N5400, preisgünstige 1-A-+3-A-Dioden mit bemerkenswerten Eigenschaften:

- Überlastbar bis 50 A (1A) bzw. bis 200 A (3A)
- Sperrspannungen 50 bis 1000 V
- Minimalster Sperrstrom
- Geringer Spannungsabfall
- Kleine Abmessungen, Gehäuse DO-41 (1A) bzw. DO-27 (3A)
- Konfektionierte Anschlüsse auf Anfrage
- Grössere Stückzahlen kurzfristig ab Lager Schweiz lieferbar

Verlangen Sie noch heute Datenblatt und Preisliste bei Ihrem nächstgelegenen Distributor:



D. Leitgeb AG
Ueberlandstr. 199
CH-8600 Dübendorf
Tel. 01/820 15 45

D. Leitgeb KG
Lagerstr. 51
A-9800 Spittal/Drau
Tel. 04762/4022

Leitgeb AG

Bedek GmbH
Maubisstr. 40
D-4044 Kaarst
Tel. 02101/601764

Elbinger Elektronik GmbH
Panscheberg 15 C
D-3320 Salzgitter 31
Tel. 05341/260093

Top Kit Systems
Alpenstr. 40
D-8192 Geretsried 1
Tel. 08171/61398

Dahms Elektronik GmbH
Bürgermeister-Neff Str. 19
D-6806 Viernheim
Tel. 06204/3033

Technologie	Familienbezeichnung durch . . .													
	Pro Electron	Texas Instr.	Motorola	Fairchild	National Semicon.	Siemens	ITT	RCA	AMD	SGS-Ates	Monolithic Memories	Valvo/Signetics	Phillips/Valvo	SSS
TTL (Standard)	FL... GF...	SN 74... 74...	MC 74... 74...	9N... 90...	DM 74... 74...	FL... 74...	MIC 74... 74...	-	AM 74... 74...	-	MM 6... MM 74... 74...	82... 74...	-	-
TTL (Schottky)	GT...	SN 74S... 74S...	-	9S... 74S...	DM 74S... 74S...	-	-	-	AM 74S... 74S...	-	MM 74S... 74S...	82S... 74S...	-	-
TTL (Low-Power-Schottky)	GM...	SN 74LS... 74LS...	-	9LS... 74LS...	DM 74LS... 74LS...	-	-	-	AM 25LS... AM 74LS... 74LS...	-	MM 74LS... 74LS...	74LS...	-	-
LSL	FZ...	-	-	-	-	FZ...	-	-	-	-	-	-	FZ...	-
ECL	GX...	-	MC 10000	-	-	GXB 10K	-	-	-	-	-	GXB 10K	-	-
CMOS	HB... HC...	40... 74...	14... 74...	F40... 74...	MM 74C... 74...	-	-	CD 40... 74...	-	HC... 74...	-	-	-	40... 74...
LOC MOS	GZ... HE...	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	HE...	-

Tabelle 3. Bezeichnung der Logik-Familien durch verschiedene Hersteller (nicht vollständig)

sen ist. Mit dem Trimmwiderstand R 4 kann der Arbeitspunkt genau eingestellt werden, bis man am Ausgang ein verstärktes, verzerrungsfreies Signal von etwa 1,5 V (Spitze-Spitze) erhält. Wichtig ist der Stützkondensator von 1 µF, der dem Speisestrom überlagerte Wechselströme nach Masse ableitet. Mit einem solchen Verstärker lassen sich Signale bis etwa 15 MHz übertragen. Der Eingangswiderstand des Verstärkers hat allerdings nur einen Wert von rd. 350 Ω, was bei der Verwendung als Hochfrequenzverstärker jedoch nicht stört. Ein Erhöhen des Eingangswiderstandes für Anwendungen im NF-Bereich läßt sich durch Vorschalten eines PNP-Transistors erreichen (Bild 9.8.2.). Man darf aber nicht verschweigen, daß die angegebenen Schaltungen nicht temperaturstabil sind und sehr empfindlich auf Speisespannungs-Schwankungen reagieren. Wie eingangs schon gesagt, sollte man sie mehr als Kuriosum betrachten.

10. »Familiennamen«

Mit welchen Buchstaben- und Zahlenkombinationen die verschiedenen Hersteller ihre IC-Familien kennzeichnen, geht aus Tabelle 3 hervor. In Europa werden die Bezeichnungen für Halbleiter, dazu gehören Transistoren, Dioden und auch integrierte Schaltungen, durch die internationale Institution »Pro-Electron« registriert und dann festgelegt. In der ersten Spalte finden wir die von Pro-Electron bestimmten Anfangsbuchstaben für die verschiedenen Technologien. Den

zwei Buchstaben folgt noch ein dritter Kennbuchstabe, der die Art des ICs angibt; ob es sich zum Beispiel um ein Gatter oder ein Flip-Flop handelt. Während bei den LSL-, ECL- und LOC MOS-Serien diese Pro-Electron-Bezeichnungen von allen europäischen Herstellern eingehalten werden, ist dies bei TTL-Serien sehr unterschiedlich. Am geläufigsten ist die Bezeichnung mit der 74er Anfangsnummer, die nach und nach auch von den Firmen übernommen wird, die zur Zeit noch andere Bezeichnungen haben. Die Hersteller haben an den Anfang der Datenbücher meistens eine Vergleichstabelle gesetzt, mit der man die unterschiedlichen Bezeichnungen rasch in die Nummer des eigenen Produktes umschlüsseln kann. Zwischen den Serien TTL-Standard, TTL-Schottky, TTL-Low-Power-Schottky und CMOS eines Herstellers besteht außerdem (meist) eine Kompatibilität der Anschlüsse, wenn die Typenbezeichnung in den Zahlen übereinstimmt. Je nach dem, um welche Familie es sich handelt, wird lediglich nach der Zahl 74 noch ein S, LS oder C hinzugefügt. Sofern die Ausgangs- und Eingangs-Lastfaktoren es zulassen und keine besonderen Anforderungen an die Schaltzeiten gestellt werden, sind also die Bausteine dieser vier Familien ohne weiteres gegeneinander austauschbar. Wenn daher bei einer Ersatzbestückung einmal nicht der passende Baustein vorhanden ist, sollte man es mit dem pinkompatiblen Typ der anderen Serie zumindest erst einmal versuchen.

Eine weitere Frage ist: Sind Gatter von verschiedenen Herstellern gegeneinander austauschbar? Antwort: Im Prinzip schon; jedoch nicht, wenn besondere Anforderungen an das Einhalten bestimmter Schaltzeiten in der Schaltung gestellt werden. Die Schaltzeiten, meist als Signallaufzeit bei bestimmten Lastwiderständen und Lastkapazitäten definiert, sind in den Datenblättern angegeben. Die meisten Firmen geben hier zuverlässige Werte an, doch gibt es auch schwarze Schafe, die beim Einhalten ihrer Datenblatt-Angaben nicht gerade pingelig sind. Ferner gibt es Schaltkreise auf dem Markt, die als »Chinese copy« besonders billig angeboten werden. Bei diesen Produkten spart sich der Hersteller die eigene Entwicklung. In so einem Fall wird von einer anderen Firma ein Mustereemplar zerlegt, indem zunächst die Plastikummantelung abgelöst wird. Dann werden ein Chip-Foto der Verdrahtungsmaske angefertigt und die Aluminiumbedampfung abgelöst, sowie noch Fotos von den Diffusionsebenen der aktiven Bauelemente aufgenommen. Aus diesen Fotos werden dann die notwendigen Maskensätze hergestellt und lustig geht es an den Nachbau der Schaltkreise. Da die Schichtwiderstände des Grundmaterials, der Epitaxie und der einzelnen Diffusionszonen dann meist vom Original etwas abweichen, halten auf diese Art und Weise nachgebaute Schaltkreise die Kenndaten oft nicht ein. Sie sind daher zu den Bausteinen anderer Hersteller nicht austauschbar.

(Wird fortgesetzt)

Transistoren unter die Lupe genommen

Teil 1: Grundlagen bipolarer Transistoren

Selbst erfahrene Radio- und Fernseh-techniker begnügen sich beim Entwurf von Schaltungen oft damit, die Bauelemente nach einigen groben Datenblatt-Angaben auszuwählen und wundern sich dann über mangelhafte Ergebnisse. Wer sorgfältig bemessene und zuverlässig arbeitende Schaltungen aufbauen möchte, braucht jedoch mehr als nur grundlegende Kenntnisse der Eigenschaften aller Bauelemente. Deshalb behandelt Dipl.-Ing. Otmar Kilgenstein, Professor an der Fachhochschule Nürnberg, in dieser Serie alle beachtenswerten Eigenschaften der Transistoren, die im praktischen Umgang mit diesen Bauelementen beachtet werden müssen, anhand von Unterlagen einschlägiger Industriefirmen.

Transistoren sind Halbleiterbauelemente mit mindestens drei Anschlüssen. Nach der amerikanischen Bezeichnungsweise werden deshalb auch die Transistoren mit 2N... (Anzahl der Anschlüsse minus 1) bezeichnet, falls nicht eine spezielle Firmenbezeichnung gewählt wird. Logischerweise müssen dann die Dioden mit 1N... bezeichnet werden. Unter dem Begriff »Transistor« werden drei verschiedene Gruppen Halbleiterbauelemente verstanden, und zwar die bipolaren Transistoren (allgemein auch einfach mit Transistor bezeichnet), die unipolaren Transistoren, üblicherweise mit Feldeffekttransistoren bezeichnet (abgekürzt FET) und die Unijunktionstransistoren (abgekürzt UJT). Bild 1 zeigt die Aufteilung in die verschiedenen Gruppen. Die einzelnen Typen haben je nach Anwendung sehr unterschiedlichen Aufbau und auch vielerlei unterschiedliche Eigenschaften. Bipolare Transistoren werden im folgenden der Einfachheit halber meistens nur Transistoren genannt.

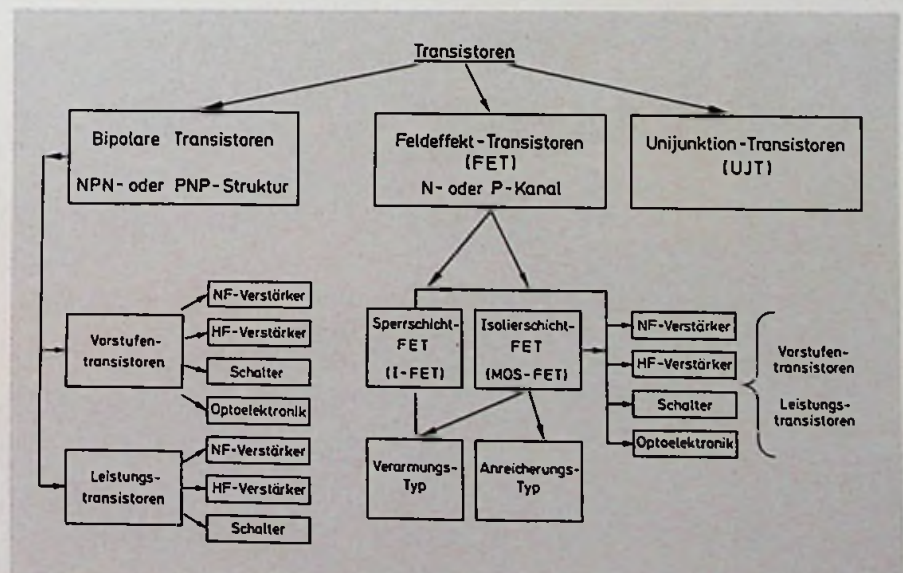
Als Grundmaterial wurde früher nur Germanium verwendet; wegen der für die meisten Anwendungsfälle besseren Eigenschaften wird jetzt fast ausschließlich nur noch Silizium verwendet; Ge-Transistoren gibt es nur noch für große Ströme (wegen der kleineren Restspannung) sowie für einige Hochfrequenzanwendungen. Aber auch in diesen Fällen werden wohl die Si-Transistoren die Ge-Transistoren in Zukunft verdrängen. Ein bipolarer Transistor besteht aus drei Schichten unterschiedlicher Dotierung, wie aus Bild 2 hervorgeht. Für die schaltungsmäßige Anwendung ist es gleichgültig, ob ein NPN-Transistor oder ein PNP-Transistor gewählt wird, da es inzwischen für jeden Anwendungsfall genügend Typen beiderlei Anordnung gibt. Manche schaltungsmäßige Lösung kann allerdings nur durch die Kombination beider Transistorarten gelöst werden, wie

eine komplementäre Gegentaktstufe. Ein typisches Dotierungsprofil für einen NPN-Transistor ist ein Bild 3 dargestellt. Die durch die Dotierung bewirkten Träger heißen Majoritätsträger, die durch die thermische Atombewegung hervorgerufenen Träger Minoritätsträger. Nach Bild 3 weist also die Emitterzone Elektronen als Majoritätsträger auf, die Basiszone Löcher, und die Kollektorzone wieder Elektronen. Wie für jeden PN-Übergang, muß auch für die beiden PN-Übergänge des Transistors gelten:

$$n_N \cdot n_p = n_i^2$$

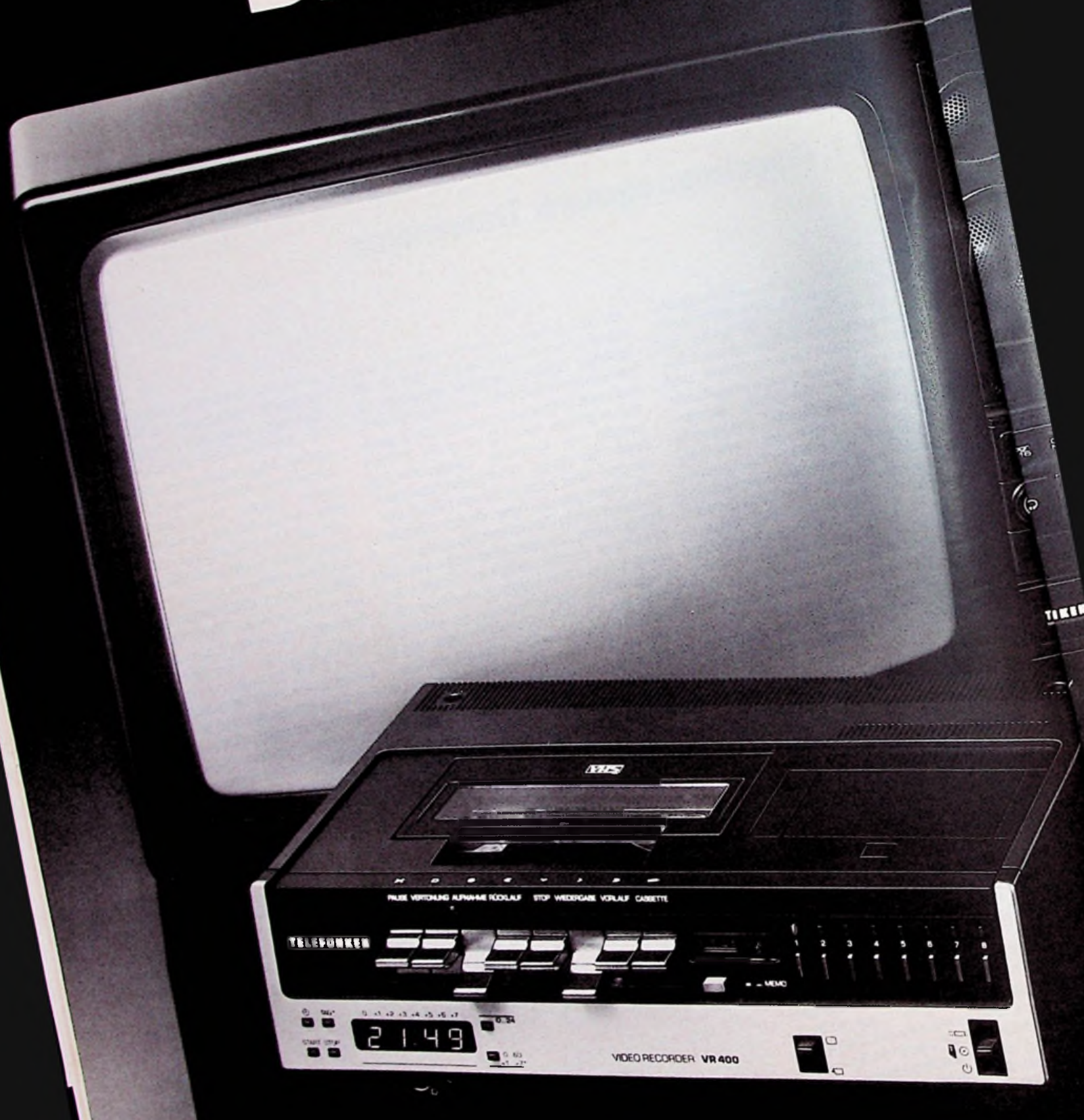
In Bild 2 und 3 wurde aus zeichnerischen Gründen die Dicke der Basiszone stark vergrößert dargestellt; für die Wirkungsweise eines Transistors ist es wesentlich, daß die Basiszone extrem dünn (kleiner als 1/1000 mm) ist.

Bild 1. Zusammenstellung der verschiedenartigen Transistoren



Die Zukunft.

A&F



Telefunken. Erfolge

Mit Video.

Morgen schon gehört der Video-Recorder zum Fernsehalltag. Immer mehr Menschen werden die Möglichkeiten dieser technischen Errungenschaft für sich in vollem Umfang nutzen wollen. Diesem Trend trägt Telefunken Rechnung, indem es jetzt sein ausgewogenes Farbfernsehgeräte-Programm durch den neuen Video-Recorder VR 400 abgerundet hat.

Unter den zur Zeit bestehenden Video-Systemen hat sich Telefunken für das VHS-System entschieden. Weil es sich aufgrund ausgereifter Technik und außergewöhnlicher Zuverlässigkeit weltweit am stärksten durchgesetzt hat. Weil beim VHS-System alle Cassetten ohne Qualitätsverlust untereinander austauschbar sind.

Weil es das zukunftssichere System mit den für Sie besten Umsatzchancen ist.

Video-Recorder VR 400

Aufzeichnungsart: VHS-PAL
(Schrägspuraufzeichnung).

Bandgeschwindigkeit: 23,39 mm/sec.

Spielzeit bis zu 3 Stunden.

Mikrofon-Anschluß nach DIN und
Funktionstaste zur nachträglichen
Vertonung eigener Video-Aufnahmen.

Spurlagen-Automatik für störungs-
freie Bildwiedergabe.

Programmier-Einheit mit LED-Schalt-
uhr zum automatischen Aufzeichnen
von Sendungen innerhalb von 8 Tagen.

Funktionswahlschalter für Ein,
Aus (Bereitschaftsstellung) und
Programmierbetrieb.

Eingangswahlschalter für Aufnahmen
vom Fernsehgerät oder über Video-
Kamera.

Pausentaste.

Bandzählwerk mit Memory-Funktion
zum automatischen Auffinden
vorgewählter Bandstellen.

Programmtasten mit Leuchtanzeige.

Fernseh-Empfangsteil
mit automatischer Sender-Feinab-
stimmung (AFC).

Anschlußmöglichkeit für netz-
betriebene Schwarz/Weiß- oder
Farb-Kamera.

Aufnahme-Automatik für Bild und Ton.

Testbildgenerator macht die bisher
übliche Testcassette überflüssig.

Ausführung und Abmessungen:

Gehäuse: anthrazit/metallic

Maße (B/H/T): 45,3x14,7x33,7 cm

Der VR 400 bietet Ihnen starke Verkaufsargumente, die Ihre Kunden überzeugen: Ausgereifte Technik. Einfache Bedienung. Handliche Abmessungen. Spezielles Bandführungs-System verlängert die Lebensdauer der Cassetten. Optimale Schonung der Video-Köpfe. Brillante Bildwiedergabe durch Schrägspur-Aufzeichnung. Eine Technik, deren Grundlagen von Telefunken entwickelt wurden.

PALcolor Farbfernsehgeräte und Video-Recorder VR 400 – eine perfekte Einheit, die keine Wünsche offen läßt.

TELEFUNKEN

Ein Unternehmen des AEG-TELEFUNKEN Konzerns

ren im Erfinden.

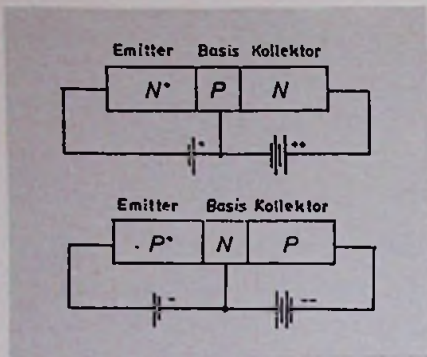


Bild 2. Aufbau eines NPN- (oben) und eines PNP-Transistors (unten)

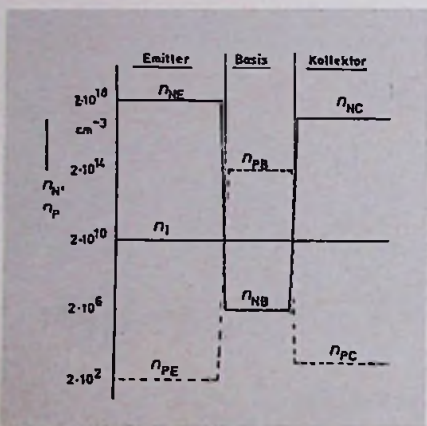


Bild 3. Dotierungsprofil für einen NPN-Transistor

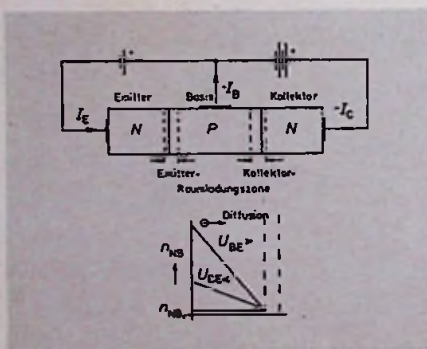


Bild 4. Aufbau eines NPN-Transistors mit zugehörigem Diffusionsgefälle

Die Wirkungsweise eines Transistors soll anhand von Bild 4 beschrieben werden: Zwischen Kollektor und Basis ist eine solche Spannung angelegt, daß der Kollektor-PN-Übergang in Sperrichtung gepolt ist. An diesem PN-Übergang wird dann eine Raumladungszone aufgebaut, in der die Konzentration der Elektronen und Löcher nahezu Null ist. Im Kollektor-Basis-

kreis fließt nur ein sehr kleiner Sperrstrom. Wird der Emitter-Basis-PN-Übergang in Durchlaßrichtung gepolt, so werden dort die Ladungsträgerkonzentrationen über die Gleichgewichtswerte angehoben. Im Basisraum tritt also ein Elektronen-Konzentrationsgefälle (bei einem NPN-Transistor nach Bild 4) vom Emitter zum Kollektor auf. Elektronen, die aus dem N-Emitter in die Basis gelangen (emittiert werden), diffundieren in Richtung des Konzentrationsgefälles zum Kollektor (Sammler). Sobald diese diffundierenden Elektronen die Raumladungszone des Kollektor-PN-Überganges erreichen, werden sie durch die Feldstärke in dieser Zone beschleunigt und gelangen in das Kollektorgebiet. Von dort fließen sie als Elektronenstrom wieder über den äußeren Kreis zum Emitter zurück.

Die Zahl der Elektronen, die innerhalb einer bestimmten Zeit durch einen Einheitsquerschnitt diffundieren, ist die Elektronendiffusionsstromdichte. Sie ist proportional der Neigung des Konzentrationsverlaufes. Die Größe des Konzentrationsgefälles und damit die Anzahl der Elektronen, die die Kollektor-Raumladungszone erreicht, wird durch die Größe der Durchlaßspannung U_{BE} beeinflusst. Mit steigender Emitter-Durchlaßspannung wächst die Elektronenkonzentration n_{NB} und damit auch der Kollektorstrom. Entscheidend für die Wirkungsweise eines Transistors ist also, daß die Verhältnisse am Kollektor-PN-Übergang durch einen benachbarten zweiten PN-Übergang, den Emitter-PN-Übergang, beeinflusst werden können.

Der Transistor nähert sich dann seiner idealen Funktionsweise, wenn der aus dem Emitter kommende Strom möglichst vollständig den Kollektor erreicht, der Basisstrom also klein bleibt. In diesem Fall steuert eine kleine Spannung (Durchlaßspannung einer Si-Diode) bei einem kleinen Basisstrom eine viel größere Kollektorspannung bei einem großen Kollektorstrom. Eine kleine Eingangsleistung im Basis-Emitterkreis ruft also eine große Ausgangsleistung im Kollektorkreis hervor (Wechselgrößen): Im Transistor tritt eine beträchtliche Leistungsverstärkung auf.

In Bild 4 wurde die Richtung des Elektronenstromes eingetragen; die übliche konventionelle Stromrichtung ist aber umgekehrt. Deshalb haben bei einem NPN-Transistor die Stromrichtungen I_B und I_C auch einen positiven Wert im Gegensatz zu Bild 4.

Drückt man den Kollektorstrom als Funktion des Emitterstromes aus, so ergibt

sich die Stromverstärkung A:

$$|I_C| = A \cdot |I_E|; \quad A < 1. \quad (1)$$

Diese Stromverstärkung A in der hier nach Bild 4 angewandten Basisschaltung (die Basis ist die gemeinsame Elektrode zwischen Eingang und Ausgang) wird auch mit Gleichstromverstärkung bezeichnet, weil sie das Verhältnis zweier Gleichströme darstellt. Werden nur die Änderungen der Ströme (Wechselstromverstärkung) betrachtet, so wird hierfür der Buchstabe α verwendet.

$$|i_c| = \alpha \cdot |i_o|; \quad \alpha < 1. \quad (2)$$

Für einen guten Transistor soll nun A (oder α) möglichst nahe an 1 liegen; die Werte handelsüblicher Transistoren liegen etwa zwischen 0,98 bis 0,995, also nahe bei 1. Die an der Kollektor-Raumladungsgrenze ankommende Elektronenstromdichte berechnet sich als Diffusionsstromdichte (1):

$$i_{n \text{ Diff}} = e_o \cdot \frac{D_N}{L_N} \cdot n_{NB} \cdot \left[\left(e^{\frac{U_{BE}}{U_T}} - 1 \right) \cdot \frac{1}{\sinh \frac{W}{L_N}} + \left(e^{\frac{U_{CB}}{U_T}} - 1 \right) \cdot \coth \frac{W}{L_N} \right] \quad (3)$$

- w Basisweite in cm
- L_N Diffusionslänge in cm
- e_o Elementarladung ($1,6 \cdot 10^{-19}$ As)
- n_{NB} Zahl der Elektronen je Kubikzentimeter im Basisraum
- D_N Diffusionskonstante ($31 \text{ cm}^2/\text{s}$ für Si)
- U_T Temperaturspannung (26 mV bei 300 K)

Da die Spannung U_{CB} in Sperrichtung gepolt ist, muß sie in Gl. 3 mit einem negativen Vorzeichen versehen werden. Für eine Durchlaßspannung von nur

$$4 \cdot U_T = 104 \text{ mV}$$

und einem Verhältnis der Basisweite zur Diffusionslänge im Basisgebiet von nicht viel über 1 wird der erste Ausdruck in der eckigen Klammer von Gl. 3 sehr viel größer als der zweite Ausdruck, so daß Gl. 3 vereinfacht werden kann zu:

$$i_{n \text{ Diff}} = - e_o \cdot \frac{D_N}{L_N} \cdot n_{NB} \cdot \left(e^{\frac{U_{BE}}{U_T}} - 1 \right) \cdot \frac{1}{\sinh \frac{W}{L_N}} \quad (4)$$

Die Temperaturspannung U_T kann man berechnen zu:

$$U_T = \frac{k \cdot T}{e} \quad (5)$$

- k Boltzmannsche Konstante
($1,38 \cdot 10^{-23}$ Ws/K)
- T absolute Temperatur
- e_0 Elementarladung
($1,6 \cdot 10^{-19}$ As)

Für Zimmertemperatur ($T = 300$ K = 27°C) ergibt sich:

$$U_T = \frac{1,38 \cdot 10^{-23} \text{ Ws} \cdot 300 \text{ K}}{1,6 \cdot 10^{-19} \cdot \text{K} \cdot \text{As}}$$

$$U_T = 0,026 \text{ V}$$

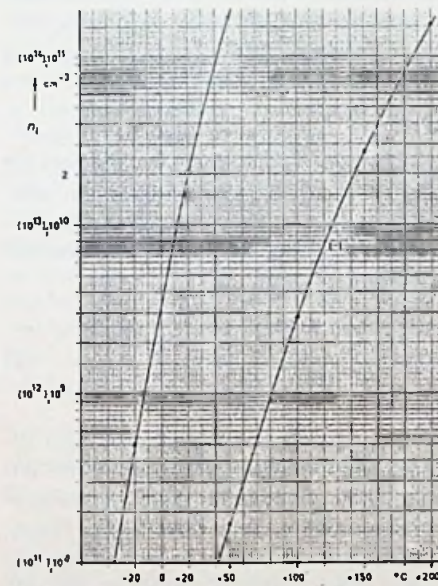


Bild 5. Temperaturabhängigkeit der Inversionsstromdichte

Die Diffusionslänge L_N kann aus der Diffusionskonstanten D_N berechnet werden, wenn die Trägerlebensdauer τ_N bekannt ist [1], [2].

$$L_N = \sqrt{D_N \cdot \tau_N} \quad (5)$$

In [2] wird für Silizium die Diffusionslänge

$$L_N = 0,0086 \text{ cm}$$

angegeben. Man kann die Diffusionslänge auch aus der Trägerbeweglichkeit μ_N berechnen [1]:

$$D_N = \mu_N \cdot \frac{k \cdot T}{e_0} = \mu_N \cdot U_T \quad (6a)$$

$$L_N = \sqrt{\mu_N \cdot \frac{k \cdot T}{e_0} \cdot \tau_N} \quad (6b)$$

Die Beweglichkeit der Elektronen beträgt für Silizium

$$\mu_N = 1350 \frac{\text{cm/s}}{\text{V/cm}}$$

Die Diffusionslänge hängt von der Temperatur ab, aber nur in geringem Maße. Viel stärker ist die Temperaturabhängigkeit der Kollektorstromdichte nach Gl 4 wegen der Temperaturabhängigkeit der Inversionsdichte (Intrinsic-Zahl) n_i . Es gilt:

$$n_i^2 = n_{i0}^2 \cdot \left(\frac{T}{T_0}\right)^3 \cdot \frac{e_0 \cdot \Delta W \cdot (1/T_0 - 1/T)}{k} \quad (7)$$

- T_0 Bezugstemperatur
($300 \text{ K} = 27^\circ\text{C}$ oder $293 \text{ K} = 20^\circ\text{C}$)
- T absolute Temperatur
- ΔW Energie-Bandabstand
($1,1 \text{ V}$ für Si oder $0,72 \text{ V}$ für Ge)
- n_{i0} Inversionsdichte bei T_0

Gl. 7 wurde in Bild 5 grafisch ausgewertet. Bezugspunkt ist

$$n_{i0} = 2 \cdot 10^{10} \text{ cm}^{-3} \text{ bei}$$

$$T_0 = 20^\circ\text{C}.$$

In der Literatur werden für n_{i0} Zahlenwerte von $(1 \dots 6) \cdot 10^{10} \text{ cm}^{-3}$ angegeben; hier wurde ein Mittelwert von $2 \cdot 10^{10} \text{ cm}^{-3}$ gewählt. Wegen Gl. 1:

$$n_{NB} \cdot n_{PB} = n_i^2$$

wird bei einer Temperaturerhöhung die Größe n_{NB} mit dem Quadrat des Faktors aus Bild 5 vergrößert. Durch die Vergrößerung von U_T bei einer Temperaturerhöhung wird allerdings dieser Faktor wieder verkleinert; es bleibt aber doch noch eine starke Temperaturabhängigkeit der Elektronenstromdichte und damit auch des Kollektorstromes bestehen.

Beispiel: Die Vergrößerung der Diffusionsstromdichte $I_{n \text{ Diff}}$ bei einer Temperaturerhöhung von 25°C auf 100°C soll nach Gl. 4 berechnet werden. $U_{BE} = 0,55 \text{ V}$ (konstant).

Der erste Faktor D_N/L_N ist nach Gl. 6 nur mit der Wurzel aus dem Temperaturverhältnis maßgebend; hier ergibt sich der Faktor 1,12. Aus Bild 5 kann man für $\vartheta = 100^\circ\text{C}$ den Wert $2,8 \cdot 10^{12} \text{ cm}^{-3}$ ab-

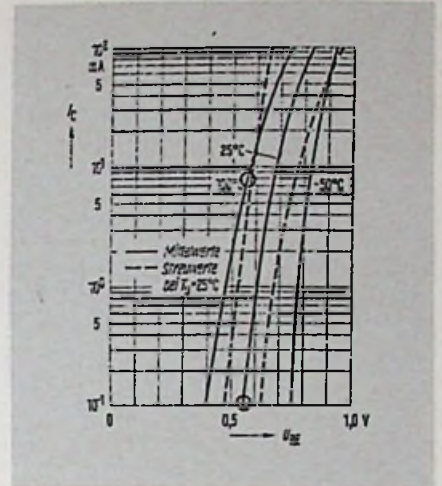


Bild 6. Kollektorstrom des Transistors BC 182 als Funktion der Basis-Emitter-Spannung mit der Temperatur als Parameter (Siemens)

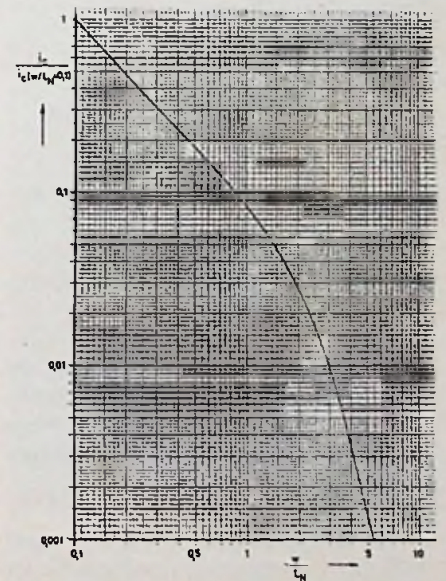


Bild 7. Relative Änderung der Diffusionsstromdichte in Abhängigkeit von w/L_N

lesen. Damit ergibt sich eine Erhöhung von $2,8 \cdot 10^{12} : 3 \cdot 10^{10} = 93$. Da die Dotierung n_{PB} bleibt, wird n_{NB} um das Quadrat der Erhöhung von n_i größer, und zwar um

$$(93)^2 = 8,65 \cdot 10^3.$$

Mit dem ersten Faktor von 1,12 ergibt sich insgesamt $9,68 \cdot 10^3$. Die Temperaturspannung bei 25°C ist nach Gl. 5

$$U_{T25} = 25,7 \text{ mV}$$

$$U_{T100} = 32,2 \text{ mV bei } 100^\circ\text{C}$$

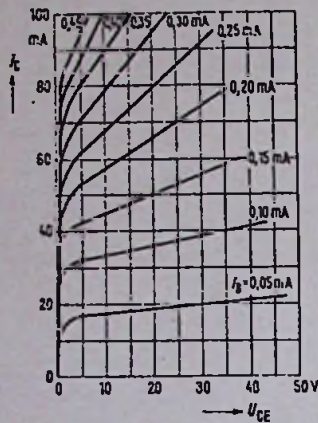


Bild 8. Ausgangskennlinienfeld des Transistors BC 182 (Siemens)

$$e \frac{0,55}{0,0257} = 1,97 \cdot 10^9,$$

$$e \frac{0,55}{0,0322} = 2,62 \cdot 10^7.$$

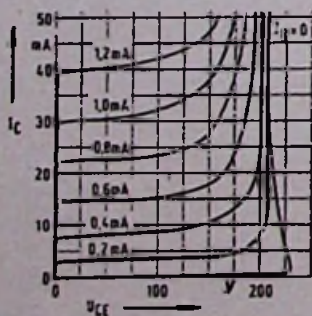
Der Quotient dieser beiden Größen beträgt 75; daher wird die Stromdichte um den Faktor 75 geringer. Die gesamte Änderung ergibt sich zu:

$$\Delta i_C = 9,68 \cdot 10^3 : 75 = 129.$$

Bei einem gegebenen Transistor ist bei gegebenem Basisquerschnitt die Kollektorstrom-Änderung der Stromdichte-Änderung proportional. Man kann in diesem Beispiel also schreiben:

$$\Delta I_C = 129$$

Bild 9. Ausgangskennlinienfeld des Transistors BU 109 (Thomson-CSF)



Zum Vergleich soll ein NPN-Si-Transistor herangezogen werden: Typ BC 182 nach Bild 6. Aus Bild 6 ergibt sich bei

$$U_{BE} = 0,55 \text{ V}$$

eine Kollektorstrom-Änderung von 0,1 mA auf 8 mA, also um den Faktor 80. Dies stimmt recht gut mit dem oben erhaltenen Wert von 129 überein, zumal man noch bedenken muß, daß nach Bild 6 der Kollektorstrom bei größeren Strömen wegen der Wirkung des Basisbahnwiderstandes nicht mehr der e -Funktion folgt. Durch den Spannungsabfall am Basisbahnwiderstand wird die wirksame Basis-Emitter-Spannung etwas verkleinert und damit auch der Stromanstieg. Diese Tatsache ist aber nicht in Gl. 4 enthalten. Nun soll der Faktor

$$\frac{1}{\sinh w/L_N}$$

in Gl. 4 näher betrachtet werden. Diese Funktion wurde in Gl. 7 grafisch dargestellt. Schon bei

$$w/L_N = 1$$

sinkt die Diffusionsstromdichte gegenüber

$$w/L_N = 0,1$$

etwa um den Faktor 10, bei

$$w/L_N = 4$$

sogar um den Faktor 100. Mit dem angegebenen Wert

$$L_N = 0,0086 \text{ cm}$$

bei Silizium ergeben sich dann als notwendige Basisweiten

$$w = (0,1 \dots 1) \cdot 0,0086 \text{ cm}$$

$$= 0,00086 \text{ cm} \dots 0,0086 \text{ cm}$$

$$w = 8,6 \dots 86 \mu\text{m}.$$

Wird also, beispielsweise wegen einer hohen Sperrspannung – wie noch gezeigt wird –, eine größere Basisweite gewählt, so muß (bei gleicher Diffusionsstromdichte) der Faktor n_{NB} größer gewählt werden. Das bedeutet aber eine geringere Dotierung von n_{PB} , denn es gilt stets

$$n_{NB} \cdot n_{PB} = n_i^2.$$

Dem steht aber entgegen, daß n_i nach Bild 5 bei höherer Temperatur stark steigt und die Dotierung immer größer als n_i sein muß.

In Gl. 4 ist keine Einwirkung der Kollektorspannung zu erkennen, obwohl bei einem wirklichen Transistor durchaus eine Wirkung der Kollektorspannung zu erkennen ist, wie aus Bild 8 hervorgeht. Diese Einwirkung der Kollektorspannung kommt daher, daß die Raumladungszone

bei steigender Sperrspannung in die Basis hineinwächst. Damit wird aber die wirksame Basisweite w_{eff} geringer und damit nach Gl. 4 der Strom größer.

$$w_{eff} = w - d \tag{8}$$

d Breite der Raumladungszone der Kollektorspannung im Basisraum

Wird die Kollektor-Sperrspannung weiter gesteigert, so erreicht die Ausdehnung der Raumladungszone schließlich die gesamte Breite des Basisgebietes. Die effektive Basisbreite geht gegen Null und der Strom nach Gl. 4 dann gegen unendlich. Praktisch steigt also von dieser Spannung (auch Durchbruchspannung oder »Punch-through«-Spannung genannt) der Kollektorstrom stark an. Dies geht auch aus Bild 9 gut hervor. Solche Ausgangskennlinien mit dem Durchbruchgebiet werden allerdings nur sehr selten angegeben, weil meistens die maximal anliegende Spannung weit genug von der (stets angegebenen) Durchbruchspannung entfernt ist. Nur bei Leistungstransistoren für sehr hohe Sperrspannungen wird das Kennlinienfeld mit dem Durchbruchgebiet zuweilen wiedergegeben. Diese »Punch-through«-Spannung kann für den NPN-Transistor berechnet werden zu [1]:

$$U_P = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{\epsilon \cdot \epsilon_0} \cdot \frac{1}{\mu_p \cdot q_p} \cdot w^2 \tag{9}$$

Eine große Sperrfähigkeit wird also erzielt, wenn entweder der spezifische Widerstand ρ klein oder die Basisweite w groß gemacht wird. Eine große Basisweite aber widerspricht der Forderung nach einer großen Stromdichte, wie aus Gl. 4 hervorgeht. Es bleibt also nur die Möglichkeit, den spezifischen Widerstand klein zu machen. Dies bedeutet aber wiederum eine hohe Dotierung der Basiszone, wie aus Gl. 10 hervorgeht.

$$Q_{N,P} = \frac{1}{n_B \cdot e_0 \cdot \mu_{N,P}} \tag{10}$$

n_B Zahl der Elektronen-Löcher (Dotierung) je cm^3 in der Basiszone.

Zur besseren Anschaulichkeit wurde Gl.10 in Bild 10 mit

$$\mu_N = 1350 \text{ cm}^2/\text{V} \cdot \text{s}$$

und

$$\mu_P = 480 \text{ cm}^2/\text{V} \cdot \text{s}$$

dargestellt. Die beiden rechten Linien mit () gelten für die Werte in Klammer der Ordinate.

Die Ausdehnung der Kollektor-Raumladungszone ist von der anliegenden

Spannung und der Dotierung des Basisgebietes abhängig. Wird eine starke Dotierung des Basisgebietes gewählt, so ergibt sich eine geringe Raumladungsbreite; die Sperrfähigkeit des Transistors wird in diesem Falle durch das Einsetzen der Stoßionisation begrenzt (Kennlinie für $I_B = 0$ in Bild 9). Bei dünnem Basisgebiet oder schwacher Dotierung im Basisgebiet wird die Sperrfähigkeit durch die »Punch-through«-Spannung U_p begrenzt.

Für die Stromverstärkung A des Transistors ergibt sich [1]:

$$A = \gamma_E \cdot \frac{1}{\cosh \frac{w_{eff}}{L_N}} \quad (11)$$

γ_E Emitterwirkungsgrad

Der Emitterwirkungsgrad (Quotient aus dem durch die Emitter-Raumladungszone austretenden Diffusionsstrom zum gesamten Emitterstrom) wird dann

$$\gamma_E = 1,$$

wenn in der Emitter-Neutralzone und in der Emitter-Raumladungszone fast keine Rekombination stattfindet. Das ist bei stark unsymmetrisch dotierten PN-Übergängen der Fall, weil dann im angrenzenden Bereich (hier die Basis) nur sehr wenige Ladungsträger der anderen Art (hier: Löcher in der Basiszone) zur Rekombination vorhanden sind. Bei

$$w_{eff}/L_N = 0,1$$

nimmt die Hyperbelcosinusfunktion von Gl. 11 den Wert 1,005 an; bei

$$w_{eff}/L_N = 1$$

den Wert 1,543. Die Reziprokwerte betragen dann 0,995 0,648. Gerade für eine hohe Stromverstärkung muß daher das Verhältnis

$$w_{eff}/L_N$$

klein sein.

Bisher wurde nur die Basisschaltung betrachtet; die am häufigsten angewandte Schaltung ist aber die Emitterschaltung. Deshalb werden die wichtigsten Größen und Kennlinien meistens für Emitterschaltung angegeben. Für die Stromverstärkung in Emitterschaltung ergibt sich bei Gleichstromgrößen

$$B = \frac{A}{1-A} \quad (12)$$

und bei Wechselstromgrößen

$$\beta = \frac{\alpha}{1-\alpha} \quad (13)$$

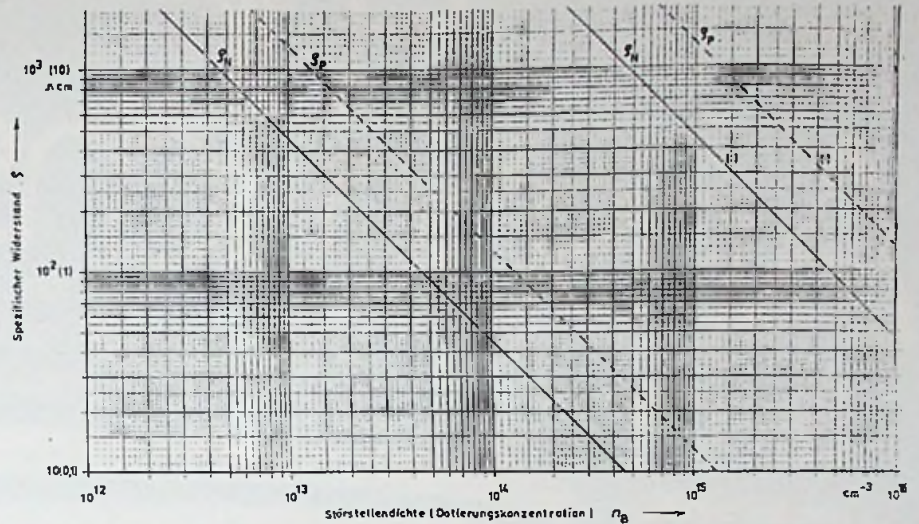


Bild 10. Spezifischer Widerstand ρ als Funktion der Störstellendichte

In den Kennlinien wird an Stelle von β oft die Bezeichnung h_{21} gewählt. Je größer A oder α werden und je mehr sie sich dem Wert 1 nähern, um so größer werden auch B oder β nach Gl. 12 und Gl. 13. Betrachtet man die Stromverstärkung B oder β in Abhängigkeit von der Kollektorspannung, so muß sie bei steigender Spannung wegen der Verringerung von w_{eff} durch die Kollektorspannung nach Gl. 11 größer werden. Dies geht auch aus dem Kennlinienfeld von Bild 11 klar hervor.

Die in Bild 11 eingezeichnete Größe h_{11} (Wechselstrom-Eingangswiderstand) hat denselben Verlauf wie die Stromverstärkung. Dies ist auch leicht einzusehen, wenn man bedenkt, daß bei steigender Stromverstärkung und gleichem Kollektorstrom (hier 2 mA) der Eingangsstrom, also der Basisstrom, sinken muß. Ein sinkender Basisstrom bei gleichbleibender Basisspannung (alles Wechselstromgrößen) bedeutet aber einen höheren Eingangswiderstand.

Die Breite der Raumladungszone, die für die Verringerung der Basisweite w maßgebend ist, hängt sowohl von der Höhe der anliegenden Kollektorspannung wie auch vom spezifischen Widerstand und damit von der Dotierung ab. Es gilt:

$$d \sim \sqrt{U_c \cdot \rho} \quad (14)$$

Wird nun bei steigendem Diffusionsstrom das Basisgebiet mit immer mehr Elektronen durchsetzt, so verschwinden mehr Löcher durch Rekombination; es ist also so, als ob die Dotierung mit Löchern schwächer würde. Das bedeutet nach

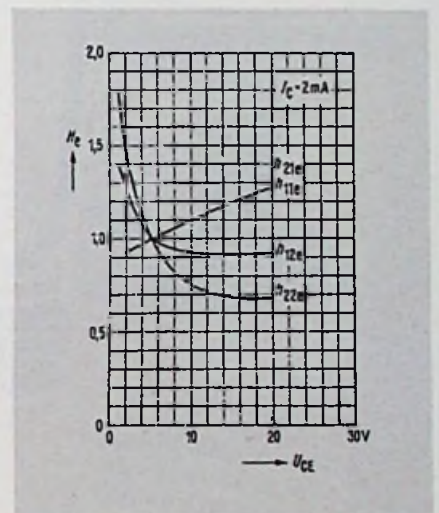


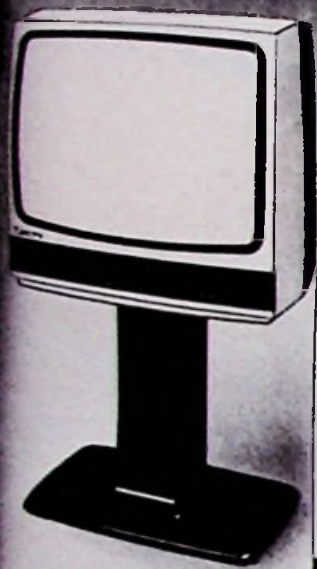
Bild 11. Spannungsabhängigkeit der h -Parameter beim Transistor BC 182 (Siemens)

Gl. 9 eine Verringerung der Spannung U_p mit steigendem Strom, was auch aus Bild 9 zu erkennen ist. Der gleiche Effekt tritt auch in der Beeinflussung des Kollektorstromes durch die Kollektorspannung nach Bild 8 bei höheren Strömen auf. Nach Gl. 14 wird bei Vergrößerung von ρ die Wirkung der Kollektorspannung U_c gesteigert, was zu einem stärkeren Ansteigen der Kennlinien nach Bild 8 führen muß.

Vergleicht man Gl. 11 und Gl. 9 miteinander, so kann man erkennen, daß eine hohe Sperrspannung und eine hohe Stromverstärkung nicht gut miteinander in Einklang zu bringen sind. Es werden

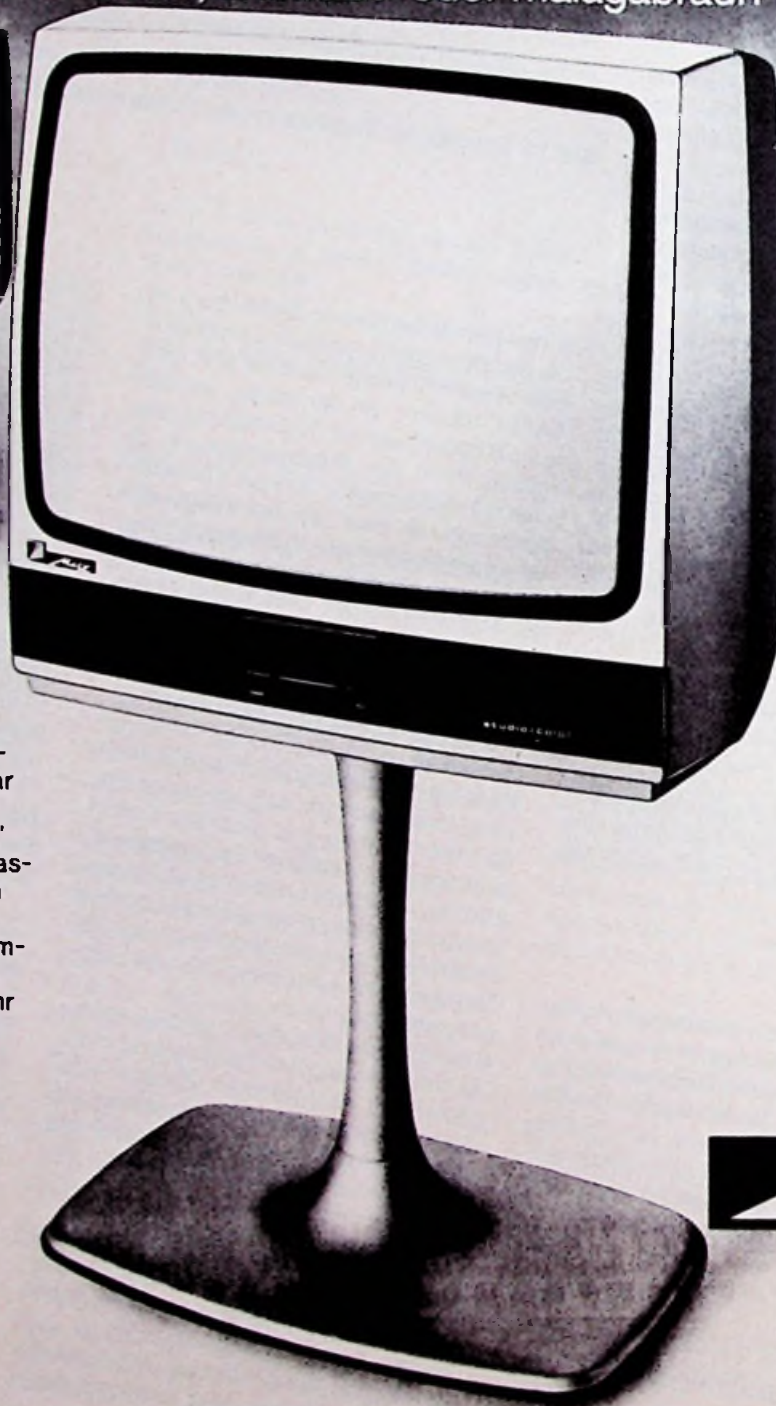
Für Anspruchsvolle

Weil die Perfektion der Technik dem Anspruch
des Designs gerecht wird. Die Wahl des souveränen Geschmack:
silber-, anthrazit- oder malagabraun-metallic.



Metz Classic-Color

- 66-cm-Inline-Farbbild selbstkonvergierend
- 12 Watt-Musikleistung – mit Telesound-Fuß sogar 30 Watt Musikleistung
- „Metz-Contrast-Sensor“ zur automatischen Anpassung des Kontrastes an die Raumhelligkeit
- Infrarot-Direkt-Programm-wahl für 12 Sender, Ein/Aus, und vieles mehr
- Zusätzliche Bedienung am Gerät
- Automatische Feinabstimmung
- LED-Programmanzeige und vieles mehr



ohne Fuß –
ideal für Schrankwände

Metz Studio-Color

wie Metz-Classic-Color,
zusätzlich

- Automatischer Sender-suchlauf und Direkt-Infr-Programm-wahl von 16 Sendern und all Funktionen
- Kanal-Computer
- Programm- und Kanal-anzeige über Fernste- rung einblendbar
- Automatische Geräte-schaltung nach Send- schluß
- Electronic-Digital-Qu- uhr
- Zeitanzeige über Fe- steuerung aus- und- schaltbar
- Schaltuhr zur Eins- zeitprogrammierung und vieles mehr

Metz

Farbfernsehen · Video · HiFi

Coupon Fordern Sie bitte
TV-HiFi-Prosp
Metz-Apparate
Abteilung T. F.
8510 Fürth/Br

Sehr geehrter Fachhändler!

Ab sofort sind sie da, die Farbfernsehgeräte der 80er-Jahre: Metz-Studio-Color und Metz-Classic-Color! Das ist marktgerechter Fortschritt. Von Metz!

Natürlich helfen wir Ihnen verkaufen. Mit einer intensiven Kampagne in "Schöner Wohnen", "zu Hause" und vielen anderen wichtigen Print-Medien. Mit vielen Anzeigen, wie die auf der Nebenseite. Das ist verkaufsorientierte Werbung. Auch von Metz!



Partner des Fachhandels

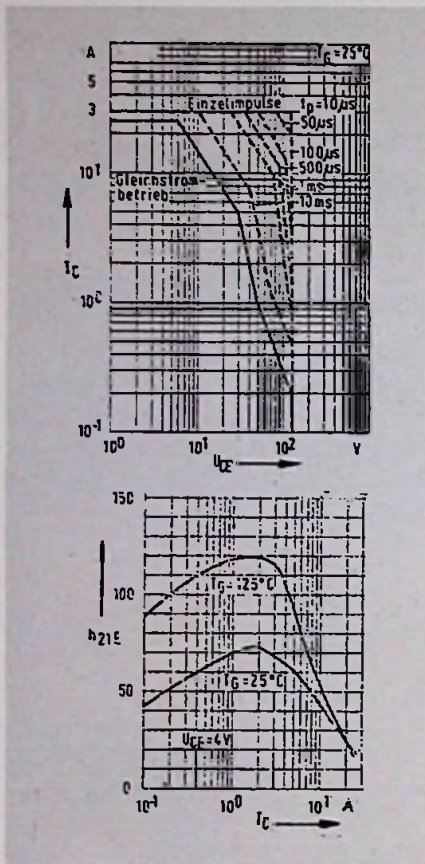


Bild 12. Zulässiger Arbeitsbereich (oben) und zugehörige Stromverstärkung h_{21e} (unten) für den Transistor BUX 10 (Thomson-CSF)

also vergleichbare Transistoren für besonders hohe Sperrspannungen eine kleine Stromverstärkung haben. Dies ist auch aus den Bildern 12 und 13 für die Transistoren BUX 10 und BUX 12 klar zu erkennen. Diese beiden Transistortypen gehören zu einer bestimmten »Transistorfamilie«: Es findet eine gleichartige Fertigung statt, und die einzelnen Typen werden danach durch Messen aussortiert. Infolge der unvermeidlichen Streuung bei der Herstellung werden sich die einzelnen Transistoren auch in der Basisweite unterscheiden. Diejenigen mit der kleineren Basisweite (z. B. BUX 10) weisen nach Gl. 9 eine geringere Sperrspannung auf, haben aber dafür nach Gl. 11 eine höhere Stromverstärkung und umgekehrt. Dies kann aus den Bildern 12 und 13 sehr gut entnommen werden. Zusammenfassend können folgende Forderungen aufgestellt werden:

- Zum Erzielen einer hohen Stromverstärkung ist eine geringe Dotierung der Basis und eine kleine Basisweite erforderlich;

- zum Erzielen einer hohen Sperrspannung ist eine hohe Dotierung der Basis sowie eine große Basisweite nötig;
- für Anwendungen bei hoher Temperatur ist eine hohe Dotierung der Basis vorteilhaft.

Diese Forderungen widersprechen sich teilweise; es muß also je nach Anwendungsfall ein Kompromiß geschlossen werden.

Für einen vorgegebenen Transistor ist die Größe

$$-e_0 \cdot \frac{D_N}{L_N} \cdot n_{NB} \cdot \frac{1}{\sinh \frac{w}{L_N}} \cdot q$$

eine Konstante mit der Dimension eines Stromes, weil ja dann die Stromdichte bei gegebener Basisfläche durch den Strom selbst ersetzt werden muß. Diesen Strom erhält man als den Kollektor-Basisreststrom I_{CBO} , wenn man für U_{BE} eine negative Sperrspannung von einigen Volt ansetzt. Es ergibt sich dann die bekannte Gleichung für den Transistor:

$$I_C = I_{CBO} (e^{U_{BE}/U_T} - 1) \quad (15)$$

I_{CBO} Kollektor-Emitterreststrom bei offener Basis

Die Temperaturspannung ergibt sich theoretisch bei $T = 300\text{ K}$ (27°C) zu

$$U_T = 26\text{ mV};$$

praktisch muß man mit etwa $30 \dots 40\text{ mV}$ rechnen. Da die e-Funktion schon bei

$$U_{BE}/U_T = 4$$

wesentlich größer als der Subtrahent 1 ist, kann für

$$U_{BE} = 100 \dots 150\text{ mV}$$

die Zahl 1 vernachlässigt werden. Damit vereinfacht sich Gl. 15 zu:

$$I_C = I_{CBO} \cdot e^{U_{BE}/U_T} \quad (16)$$

In linear/logarithmischem Maßstab muß Gl. 16 eine Gerade ergeben, was in Bild 6 für Ströme kleiner als etwa 10 mA tatsächlich der Fall ist. Bei größeren Strömen weichen die Kennlinien von der Geraden durch die Wirkung des Basisbahnwiderstandes ab. Die starke Temperaturabhängigkeit des Reststromes I_{CBO} wurde schon erwähnt; Bild 14 zeigt sie für den Transistor BC 182.

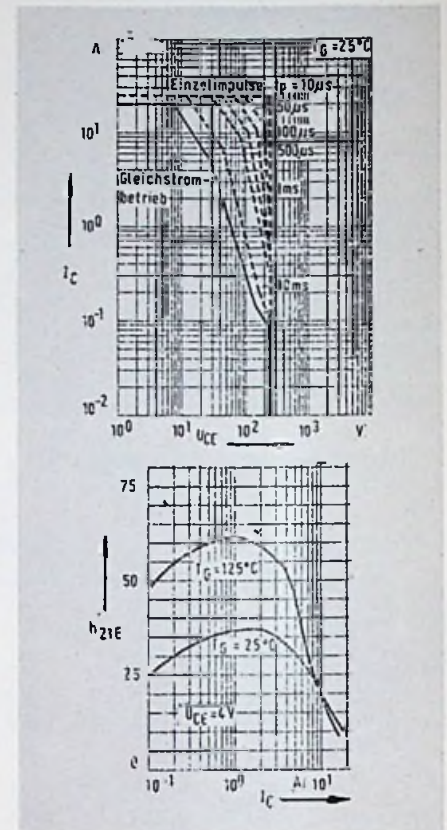


Bild 13. Zulässiger Arbeitsbereich (oben) und zugehörige Stromverstärkung h_{21e} (unten) für den Transistor BUX 12 (Thomson-CSF)

Beispiel: Der Kollektorstrom für den Transistor BC 182 soll für eine Basis-Emitterspannung von $0,55\text{ V}$ und eine Temperaturspannung von 40 mV berechnet und mit Bild 6 verglichen werden. $T_U = 25^\circ\text{C}$.

$$I_C = 0,2 \cdot 10^{-9}\text{ A} \cdot e^{\frac{0,55\text{ V}}{0,04\text{ V}}}$$

$$I_C = 0,19\text{ mA}$$

Aus Bild 6 kann bei $U_{BE} = 0,55\text{ V}$

ein Kollektorstrom von $0,1\text{ mA}$ abgelesen werden. Eine genaue Berechnung des Kollektorstromes nach Gl. 16 für einen bestimmten Transistor ist allerdings wegen der starken Streuung von I_{CBO} (Bild 14) und U_{BE} (Bild 6) nicht möglich. Mit Gl. 16 soll auch keine Transistorkennlinie »nachberechnet« werden, sondern nur der mathematische Zusammenhang dargestellt werden.

Wird in Gl. 15 für U_{BE} eine negative Sperrspannung von wenigstens

100... 150 mV eingesetzt, so wird das Exponentialglied sehr viel kleiner als 1, und es ergibt sich

$$I_C = -I_{CB0} \quad (17)$$

für $|-U_{BE}| > (0,1 \dots 0,15 \text{ V})$.

Ein Transistor kann also schon mit einer geringen negativen Sperrspannung gesperrt werden, wobei der Kollektorstrom dann auf den sehr kleinen Wert des Reststromes I_{CB0} zurückgeht. Dieser wird in den Datenblättern meistens für die maximal zulässige Sperrspannung U_{CB0} angegeben. Da dieser Strom aber dem Sperrstrom einer Si-Diode entspricht, ist er auch etwas von der Höhe der Sperrspannung abhängig. Wäre dies im vorherigen Beispiel berücksichtigt worden, dann hätte das Zahlenergebnis sogar noch besser mit der Kennlinie von Bild 6 übereingestimmt. Für die praktische Anwendung genügt jedoch der Maximalwert (obere Streugrenze bei der maximal vorhandenen Kristalltemperatur).

Wie man aus Bild 6 erkennen kann, steigt der Kollektorstrom bei einer Erhöhung der Temperatur für

$$U_{BE} = \text{constant}$$

sehr stark an. Soll der Kollektorstrom bei Temperaturänderungen konstant bleiben, so muß die Spannung U_{BE} bei steigender Temperatur entsprechend verkleinert werden (Bild 6 gilt zwar nur für den Typ BC 182, aber die entsprechenden Kurven anderer Si-Transistoren sind nahezu identisch). Für

$$I_C = \text{const}$$

kann man setzen:

$$dU_{BE}/dT = -C \cdot U_T \quad (18)$$

Hieraus kann man die Konstante C berechnen zu:

$$C = \frac{dU_{BE}/dT}{U_T} \quad (19)$$

Beispiel: Wie groß ist die Konstante C für den Transistor BC 182 bei $I_C = 1 \text{ mA}$ und bei $I_C = 10 \text{ mA}$ (Bild 6)?

Es werden die beiden eingezeichneten Kennlinien für $T_1 = 25^\circ\text{C}$ und $T_2 = 100^\circ\text{C}$ berücksichtigt.

Für $I_C = 1 \text{ mA}$:

$$C = \frac{-150 \text{ mV}/75^\circ\text{C}}{26 \text{ mV}} = 0,077 \text{ K}^{-1}$$

Für $I_C = 10 \text{ mA}$:

$$C = \frac{-110 \text{ mV}/75^\circ\text{C}}{26 \text{ mV}} = 0,056 \text{ K}^{-1}$$

Literaturhinweise zur neuen FT-Serie »Transistoren unter die Lupe genommen«

Um dem Leser das Verständnis der Serie zu erleichtern, geben wir schon jetzt das vom Autor angegebene Literaturverzeichnis wieder, das üblicherweise an den Schluß einer Serie gestellt wird.

- [1] Porst, A.: Halbleiter. 1. Auflage Siemens AG Berlin München 1973.
- [2] Müseler, H. und Schneider, Th.: Elektronik-Bauelemente und Schaltungen. 1. Auflage C. Hanser-Verlag München Wien 1975.
- [3] Bystron, K.: Technische Elektronik Band I – Diodenschaltungen und analoge Grundschaltungen. 1. Auflage C. Hanser-Verlag München Wien 1974.
- [4] Transistor-Kompodium Teil III – Niederfrequenz-Verstärker. 1. Auflage Valvo GmbH Hamburg 1970.
- [5] Mielke, H.: Der Zusammenhang zwischen B und β bei Transistoren. Technische Information Halbleiterbauelemente 1968. Best. Nr. 6200-25-1D. Intermetall Halbleiterwerk der Deutsche ITT Freiburg.
- [6] Le Can, C., Hart, K. und De Ruyter, C.: Schalteigenschaften von Dioden und Transistoren. 1. Auflage. N.V. Philips' Gloeilampenfabrieken Eindhoven (NL) 1963.
- [7] Kilgenstein, O.: Probleme der Wärmeableitung in der Elektronik. elektronik industrie 9 (1975), S. 174–178 und 10 (1975), S. 196–197.
- [8] Kilgenstein, O.: Wärmeableitung bei Halbleiterbauelementen. Der Elektroniker 1 (1974), S. EL1–EL7 und 2 (1974), S. EL 14–EL 19.
- [9] Der Transistor II. 1. Auflage. Telefunken GmbH Ulm.
- [10] Koschel, H.: Neuere Entwicklungen bei aktiven Halbleiter-Bau-

elementen mit ihren Anwendungen. Jahrbuch des elektrischen Fernmeldewesens 1964, S. 107–149.

[11] Kovács, F.: Hochfrequenzanwendungen von Halbleiter-Bauelementen. 1. Auflage Franzis-Verlag München 1977.

[12] Datenbuch Einzelhalbleiter-Standard-Typen 1975/76. Siemens AG Bereich Bauelemente Vertrieb München.

[13] Koroncai, A. und Alving, R.: Der Transistorschalter in der digitalen Technik. 1. Auflage N. V. Philips' Gloeilampenfabrieken Eindhoven (NL) 1965.

[14] Kraus, G.: Verringerung der Zeitkonstante von Fototransistoren. Siemens Bauteile Informationen 10 (1972), Heft 4, S. 84–85.

[15] Tholl, H.: Bauelemente der Halbleiterelektronik Teil 2. 1. Auflage B. G. Teubner-Verlag Stuttgart 1978.

[16] Stammelbach, J.: Probleme bei der Amplitudenmodulation von Transistorleistungsstufen. Frequenz 30 (1976) Heft 6, S. 136–144.

[17] Beuth, K. und Schmusch, W.: Grundschaltungen der Elektronik. 1. Auflage Vogel-Verlag Würzburg 1976.

[18] Reiß, K. und Wetzel, K.: Begrenzung von Spannungsspitzen an Induktivitäten mit Halbleiter-Bauelementen. Siemens-Technische Mitteilungen Halbleiter Best. Nr. 2-6300-133.

[19] Ranfft, R.: Auswahl und Anwendung von Bauelementen für Schaltnetzteile. Elektro-Anzeiger 30 (1977) Heft 6, S. 15–18.

[20] Peter, J. M., Baudier, J. C., Maurice, B. und Rischmüller, K.: Leistungstransistoren im Schaltbetrieb. Thomson-CSF München.

[21] Peter, J. M. und Rischmüller, K.: Anwendungshinweise für parallelarbeitende Schalttransistoren in Motorsteuerungen. Thomson-CSF Bereich Halbleiter Sescossem München.

[22] Lehmann, J. G.: Feldeffekt-Transistoren.

Es ergibt sich ein mittlerer Wert von $0,07 \text{ K}^{-1}$. Soll ein eingestellter Arbeitspunkt näherungsweise konstant bleiben, so muß die Basis-Emitterspannung bei einer Temperaturerhöhung um 1 K etwa

um 2 mV erniedrigt werden. Wird zur Temperaturkompensation die Durchlaßspannung einer Si-Diode genommen, wie das bei der Kompensation des Ruhestromes einer Gegendtakt-Endstufe ge-

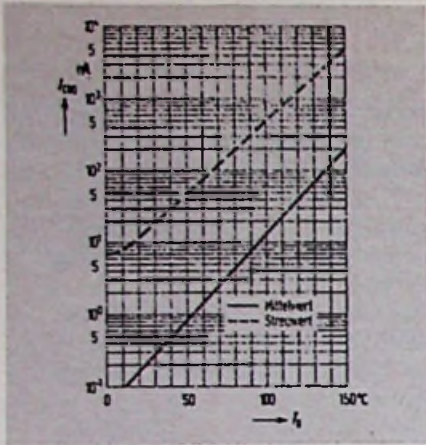


Bild 14. Temperaturabhängigkeit des Reststromes (Siemens)

schiebt, so heben sich beide Temperaturkoeffizienten fast auf, und der Arbeitspunkt bleibt stabil. Die Temperaturabhängigkeit der Basis-Emitterspannung wird in Integrierten Schaltungen auch dazu benutzt, den ganzen IC bei zu hoher Temperatur zu

schützen. Wird ein Transistor so vorgespannt, daß dessen Kollektorstrom bis zur maximalen Betriebstemperatur vernachlässigbar klein bleibt (für den Transistor BC 182 ist bei $U_{BE} = 0,3 \dots 0,35 \text{ V}$ nach Bild 6 auch bei $T = 100 \text{ °C}$ der Kollektorstrom noch unter etwa $0,01 \text{ mA}$), und erhöht sich dann die Kristalltemperatur stark (durch Belastung eines Leistungstransistors im IC), so steigt der Kollektorstrom dieses Schutztransistors so weit an, daß er bei geeigneter Schaltung den Steuerstrom des Leistungstransistors ableitet und damit eine weitere Erhitzung verhindert.

Als Beispiel für eine solche Temperaturschutzschaltung soll Bild 15 dienen. Hier handelt es sich um einen integrierten Spannungsregler vom Typ 78XX für einen maximalen Ausgangsstrom von $1,5 \text{ A}$. Wird der Ausgangstransistor T1 durch eine große Belastung sehr heiß, so nimmt durch die thermische Kopplung im IC der Schutztransistor T3 dieselbe Temperatur an und schaltet durch. Dadurch wird der Basisstrom von der Darlington-Vorstufe T2 und damit auch der

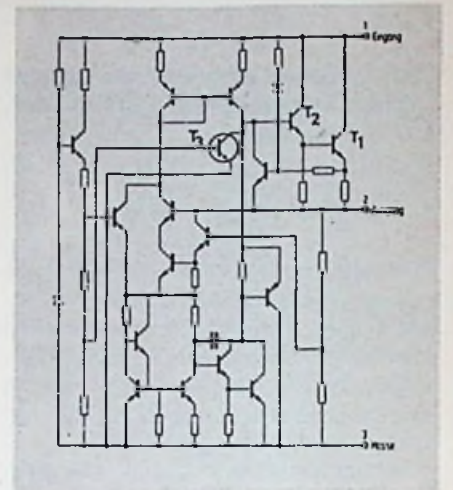


Bild 15. Integrierter Spannungsregler 78XX als Beispiel für eine Temperaturschutzschaltung (Siemens)

Basisstrom der Endstufe T1 abgeleitet, und dieser Transistor kann sich nicht weiter erwärmen. Der Schutztransistor T3 bekommt über ein Widerstandsnetzwerk eine konstante Vorspannung solcher

osawa-hifi präsentiert

NAGAOKA - Tonabnehmer nach dem Moving Permalloy System

Trennung des Oszillators vom Magnet. Verwendung eines Samarium Kobalt Magnet's. Stabiles, resonanzfreies Gehäuse. Geringes Gewicht der Diamantspitze. Hohe Festigkeit des Nadelträgers. Vergoldete Anschlüsse. Geortete und extra polierte Diamanten.

Diese hohe Technologie bietet Ihnen das Maximum. NAGAOKA -

Moving Permalloy... was Ihnen niemand bieten kann. Den Beweis treten wir gern persönlich an.

Außergewöhnlich wie dieses System sind auch die Werbe- und Verkaufsförderungsmittel, die wir Ihnen bieten.



Coupon

Fordern Sie Unterlagen an,

J. Osawa & Co. GmbH
Hermann-Lingg-Straße 12
8000 München 2



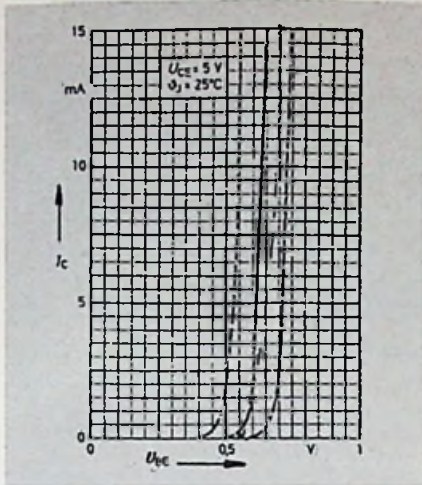


Bild 16. Kennlinienfeld $I_C = f(U_{BE})$ für einen Si-Transistor (Valvo)

Größe, daß er bei geringer Temperatur gesperrt ist.

Zuweilen wird von der »Schwellspannung« eines Transistors gesprochen, unter der man eine Basis-Emitter-Span-

nung versteht, ab der ein »merkbarer« Kollektorstrom fließt. Nun kann man darüber streiten, was unter dem Begriff »merkbarer Kollektorstrom« zu verstehen ist. Meistens wird damit ein Strom über (0,1 ... 1) mA verstanden. Nun hat die e-Funktion – nach der ja der Kollektorstrom nach Gl. 16 berechnet werden kann – keinen Schwellenwert, was auch aus Bild 6 zu ersehen ist. Wird jedoch die Kennlinie $I_C = f(U_{BE})$ nicht im logarithmischen Maßstab wie nach Bild 6 gezeichnet, sondern in einem linearen Maßstab, so ergibt sich doch so etwas wie eine Schwellenspannung von 0,5 ... 0,6 V, von der an erst in dieser Darstellung ein merkbarer Strom zu fließen beginnt. Bild 16 zeigt das Kennlinienfeld $I_C = f(U_{BE})$ für einen Si-Transistor, Bild 17 das für einen Ge-Transistor. Zum Vergleich mit Bild 6 wurde in Bild 16 die Kennlinie aus Bild 6 noch strichpunktiert mit eingezeichnet. Trotz zweier völlig verschiedener Typen ergibt sich eine fast völlige Übereinstimmung. Vergleicht man mit Bild 16 die Kennlinie für einen Ge-Transistor nach Bild 17, so

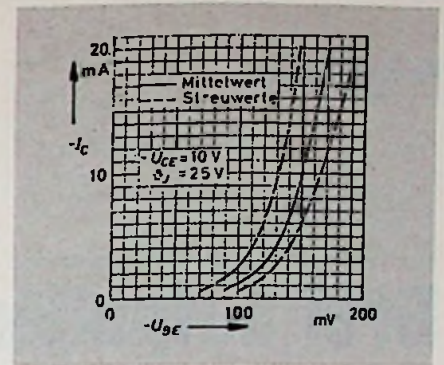
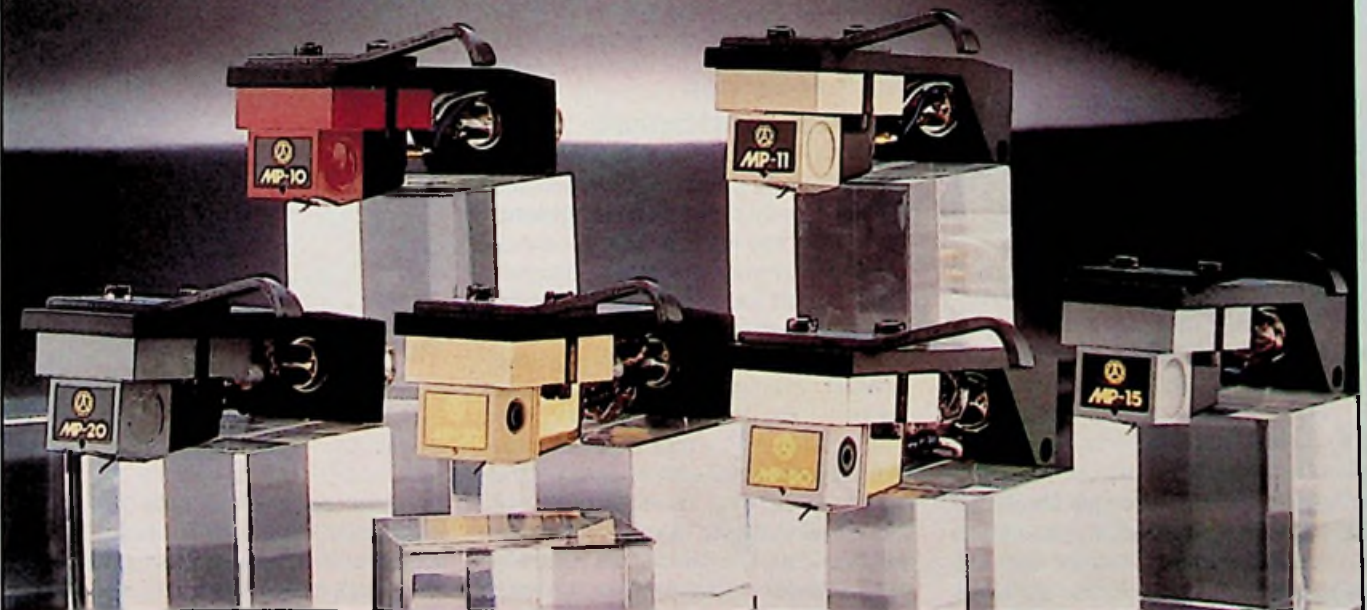


Bild 17. Kennlinienfeld $I_C = f(U_{BE})$ für einen Ge-Transistor (Valvo)

fällt sofort die wesentlich geringere Schwellenspannung von 100 ... 150 mV (gegen 0,5 ... 0,6 V, bezogen auf denselben Strom von 1 mA oder 10 mA) auf. Da der Reststrom I_{CB0} für einen Ge-Transistor um mehrere Größenordnungen höher als bei einem Si-Transistor liegt, muß dann die Spannung U_{BE} entsprechend kleiner sein. (Wird fortgesetzt)

osawa-hifi

Moving Permalloy bedeutet extrem niedrig bewegte Maße, weniger als 0,1 mg – damit beste Tonqualität.



Frisch gebacken

Drei aufpolierte UND-Gatter

In einer Zeit der Größtintegration wird eine integrierte Schaltung mit weniger als hundert Gattern schon beinahe als diskretes Bauelement angesehen. Nur drei Gatterfunktionen hat die Logik- und Interface-Schaltung SAA 1029, die dennoch eine bemerkenswerte Neuheit aus dem Bereich der integrierten Schaltungen ist. Eigentlich für professionelle Anwendungen gedacht, dürfte sich aber auch der Elektronik Praktiker ihrer bedienen, wenn er es mit einer (elektrisch gesehen) gestörten Umgebung zu tun hat.

Der Baustein SAA 1029 entstand aus der Zusammenarbeit der Firmen Brown Boveri und Valvo mit dem Ziel, einen vielseitig verwendbaren Logik- und Interface-Baustein für die gesamte industrielle Steuerungstechnik bereitzustellen. Das Ergebnis der Bemühungen sind drei in einem Gehäuse untergebrachte UND-Gatter mit zwei, drei und vier Eingängen,

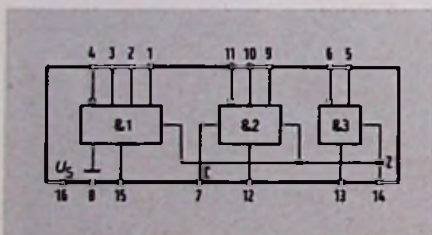


Bild 1: Beschaltung des ICs SAA 1029

von denen jeweils einer invertierend ist (Bild 1). Auf zwei Besonderheiten weisen die Anschlüsse Z und C hin: So kann die Ausgangsspannung der Gatter auf einen Wert begrenzt werden, den eine am gemeinsamen Anschluß Z angelegte Span-

nung hat. Der Anschluß C kann dagegen mit einem Kondensator beschaltet werden, der die Verzögerungszeit des zweiten Gatters im Bereich von Mikrosekunden bis Sekunden bestimmt. Diese Erweiterung einfacher UND-Gatter bringt eine Reihe von Vorzügen, die im folgenden erläutert werden.

Hohe Störsicherheit

Die meisten Standardschaltungen haben Verarbeitungs-Geschwindigkeiten im MHz-Bereich und dürfen nicht mit Signalen gespeist werden, die von starken Störungen überlagert sind. Wie bei der LSL-Logikfamilie ist auch beim IC SAA 1029 die Signallaufzeit mit dem externen Kondensator C einstellbar, so daß die Grenzfrequenz für eine größtmögliche dynamische Störsicherheit frei gewählt werden kann. Die Schaltschwelle des unbeschalteten Bausteins liegt zwischen 5 V und 6,5 V, womit eine statische Störsicherheit von 5 V für L-Signal und 14 V für H-Signal möglich ist.

Rauher Betrieb schadet dem IC nicht

Als gefürchtete Störer erweisen sich Spulen hoher Induktivität, wenn sie geschaltet werden. Sie können dann in benachbarte Steuerungs-Leitungen durchaus Spannungen bis zu einigen hundert Volt einkoppeln, die herkömmliche ICs nicht stören, sondern gleich zerstören. Unbeschaltet verträgt der SAA 1029 zwar »nur« Eingangsspannungen von -0,15 V bis +44 V (positive oder negative Eingangsströme bis 10 mA, kurzzeitig sogar 100 mA), doch kann man mit Serienwiderständen an den Eingängen auf eine Zerstörungsfestigkeit von 300 V für mehrere Mikrosekunden kommen. Tritt die Überspannung nur einige hundert Nanosekunden auf, dürfen es auch

1,2 kV sein. Diese hohen Werte decken fast alle vorkommende Fälle ab und machen einstrahlsichere Leitungen überflüssig.

Für die Fehlersuche ist es hilfreich, daß die Signalzustände »L« und »H« schnell zu simulieren sind, indem einfach die betreffende Signalleitung an eine der beiden Stromschienen gelegt wird. Der Schaltkreis wird dadurch nicht beschädigt, da er sowohl gegen +U_s als auch gegen Masse uneingeschränkt dauerkurzschlußfest ist. Auf das lästige Auftreten von Leitungen kann man also verzichten.

Genügsam ist der IC SAA 1029 auch, wenn es um die Stabilität seiner auf 24 V festgelegten Speisespannung geht.

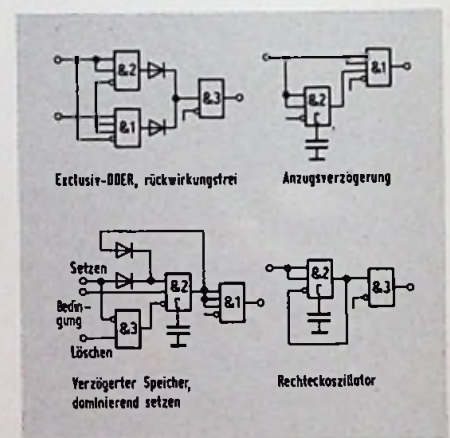


Bild 2: Anwendungsbeispiele

Schwankungen von 14 V bis 31 V verändern seine Eigenschaften nicht, so daß einfache ungestabilisierte Netzgeräte verwendet werden können. Mit einem Wert von 44 V darf die Eingangsspannung am IC auch höher als die Speisespannung

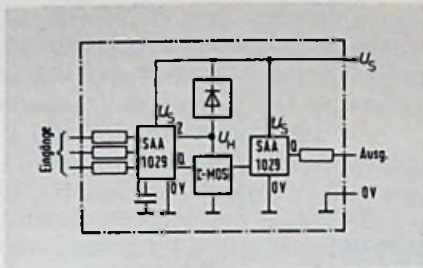


Bild 3: Anwendung des ICs SAA 1029 als CMOS-Interface

sein. Beim Anschließen der Speisespannung nimmt das Ausgangssignal in jedem Fall zunächst den L-Zustand ein, womit besondere Richtimpulse entfallen dürfen.

Aufgrund seiner Schaltungstechnik ist der SAA 1029 stromliefernd, das heißt, Stromfluß und Signalfluß haben die gleiche Richtung; das Signal »H« wird durch Strom und Spannung gebildet. Im Ge-

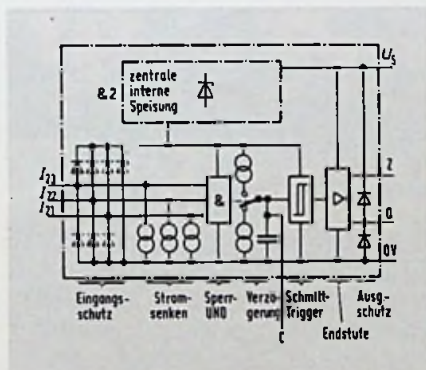


Bild 4: Grundschiung des Gatters &2 im Baustein SAA 1029

gensatz zu TTL-Schaltungen stellt sich deshalb bei Drahtbruch oder Erdschluß der L-Zustand ein.

Anwendungsbeispiele

In dem Schaltkreis wurden gerade so viele oder so wenige Funktionen integriert, wie erforderlich sind, um mit einem einzigen SAA 1029 bei minimaler externer Beschaltung wichtige Grundfunktionen der Steuerungstechnik aufzubauen. Das sind zum Beispiel Verknüpfungsfunktionen, Zeitfunktionen oder Spei-

cherfunktionen (Bild 2) Selbstverständlich lassen sich auch höher organisierte Funktionen durch eine entsprechende Zahl von SAA 1029 verwirklichen. Doch kann es hier wirtschaftlicher sein, Standard-Schaltkreise beispielsweise CMOS zu verwenden, und den SAA 1029 nur als Interface vorzuschalten. Das ist auf sehr einfache Weise möglich (Bild 3): Von der Betriebsspannung U_s des SAA 1029 wird eine CMOS-verträgliche Spannung U_H abgeleitet, die gleichzeitig an den Eingang Z des SAA 1029 gelegt wird. Die Ausgangsspannung wird so automatisch auf den für die CMOS-Eingänge zulässigen Wert beschränkt. Diese Kompatibilität eröffnet vielseitige Möglichkeiten der Verbindung von komplexer Signalverarbeitung mit hoher Stör- und Zerstörungsfestigkeit.

Ein wenig Innenleben

Ein so vielseitiger Baustein wie der SAA 1029 kann seine Aufgaben selbstverständlich nur durch ein verhältnismäßig aufwendiges Innenleben erfüllen (Bild 4). Seine Robustheit verdankt er den hochbelastbaren Schutzdioden an den Ein- und Ausgängen. Der eigentlichen logischen Verknüpfung folgt ein Verzögerungsglied, bei dem abhängig vom Spannungswert am Ausgang des UND-Gatters der Kondensator C über einen elektronischen Schalter auf- oder entladen wird. Der von der Kondensatorspannung gesteuerte Schmitt-Trigger sorgt dann für steifflankige Ausgangssignale, unabhängig von der Dauer des eingestellten Verzögerungszeit. Als maximaler Ausgangsstrom stehen 30 mA zur Verfügung.

Ohne externen Kondensator ist eine minimale Verzögerungszeit von 3 μ s festgelegt. Mit einem Kondensator am Anschluß Z kann diese Gatterlaufzeit erheblich verlängert werden, wobei abhängig vom Signalwechsel von »L« nach »H« und umgekehrt gilt:

$$t_{LH} = C_{ext} \cdot k$$

$$C_{ext} \text{ in nF, } t_{LH} \text{ in } \mu\text{s, } k = 142 \dots 334$$

$$t_{HL} = C_{ext} \cdot k$$

$$C_{ext} \text{ in nF, } t_{HL} \text{ in } \mu\text{s, } k = 38 \dots 113$$

Mit Ausnahme der Endstufe sind alle Schaltungsteile an die interne Spannungsstabilisierung angeschlossen, so daß alle statischen und dynamischen Werte bis auf den Wert des Ausgangssignals von Schwankungen der Speisespannung unberührt bleiben. rss

Technische Druckschriften

Schrumpfschläuche. Eine Broschüre über ihr Schrumpfschlauch-Programm gab die Raychem GmbH, Putzbrunn, heraus.

Leistungshalbleiter-Handbuch. Unter diesem Titel wurde von Semikron International, Nürnberg, ein Nachschlagewerk über Leistungs-Dioden, -Gleichrichter, -Thyristoren und -Triacs herausgegeben. Bezogen werden kann es gegen eine Schutzgebühr von 15 DM (Studenten 10 DM). Das Kernstück des Buches bilden Erläuterungen und Anleitungen zum Benutzen der Datenblätter und Kataloge von Leistungs-Halbleiterbauelementen.

Internationale Maßeinheiten, Konstanten und Tabellen. Eine neu überarbeitete Zusammenstellung ist bei der Nucletron Vertriebs GmbH, München, kostenlos erhältlich.

Fairchild. Eine Einführungs-Broschüre für die neue TTL-Familie FAST (Fairchild Advanced Schottky TTL) beschreibt auf 50 Seiten Familien-Spezifikation, Technologie, Innenschaltungen, Entwicklungsweise und technische Daten. Schutzgebühr: 8 DM.

Valvo. Drei Kurzkataloge sind neu herausgekommen: »Hybridschaltungen 1979«, unter anderem mit den wichtigsten Daten von Hi-Fi-NF-Leistungsverstärkern, »Bauelemente für Hybridschaltungen 1979« sowie »Vorwahlschalter, Anzeige-Bausteine 1979«.

Buchbesprechungen

Automodelle – ferngesteuert. Von Erich Rabe. 120 Seiten, 89 Bilder, kartoniert. Preis 18 DM. Richard Pflaum Verlag, München.

Das Buch gibt Anregungen und unmittelbar verwertbare Anleitungen zum Bau und Betrieb von Fahrzeugmodellen. Radfahrzeuge und Kettenfahrzeuge werden ebenso ausführlich behandelt wie der Einbau der Fernlenkanlage, die Elektromotoren und die Verbrennungsmotoren für den Antrieb.

Anregung zum Nachbau

Voltmeterschaltung mit Bifet-Operationsverstärker

Herrmann Schreiber, Orsay (Frankreich)

Die Bifet-Technologie ermöglicht es, bei geringem Aufwand Feldeffekttransistoren zusammen mit bipolaren Transistoren monolithisch zu integrieren. Für Operationsverstärker bringt das ein Herabsetzen des Eingangsstromes auf weniger als $\frac{1}{1000}$ des Wertes, den man für einen $\mu A 741$ ansetzen muß, ohne daß sich die Herstellkosten erhöhen.

Besonders vorteilhaft ist die Anwendung der Bifet-Operationsverstärker in hochohmigen Meßschaltungen. Bei wesentlich geringerem Aufwand werden dann die vom Röhrevoltmeter bekannten Eigenschaften weitgehend übertroffen. Die hier beschriebene Schaltung hat darüberhinaus eine automatische Polaritätsanzeige. Sie ist als Hochohmadapter für ein vorhandenes Vielfachmeßgerät gedacht, dessen Genauigkeit durch die Schaltung kaum beeinträchtigt wird, wenn dort Widerstände entsprechend niedriger Toleranz (beispielsweise 1% für ein auf 2% genaues Anzeigegerät) verwendet werden.

Wenig Aufwand für die Grundschiung

Der Eingangsstrom eines Operationsverstärkers vom Typ $\mu A 741$ beträgt etwa 80 nA und bewirkt an einem Widerstand von $10 \text{ M}\Omega$ (Eingangswiderstand der Meßschaltung) einen Spannungsabfall von $0,8 \text{ V}$, der sich als Nullpunktfehler bemerkbar macht. Eine Kompensation ist nicht nur aufwendig, sondern auch nur für einen engen Temperaturbereich möglich, so daß in der Praxis ein häufiges Nachstellen des Nullpunktes nötig wäre. Ein derartiger Abgleich kann bei Verwendung eines TL 071 CP einmalig vorgenommen werden, denn der Eingangsstrom verursacht am Eingangswiderstand ($10 \text{ M}\Omega$)

einen Spannungsabfall, der weit unter 1 mV liegt.

Die Schaltung in Bild 1 steuert ein Vielfachmeßinstrument, das nur auf den Bereichen 1 V und 3 V benutzt wird. Auch andere Bereiche, wie $1,5 \text{ V}$ und 5 V , sind möglich, doch muß der höchste Bereich immer mindestens 2 V unter der vorgesehenen Betriebsspannung des Adapters bleiben, da jeder Operationsverstärker bei zu hohen Ausgangsspannungen eine Signalbegrenzung ausübt.

Vor dem Operationsverstärker liegt der Spannungsteiler $R1$ bis $R5$, der den Eingangswiderstand des Voltmeters auf $20 \text{ M}\Omega$ festlegt. Der Widerstand $R1$ wirkt

als Vorwiderstand und gleichzeitig als Schutz gegen Überspannungen von mindestens 500 V auf allen Bereichen. Steht der Schalter $S1$ in der Stellung » $0,1/0,3 \text{ V}$ «, so liegt die Hälfte der angelegten Meßspannung am Eingang des Operationsverstärkers. Das Anzeigeinstrument muß dann bei $0,1 \text{ V}$ Eingangsspannung 1 V anzeigen, oder bei $0,3 \text{ V}$ Eingangsspannung im 3-V -Bereich Vollausschlag haben. Die dazu notwendige Spannungsverstärkung von 20 wird mit den Widerständen $R7, R6$ gemäß der Gleichung

$$V_u = \frac{R_7}{R_6} + 1$$

eingestellt. Berücksichtigt man dieses Widerstandsverhältnis, so sind auch andere als die in der Schaltung angegebenen Werte verwendbar; es muß sich jedoch um Präzisionswiderstände handeln. Dasselbe gilt für die Widerstände $R1$ bis $R5$, wo beispielsweise die Werte $R1 = 11,1 \text{ M}\Omega, R2 = 10 \text{ M}\Omega, R3 = 1 \text{ M}\Omega, R4 = 100 \text{ k}\Omega, R5 = 11,1 \text{ k}\Omega$ verwendet werden können, falls diese zur Hand sind. Die Nullstellung des Anzeigeinstrumentes wird mit dem Trimpotentiometer $P1$ vorgenommen. Da kaum Drifterscheinungen zu erwarten sind, muß es von außen nicht zugänglich sein.

Eine Batteriespeisung ist möglich, weil das Gerät nur rd. 3 mA Strom aufnimmt. Will man dennoch ein Netzteil aufbauen, so genügt eine einfache Ausführung, weil keinerlei Maßnahmen für eine Spannungsregelung notwendig sind (Bild 2).

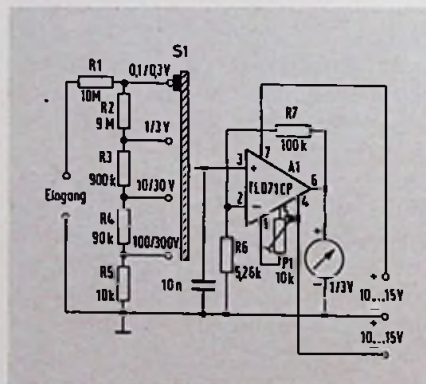
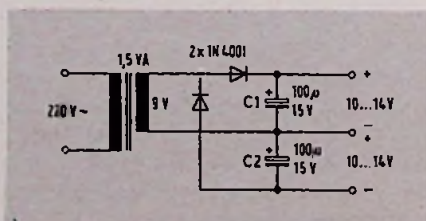


Bild 1: Gleichspannungsverstärker mit hohem Eingangswiderstand als Vorsatz für ein Vielfachmeßinstrument

Bild 2: Netzteil für die Schaltungen in Bild 1 und in Bild 3



Bedienungskomfort durch Polaritätsumschaltung

Die einfache Grundschiung reicht aus, wenn man durchweg Spannungen gleicher Polarität zu messen hat. Ist das nicht der Fall, kann man zwar grundsätzlich das Anzeigeinstrument umpolen, doch ist

der Aufwand für eine Automatik so gering, daß man ihr den Vorzug geben sollte. Dem IC TL 071 CP aus Bild 1 wird dazu der doppelte Operationsverstärker TL 082 CP nachgeschaltet (Bild 3).

Am Ausgang des Verstärkers A 1 werden der Meßgröße überlagerte Wechselspannungen durch den Tiefpaß R 8, C 4 stark bedämpft. Der darauffolgende Verstärker A 2 hat nicht etwa eine dem handbedienten Polumschalter vergleichbare Funktion, sondern ist an sich eine Gleichrichterschaltung mit Diodenbrücke, bei der die Nichtlinearität der Dioden durch die Gegenkopplung des Operationsverstärkers linearisiert wird. Dazu wird die an R 12 anfallende Ausgangsspannung der Gleichrichterbrücke an den Minuseingang von A 2 gelegt und mit der am Plus Eingang liegenden Meßspannung verglichen. Der Ausgangsstrom von A 2 wird dann bei positiver Polarität (gegen Masse) zuerst D 1, dann das Meßinstrument, dann D 4 und schließlich R 12 durchlaufen. Bei negativer Polarität leiten D 2 und D 3, wobei der Strom im Instrument dieselbe Richtung hat wie vorher. Durch die Vergleichsschaltung wird je-

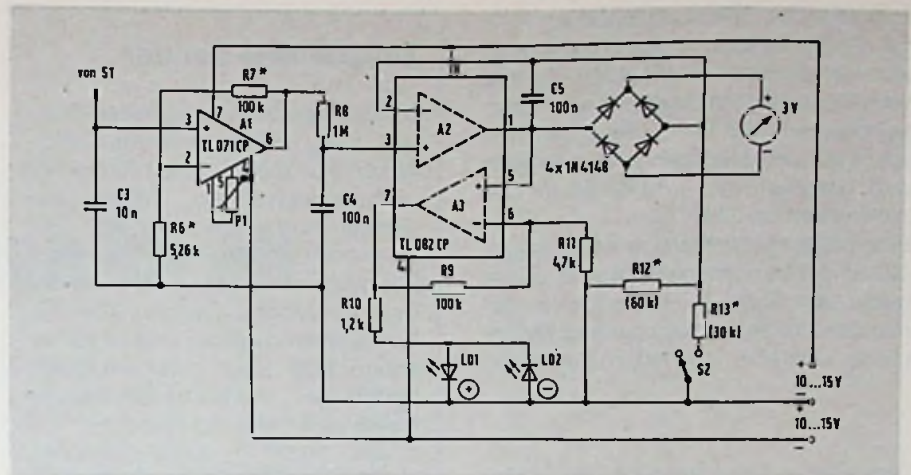


Bild 3: Schaltung für polungsunabhängigen Zeigerausschlag und automatischer Polaritätsanzeige. Mit einem Stern versehene Widerstände müssen Präzisionswiderstände sein

doch an R 12 immer eine Spannung liegen, die mit der Meßspannung (am Plus Eingang von A 2) identisch ist und vom Spannungsabfall an den Brückendiode unabhängig bleibt.

Wenn man R 12 gleich dem Innenwiderstand des Anzeigeinstrumentes wählt, dann wird an beiden ein gleicher Spannungsabfall auftreten, da sie vom gleichen Strom durchflossen werden. Da an-

Wer Funknetze betreibt, hat auch Probleme.

Nicht nur das beliebte CB-Band platzt aus den Nähten. Auch der Betriebs- und Flugfunk müssen sehen, wie sie mit ihren Kanalkapazitäten zurecht kommen. Schlumberger hilft Ihnen dabei, möglichst alle Funknetzteilnehmer zufriedenzustellen. Mit einem Gerät, welches nicht nur einen empfindlichen Abhörempfänger, sondern auch hochwertige Meßeinrichtungen enthält, welche es erlauben Funknetze gründlich zu „durchleuchten“. Überwachungsabläufe sind programmierbar. Diagramme, die Kanalbelegungen für einen frei wählbaren Zeitraum angeben, werden automatisch erstellt, Toleranzüberschreitun-

gen von Funknetzteilnehmern automatisch registriert und vieles andere mehr. Bitte informieren Sie sich ausführlich über den:
**PROGRAMMIERBAREN
 MESSEMPFÄNGER MINILOCK**
 10 kHz bis 1010 MHz

Schlumberger

Meßgeräte GmbH
 Ingolstädter Str. 67a · 8000 München 46
 Telefon 31 70 31 · Telex 05 215 015 somvd

dererseits der Spannungsabfall an R_{12} mit der Meßspannung (am Pluseingang von A 2) identisch ist, gilt diese Identität auch für den Spannungsabfall am Anzeigeelement, das somit immer den Absolutwert der Meßspannung anzeigen wird. Der Wert $R_{12} = 60 \text{ k}\Omega$ gilt für den 3 V-Bereich bei $20 \text{ k}\Omega/\text{V}$.

Eine Bereichsumschaltung am Anzeigeelement ist nicht mehr möglich, da sie weder den Strom in R_{12} noch die genannten Vergleichsbedingungen ändern würde. Letzteres kann jedoch durch eine

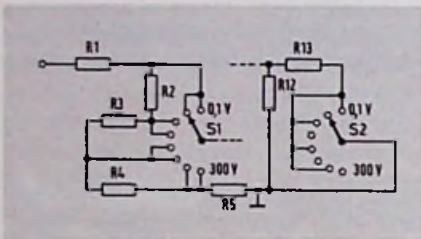


Bild 4: Bereichsumschaltung durch einen Drehschalter mit zwei Schaltebenen

Umschaltung von R_{12} (im Schaltbild Parallelschaltung von R_{13}) erfolgen, wobei der resultierende Wert nur noch $20 \text{ k}\Omega$ beträgt. Bei gleicher Meßspannung wird damit der Strom durch das Anzeigeelement dreimal so hoch wie vorher; es wird bereits bei 1 V, also bei einem Drittel des vorher gültigen Wertes, den Vollausschlag erreichen.

Zulässig ist es, ein Anzeigeelement mit anderem Innenwiderstand zu verwenden, sowie mit einem Umschaltverhältnis zu arbeiten, das vom Beispielswert $n = 3$

Zeitzeichen-Sender

Der französische Langwellen-Sender FTA (Saint-André-de-Corcy, $45^{\circ} 55' \text{ N}, 4^{\circ} 55' \text{ O}$) ist seit April 1979 versuchsweise ein Zeitzeichen-Sender mit der Frequenz 83,8 kHz. Zeit- und Datumsangabe werden in der selben Weise codiert wie bei dem deutschen Sender DCF 77. Eine Sommerzeitkennung ist vorgesehen aber noch nicht endgültig festgelegt. Versuchs-Sendungen finden jeden Montag zwischen 8.30 h und 11.00 h sowie zwischen 13.00 h und 15.00 statt, außerdem jeden Dienstag zwischen 8.30 h und 11.00 h (MEZ). Innerhalb dieser Sendezeiten sind Unterbrechungen aufgrund von Telegrammdurchgaben möglich.

Empfangsberichte nimmt dankend entgegen: M. Rutman, Laboratoire primaire du Temps et des Fréquences, 61, avenue de l'Observatoire, F 75014 Paris.

abweicht. Man muß dann R_{12} gleich dem Widerstandswert des Instrumentes machen und

$$R_{13} = \frac{R_{12}}{n - 1}$$

wählen ($n =$ Umschaltverhältnis).

Wie die Schalter S 1 und S 2 zu einem 8poligen Umschalter mit zwei Schaltebenen kombiniert werden können, zeigt Bild 4.

Da die Ausgangsspannung von A 1 der Polarität der Meßspannung folgt, kann man sie zur Polaritätsanzeige heranziehen. Aufgrund der Schwellspannung der

Diodenbrücke beträgt ihr Absolutwert bereits etwa 1 V, wenn der Ausschlag nur 1% des Skalenendwertes erreicht. Hat der nachfolgende Verstärker A 3 eine Spannungsverstärkung von 15 ... 25, dann wird er bei 1 V Eingangsspannung bereits voll angesteuert. Sein Ausgang führt dann eine Spannung, die sich bei weiterem Ansteigen der Meßspannung nicht mehr ändert, also einen Festwert, der durch sein Vorzeichen die Polarität der Eingangsspannung angibt.

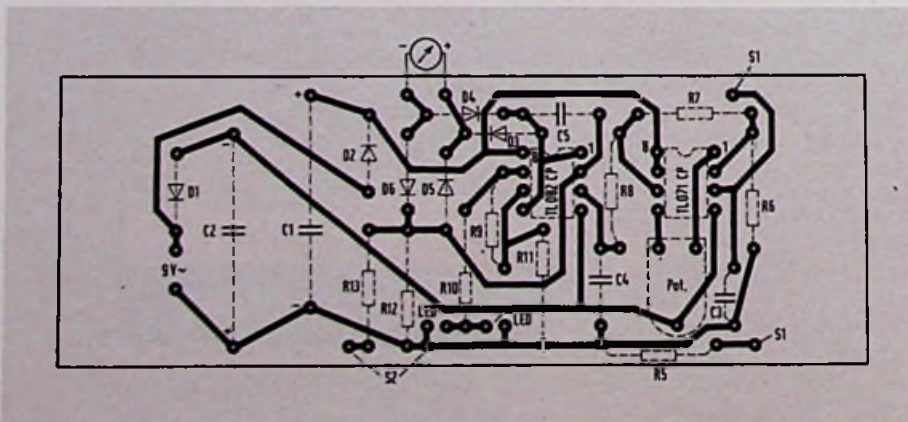
Vom Ausgang A 3 werden über R_{10} zwei verschiedenfarbige Leuchtdioden angesteuert. Da sie antiparallel geschaltet sind, wird immer nur eine aufleuchten und die Polarität anzeigen. Bei richtigem Nullabgleich sind beide stromlos, solange der Eingang offen bleibt.

Auch versehentliche Überlastungen mit Wechsellastspannung können dem Gerät nicht schaden. Man beobachtet dann nur einen kurzen Ausschlag und ein schwaches Glimmen der beiden Leuchtdioden. Bei plötzlicher und starker Überlastung (beispielsweise mit 10 V Wechsellastspannung im Bereich 0,3 V) erfolgt ein wechselseitiges Blinken der Leuchtdioden.

Hinweise für den Aufbau

Eine Printplatte für die Meßschaltung (Bild 3) und das Netzteil zeigt Bild 5. Die Abmessungen wurden so gewählt, daß eine Unterbringung in einem Gehäuse Teko P/2 möglich ist. Aus Platzgründen ist dieses Gehäuse nur verwendbar, wenn das Gerät als Zusatz für ein vorhandenes Meßinstrument gedacht ist. Dann muß man auf kurze Zuführungen achten, da sonst hohe Wechsellastspannungen induziert werden können, die trotz der beschriebenen Gegenmaßnahmen nach der Gleichrichtung einen Nullpunktfehler verursachen.

Bild 5: Printplatte der Schaltung aus Bild 3 mit Netzteil



Satelliten-Rundfunk

Relais-Stationen im All

Dr.-Ing. Heinrich Graf, Ismaning

Der Direktempfang von Satelliten ist heute in aller Munde, obwohl er nur einen kleinen Teil des schon durchgeführten Satellitenfunks ausmachen dürfte. Welchen Stand die Satellitentechnik allgemein erreicht hat und welche Schwierigkeiten es zu meistern galt – darüber wird in dieser zweiteiligen Beitragsfolge berichtet. An einem Beispiel wird auch gezeigt, welche grundsätzlichen Berechnungen zur Planung eines Satellitensystems mit Erdefunkstelle notwendig sind.

Als man vor etwa 15 Jahren das erste zivile Nachrichtensatelliten-System in Betrieb nahm, gab es in Europa nur wenige Erdefunkstellen. Die Deutsche Bundespost hatte an den vorausgegangenen Versuchen teilgenommen und war auch gleich zu Beginn des geregelten Betriebs durch ihre erste Erdefunkstelle Raisting I mit von der Partie. Daneben waren bereits eine französische und eine englische Erdefunkstelle beteiligt. Man konnte seinerzeit über den Satelliten Intelsat I 240 Telefonsignale oder zwei Fernsehprogramme minderer Qualität zwischen Europa und den USA übertragen.

Mit »Intelsat« fing alles an

Zur Planung, Finanzierung und zum Betrieb eines interkontinentalen kommer-

Dr.-Ing. Heinrich Graf ist Professor an der Fachhochschule München und lehrt dort im Fachbereich Elektrotechnik. Vor seiner Lehrtätigkeit war H. Graf an der Planung und dem Bau der ersten deutschen Erdefunkstellen Raisting I und Raisting II beteiligt.

ziellen Fernmeldesatelliten-Netzes war 1964 die internationale Gesellschaft »Intelsat« (International Telecommunications Satellite Consortium) gegründet worden. Bei der Gründung waren 18 Staaten, darunter auch die Bundesrepublik Deutschland, vertreten. Bis heute haben etwa 100 Länder das Intelsat-Abkommen unterzeichnet und sind mit über 120 Erdefunkstellen aktiv beteiligt.

Die transozeanische Nachrichtenübertragung – früher eine Domäne des Seekabels – wird heute überwiegend mit Hilfe von Nachrichtensatelliten abgewickelt. So konnte man schon Mitte 1977 rd. 16000 interkontinentale Fernsprechkanaäle über Nachrichtensatelliten führen. Die Kapazität der Satellitenübertragungswege ist jedoch nicht auf diesem Wert stehengeblieben; sie wurde inzwischen durch den Start zusätzlicher Nachrichtensatelliten weiter erhöht und dem ständig steigenden Bedarf an internationalen Fernmeldeverbindungen angepaßt.

Die Entwicklung der Seekabeltechnik stand in der Zwischenzeit keineswegs still. Im August 1976 wurde ein Seekabel (DAT-6) zwischen Nordamerika und Europa in Betrieb genommen, das eine Übertragungskapazität von 4000 Fernsprechstromkreisen aufweist [1]. Damit eröffnete sich erstmalig – zumindest theoretisch – die Möglichkeit, auch über Kabel Fernsehsignale zwischen den Kontinenten zu übertragen. Die bis dahin verlegten Tiefseekabel hatten eine wesentlich geringerer Übertragungskapazität (insgesamt 3300 Sprechkreise), so daß in dieser Hinsicht die Satellitenübertragungstechnik konkurrenzlos war.

Satelliten sind auch bei kurzen Entfernungen wirtschaftlich

Die Installationskosten sind bei einer Kabelverbindung oder auch einer Richtfunkverbindung herkömmlicher Art etwa proportional der Länge der Übertra-

gungsstrecke, während sie bei einem Satellitensystem einen festen Betrag ausmachen. Ein Kostenvergleich zwischen den Satellitensystemen und den klassischen Systemen führt somit zu dem Ergebnis, daß von einer bestimmten Entfernung an – bei Regionalsystemen können es bereits weniger als 1000 km sein [2] – das Satellitensystem das wirtschaftlichere ist.

Satelliten erschließen ausgedehnte Regionen

Nachrichtensatelliten-Systeme werden heutzutage nicht nur zur Übertragung von Ferngesprächen und Fernsehprogrammen zwischen den Kontinenten benutzt, sondern auch zum nachrichtentechnischen Erschließen ausgedehnter meist dünn besiedelter nationaler Regionen oder Ländergruppen. Man spricht hier von regionalen Nachrichtensatellitensystemen [3]. Solche Systeme sind bereits in Betrieb in der UdSSR (System Sputnik mit Satelliten des Typs Molnija, seit 1967), in den USA (Satelliten vom Typ Westar, Comstar und Satcom, seit 1974), in Kanada (Satellitentyp Anik, seit 1972) und in Indonesien (Satellitentyp Palada, seit 1976). Im Stadium der Planung befinden sich regionale Satellitensysteme für weitere nachrichtentechnisch noch wenig erschlossene Länder großer Ausdehnung wie die arabischen Staaten, Indien, Iran, Australien, einige südamerikanische Staaten und die Volksrepublik China. Aufgabe dieser Regionalsysteme ist neben dem Errichten und Ergänzen des Fernmelde-netzes auch die direkte Versorgung der Bevölkerung mit Rundfunk- und Fernsehprogrammen. Für ein so großes Land wie die Volksrepublik China würde man nämlich zur Vollversorgung etwa 10000 Sender benötigen. Selbstverständlich ist es hier kostengünstiger, anstelle dieses Sendernetzes ein Satellitensystem für den Direktempfang aufzubauen.

Organisation und Technik der Satellitensysteme

Ein Nachrichtensatellit arbeitet ähnlich wie die Relaisstelle eines Richtfunksystems. Er empfängt die von den Erdefunkstellen abgestrahlten Signale, verstärkt sie und strahlt sie zur Erde zurück. Üblicherweise werden hierbei die Nachrichtenträger im Satelliten in einen anderen Frequenzbereich umgesetzt.

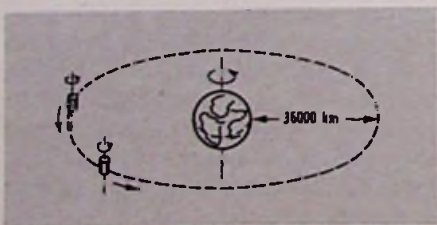
Position und Lagestabilisierung

Die meisten Nachrichtensatelliten sind auf einer Synchronbahn stationiert. Sie umkreisen die Erde in einem Abstand von rd. 36 000 km – genau 35 786 km [4] – in einer Ebene, die identisch mit der Erd-Äquatorebene ist. Ihre Umlaufzeit beträgt 24 Stunden, so daß der Satellit von der Erde aus gesehen scheinbar stillsteht. Man bezeichnet diese Position als geostationär. Zum Stabilisieren ihrer Lage im Raum vollführen die meisten der bisher gestarteten größeren Nachrichtensatelliten eine Eigenrotation um eine Achse, die senkrecht zur Bahnebene orientiert ist; sie sind spinstabilisiert mit einer Drehzahl von 50 bis 150 r/min. (Bild 1).

Die Spinstabilisierung ist jedoch nachteilig für das Erzeugen der Primärenergie, die aus der Sonneneinstrahlung gewonnen wird. Da immer nur ein Teil der Solarzellen auf der Außenwand des Satelliten der Sonne zugewandt ist, wird deren Strahlungsleistung von etwa 140 mW/cm² nicht voll erfaßt. Auch müssen die Antennen des Satelliten »entdrallt« werden, das heißt, sie müssen eine der Satellitenrotation gegenläufige Drehung vollführen, damit sie immer das auf der Erde liegende Ausleuchtgebiet anstrahlen können.

Satelliten neuerer Entwicklung (OTS, Symphonie, Intelsat V) vermeiden diese Nachteile, indem nicht die Eigenrotation des gesamten Satellitenkörpers zur Stabilisierung ausgenutzt wird, sondern ei-

Bild 1. Spinstabilisierte Satelliten auf einer Synchronbahn



gene Lagestabilisierungs-Systeme an Bord mitgeführt werden. Die Stabilisierung wird dann durch rotierende Schwungräder erreicht.

Die Zugriffsverfahren

Moderne Satelliten-Nachrichtensysteme sind durchwegs für einen »Vielfachzugriff« konzipiert. Das bedeutet, daß nicht nur zwei Erdefunkstellen – eine sendende und eine empfangende – über einen Satelliten verkehren, sondern daß eine Vielzahl von Erdefunkstellen gleichzeitig Zugriff zu einem einzigen gemeinsamen Satelliten hat und ihn als aktives Übertragungsmedium im Verkehr mit mehreren Partnerstationen benützt. Man unterscheidet Vielfachzugriff im Frequenzmultiplex-Verfahren (FDMA) und Vielfachzugriff im Zeitmultiplex-Verfahren (TDMA). (Daneben sind noch andere Vielfachzugriffsmethoden wie Raummultiplex [SDMA] und Codemultiplex [CDMA] in der Entwicklung.)

Das Frequenzmultiplex-Verfahren ist nicht der Weisheit letzter Schluß

Beim Vielfachzugang im Frequenzmultiplex-Verfahren, dem »klassischen« Verfahren, ordnet man jeder Erdefunkstelle einen oder mehrere Sendeträger fest zu. Diese Träger werden frequenzmoduliert, beispielsweise mit Telefonie-Basisbandsignalen oder einem Videosignal. Im modulierenden Basisband sind meist Telefonesignale zusammengefaßt, die für den Einzugsbereich mehrerer, oft weit auseinander liegender Erdefunkstellen bestimmt sind (Vieladressenträger, multideestination carrier). Alle angesprochenen Partner müssen dann den Träger empfangen, demodulieren und sich aus dem Basisbandsignal ihren Informationsanteil herausnehmen. Auf diese Weise kommt es zustande, daß jede Erdefunkstelle entsprechend ihrem Bedarf an Weitverkehrs-Verbindungen nur mit wenigen Trägern sendet aber wesentlich mehr empfangen und demodulieren muß. Um den unterschiedlichen Bedarf an Telefonsprechkreisen der einzelnen am System beteiligten Erdefunkstellen zu decken, gibt es derzeit im System Intelsat IV Träger, die mit einer festgelegten Zahl von Kanälen belegt werden können (beispielsweise 24, 60, 96, 132, 192, 252, 432 und in seltenen Fällen bis zu 1800). Das Radiofrequenzband, das für die Nachrichtenübertragung über den Satelliten Intelsat IV zur Verfügung steht, umfaßt jeweils 480 MHz auf der Empfangsseite im 6-GHz-Band und auf der Sendeseite im 4-GHz-Band. Dieser Bereich ist auf 12 Transponder (Empfänger – Um-

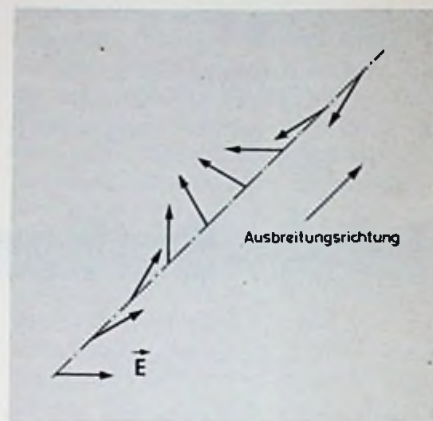


Bild 2. Verlauf der elektrischen Feldstärke in einer zirkular polarisierten elektromagnetischen Welle längs der Ausbreitungsrichtung (Momentanwerte)

setzer – Sender) mit nominal 40 MHz Breite aufgeteilt, wovon etwa 36 MHz durch die Modulationsspektren der Vieladressenträger belegt werden können. Das Modulationsspektrum eines 132-Kanal-Trägers belegt hierbei ein Frequenzband von 10 MHz Breite, wenn der Träger vom Satelliten mit einer schwach bündelnden Antenne, die die ganze von ihm aus sichtbare Erdoberfläche ausleuchtet (global beam), abgestrahlt wird. Das belegte Frequenzband für einen kapazitätsgleichen Träger wird geringer, wenn dieser über eine schärfer bündelnde Antenne (spot beam) ausgesendet wird, wobei nur ein Teil der vom Satelliten aus sichtbaren Erdoberfläche versorgt wird. Für die Übertragung eines Fernsehsignals wendet man etwa die Bandbreite eines Transponders auf. Satelliten der kommenden Generation, wie beispielsweise der voraussichtlich 1980 in Betrieb gehende Intelsat V, arbeiten sowohl im 4- und 6-GHz-Band als auch im Bereich 11 GHz und 14 GHz. Intelsat V soll allein eine Übertragungskapazität von 22 000 Fernsprechkäufen bringen mit Hilfe von 27 Transpondern der Bandbreite zwischen 36 MHz und 241 MHz [5].

Eine wesentliche Neuerung gegenüber den bisher arbeitenden Satelliten wird es sein, daß der für die Satellitentechnik äußerst günstige, aber bereits sehr dicht belegte 4- und 6-GHz-Bereich durch die Anwendung von Dualpolarisation noch wirkungsvoller ausgenutzt werden kann. Bei diesem Verfahren kann ein und dieselbe Frequenz zweifach verwendet werden, indem zwei verschiedene Signale zwar mit derselben Frequenz, aber

mit unterschiedlichem Polarisationsinn von den Erdefunkstellen zum Satelliten und umgekehrt abgestrahlt werden. In- telsat V wird im 4- und 6-GHz-Band mit links- und rechtsdrehender Zirkularpola- risation arbeiten. Bei einer zirkular polari- sierten elektromagnetischen Welle be- hält der Vektor der elektrischen Feld- stärke seine Richtung nicht bei, sondern er ist – wie Bild 2 darstellt – längs der Ausbreitungsrichtung im Sinne einer Links- oder Rechtsschraube ausgerich- tet. Zum Trennen der unterschiedlich pola- risierten Signale benötigen sowohl der Satellit als auch die Erdefunkstellen Pola- risationsweichen.

Beim Vielfachzugang nach dem Fre- quenzmultiplex-Verfahren liegen die Si- gnale sämtlicher Erdefunkstellen ständig am Empfängereingang des Satelliten- Transponders an, und die Sendeverstär- ker der Transponder müssen gleichzeitig mehrere modulierte Träger verstärken. Infolge der unvermeidlichen Nichtlinearität in den Leistungsstufen entstehen Intermodulationsprodukte, die nach der Demodulation zu Störgeräuschen – den Intermodulationsgeräuschen – führen können. Um diese Geräuschbeiträge im tolerierbaren Rahmen zu halten, muß die Summenausgangsleistung eines Trans- ponders bei Mehrträgerbetrieb gegen- über dem Fall, daß nur ein einziger Träger verstärkt wird, wesentlich verringert wer- den. Die Aufspaltung der gesamten Kan- nalkapazität auf mehrere Träger kleinerer Kapazität kann so zu einer beträchtlichen Minderung der gesamten zu übertragen- den Anzahl von Fernsprechsignalen füh- ren. Dies ist ein gravierender Nachteil des Frequenzmultiplex-Zugriffsverfahrens.

Keine Intermodulation mit dem Zeitmultiplex-Verfahren

Bei einer moderneren Version des Viel- fachzugriffs, nämlich des Zugriffs im Zeitmultiplex-Verfahren (TDMA), durch- läuft zu einem bestimmten Zeitpunkt nur jeweils das Signal einer einzigen Erde- funkstelle einen Transponder. Daher ist es möglich, die maximale Sendeleistung eines Transponders voll auszunutzen, weil keine Intermodulationsprobleme auftreten.

Beim Zeitmultiplex-Verfahren werden die zu übertragenden Signale nach dem Puls-Code-Modulationsverfahren (PCM) aufbereitet. Man tastet hierzu die Analog- signale in regelmäßigem Abstand ab und überträgt nur den jeweils zu einem be- stimmten Zeitpunkt erhaltenen Amplitu- denwert (diskontinuierliches Modula- tionsverfahren). Der Amplitudenwert wird jedoch nicht als Analogwert sondern

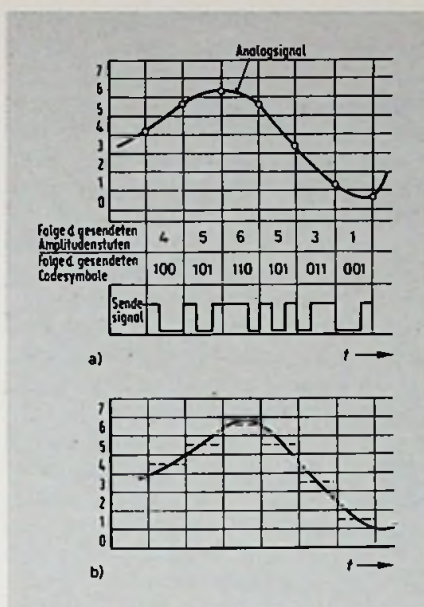


Bild 3. a) Abtastung und Quantisierung eines Analogsignals; b) im Empfänger rekonstruiertes Signal

»quantisiert« übertragen. Durch die Quantisierung wird jeder Analogwert in eine Amplitudenklasse eingeordnet. Der gesamte zu verarbeitende Amplitudenbereich wird hierzu in eine endliche Anzahl von Amplitudenstufen unterteilt und jeder der Amplitudenstufen wird ein Codewort zugeordnet, das anstelle des abgetasteten Analogwertes übertragen wird. Im Bild 3 ist dieser Vorgang an einem einfachen Beispiel mit nur 8 Amplitudenklassen gezeigt. Die Abweichungen zwischen dem ursprünglichen Analogsignal und der aus den übertragenen quantisierten Abtastwerten zurückgewonnenen Treppenfunktion führen zu einer Verzerrung des empfangenen Nachrichtensignals gegenüber dem ursprünglichen Sendesignal. Man bezeichnet dies als Quantisierungsverzerrung. Sie wird um so kleiner je feiner, der Amplitudenbereich unterteilt ist. Moderne Systeme arbeiten deshalb mit 128 oder 256 Stufen. Zur binären Codierung der bei der Abtastung erhaltenen Amplitudenproben werden dann 7 oder 8 Bit benötigt. Die Abtastfrequenz muß entsprechend dem Abtasttheorem mindestens doppelt so groß sein wie die höchste Signalfrequenz. Bei Telefonsignalen, die auf ein Band von 300 Hz bis 3,4 kHz begrenzt sind, hat man sich international auf eine Abtastfrequenz von 8 kHz geeinigt. Sollen mehrere Analogsignale gleichzeitig übertragen werden, so müssen die Co-

des sämtlicher Signalabtastwerte inner- halb eines Abtastintervalls von 125 µs gesendet werden. Sind beispielsweise 100 Telefonsignale zu übertragen und soll die Quantisierung mit 8 Bit erfolgen, so beträgt die Bitfolgefrequenz

$$\frac{100 \cdot 8 \text{ bit}}{125 \mu\text{s}} = 6,4 \text{ Mbit/s.}$$

Die zur Übertragung eines Bits zur Verfü- gung stehende Zeit wird mit zunehmen- der Anzahl von Telefonsignalen immer geringer, während das zur Übertragung erforderliche Frequenzband zunimmt. Damit bestimmt die ausnutzbare Band- breite zusammen mit der maximal mögli- chen Sendeleistung eines Transponders auch hier die Übertragungskapazität. In diesem Zusammenhang muß erwähnt werden, daß auch Fernsbild- und -ton- signale nach einem PCM-Verfahren über Nachrichtensatelliten geleitet werden können [6]. Zur Übertragung der »re- dundanzreduzierten« Fernsbildsignale ist dann allerdings schon eine Bitrate von 34 Mbit/s erforderlich, was einer radio- frequenten Bandbreite von rd. 22 MHz entspricht. Erfolgreiche Übertragungs- versuche mit dem Satelliten Symphonie wurden Mitte 1978 durchgeführt.

Trotz Vielfachzugriff gibt es kein Durcheinander

Nun wieder zurück zum Vielfachzugriff bei der Übertragung von Fernsprechsi- gnalen: Innerhalb des Abtastintervalls von 125 µs Dauer (oder eines ganzzahligen Vielfachen davon) sendet jede Erde- funkstelle ein mehr oder weniger langes Impulspaket (Burst), das die Codes sämtlicher über einen bestimmten Transpon- der zu übertragenden Telefonsignale dieser Erdefunkstelle enthält. Sofern dies nur ein Teil der gesamten Transponder- kapazität ist, durchlaufen die Bursts meh- rerer Erdefunkstellen nacheinander die- sen Transponder. Es muß also darauf geachtet werden, daß sie in geordneter zeitlicher Staffelung am Satelliten eintref- fen, um sie in möglichst lückenloser Folge übertragen zu können. Man kann dies dadurch erreichen, daß eine Leit- oder Referenzstation im Takt der Burstfolge- frequenz ein Referenzsignal sendet und jede der Erdefunkstellen, die zusammen einen Transponder gemeinsam benüt- zen, ihr eigenes Signal auch empfängt und somit die Lage ihrer eigenen Bursts kontrollieren und gegebenenfalls korri- gieren kann (Bild 4). Jeder Burst beginnt mit einer sogenannten Präambel (Einlei- tung), die Information zur Synchronisa- tion der Empfänger, zur Kennung des

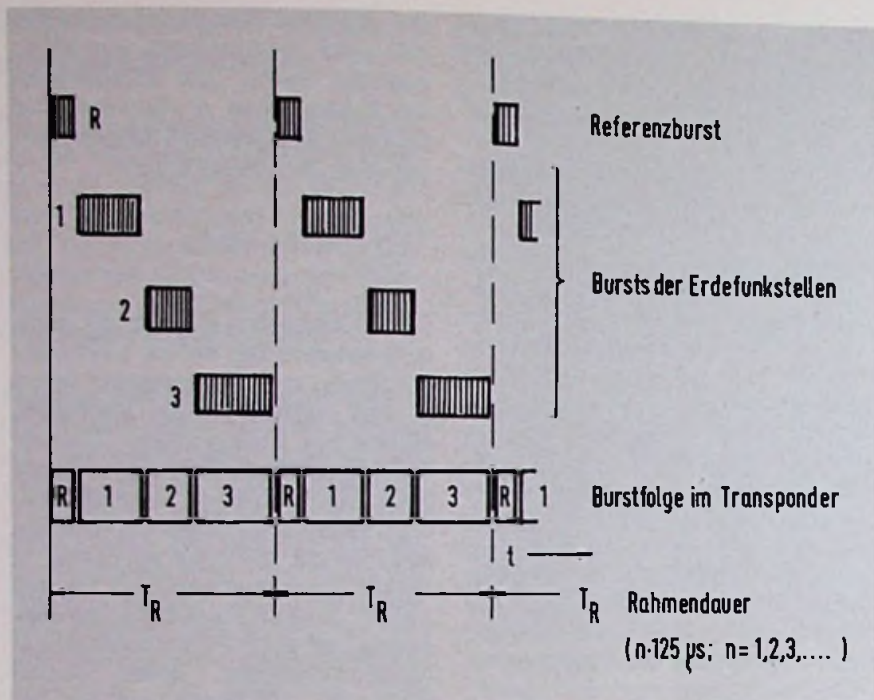


Bild 4. Prinzipdarstellung des Zeitmultiplexverfahrens

Absenders sowie Leitinformationen zur Adressierung der übertragenen Nutzsignale enthält (Bild 5).

Modulation mit Vierphasen-Umtastung

Die hochfrequente Übertragung der Bursts erfolgt durch das Umtasten der Phase eines sinusförmigen Trägersignals. Als günstiger Kompromiß zwischen Bandbreitenaufwand und Störfähigkeit erweist sich die Vierphasen-Umtastung. Bei ihr werden jeweils

zwei zu übertragende Bits zusammengefaßt, und entsprechend den vier möglichen Kombinationen ergeben sich vier verschiedene Phasenzustände des modulierten Trägers (Bild 6). Für die hochfrequente Übertragungsbandbreite gilt bei Vierphasen-Umtastung:

$$B_{RF} \approx 0,65 \cdot \frac{1}{T_{Bit}} \quad (1)$$

T_{Bit} Dauer eines Bits

Bei einer Bitrate von 6,4 Mbit/s ergibt sich

demnach eine hochfrequente Übertragungsbandbreite von 4,16 MHz.

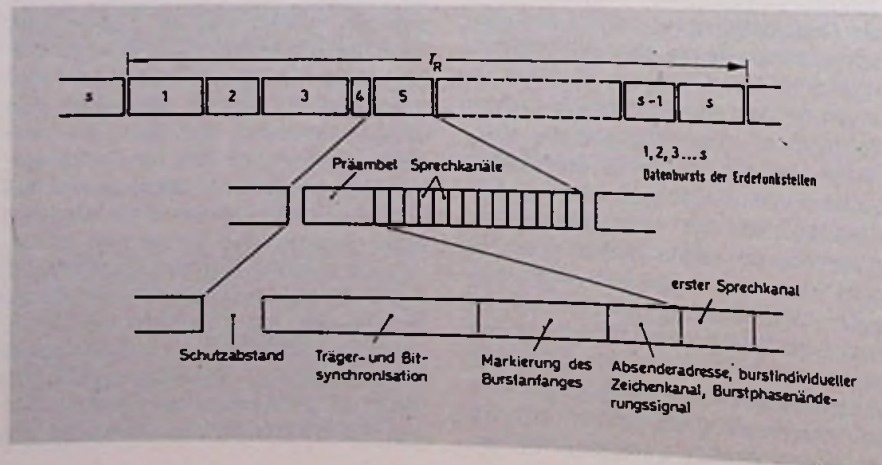
TDMA und FDMA im Vergleich

Ein wichtiger Vorteil des eben kurz beschriebenen TDMA-Verfahrens ist der, daß die Burstlängen der beteiligten Erdfunkstellen recht einfach dem augenblicklichen Kapazitätsbedarf angepaßt werden können, während beim FDMA-Verfahren eine starre Zuordnung von Sendekanälen gegeben ist, die ein fest vorgegebenes Frequenzband unabhängig von der momentanen Belegung mit Nachrichtensignalen einnehmen (Bild 7). Weiterhin fällt die gesamte über einen Transponder zu übertragende Anzahl von Telefonsignalen bei einer Aufteilung der Transponderkapazität auf eine größere Anzahl von beteiligten Erdfunkstellen beim TDMA-Verfahren wesentlich weniger ab als beim FDMA-Verfahren. Für jede neu hinzukommende Erdfunkstelle muß lediglich die gesamte Transponderkapazität um einige Sprechkanäle reduziert werden, da diese Teilkapazität zur Übertragung einer weiterer Präambel benötigt wird. Bild 8 zeigt das Ergebnis eines Kapazitätsvergleichs zwischen einem TDMA- und einem FDMA-System, das ein und denselben Transponder eines Satellitensystems benutzt. Die Überlegenheit des TDMA-Systems bei einer größeren Anzahl zugreifender Erdfunkstellen geht daraus deutlich hervor.

Ein Zugriffsverfahren speziell für Regionalsysteme

Neben den beiden behandelten Zugriffsverfahren, die für Träger mit einer größeren Zahl von Telefonkanälen angewandt werden, arbeiten moderne Nachrichtensatelliten-Systeme noch mit einer Variante des FDMA-Verfahrens, dem SCPC-System (single channel per carrier). Hierbei verwendet man Träger, die nur mit einem einzigen Sprachsignal moduliert sind. Verbindungen über derartige Träger können von einer Leitstation entsprechend dem momentanen Bedarf »vermittelt« werden, das heißt, daß im Augenblick gerade freie Träger einer anfordernden Erdfunkstelle für eine bestimmte Zeitdauer zugeteilt werden. Dies ist besonders für Länder mit geringem durchschnittlichen Bedarf an internationalen Sprechkreisen oder schwacher Besiedelung (bei Regionalsystemen) interessant, da sie auf diese Weise nicht gezwungen sind, sich ständig Träger für eine bestimmte Mindestanzahl von Sprechkanälen freizuhalten oder zu mieten, die dann im zeitlichen Mittel nur schwach belegt sind. Zwei Verfahren ha-

Bild 5. Rahmenaufbau eines TDMA-Signals



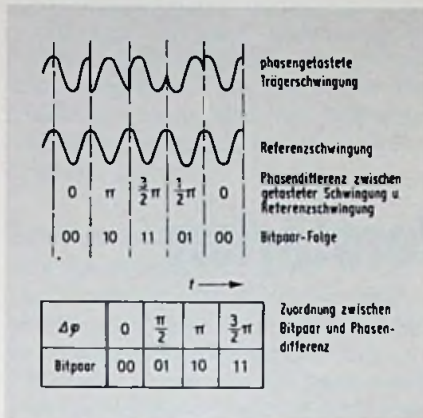
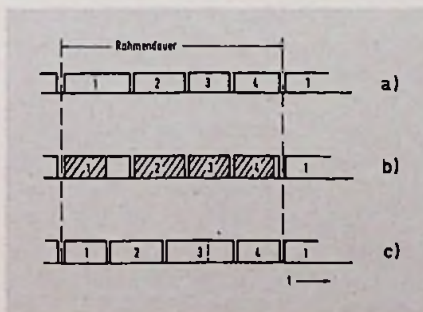


Bild 6. Prinzip der Vier-Phasen-Umsetzung

ben sich hier durchgesetzt: Die Frequenzmodulation eines radiofrequenten Trägers durch das analoge Telefonsignal und die Phasenumtastung eines radiofrequenten Trägers durch ein digitalisiertes (pulsodiertes) Telefonsignal. Beim FM-Verfahren benötigt man zur Übertragung eines Sprachsignals ein Frequenzband von etwa 90 kHz. Beim Digitalverfahren mit Vierphasen-Umsetzung, wie es beispielsweise im Intelsat-System angewandt wird, kommt man mit der geringeren Bandbreite von rund 45 kHz je Träger aus.

Bild 7. Anpassung der Rahmenaufteilung an den augenblicklichen Bedarf der beteiligten Erdefunkstellen

- a) Aufteilung der Rahmendauer auf die Bursts von 4 zugreifenden Erdefunkstellen entsprechend ihrem mittleren Bedarf
- b) tatsächliche augenblickliche Nutzung der verfügbaren Kapazität
- c) durch Umorganisation des Rahmeninhalts kann der Erdefunkstelle 3 entsprechend ihrem erhöhten Bedarf vorübergehend mehr Übertragungszeit zugewiesen werden. Die Bursts der Stationen 1 und 4 sind entsprechend verkürzt.



Die Frequenzbereiche

Ein sehr günstiger Bereich zur Übertragung von Funksignalen zwischen Erde und einem Satelliten ist der Mikrowellenbereich zwischen etwa 2 GHz und 10 GHz. Die elektromagnetischen Wellen können hier die Ionosphäre ungehindert durchdringen und die Dämpfung der Erdatmosphäre ist gering. Auch bei Regen- und Schneefall wird die Übertragung nicht sehr stark behindert. Leider ist dieser für die Nachrichtensatellitentechnik sehr günstige Übertragungsbereich schon ziemlich überfüllt, da sich hier bereits vor der Entwicklung der Satellitentechnik viele terrestrische Funkdienste angesiedelt haben. Die darin dem Satellitenfunk zugewiesenen Frequenzbereiche müssen gleichzeitig mit anderen Funkdiensten benützt werden, womit der Entfaltung der Satellitentechnik gewisse Schranken gesetzt sind. Beispielsweise darf die von einem Satelliten abgegebene Leistung auf der Erdoberfläche bestimmte Grenzwerte der spektralen Leistungsdichte nicht überschreiten, damit sichergestellt ist, daß Richtfunksysteme oder andere Funkdienste, die im selben Frequenzbereich arbeiten, nicht gestört werden. Durch die Funkverwaltungskonferenz 1971 wurden deshalb für den Satellitenfunk auch Frequenzbereiche oberhalb von 10 GHz zugewiesen. Davon sind zwei jeweils 1,5 GHz breite Bänder (19,7 GHz bis 21,2 GHz und 29,5 GHz bis 31,0 GHz) sogar ausschließlich dem Satellitenfunk vorbehalten. Um Erfahrungen über die Betriebsbedingungen in diesen höheren Frequenzbereichen zu gewinnen, werden seit einiger Zeit Übertragungsversuche mit eigens dafür entwickelten Testsatelliten durchgeführt. Von der ESA (European Space Agency) wurde hierfür der Versuchssatellit OTS (Orbital Test Satellite) gestartet.

Platz halten für den Direktempfang

Im Laufe des nächsten Jahrzehnts werden auch Rundfunksatelliten ihren Betrieb aufnehmen. Das sind Nachrichtensatelliten, deren Signale (Fernsehen und Tonrundfunk) vom Rundfunkteilnehmer direkt empfangen werden können. Für diesen Dienst hat man in Europa den Frequenzbereich von 11,7 GHz bis 12,5 GHz festgelegt. Der Bereich ist in 40 fortlaufend nummerierte Kanäle mit einem Abstand von 19,18 MHz eingeteilt, wo-

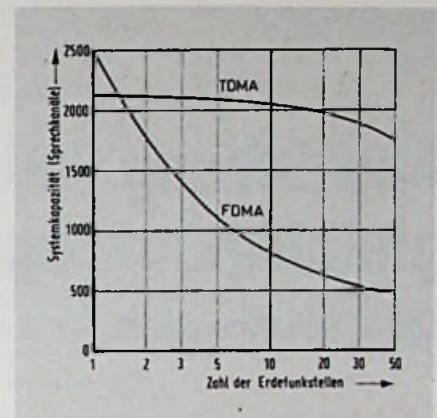


Bild 8. Abhängigkeit der Kapazität eines FDMA- und eines TDMA-Systems von der Zahl der zugreifenden Erdefunkstellen [7]. Systemparameter: Güte der Erdefunkstelle : 40,7 dB(1/K), e. i. r. p. des Satelliten : 29 dBW, Transponderbandbreite : 90 MHz, Betriebsreserve (margin) : 6 dB; Bitrate des TDMA-Systems : 138 Mbit/s

von fünf (Kanal 2, 6, 10, 14 und 18) für die Bundesrepublik vorgesehen sind. Innerhalb dieses Frequenzbandes werden Rundfunksignale vom Satelliten zur Erde abgestrahlt. Die Programmzuspielung für die Rundfunksatelliten – hier bei uns eine Aufgabe der Bundespost – erfolgt voraussichtlich im 14-GHz-Bereich.

(Schluß folgt)

Literaturverzeichnis

- [1] Süddeutsche Zeitung vom 3. 9. 76
- [2] Dietrich, E.: Fernmeldedienste über Satelliten. NTG-Fachberichte 43 (1972) S. 38–50
- [3] Regionale Satelliten-Nachrichtennetze. Nachrichtentechnische Zeitschrift 30 (1977) Heft 5, S. 376–378
- [4] Schröter, W.: Bahnsysteme für Nachrichtensatelliten. Der Fernmeldeingenieur 18 (1964) Heft 9
- [5] Schmeller, O.: Intelsat V, die neue Satellitengeneration von Intelsat. Nachrichtentechnische Zeitschrift 30 (1977) Heft 5, S. 378–380
- [6] Wasser, J., Zschunke, W.: A Digital TV-System for Satellite Transmission. Nachrichtentechnische Zeitschrift 30 (1977) Heft 5, S. 417–420
- [7] Herz, R., Stösser, W., Rupp, H.: Vielfachzugriff zu Fernmeldesatelliten im Zeitmultiplex – Gegenwärtiger Stand und zukünftige Entwicklung. Frequenz 25 (1971) Heft 10, S. 294 ff.

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

Hi-Fi-Verstärker

Anwendung und Wirkungsweise gleichspannungsgekoppelter NF-Verstärker

Teil 3: Schaltbeispiele

Dipl.-Ing. Georg Karbowski, Hannover

In der Werbung für Hi-Fi-Geräte der Spitzenklasse taucht in letzter Zeit immer häufiger die Gleichstrom- oder DC-Kopplung als Qualitätsargument auf. Oberflächlich betrachtet ist dieses Konzept tatsächlich bestechend, aber es hat auch seine Grenzen. Wie es sich mit der Gleichstromkopplung wirklich verhält, schildert der Autor in einer mehrteiligen Betrachtung der schaltungstechnischen Zusammenhänge.

Im zweiten Teil dieser Beitragsfolge stand im vorletzten Absatz folgender Satz: „Damit stehen am Eingang des Verstärkers auch nur die durch die Übertragungseigenschaften der vorstehend aufgeführten Quellen ‚ververzerrten‘ Signale zur Verfügung, und nicht etwa Rechteckimpulse!“ Wie uns der Autor mitteilt, ist diese Aussage durch die redaktionelle Bearbeitung mißverständlich geworden. Richtig müßte es heißen: „... Signale zur Verfügung, und nicht etwa solche, wie sie vom Rechteck-Impulsgenerator geliefert werden.“

Im dritten und letzten Teil dieser Beitragsfolge werden die Schaltungen von drei Endverstärkern mit galvanischer Ankopplung der Lautsprecher an die Verstärkerausgänge vorgestellt. An ihnen werden die in den vorangegangenen Teilen gewonnenen Erkenntnisse unter besonderer Berücksichtigung der Schutzschaltungen erläutert.

Dipl.-Ing. Georg Karbowski ist Gruppenleiter in der Audio-Entwicklung der Telefunken Fernseh und Rundfunk GmbH, Hannover.

Während der erste und dritte der beschriebenen Endverstärker mit diskreten Bauteilen aufgebaut ist, hat der zweite eine monolithisch integrierte Treiberschaltung. Da beide Kanäle der Stereo-Verstärker ohnehin identisch sind, ist in den Bildern immer nur die Schaltung eines Kanals dargestellt.

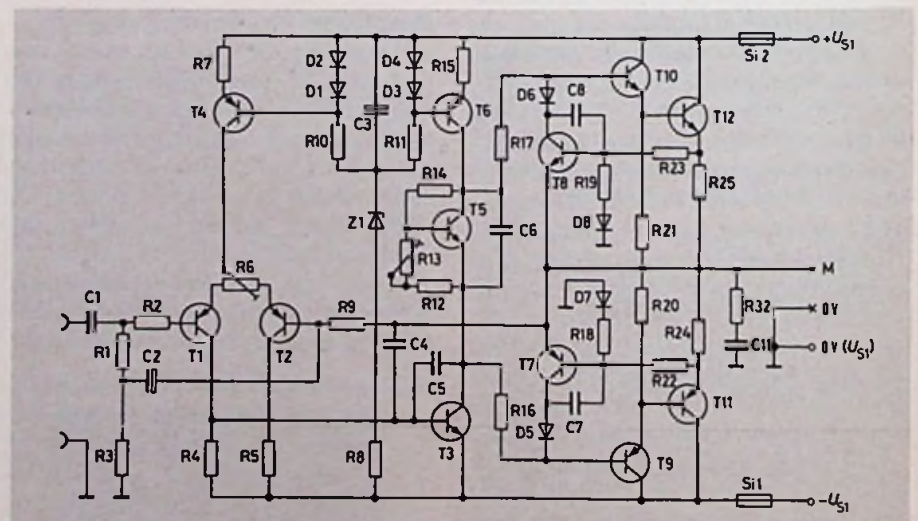
Der Endverstärker des Receivers TRX 2000

Bei diesem Endverstärker wird der Eingangsdifferenzverstärker durch die Transistoren T1 und T2 gebildet (Bild 1). Da der Gleichstromwiderstand im Basiskreis von T1 niedriger ist, als der notwendige Eingangswiderstand des Verstärkers, wird eine Bootstrapschaltung angewendet. Bei ihr ist der Widerstand R1 nicht unmittelbar an das 0-V-Potential gelegt, sondern über C2 mit dem invertierenden Eingang, das heißt, der Basis von

T2 verbunden. Dabei ist C2 gleichzeitig der Trennkondensator für den wechselstrommäßigen Spannungsteiler R9, R3, der die Verstärkung des gesamten Endverstärkers bestimmt.

Am Kollektor von T3 steht die volle, für die Aussteuerung der komplementären Treiber und -Endtransistoren notwendige Spannung zur Verfügung. Als gemeinsamer Emitterwiderstand von T1 und T2 sowie als Kollektorwiderstand von T3 wirkt jeweils eine Konstantstromquelle, gebildet aus T4, D1, D2 und T6, D3, D4, deren Basisspannung von C3 gesiebt wird. Die unterschiedlichen Ströme werden durch die unterschiedlichen Werte der Widerstände R7 und R15 festgelegt. Mit dem Trimmwiderstand R6 hat man die Möglichkeit Abweichungen in den Transistordaten auszugleichen und damit die Ausgangsspannung auf 0 V einzustellen.

Bild 1. Schaltbild des Endverstärkers aus dem Telefunken-Receiver TRX 2000 (geringfügig vereinfacht)



Das Vorspannen der Treibertransistoren erfolgt durch den Spannungsabfall an der Kollektor-Emitter-Strecke von T5. Durch das »negative« Temperaturverhalten dieser Spannung wird der Ruhestrom stabilisiert, dessen Wert man mit R13 einstellt.

Schutzschaltungen des Receivers TRX 2000

Der Verstärker enthält – außer Thermo-schaltern auf dem Kühlkörper der Endtransistoren, im Netztransformator und im Geräteinnenraum – drei voneinander unabhängige elektronische Schutzschaltungen.

Mit Hilfe der Z-Diode Z1 werden die Konstantstromquellen bei Ausfall einer Versorgungsspannungshälfte zum Beispiel beim Durchbrennen der Sicherung Si1 oder Si2 gesperrt. Dadurch wird der gesamte Endverstärker stromlos und man verhindert, daß am Ausgang eine Gleichspannung auftritt.

Den Schutz der Endtransistoren vor zu niederohmiger Belastung am Verstärker-Ausgang übernimmt eine rückläufige Strombegrenzung mit T7 und T8. Bei dieser Begrenzungsart wird der Strom durch die Endtransistoren nicht auf den Wert begrenzt, der bei Vollaussteuerung mit erlaubter Belastung vorkommt, sondern auf einen Wert, den der Strom bei Vollaussteuerung und Kurzschluß des Verstärker-Ausgangs annehmen darf, ohne daß die Transistoren thermisch überlastet werden. Im Normalfall, also wenn kein Kurzschluß vorliegt, erzeugt die Ausgangswechselspannung über R18, D7 und R19, D8 eine Kompensations-Spannung an der Basis der Transistoren T7 und T8, die der Steuerspannung (Spannungsabfall an den Widerständen R24 und R25) entgegenwirkt und sie kompensiert, so daß T7 und T8 gesperrt bleiben und die Strombegrenzung unwirksam ist. Bei Kurzschluß am Ausgang entfällt die Kompensations-Spannung und der Strom durch die Endtransistoren wird auf den zuvor erwähnten niedrigen Wert gesenkt. Somit liegt eine echte Begrenzung der Verlustleistung vor.

Die Schutzschaltung, die beim Auftreten einer Gleichspannung am Verstärker-Ausgang in Funktion tritt, ist mit einer elektronischen Einschaltverzögerung für den Lautsprecher-Ausgang gekoppelt (Bild 2). Um zu verhindern, daß gleich nach dem Einschalten des Gerätes, wenn sich die verschiedenen Spannungen noch aufbauen, Spannungssprünge an den Lautsprecher gelangen, wird dieser erst nach einer Verzögerungszeit von

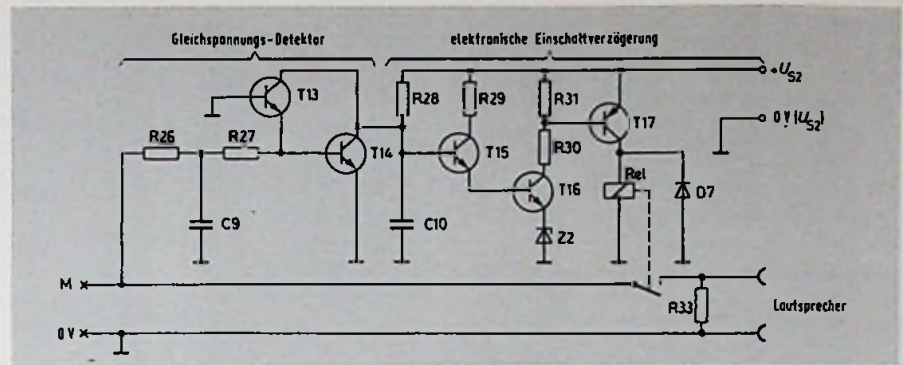


Bild 2. Schutzschaltung für den Endverstärker TRX 2000

rd. 4 Sekunden angeschaltet. Hierzu wird der Kondensator C10 nach dem Einschalten des Gerätes langsam über R28 aufgeladen und erst wenn die Spannung den Schwellwert – gebildet aus dem Spannungsabfall an der Z-Diode Z2 und den Basis-Flußspannungen von T15 und T16 – überschreitet, werden diese Transistoren sowie T17 leitend, wodurch

ein Relais anzieht und den Verstärker-Ausgang mit den Lautsprecherbuchsen verbindet.

Der Ausgang des Verstärkers ist über den Widerstand R26 mit dem Kondensator C9 zu einem Tiefpaß verbunden, der die Ausgangswechselspannung unterdrückt. Tritt am Ausgang jedoch eine Gleichspannung auf, wird Transistor T13

SCHWEIZ

Bedeutendes, sehr solventes

Elektronik- Unternehmen

bietet mangels Nachfolge maßgebliche Beteiligung und spätere Gesamtübernahme.

Die Firma ist langjährige Vertreterin erster Marken. Finanzielle Lage und Erträge sind ausgezeichnet.

Erforderliches Kapital: sFr. 25 Mio.

Interessenten melden sich bitte unter
Chiffre ofa

036 Zs Orell Füssli Werbe AG., Postfach
CH-8022 Zürich

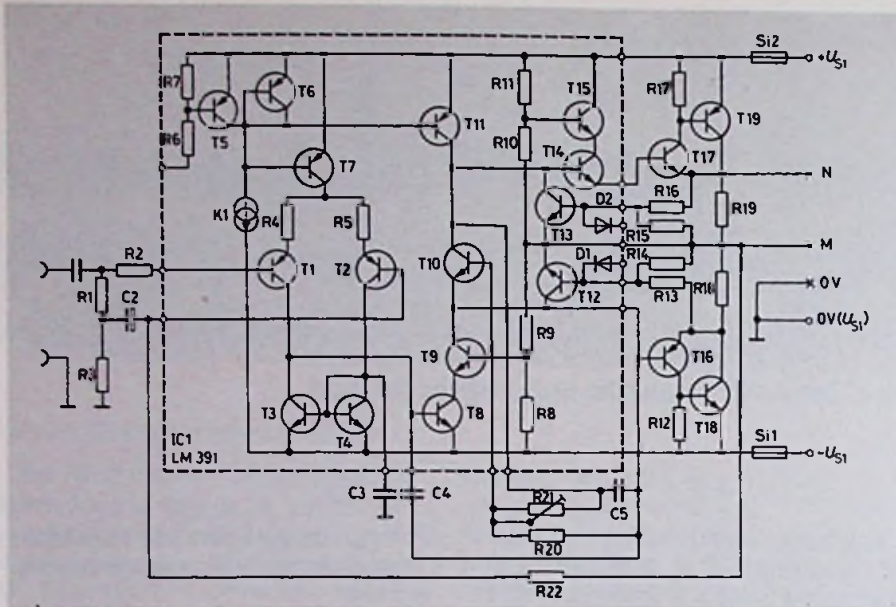


Bild 3. Schaltbild des Endverstärkers aus dem Telefunken-Receiver HR 5000 Hi-Fi digital (geringfügig vereinfacht)

bei negativer Polarität oder Transistor T14 bei positiver Polarität leitend und schließt den Kondensator C10 kurz. Die Folge davon ist, daß die Transistoren T15, T16 und T17 stromlos werden, wodurch das Relais abfällt und die Leitung zum Lautsprecher unterbrochen wird. Wenn die Störspannung nicht mehr vorhanden ist, schaltet das Gerät nach einer Verzögerungszeit wieder selbsttätig ein.

Der Endverstärker des Receivers HR 5000

Im Endverstärker dieses Gerätes wird die integrierte Schaltung LM 391-90 von National Semiconductor verwendet (Bild 3). Sie enthält alle Halbleiterelemente, die zur Ansteuerung der Treiber- und Endtransistoren notwendig sind.

Im Verstärkereingang wird wieder ein Differenzverstärker verwendet. Seine Konstantstromquelle T7 hat mit T11 eine gemeinsame Basisspannungs-Stabilisierung durch den Transistor T6, der seinerseits über eine weitere Konstantstromquelle K1 gespeist wird. Von der Möglichkeit, mit Hilfe von T6 den gesamten Endverstärker gegebenenfalls gleichstrommäßig zu sperren, wurde wegen anderer besserer Sicherungsmethoden kein Gebrauch gemacht.

Zum Erhöhen des Eingangswiderstandes wird auch hier wieder die Bootstrap-Schaltung angewendet. Der Kollektorwiderstand wird durch den Transistor T3 gebildet, dessen Arbeitspunkt von einer Stromspiegelschaltung mit T4 stabilisiert wird. In der folgenden Verstärkerstufe wird die im 2. Teil dieser Beitragsfolge beschriebene Verbesserung der Spannungsfestigkeit durch das Hintereinanderschalten der Transistoren T8 und T9 erreicht. Ebenso wird bei der Impedanzwandlerstufe T14, T15 verfahren, die zum Ansteuern des Treibertransistors T17 dient. Die Stabilisierung des Ruhestromes der Endtransistoren übernimmt der Transistor T10 und das Einstellen des Arbeitspunktes erfolgt mit Hilfe des externen Spannungsteilers R20, R21. Die diskreten Treiber- und Endtransistoren sind nicht, wie beim zuerst beschriebenen Gerät in Art der Darlingtonschaltung miteinander verbunden, sondern als Emitterstufe geschaltet. Das ist notwendig, um die Sättigungsverluste der vorangehenden Transistoren nicht auch noch zur Basis-Sättigungsspannung der Endtransistoren hinzuzufügen. Wäre die Darlingtonschaltung verwendet worden, ergäbe sich beispielsweise für die positive Halbwelle die Addition folgender Sättigungsspannungen: U_{CE} von T11 + U_{BE} von T14 + U_{BE} von T17 + U_{BE} von T19.

Die thermische Sicherung schlägt sogar Alarm

Die elektronische Sicherung, wie sie im Endverstärker nach Bild 1 verwendet wird, arbeitet zwar mit einem Vergleich von Ausgangsstrom und Ausgangsspannung und reduziert dadurch die Verlustleistung der Endtransistoren in jedem Fall auf ein zulässiges Maß, hat aber doch den Nachteil, daß eben diese Verlustleistung im Störfall ständig erhalten bleibt. Günstiger wäre eine Methode, die die Verlustleistung im Störfall erheblich verringert. Für den Endverstärker des HR 5000 wurde daher eine andere, thermisch viel günstigere Lösung gefunden.

Während die Begrenzung des Kollektorstromes der Endtransistoren auf den maximal zulässigen Wert mit Hilfe von T12 und T13 ohne rückläufige Kennlinie ausgelegt ist, wird das von Ausgangsstrom und Ausgangsspannung abgeleitete Steuersignal dazu herangezogen, den Verstärkerausgang bei einer zu niederohmigen Belastung für rd. 3 Sekunden vom Endverstärker zu trennen. Bei anhaltender Störung ergibt sich so ein intermittierender Betrieb mit einem lange ausgeschalteten und einem außerordentlich kurzen eingeschalteten Zustand. Dadurch wird nicht nur die Geräte-Temperatur ganz erheblich gesenkt, sondern auch der Benutzer sofort auf eine Fehlbehandlung des Gerätes – wie dem Anschluß einer zu niederohmigen oder defekten Lautsprecherbox – aufmerksam gemacht.

Schutzschaltungs-Kombination

Gemeinsam mit einer elektronischen Einschaltverzögerung bilden die elektronische Kurzschlußsicherung und ein Gleichspannungsdetektor eine Schutzschaltungs-Kombination (Bild 4).

Für die Einschaltverzögerung wird der Timer-IC NE 555 verwendet. Der Kondensator C9, der über den Widerstand R39 aufgeladen wird, ist mit den Komparatoreingängen für die Schaltschwelle und den Triggerpegel verbunden. Überschreitet die Spannung an C9 nach einer Ladezeit von rd. 3 Sek. die innere Referenzspannung des ICs von $\frac{2}{3} U_{s2}$, zieht das Relais an und verbindet den Endverstärker mit der Lautsprecherbox. Im Störfall wird C9 kurzgeschlossen und das Relais zum Abfallen gebracht. Das geschieht entweder durch den Transistor T22 oder T23 des Gleichspannungsdetektors – der mit dem Gleichspannungsdetektor des Gerätes TRX 2000 identisch ist – oder durch den Schalttransistor T21 der elektronischen Kurzschlußsicherung.

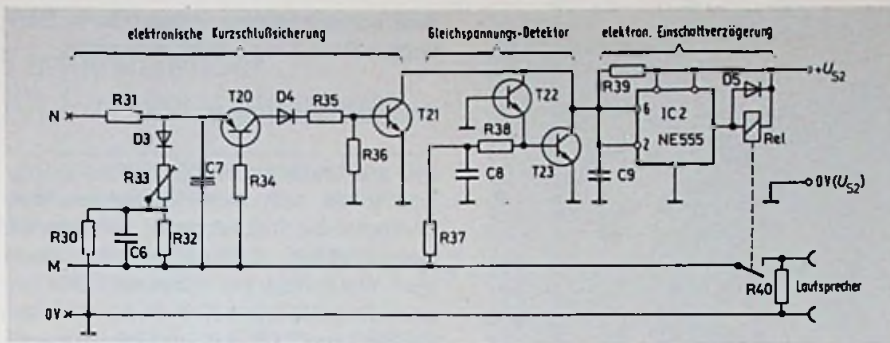


Bild 4. Schutzschaltungskombination für den Endverstärker HR 5000

Die elektronische Kurzschlußsicherung arbeitet nach dem Prinzip, daß nicht die Momentanwerte der von Ausgangsstrom und Ausgangsspannung abgeleiteten Meßspannungen miteinander verglichen werden, sondern aus ihnen gewonnene Gleichspannungen. Dieses Verfahren hat den Vorteil einer einwandfreien Funktion auch bei größeren Phasenverschiebungen, wie sie durch die elektrischen Weichen der Lausprecherboxen hervorgerufen werden. Der Nachteil, daß es wegen der Integrationszeit der Gleichrichterschaltung zu einer Zeitverzögerung bis zu 20 ms kommt, darf unberücksichtigt bleiben, weil der Kollektorstrom der Endtransistoren durch die gesonderte Begrenzerschaltung auf einen Wert gehalten wird, den diese Transistoren für die Dauer von einigen zehntel Sekunden vertragen, ohne Schaden zu nehmen. Während der positiven Halbwelle des Ausgangswechselstromes wird der Integrationskondensator C7 über R31 positiv aufgeladen, und ihm über R30, R33 und D3 eine Kompensations-Spannung entgegengesetzter Polarität zugeführt, die

aus der Ausgangswechselspannung abgeleitet ist. Wenn der Lastwiderstand den vorgeschriebenen Wert unterschreitet, wird die negative Kompensationsspannung so gering, daß die resultierende Spannung positiv ist und den Wert der Basis-Emitter-Spannung von T20 überschreitet, so daß dieser Transistor durchschaltet. Dann ist aber auch T21 leitend, und der Kondensator C9 der Einschaltverzögerung wird kurzgeschlossen. Das dadurch bedingte Abfallen des Relais und Abtrennen des Lautsprechers beseitigt vorübergehend den Störfall. Daher kann sich die Kompensations-Spannung an C7 wieder aufbauen und T20 sowie T21 sperren. Das Laden des Kondensators C9 über den Widerstand R39 beginnt von neuem und die Einschaltverzögerung schaltet die Last nach 3 Sekunden wieder ein. Ist die Fehlbelastung weiterhin vorhanden, wird der Lautsprecherausgang sofort – das heißt, nach spätestens 20 ms – wieder abgeschaltet. Dieser Vorgang setzt sich periodisch fort, bis die Störung behoben ist. Das RC-Glied R32, C6 bildet mit R30 ei-

nen frequenzabhängigen Spannungsteiler, durch den die Kompensations-Spannung bei tiefen Frequenzen höhere Werte hat. So wird der in diesem Frequenz-Bereich geringeren Siebwirkung des Integrations-Kondensators C7 entgegengewirkt. Der Kapazitätswert von C7 darf nicht beliebig groß gewählt werden, um die Reaktionszeit der Kurzschlußsicherung nicht über das zulässige Maß hinaus zu verlängern.

Der Endverstärker des Hi-Fi-Verstärkers KA-7100 D

Obwohl der Eingang dieses Endverstärkers vom Ausgang der Vorstufe über einen Trennkondensator C_o entkoppelt ist, wurde auf einen solchen im Fußpunkt der Gegenkopplung verzichtet (Bild 5). Dadurch muß die Gleichspannungs-Gegenkopplung erheblich schwächer sein, was einen Verzicht auf deren stabilisierende Wirkung bedeutet und etwaige Fehlspannungen am Eingang verstärkt am Ausgang erscheinen läßt. Somit werden besonders hohe Anforderungen an die Eigenstabilität der Schaltung gestellt. Um den störenden Einfluß von stromdurchflossenen Widerständen im Eingang des Differenzverstärkers zu vermeiden und um die Temperaturdrift gering zu halten, werden für den Eingangs-Differenzverstärker Sperrschicht-Feldeffekttransistoren verwendet. Diese sind als Zwillingpaar gefertigt und haben deshalb weitgehend gleiche elektrische Daten, was durch den Einbau in ein gemeinsames Gehäuse und der damit verbundenen engen thermischen Kopplung auch bei starken Temperaturschwankungen gewährleistet ist. Wegen der geringen Verstärkung der Feldeffekttransistoren sind zwei weitere Spannungsver-

Der ideale Reparaturtisch

für auswechselbare und verstellbare Spiegelhalterung

158.-

Andere Ausführungen, auch zusammenschiebbar, ab DM 135.-

Fordern Sie bitte Prospekte!

KS KEITLER & SOHN KG

89 Augsburg 22 Postfach 18 Tel 0821/92091 Telex 05 33305

Anzeigenschluß für FUNK-TECHNIK Heft 9/79 ist am 8. 8. 79

IMRA

Bildröhren-Spezialist seit 1959

Deutschlands ältester Fachversand für fabrikneue und systemerneuerte Color- und S/W-Bildröhren

Unser Lieferprogramm: Fernseh-, Oszillographen-, Monitor-, und alle Typen von Spezial-Bildröhren

Fordern Sie kostenlos neueste Liste an

IMRA: Bildröhren 4054 Nettetal 2
Kehrstraße 83 Telefon (0 21 57) 64 20

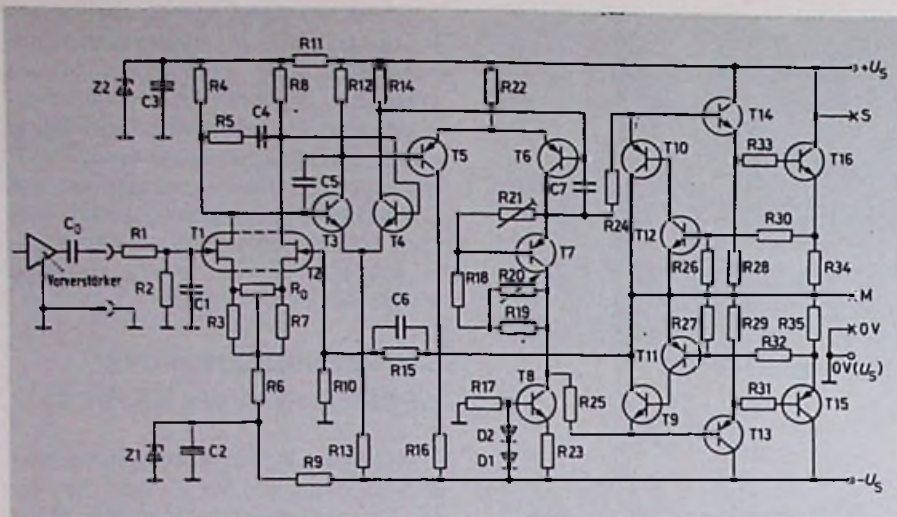


Bild 5. Schaltbild des Endverstärkers aus dem Trio-Hi-Fi-Verstärker KA-7100 D (geringfügig vereinfacht)

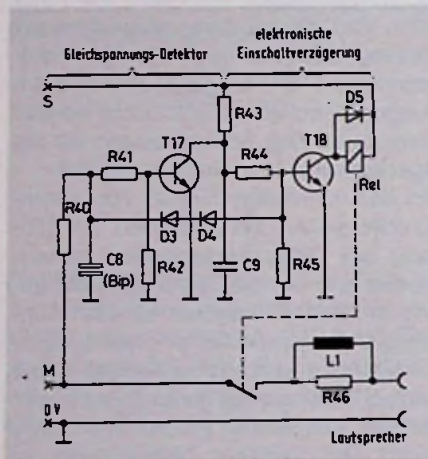


Bild 6. Schutzschaltung für den Endverstärker KA-7100 D

stärkerstufen notwendig. Beide sind ebenfalls als Differenzverstärker aufgebaut. Die positive wie auch die negative Betriebsspannung des Eingangs-Differenzverstärkers sind nur durch jeweils eine Z-Diode stabilisiert, und in allen Differenzverstärkern sind anstatt der Konstantstromquellen im Emitter lediglich ohmsche Widerstände vorhanden. Mit dem Einstellwiderstand R_0 werden etwaige Unsymmetrien ausgeglichen und die Ausgangsgleichspannung auf 0 V abgeglichen. Ein Konstantstromquelle wird nur in der Spannungsverstärkerstufe T6 als Kollektorwiderstand verwendet. Der Endtransistor-Ruhestrom wird mit T7 stabilisiert, wobei die Regelwirkung durch einen zusätzlichen NTC-Widerstand erhöht wird. Treiber- und Endtransistoren

sind komplementäre Paare, die in Darlington-Schaltung betrieben werden.

Schutzschaltungen

Die elektronische Kurzschlußsicherung beschränkt sich beim Begrenzen des Endtransistor-Ruhestromes auf den im Normalbetrieb auftretenden Maximalwert. Wenn dazu auch eine sehr steil regelnde, zweistufige Schaltung mit den Transistoren T12, T10 und T9, T11 verwendet wird, dürfte der Verzicht auf eine Verlustleistungsbegrenzung auch in Verbindung mit der Einschaltverzögerung, bei lang andauernder Überlastung thermisch nicht unproblematisch sein.

In diesem Verstärker ist, wie bei den zuvor beschriebenen, der Gleichspannungsdetektor mit der elektronischen Einschaltverzögerung verbunden (Bild 6), die allerdings sehr einfach gehalten ist. Als Referenzspannung dient nur die Flußspannung der Basis-Emitter-Strecke des Relaisstrebers T18. Die Spannung am Speicherkondensator C9, der seinen Ladestrom über R43 bekommt, wird durch den Spannungsteiler R44, R45 soweit heruntergeteilt, daß sie den Transistor gerade durchschaltet, wenn die Spannung an C9 ihren Sollwert erreicht hat.

Der Eingangstiefpaß für den Gleichspannungsdetektor wird durch R40 und C8 gebildet. Tritt nun am Ausgang des Verstärkers eine positive Gleichspannung auf, wird Transistor T17 leitend und schließt den Speicherkondensator C9 kurz. Ist die Fehlspannung negativ, so gelangt sie über D3 und D4 direkt an die Basis von T18. In beiden Fällen wird T18 gesperrt, was das Abschalten des Lautsprechers zur Folge hat.

Die Drosselspule L1 soll einerseits die Gefahr des Eindringens von Hochfrequenz über die Lautsprecherleitung in den Verstärker vermindern, und andererseits verhindern, daß höherfrequente Anteile von Verzerrungen die durch die Stromübernahme beim Gegentakt-B-Betrieb und durch den Speichereffekt in den Basiszonen der Treiber- und Endtransistoren bei hohen Frequenzen entstehen, an den Lautsprecher gelangen. Der zu L1 parallel geschaltete Widerstand R46 dämpft unerwünschte Resonanzstellen, die parasitäre Kapazitäten in Verbindung mit der Drosselspule hervorrufen können. In der Tabelle 1 sind die Eigenschaften der hier besprochenen Schutzschaltungen zusammengestellt worden, um den direkten Vergleich zu erleichtern und die unterschiedlichen Schaltungskonzepte herauszustellen.

Tabelle 1. Übersicht über die Eigenschaften der Schutzschaltungen in den beschriebenen Endverstärkern

Gerät	Strombegrenzung	Verlustleistungsbegrenzung	Lautsprecher-Schutzschaltung
Telefunken TRX-2000	vorhanden	Mit der Strombegrenzung kombiniert. Verlustleistung wird auf konstanten Wert begrenzt	Mit der Einschaltverzögerung kombiniert (Relaisschaltung)
Telefunken HR 5000	vorhanden	Mit der elektronischen Einschaltverzögerung kombiniert. Verlustleistung wird bei einer Störung stark verringert	Mit der Einschaltverzögerung kombiniert (Relaisschaltung)
Trio KA-7100 D	vorhanden 2stufig, steil	Nicht vorhanden, Verlustleistung steigt bei einer Störung stark an	Mit der Einschaltverzögerung kombiniert (Relaisschaltung)

Terminkalender für Fachveranstaltungen

10.09. – 14.09.1979

München

9th European Solid State Device Research Conference

Auskünfte: VDE-Zentralstelle Tagungen, Stresemannallee 21, 6000 Frankfurt 70

17.09. – 20.09.1979

Brighton

9th European Microwave Conference

Auskünfte: VDE-Zentralstelle Tagungen, Stresemannallee 21, 6000 Frankfurt 70

18.09. – 20.09.1979

Southampton

5th European Solid State Circuits Conference

Auskünfte: VDE-Zentralstelle Tagungen, Stresemannallee 21, 6000 Frankfurt 70

19.09. – 21.09.1979

Amsterdam

2nd International Conference in Integrated Optics and Optical Fiber Communication and 5th European Conference on Optical Communication

Auskünfte: VDE-Zentralstelle Tagungen, Stresemannallee 21, 6000 Frankfurt 70

20.09. – 26.09.1979

Genf

Telecom '79 – 3. Weltausstellung des Fernmeldewesens

Auskünfte: Orgexpo, Quai Ernest Ansermet 18, CH-1211 Genf 4

01.10. – 05.10.1979

Ljubljana (Jugoslawien)

Moderne Elektronik – Internationale Ausstellung für Elektronik

Auskünfte: Cospodarski Razstavisce, Postfach 413, Y-61000 Ljubljana

10.10. – 13.10.1979

Wien

Informationstagung „Mikroelektronik '79“

Auskünfte: Organisationskomitee Informationstagung ME '79, c/o Bundesversuchs- und Forschungsanstalt Arsenal, A-1030 Wien

15.10. – 19.10.1979

Utrecht (Niederlande)

Security '79 – Internationale Sicherheits-Fachmesse

Auskünfte: Königlich Niederländische Messe, Jaarbeursplein, Utrecht (Niederlande)

Wenn elektrische Kontakte nicht mehr das beste Bild abgeben:



für Reinigung und Pflege KONTAKT 60®, 61, WL und Tuner 600.

Welche vergleichbaren Sprays könnten Ihnen Gleiches bieten: Lösen, Umwandeln, Reinigen, Schützen? Dieser Vielfacheffekt hat sie berühmt gemacht: KONTAKT 60®, 61 und WL. Sie sprühen Schmutz-, Oxyd- und Sulfidschichten einfach weg. Das Ergebnis: einwandfreie Schaltfunktionen und anhaltender Korrosionsschutz – im Handumdrehen.

Für Kanalschalter gibt es TUNER 600. Der läßt dem Schmutz keine Chance. Weil er sicher wirkt. Sogar Kontakte und Schaltanlagen, die unter Spannung stehen, können Sie jetzt im Handumdrehen reinigen. Ohne die Kapazitäts- oder Frequenzwerte zu verändern. Denn TUNER 600 leitet nicht. Außerdem trocknet er sekundenschnell ohne Rückstand. Er ist unschädlich, brennt nicht und ist durch und durch betriebssicher.

So helfen Produkte der Kontakt-Chemie Zeit und Kosten sparen. Darauf vertrauen Fachleute in aller Welt. Gern senden wir Ihnen ausführliche Informationen. Der Coupon macht es Ihnen leicht.

Informations-Coupon

www.

- Ich möchte mehr über KONTAKT 60®, 61 und WL wissen.
- Ich möchte mehr über TUNER 600 wissen.
- Bitte schicken Sie mir zusätzlich Ihre kostenlose Broschüre „Saubere Kontakte“ mit nützlichen Werkstatt-Tips.

Firma _____

Name _____

Ort _____

Straße _____ Tel. _____

KONTAKT CHEMIE

7550 Rastatt
Postfach 1609
Telefon 07222 / 34296

Resonanz-Transformation

So werden Wirkwiderstände angepaßt

Dipl.-Ing. Hans Peschl, Ritterhude

Die wechselstrommäßige Anpassung von Wirkwiderständen muß nicht unbedingt über einen Transformator erfolgen. Einfacher und viel billiger ist ein Verfahren, bei dem nur zwei Blindwiderstände notwendig sind. Wie sie berechnet werden, zeigt der Autor in diesem Beitrag, wobei auch der Haken an der Sache zur Sprache kommt. Daß ein Nachteil aber auch von Vorteil sein kann, wird abschließend an einem Beispiel nachgewiesen.

Stoßen im Zuge einer elektrischen Übertragungsstrecke unterschiedliche Impedanzwerte aneinander, so sind Übertragungsverluste, Signalverzerrungen oder Signalstörungen durch Einfach- oder Mehrfachreflexionen die Folge. Um solche Störungen auszuschließen, müssen die Impedanzen der einzelnen Teile einer Übertragungsstrecke einander angepaßt werden. Insbesondere im HF-Bereich benutzt man dann Anpassungsschaltungen mit einfachen Netzwerken aus Blindwiderständen, also Spulen und Kondensatoren.

Zwei Wirkwiderstände werden angepaßt

Ein oft vorkommender Fall ist die Anpassung zweier Wirkwiderstände (Bild 1). Hier soll an einen Generator mit dem rein ohmschen Widerstand R_1 ein Verbraucherwiderstand R_a angeschlossen werden, der ebenfalls ein reiner Wirkwiderstand, und kleiner als der Generator-Innenwiderstand R_1 ist. Ein Generator gibt aber nur dann seine maximal mögliche Leistung ab, wenn an seinen Klemmen ein Widerstand angeschlossen wird, dessen Wert gleich dem Generator-In-

nenwiderstand R_1 ist. Man sagt dann, daß der Generator angepaßt betrieben wird. Um diese Anpassung zu erreichen, wird dem Widerstand R_a ein Anpassungsnetzwerk vorgeschaltet, das so ausgelegt ist, daß sich an seinem Klemmenpaar 1-1' der Eingangswiderstand R_1 einstellt. Dann gibt der Generator die maximal mögliche Leistung ab. Wenn das Anpassungsnetzwerk aus reinen Blindwiderständen besteht, so kann in ihm keine Wirkleistung umgesetzt werden. Es muß also die gesamte, vom Generator abgegebene Leistung zum Verbraucherwiderstand R_a gelangen.

Eine einfache Art, den Widerstand R_a in seinem elektrisch wirksamen Widerstandswert zu vergrößern, ist die Serienschaltung eines Blindwiderstandes, zum Beispiel eines induktiven (jX_L in Bild 2). Der am Klemmenpaar a-a' auftretende komplexe Leitwert, die Admittanz ist dann:

$$Y = \frac{1}{R_a + jX_L} = \frac{R_a - jX_L}{R_a^2 + X_L^2} = \frac{R_a}{|Z|^2} - j \frac{X_L}{|Z|^2} = \text{Re } \{Y\} + \text{Im } \{Y\} \quad (1)$$

Der komplexe Leitwert Y besteht aus der Summe von Realteil

$$\text{Re } \{Y\} = R_a / (R_a^2 + X_L^2) = G_{ap}$$

Bild 1. Durch das Vorschalten des Anpassungsnetzwerkes vor R_a wird erreicht, daß der Generator mit dem Widerstand R_1 abgeschlossen erscheint

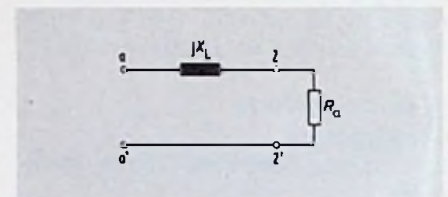
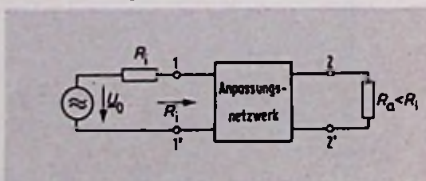


Bild 2. Die Serienschaltung eines Blindwiderstandes zu R_a vergrößert die Impedanz

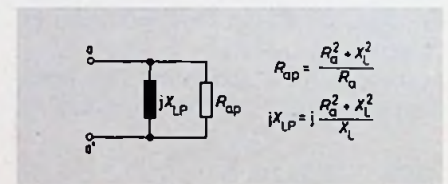


Bild 3. Am Klemmenpaar a-a' ist diese Schaltung gleichwertig zu der Schaltung aus Bild 2. R_{ap} ist größer als R_a

und Imaginärteil

$$\text{Im } \{Y\} = -jX_L / (R_a^2 + X_L^2) = -jB_{LP}$$

Schaltungstechnisch kann dies als die Parallelschaltung des Wirkwiderstandes

$$R_{ap} = \frac{1}{G_{ap}} = \frac{R_a^2 + X_L^2}{R_a}$$

mit dem induktiven Blindwiderstand

$$jX_{LP} = \frac{1}{jB_{LP}} = \frac{R_a^2 + X_L^2}{-jX_L}$$

aufgefaßt werden (Bild 3).

In ihrer elektrischen Wirksamkeit sind die Schaltungen von Bild 2 und Bild 3 gleichwertig; sie sind elektrisch äquivalent. Das Ganze gilt allerdings nur für eine einzige Frequenz – und das ist der Haken an der Sache.

Dipl.-Ing. Hans Peschl ist Professor an der Hochschule für Technik in Bremen.

Elektrotechnik / Elektronik 79

Mit Schwerpunkt
Nachrichtentechnik



Prof. Dipl.-Ing. Hermann Schunk
Dipl.-Ing. Werner Engel

Grundlagen der Impulstechnik

1979, etwa 230 Seiten, 185 Bilder und zahlreiche Beispiele, Kunststoff-Einband etwa DM 44,80
ISBN 3-8101-0054-4

Ausführlich werden die periodisch und einmaligen Vorgänge im Zeit- und Frequenzbereich behandelt und die Verformung von Impulsen durch passive Elemente erklärt. Ein kurzer Abschnitt geht auf die Pulsmodulation ein, die in der Nachrichtentechnik sehr an Bedeutung gewonnen hat.

Des Weiteren wird auf die Schaltungstechnik für die Erzeugung und Verarbeitung verschiedener Formen von Impulsen und Impulssignalen eingegangen und die wesentlichen Gesichtspunkte für den Entwurf und die Dimensionierung erläutert.



Prof. Dipl.-Ing. Hans Peschl

HF-Leitung als Übertragungsglied und Bauteil

1979. Etwa 200 Seiten, 132 Bilder und zahlreiche Übungsaufgaben, Kunststoffeinband, ca. DM 39,80
ISBN 3-8101-0053-6

Vorrangig wird die verlustlose bzw. schwach gedämpfte Leitung, auf der sich TEM-Wellen ausbreiten, sowie die HF-Schaltungen, die sich damit aufbauen lassen, behandelt. Besonders hingewiesen sei, daß vorrangig auch die immer mehr verwendete Mikrowellentechnik berücksichtigt wird. Die zahlreichen eingestreuten Rechen- und Anwendungsbeispiele zeigen auf, wie die theoretisch gefundenen Zusammenhänge ingenieurmäßig sinnvoll in die fachpraktische Anwendung umgesetzt werden können.



Ing. (grad.) Alfred Porst

Bipolare Halbleiter

1979, 235 Seiten mit 131 Bildern, Kunststoff-Einband, etwa DM 29,80
ISBN 3-8101-0051-X

Der Autor gibt dem physikalisch weniger vorgebildeten Leser einen Einblick in grundsätzliche Überlegungen und Gesetzmäßigkeiten, die für Halbleiterstrukturen kennzeichnend sind. Die Vielfalt dieser Struktur läßt sich in zwei Gruppen unterteilen, und zwar einmal für kleine Leistungen, wie sie für den Aufbau von integrierten Schaltungen verwendet werden, und zum anderen für hohe Leistungen, die durch bipolare Leitungsvorgänge bestimmt werden. Diese werden in diesem Buch bevorzugt behandelt, da sie meist nur kurz oder überhaupt nicht dargestellt, d. h. erklärt werden.

Winfried Knobloch
Eduard Gublass

Service an Farbfernsehempfängern

1978, 2. vollständig neubearbeitete Auflage, 144 Seiten, 54 Abbildungen, DM 34,50
ISBN 3-8101-0034-X

Inhalt: Fortschritte in der Fernsehempfangstechnik, Farbfernsehempfänger PAL/NTSC – Farbfernsehempfängerservice – Die Bausteine des Farbfernsehempfängers, Hochfrequenz- und Zwischenfrequenzteil, Leuchtdiodenverstärker, die Farbbausteine im PAL-Empfänger, die Ablenkbausteine, Konvergenz, Netzteil – Sonderproblem SECAM-PAL-Transcoder – PAL-Service.

Dipl.-Ing. Dieter Mildnerberger

Analyse elektrischer Schaltkreise Grundlagen, Berechnungsverfahren, Anwendungen

I. Band: Stationäres Verhalten

1975, 504 Seiten mit 527 Bildarstellungen, zahlreichen Formeln, Tabellen und 4 Falltafeln, Ganzleinen, DM 72,-
ISBN 3-8101-0019-6

Aus seiner vieljährigen Praxis gibt der Autor das Rüstzeug zur schnellen quantitativen und qualitativen Lösung elektronischer Probleme: Dieser I. Band behandelt die Analyse elektronischer Schaltungen und ihr stationäres Verhalten. Kirchhoffsche Gesetze, systematische Berechnungen elektronischer Kreise und Vierpole sowie topologische Analysen elektronischer Schaltungen mit ihren linear wirksamen Ersatzschaltungen führen den Leser durch zahlreiche Aufgaben und Beispiele der angewandten Elektronik.

II. Band: Quasistationäres Verhalten

1976, 480 Seiten mit 275 Abbildungen und 8 Tabellen, Ganzleinen, DM 88,-
ISBN 3-8101-0031-5

Aus dem Inhalt: Einleitung / Lineare quasistationäre elektronische Kreise / Fouriert-Transformation / Laplace-Transformation / Z-Transformation / Übertragungsfunktionen / Ausgewählte Schaltbeispiele quasistationärer, linearer elektronischer Kreise / Elektronische Schaltungen mit steuerbaren Elementen / Ausgewählte Schaltbeispiele steuerbarer elektronischer Kreise / Nichtlineare elektronische Kreise / Ausgewählte Schaltbeispiele zur Analyse nichtlinearer elektronischer Kreise / Rauschen.

Prof. Dr.-Ing. M. Minovic

Schaltgeräte

Theorie und Praxis
1977, 336 Seiten mit 193 Abbildungen und 26 Tabellen, Kunststoffeinband, DM 75,-
ISBN 3-8101-0035-8

Das Buch ist so angelegt, daß es eine begleitende Hilfe für den Unterricht ist, aber es ist auch für das Selbststudium geeignet. Darüber hinaus ist es für einen breiten Leserkreis von Ingenieuren, Konstrukteuren und Technikern bestimmt, die in der Praxis mit Schaltgeräten aller Art zu tun haben, gleichgültig, ob sie diese entwerfen, bauen, einbauen oder warten müssen.

Prof. Dipl.-Ing. Horst Schymura

Rauschen in der Nachrichtentechnik

1978, 124 Seiten mit 59 Abbildungen und 30 Übungsaufgaben, broschiert, DM 29,80
ISBN 3-8101-0050-1

Die vielseitigen Ursachen des Rauschens bedingen, daß sich ein praktisch anwendbares Wissen aus der vorhandenen Literatur meist nur schwer erarbeiten läßt.

Das Wissen um das »Rauschen« wurde in der vorliegenden Monographie mit einem Minimum an Theorie und auf möglichst kurzem Wege für die praktische Arbeit zusammengestellt. Vorgestellt werden die praktisch wichtigen Rauschenngrößen und Rauscharten, die Verfahren zur Berücksichtigung des Rauschens in Schaltungen, die wichtigsten Verfahren zur Verringerung des Rauschens und außerdem wird ein Einblick in die Messung der Rauschenngrößen gegeben.

Curt Rint (Hrsg.)

Handbuch für Hochfrequenz- und Elektro-Techniker Das universelle Nachschlagewerk für Studium und Praxis in völlig neuer Konzeption

Seit über 25 Jahren ist die HANDBUCH-Reihe ein unentbehrliches Nachschlagewerk für alle an der ELEKTROTECHNIK/ELEKTRONIK und ihren Spezialgebieten Interessierten.

Schon als der erste Band konzipiert wurde, stellten sich Herausgeber und Mitarbeiter die Aufgabe, ein universelles Nachschlagewerk zu schaffen, das neben dem Grundsätzlichen ein reichhaltiges Zahlen-, Tabellen- und Formelmateriale enthält, das der Leser unmittelbar beim Studium und in der Praxis verwenden kann. Nach diesen Prinzipien wurden die seit einiger Zeit vergriffenen Bände völlig neu konzipiert.

Band 1:

1978, 12. ergänzte und völlig neu bearbeitete Auflage, 752 Seiten mit 464 Abbildungen und Tabellen, Kunststoff-Einband, DM 54,80.
ISBN 3-8101-0042-0

Band 2:

1978, 12. ergänzte und völlig neu bearbeitete Auflage, 771 Seiten, 465 Abbildungen und Tabellen, Kunststoffeinband, DM 58,80
ISBN 3-8101-0043-9

Band 3:

1979, 12. ergänzte und völlig neu bearbeitete Auflage, 731 + 20 Seiten, 547 Bilder und zahlreiche Tabellen, Kunststoff-Einband DM 59,80.

Band 4:

1979, 10. ergänzte und völlig neu bearbeitete Auflage, etwa 780 Seiten, zahlreiche Bilder und Tabellen, Kunststoffeinband, ca. DM 60,-.
ISBN 3-8101-0061-7

Band 7:

1964, 755 Seiten mit 538 Abbildungen und 47 Tabellen, Leinen, DM 30,50.
ISBN 3-8101-0007-2

Band 8:

1969, 755 Seiten mit 537 Abbildungen und 48 Tabellen, Leinen DM 30,50.
ISBN 3-8101-0008-0

Das Handbuch stellt den Anspruch, für einen breiten Leserkreis nützliches Nachschlagewerk und gestrafftes Lehrbuch zu sein. Es kann den Studierenden an Hochschulen und Fachhochschulen, sowie den Ingenieuren, Physikern und Technikern, die in Laboratorien und Fertigungsstätten tätig sind, sehr empfohlen werden.
»nachrichten elektronik«

Beim Studium und in der Praxis vieltausendfach bewährt.

Elektrische Nachrichtentechnik

Dr.-Ing. Heinrich Schröder
Dipl.-Ing. Gerhard Feldmann
Dr.-Ing. Günther Rommel

Band 3: Grundlagen der Impulstechnik und ihre Anwendung beim Fernsehen

1976, 764 Seiten, 549 Abbildungen, 59 Rechenbeispiele, 22 Aufgaben, Ganzleinen, DM 56,-
ISBN 3-8101-0017-X

Dr.-Ing. Heinrich Schröder
Dr.-Ing. Günther Rommel

Band 1a: Eigenschaften und Darstellung von Signalen

1978, 10., völlig neu bearbeitete Auflage, 412 Seiten mit 179 Abbildungen und Tabellen, DM 59,80
ISBN 3-8101-0045-5

Dr.-Ing. Heinrich Schröder

Band 2: Röhren und Transistoren mit ihren Anwendungen bei der Verstärkung, Gleichrichtung und Erzeugung von Sinusschwingungen

1976, 603 Seiten, 411 Abbildungen, 14 Tabellen, 48 Rechenbeispiele, 60 Aufgaben, Ganzleinen, DM 56,-
ISBN 3-8101-0016-1

Dr.-Ing. Heinrich Armbrüster
Dr. Dipl.-Ing. Gerhard Grünberger

Elektromagnetische Wellen im Hochfrequenzbereich

Grundlagen – Ausbreitung – Geräte
1978, 176 Seiten, 120 Abbildungen und 10 Tabellen, Leinen DM 56,-
ISBN 3-8101-0036-6

Das Buch behandelt die Naturgesetze, die der Wellenausbreitung zugrunde liegen, beschreibt die Ausbreitung der Wellen in Erdnähe und in Wellenleitern sowie die Bausteine und Eigenschaften von Sendern, Empfängern und Antennen.

Im Vertrieb des
Hüthig & Pflaum Verlages

Heinrich Armbrüster

Elektromagnetische Wellen im Hochfrequenzbereich

Anwendungen
1975, 192 Seiten mit zahlreichen Abbildungen und Skizzen, Leinen, DM 58,-
(ISBN 3-8009-1210-4, Originalausgabe Siemens)

Heinrich Armbrüster

Elektromagnetische Wellen

Ausbreitung im Raum und in Wellenleitern
1973, 108 Seiten und zahlreiche Abbildungen und Skizzen, kartoniert, DM 15,-
(PU, Doppelband Nr. 50)
(ISBN 3-8009-4050-7, Originalausgabe Siemens)

Ausführliche Information durch unseren Vierfarb-Prospekt Elektrotechnik/Elektronik 79. Bitte anfordern!

Hüthig & Pflaum

Hüthig & Pflaum Verlag, München/Heidelberg
Lazarettstraße 4, 8000 München 19

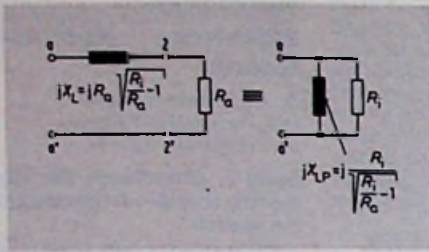


Bild 4. Diese beiden Schaltungen sind äquivalent. Der Wirkwiderstand der rechten Schaltung hat den Wert R_1

mationsverhältnis. Aus Gl. 3 ist ersichtlich, daß $R_1/R_a > 1$ sein muß, andernfalls würde der Ausdruck unter der Wurzel negativ und eine Schaltung nicht möglich sein. Dies bedeutet, daß die Schaltung von Bild 2 nur eine Aufwärtstransformation, also eine elektrisch wirksame Vergrößerung von R_a zuläßt. Die nach Gl. 3 berechnete Schaltung von Bild 2 und die dazu elektrisch gleichwertige Parallelschaltung sind im Bild 4 dargestellt. Der Wert für X_{LP} ergibt sich, indem man in den Ausdruck $\text{Im } \{Y\}$ von Gl. 1 den aus Gl. 3 errechneten Wert für X_L einsetzt:

$$-j \frac{X_L}{R_a^2 + X_L^2} = -jB_{LP}$$

$$B_{LP} = \frac{R_a \sqrt{\frac{R_1}{R_a} - 1}}{R_a^2 + R_a^2 \left(\frac{R_1}{R_a} - 1\right)} = \frac{\sqrt{\frac{R_1}{R_a} - 1}}{R_1} \quad (4)$$

Man kann jetzt noch den Wert von X_L so wählen, daß der Realteil von Y einen vorgegebenen Wert annimmt; im Beispiel von Bild 1 etwa zum Zweck der Anpassung an den Generator den Wert $G_1 = 1/R_1$:

$$G_1 = \frac{1}{R_1} = \text{Re } \{Y\} = G_{aP} \frac{R_a}{R_a^2 + X_L^2} \quad (2)$$

Aus der Bestimmungsgleichung 2 läßt sich jetzt der für die Transformation auf R_1 notwendige Wert von X_L berechnen:

$$R_a \cdot R_1 = R_a^2 + X_L^2$$

oder

$$X_L^2 = R_a \cdot R_1 - R_a^2 = R_a^2 \left(\frac{R_1}{R_a} - 1\right)$$

Daraus wird schließlich

$$\frac{X_L}{R_a} = \sqrt{\frac{R_1}{R_a} - 1} \quad (3)$$

Den Quotienten R_1/R_a von Gl. 3 bezeichnet man als Widerstands-Übersetzungsverhältnis oder Widerstands-Transfor-

Daraus bekommt man durch Umformen:

$$\frac{X_{LP}}{R_a} = \frac{R_1/R_a}{\sqrt{\frac{R_1}{R_a} - 1}} \quad (5)$$

Jetzt wird der Blindanteil kompensiert

Zwischen dem Klemmenpaar a-a' der Schaltung von Bild 4 liegt jetzt zwar elektrisch wirksam ein Widerstand der Größe R_1 , parallel dazu aber noch ein induktiver Blindwiderstand der Größe X_{LP} . Schaltet man jedoch an diesem Klemmenpaar einen gleich großen, aber kapazitiven Blindwiderstand parallel, so kompensieren sich die beiden Blindleitwerte zu Null und es bleibt nur noch R_1 allein als elektrisch wirksamer Widerstand am Klemmenpaar 1-1' der Schaltung in Bild 5 üb-

Bild 5. Kompensation des Blindanteils der Schaltung aus Bild 4. Der Eingangswiderstand am Klemmenpaar 1-1' hat den Wert R_1

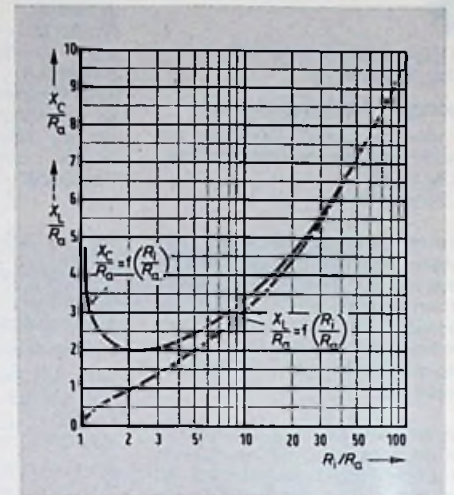
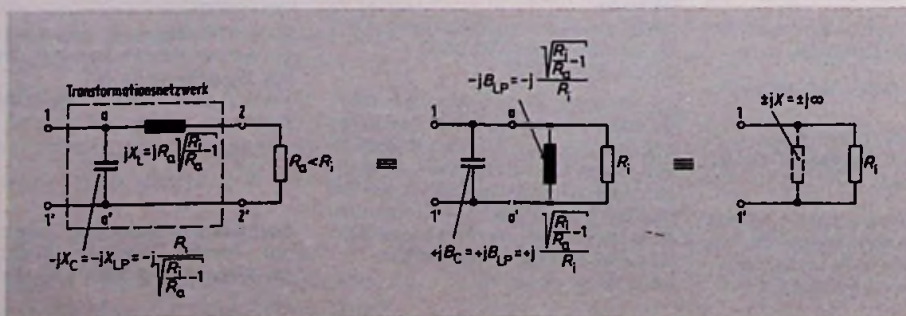


Bild 6. Diagramm zum Ermitteln der Blindwiderstandswerte für Resonanz-Transformationsschaltungen

rig. Man erkennt, daß mit dem im Längszweig liegenden Blindwiderstand jX_L die gewünschte Aufwärts-Transformation von R_a vorgenommen wird. Der parallel geschaltete Blindwiderstand $-jX_C$ dient lediglich zur Kompensation des induktiven Blindanteiles, der sich bei der Aufwärts-Transformation ergibt. Den Fall, daß zwischen zwei Punkten einer Schaltung der Blindanteil Null wird, bezeichnet man als Resonanz. Daher auch der Ausdruck »Resonanz-Transformation«.

Wird also bei der Schaltung in Bild 5 das Klemmenpaar 2-2' mit dem Widerstand R_a abgeschlossen, so erhält man am Klemmenpaar 1-1' den Eingangswiderstand R_1 .

Schließt man umgekehrt die Schaltung am Klemmenpaar 1-1' mit dem Widerstandswert R_1 ab, so erhält man am Klemmenpaar 2-2' einen »Eingangswiderstand« des Wertes R_a . Es erfolgt also – in der Zeichnung von links nach rechts gesehen – eine Abwärtstransformation des Wertes $R_1 > R_a$ auf den kleineren Wert R_a . Im Bild 6 sind die Gin. 3 und 5 für die Schaltungsdimensionierung grafisch ausgewertet.

Bisher wurde ein induktiver Blindwiderstand jX_L für die Aufwärtstransformation benutzt. Es ist jedoch ohne weiteres einzusehen, daß man dazu ebenso gut einen kapazitiven Blindwiderstand verwenden kann. Die Kompensation des kapazitiven Blindanteiles erfolgt dann mit Hilfe eines induktiven Blindwiderstandes. Im Bild 7 ist eine solche Schaltung mit

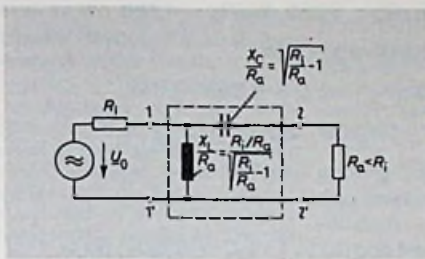


Bild 7. Hochpaß-Äquivalent der Transformationsschaltung aus Bild 5

den zugehörigen Bemessungsformeln angegeben. Diese Formeln ergeben sich aus dem sinngemäßen Anwenden der vorherigen Herleitungen. Ebenso kann auch die Darstellung von Bild 6 sinngemäß für die Schaltungsdimensionierung herangezogen werden.

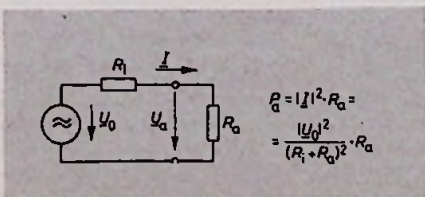
Höhere Leistung – dank Anpassung

Wie groß der Gewinn an Leistungsumsatz im Widerstand R_a durch das Anpassen an den Generator-innenwiderstand ist, läßt sich leicht ermitteln. Bei direktem Anschluß von R_a an die Generator-Ausgangsklemmen (Bild 8), wird im Lastwiderstand R_a die Leistung

$$P_a = |I|^2 \cdot R_a = \frac{|U_o|^2}{(R_a + R_1)^2} \cdot R_a \quad (6)$$

umgesetzt. Wird der Generator angepaßt betrieben ($R_a = R_1$), so gibt er seine verfügbare Leistung $P_{amax} = |U_o|^2/4R_1$ ab. Wird R_a über ein Transformations-Netzwerk, zum Beispiel das von Bild 5, angeschlossen, so wird diese Leistung am Klemmenpaar 1–1' eingespeist. Da das Transformations-Netzwerk nur aus verlustfreien Blindwiderständen besteht, kann in ihm keine Wirkleistung »ver-

Bild 8. Die in R_a umgesetzte Leistung hängt auch vom Widerstand R_1 ab



braucht« werden. Man kann also ohne lange Rechnung sagen, daß jetzt P_{amax} auch die Leistung sein muß, die im Lastwiderstand R_a umgesetzt wird. Somit bekommt man den in Dezibel angegebenen, durch das Anpassen erzielten Leistungsgewinn

$$a = 10 \lg \frac{P_{amax}}{P_a} = 10 \lg \left[\frac{|U_o|^2}{4R_1} \cdot \frac{(R_a + R_1)^2}{|U_o|^2 \cdot R_a} \right] = 10 \lg \left[\frac{\left(\frac{R_1}{R_a} + 1\right)^2}{4 \frac{R_1}{R_a}} \right] \quad (7)$$

In Bild 9 ist dieser Leistungsgewinn in Abhängigkeit vom Widerstands-Übersetzungsverhältnis R_1/R_a dargestellt. Bei der Widerstands-Transformation verhalten sich die Schaltungen von Bild 5 und Bild 7 völlig gleich. Lediglich im Frequenzverhalten unterscheiden sie sich: Die Schaltung von Bild 5 ist ein Tiefpaß, die von Bild 7 eine Hochpaß. Ihren Dämpfungsverlauf in Abhängigkeit von der Frequenz kann man auch angeben. So ergibt sich für die Schaltung aus Bild 5 bei der Frequenz $f = 0$ infolge der Fehl-anpassung des Generators der mit Gl. 7 berechenbare Gewinn a als Einfügungs-dämpfung. Andererseits erhält man bei der Frequenz f_o , für die Anpassung erzielt wurde, die Einfügungsdämpfung a_E mit 0 dB.

Bei Frequenzen $f > f_o$ nimmt dann die Einfügungsdämpfung sehr schnell zu, und der Dämpfungsverlauf ist der eines zelementigen Tiefpasses mit Tschebyscheff-Charakteristik. Dabei ist die Welligkeitsdämpfung a_w durch das Widerstands-Übersetzungsverhältnis R_1/R_a gegeben. Der Dämpfungsverlauf kann jetzt berechnet werden [1]. Im Durchlaßbereich $0 \leq f \leq f_{gr}$ gilt:

$$a_E = 10 \lg \left[1 + \left(10^{\frac{a_w}{10}} - 1\right) \cos^2 \left(2 \cdot \arccos \frac{f}{f_{gr}}\right) \right] \quad (8)$$

Für den Sperrbereich $f_{gr} \leq f \leq \infty$ gilt:

$$a_E = 10 \lg \left[1 + \left(10^{\frac{a_w}{10}} - 1\right) \cosh^2 \left(2 \cdot \operatorname{arcosh} \frac{f}{f_{gr}}\right) \right] \quad (8a)$$

Dabei ist f_{gr} die »mathematische Grenzfrequenz«. Das ist diejenige Frequenz, ab der bei zunehmender Frequenz die Welligkeitsdämpfung a_w überschritten wird.

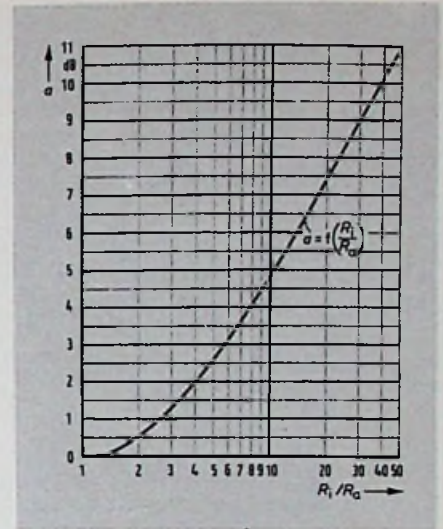


Bild 9. Leistungsgewinn durch Anpassen mit Hilfe eines Transformations-Netzwerkes aus Blindwiderständen. Darstellung in Abhängigkeit vom Widerstands-Übersetzungsverhältnis R_1/R_a

Die Lage des Dämpfungsminimums – also $a_E = 0$ dB – ergibt sich aus Gl. 8 über den Ansatz

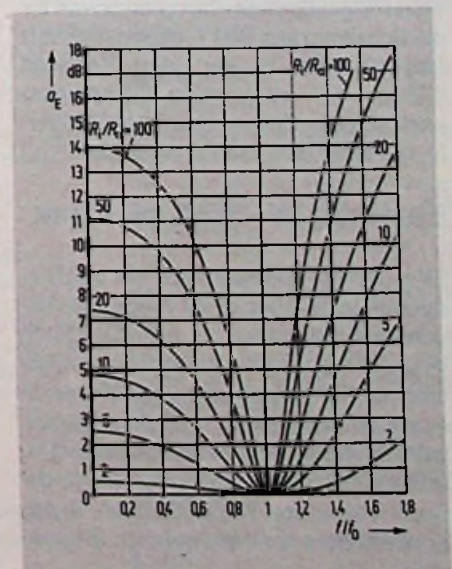
$$\cos^2 \left[2 \cdot \arccos \left(\frac{f_o}{f_{gr}} \right) \right] = 0$$

und damit

$$f_o/f_{gr} = \cos(\pi/4) = 0,707$$

$$f_o = 0,707 \cdot f_{gr}$$

Bild 10. Einfügungsdämpfung der Schaltung aus Bild 5 für den Frequenzbereich $0 \leq f \leq 1,8 \cdot f_o$



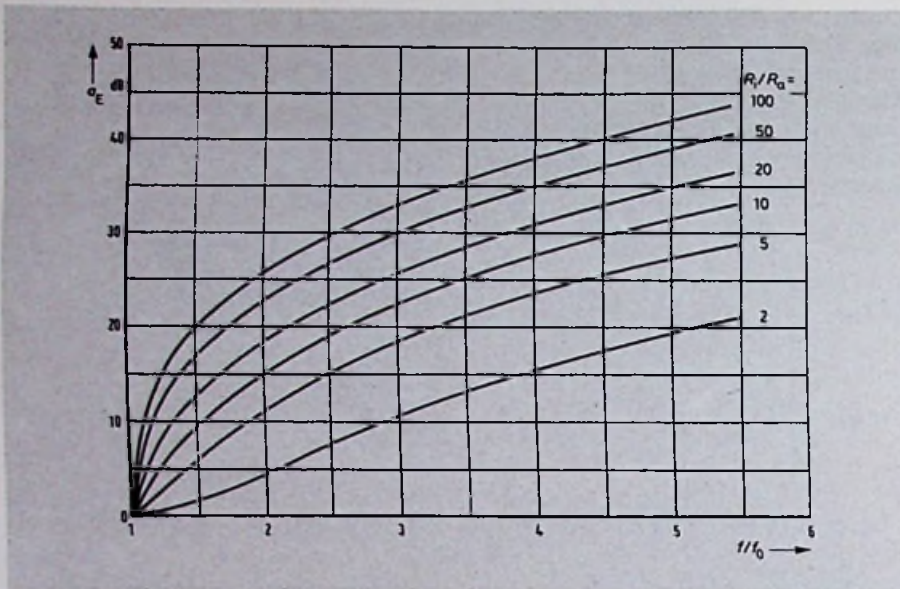


Bild 11. Einfügungsdämpfung der Schaltung aus Bild 5 für den Frequenzbereich $f_0 \leq f \leq 6 \cdot f_0$

Rechnet man mit diesem Frequenzverhältnis die Abszissenwerte der Dämpfungskurve um, so bekommt man die auf die Anpassungsfrequenz f_0 normierte Frequenz f/f_0 , die als neue Achsenbeschriftung in den Bildern 10 und 11 auftaucht.

Aus Bild 7 kann man sofort erkennen, daß es sich hier um eine Schaltung mit Hochpaßverhalten handelt. Für den Dämpfungsverlauf gelten die gleichen Überlegungen wie zuvor beim Tiefpaß, nur daß in jeder Hinsicht frequenzreziprokes Verhalten vorliegt. So erhält man den zum Wert f/f_0 gehörenden Dämpfungswert für die Schaltung aus Bild 7, indem man aus Bild 10 oder 11 den zum Kehrwert $1/(f/f_0) = f_0/f$ gehörenden Dämpfungswert abliest. Der so ermittelte Dämpfungsverlauf ist in Bild 12 dargestellt.

Ein Beispiel – Gott sei Dank

Eine Sender-Endstufe habe bei der Frequenz $f_0 = 30$ MHz einen ausgangsseitigen Innenwiderstand $R_1 = 1$ k Ω . Durch eine Resonanz-Transformationsschaltung mit Tiefpaßverhalten soll dieser an einen Widerstand $R_a = 50 \Omega$ angepaßt werden. Aufgabe ist es, die Schaltung zu skizzieren und den Induktivitätswert L der Spule sowie den Kapazitätswert C des Kondensators im Netzwerk zu bestimmen.

$$X_L/R_a = 4,359, X_C/R_a = 4,588$$

Damit ergibt sich

$$\text{aus } X_L = \omega_0 L = 4,359 \cdot 50 \Omega$$

$$L = \frac{4,359 \cdot 50 \Omega}{2 \pi \cdot 3 \cdot 10^7 \frac{1}{s}} = 1,16 \mu\text{H},$$

und aus $X_C = 1/\omega_0 C = 4,588 \cdot 50 \Omega$

$$C = \frac{1}{2 \pi \cdot 3 \cdot 10^7 \frac{1}{s} \cdot 4,588 \cdot 50 \Omega} = 23,1 \text{ pF}$$

Nun sei das Senderausgangssignal leicht verzerrt; neben der Grundwelle treten weitere Harmonische auf. Um wieviel Dezibel werden die 1. Oberwelle und die 2. Oberwelle gedämpft?

Lösung: Aus Bild 11 ergibt sich

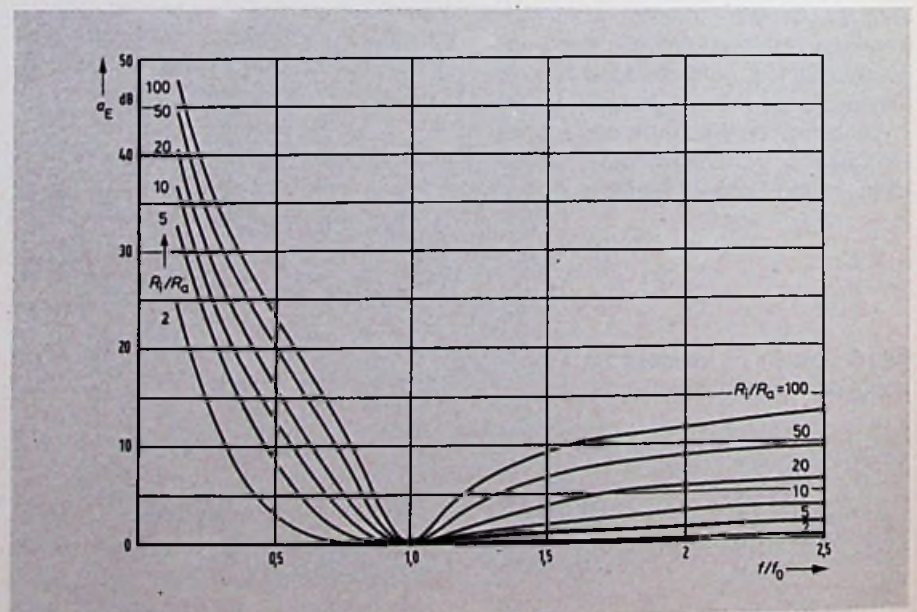
1. Oberwelle ist $2 \cdot f_0 = 60$ MHz
Dämpfung $a = 18,3$ dB.

2. Oberwelle ist $3 \cdot f_0 = 90$ MHz
Dämpfung $a = 25,7$ dB.

Mit der Anpassung bei der Grundwelle f_0 wird eine höhere Ausgangsleistung erzielt und zusätzlich werden die Oberwellen stark fehlangepaßt und damit gedämpft. Die Nebenwellendämpfung ist dadurch beträchtlich besser. Deshalb wird die Schaltungsvariante des Tiefpasses gerne als Anpaß-Schaltung am Ausgang von Funksendern verwendet. Wie groß ist der durch die Anpassung erzielte Leistungsgewinn?

Lösung: Bild 13 zeigt die Schaltskizze. Das Widerstands-Übersetzungsverhältnis ist $R_1/R_a = 1000 \Omega/50 \Omega = 20$. Damit kann man entweder mit Hilfe von Gl. 3 und Gl. 5 die gesuchten Blindwiderstandswerte berechnen oder sie aus Bild 6 entnehmen.

Bild 12. Einfügungsdämpfung der Schaltung aus Bild 7 für den Frequenzbereich $0 \leq f \leq 2,5 \cdot f_0$



Unser Fachbuchangebot für den Leser der FUNK-TECHNIK

Elektrotechnik · Elektronik

Werner H. Bartak

Elektrische Meßgeräte und Ihre Anwendung in der Praxis

1973. 224 Seiten, 225 Abbildungen, kartoniert in Polyolein, DM 28,—. ISBN 3-7905-0192-1. Das vorliegende Buch gibt einem großen Kreis von Technikern, der mit den Grundlagen der Elektrotechnik vertraut ist und in der Praxis mit elektrischen und elektronischen Meßgeräten in Berührung kommt, einen guten Überblick über die wichtigsten Meßmethoden und die dabei verwendeten Meßgeräte.

Herbert Bernstein

Hochintegrierte Digitalschaltungen und Mikroprozessoren

1978. 568 Seiten, 442 Abbildungen, 215 Tabellen, Kunststoff, DM 82,—. ISBN 3-7905-0272-3. Eine gut verständliche Einführung in die hochintegrierte Digitaltechnik und Mikroprozessortechnik. Das Buch ist als Leitfaden zum Selbststudium gut geeignet.

Bergtold/Graff

Antennen-Handbuch

1977. 2. Auflage, völlig neu überarbeitet und ergänzt von Dipl.-Ing. Erhard Graff. 336 Seiten mit 330 Abbildungen, Kunststoff-Einband, DM 44,—. ISBN 3-7905-0261-8. Das Buch ist auf die Bedürfnisse des Praktikers ausgerichtet und vermittelt möglichst unbeschwert von aller Mathematik und Theorie das, was er an Kenntnissen für seine tägliche Arbeit benötigt.

Bergtold/Eiselt

Die Große Elektrofilbel Grundlagen der Elektrotechnik für Praktiker

1979. 9., überarbeitete und erweiterte Auflage, aktualisiert von J. Eiselt. Ca. 450 Seiten und ca. 540 Abbildungen, etwa 100 Aufgaben mit Lösungen, Kunststoff-Einband, ca. DM 39,80. ISBN 3-7905-0293-6. Seit Jahren hat sich die Große Elektrofilbel als ein hilfreiches Lern- und Nachschlagewerk für den Elektro-Praktiker bestens bewährt. Sie soll den Leser, ohne nennenswerte Vorkenntnisse, in die Elektrotechnik einführen, die hierzu gehörenden Begriffe klären und Zusammenhänge aufdecken.

Josef Eiselt

Fehlersuche in elektrischen Anlagen und Geräten

1976. 2., verbesserte Auflage. 128 Seiten mit 67 Abb., Balacron-Einband, DM 12,50. ISBN 3-7905-0243-X. Spezielle Fachkenntnisse sowie wertvolle Hinweise zur Systematik rationaler Fehlersuche mit detaillierten Fehlersuchtabellen bietet dieser ganz für die Praxis konzipierte Band.

Enno Folkerts

Elektrotechnische Grundlagen für den Praktiker

1978. 124 Seiten, 77 Abbildungen, kartoniert, DM 16,80. ISBN 3-7905-0266-9. Dieser Band behandelt in kurzgefaßter und verständlicher Form viele Grundlagenfragen der Elektrotechnik. Dabei hat sich der Autor nicht allein auf Erklärungen beschränkt. Vielmehr wird der behandelte Stoff durch ausgedehnte Rechenbeispiele weiter verdeutlicht.

Benedikt Gruber

Elektronik studiert und probiert

1978. 4., verbesserte Auflage. 136 Seiten mit 129 Abbildungen, kartoniert, DM 17,80. ISBN 3-7905-0284-7. Die praktische Konzeption dieses Bandes führt den Lernenden relativ weit und zugleich problemlos in die Elektronik ein. Ausführlich werden Bauteile, Schaltungen und Berechnungen beschrieben.

Benedikt Gruber

Oszilloskopieren leicht und nützlich

1975. 2., überarbeitete und ergänzte Auflage. 104 Seiten, 106 Abbildungen, Balacron, DM 12,50. ISBN 3-7905-0237-5. Mit vielen Einsatzbeispielen führt dieser Band in die richtige Anwendung des Oszilloskops ein und leitet dazu an, auch in komplizierten Fällen richtig zu messen und darzustellen.

Hasse/Wiesinger

Handbuch für Blitzschutz und Erdung

1977. 160 Seiten, 94 Abbildungen, 20 Tabellen, Kunststoff, DM 29,80. ISBN 3-7905-0273-1. Dieses Handbuch beschreibt Ursachen und Entstehung der Blitzentladung und erläutert ausführlich die Möglichkeiten der gefahrlosen Ableitung. Die z. Z. gültigen Blitzschutzbestimmungen sind alle erfaßt.

Landesinnungsverband für das Bayerische Elektrohandwerk (Hrsg.)

Kaufmännisches Handbuch für den Elektro-Handwerker, Kalkulation und Bauzeilen

1977. 3. Auflage. 136 Seiten mit zahlreichen Tabellen, Kunststoff-Einband, DM 28,—. ISBN 3-7905-0244-8. Für die Darstellung der zentralen Bereiche des Handbuches, nämlich die Betriebsabrechnung, die Teilkosten- oder Deckungsbeitragsrechnung und die völlig neu überarbeitete Bauzeilenliste wurde ein optimales Verhältnis zwischen praxisbezogener und theoretischer Wissensvermittlung und Arbeitsanleitung gefunden.

HPI-Fachbuchreihe Elektronik

Herausgeber: **Heinz-Plest-Institut für Handwerkstechnik an der Universität Hannover.**

Neuerschelung

Rolf Gräf/Josef Kammerer

Elektronik IV C. Mikrocomputer. Aufbau, Anwendung, Programmierung. Lehrbuch.

1979. 360 Seiten mit 184 Abbildungen und zahlreichen Tabellen, Kunststoff-Einband, DM 48,—. ISBN 3-7905-0285-5

Neuerschelung

Elektronik IV C. Mikrocomputer. Arbeitsblätter.

1979. Block à 150 Blatt mit 2fach Lochung, geleimt mit Deckblatt, DM 12,—.

Elektronik-Testaufgaben I Elektrotechnische Grundlagen der Elektronik.

1976. 3., verbesserte Auflage. 400 Testaufgaben als Loseblattsammlung im Plastik-Ringordner, DIN A 5, Querformat, DM 34,—. ISBN 3-7905-0270-7.

Elektronik-Testaufgaben II Bauelemente der Elektronik.

1976. 4., überarbeitete Auflage. 400 Testaufgaben als Loseblattsammlung im Plastik-Ringordner, DIN A 4, Querformat, DM 34,—. ISBN 3-7905-0260-X.

Elektronik-Testaufgaben III Grundsaltungen der Elektronik.

1976. 2., verbesserte Auflage. 400 Testaufgaben als Loseblattsammlung im Plastik-Ringordner, DIN A 5, Querformat, DM 34,—. ISBN 3-7905-0250-2.

Elektronik-Testaufgaben III Grundsaltungen der Elektronik Praktischer Teil

1978. 2., überarbeitete und verbesserte Auflage. 132 Seiten, 25 Grundsaltungen, 100 Aufgaben, DIN A 4, cellophanierter Einband, Spiralenbindung, DM 19,80. ISBN 3-7905-0280-4.

Dazu:

Arbeitstransparente

(zum Einsatz im Unterricht für die Overhead-Projektion) 30 Folien, Format DIN A 4, davon 25 Folien mit Grundsaltungen der Elektronik entsprechend Elektronik-Testaufgaben III, Grundsaltungen der Elektronik, Praktischer Teil, und 5 Folien als Raster, DM 140,—.

Arbeitsblätter und Bauanleitungen für die überbetriebliche Lehrlingsunterweisung. Bearbeitet von Dipl.-Ing. H. A. Künstler und Dipl.-Ing. W. Oberthür.

Praktische Elektronik, Teil I

1976. 4., überarbeitete Auflage. 72 Seiten mit zahlreichen Bildern, Schaltplänen, Verdrahtungsplänen und Tabellen, DIN A 4, kartoniert, DM 7,—. ISBN 3-7905-0202-2.

Praktische Elektronik, Teil II

1976. 2., durchgesehene Auflage. 72 Seiten mit zahlreichen Bildern, Schaltplänen, Verdrahtungsplänen und Tabellen, DIN A 4, kartoniert, DM 7,—. ISBN 3-7905-0203-0

Hobby-Elektronik

Neuerschelung

Herbert Bernstein

IC-Hobby

Band 1: Analoge Integrierte Schaltungen

1979. Ca. 176 Seiten mit ca. 110 Abbildungen, kartoniert, ca. DM 22,80. ISBN 3-7905-0287-1. Ein ausführliches Hobby-Buch mit vielen interessanten IC-Schaltungen zum Nachbau. Dabei wird auch die Schaltungsberechnung und der Entwurf von IC-Schaltungen erlernt.

Werner W. Diefenbach

HIFI-Hobby

Mono-, Stereo- und Quadrafonie

1975. 3. Auflage, neu bearbeitet und ergänzt von Winfried Knobloch. 224 Seiten, 185 Abbildungen, kartoniert, DM 24,80. ISBN 3-7905-0232-4. Ein echtes Praktiker-Buch für HiFi-Freunde, aber auch für Techniker in Handel, Handwerk und Industrie.

Werner W. Diefenbach

Fernseh-Hobby

Heimpraktikum für Fernsehfreunde

1974. 160 Seiten, 142 Abbildungen, DM 19,80. ISBN 3-7905-0221-9

Das praktische Buch ist für alle Fernsehfreunde von großem Wert, die mehr aus ihrem Fernsehgerät heraus holen wollen und sich mit dem Fernsehen als Hobby beschäftigen.

Werner W. Diefenbach

Tonband-Hobby

Heimtongeräte in der Praxis, Dia- und Schmalfilmvertonung, Heimstudio, Trickaufnahmen. 1978. 12. Auflage. Überarbeitet, ergänzt und aktualisiert von Winfried Knobloch. 176 Seiten mit 165 Abbildungen, kartoniert, DM 22,—. ISBN 3-7905-0274-X. Das Buch berücksichtigt die letzten Fortschritte der Aufnahme- und Wiedergabetechnik einschließlich Nachhallzeugung, Vertonen von Dia-Serien und Schmalfilmen, Tricktechnik mit Playback und Multiplayback sowie auch die Hi-Fi-Stereofonie. Wer danach arbeitet, hat mehr Freude an seinem Tonbandgerät oder Cassetten-Recorder.

Werner W. Diefenbach

Elektronik-Hobby Erprobte Schaltungen, leicht nachzubauen

1976. 2. Auflage. Überarbeitet und aktualisiert von W. Knobloch. 228 Seiten mit 200 Abbildungen, Skizzen sowie 8 Tabellen, kartoniert, DM 24,80. ISBN 3-7905-0247-2. Über fünfzig ausführliche Bauanleitungen. Anfänger wie auch Fortgeschrittene finden darin „ihre“ Schaltungen.

Werner W. Diefenbach

Handfunksprechgeräte in der Praxis

1977. 3. Auflage. Überarbeitet, ergänzt und aktualisiert von Winfried Knobloch. 128 Seiten mit 90 Abbildungen, Konstruktionsplänen und Tabellen, kartoniert, DM 24,80. ISBN 3-7905-0265-0. Eine aktualisierte Fassung des bekannten Titels mit detaillierten Ausführungen zum Thema Handfunksprechgeräte unter anderem auch über den „Jedermann“- (CB-)Funk.

Josef Eiselt

Funk-Hobby für jedermann

1977. 176 Seiten mit 138 Abbildungen, kartoniert, DM 22,80. ISBN 3-7905-0271-5. Dieses Buch beinhaltet alles, was der Hobby-Funker wissen muß und was darüber hinaus für ihn noch interessant ist. Mit einem Wort, dieses Buch ist ein komplettes Praktikum für den CB-Funker, das alle Dinge, die mit diesem schönen Hobby in Verbindung stehen, lückenlos behandelt.

Neuerschelung

Otmar Kigenstein

Einführung in die Elektronik durch Experimente.

1979. Ca. 150 Seiten mit ca. 60 Abbildungen, kartoniert, ca. DM 19,80. ISBN 3-7905-0296-0. Elektronik-Schaltungen einfach nachzubauen befriedigt viele nicht. Um nun auch zu erfahren, warum eine vorgegebene Schaltung manchmal nicht auf Anhieb funktioniert, wird das technische Verhalten von Bauteilen wie Transistoren, Thyristoren, Dioden, Zenerdioden anhand konkreter Versuchsaufbauten demonstriert.

Nach dem Durcharbeiten dieses Buches ist der Leser in der Lage, Schaltungen zu verstehen weil er weiß, worauf es eigentlich ankommt.

Im Buchhandel oder beim Verlag erhältlich

Pflaum

Richard Pflaum Verlag KG · Lazarettstraße 4 · 8000 München 19

Lösung: mit Hilfe von Gl. 7 oder aus Bild 9 erhält man $a = 7,4$ dB. Die Ausgangsleistung ist also rd. $5\frac{1}{2}$ mal größer als ohne Anpassung.

Die leidigen Verluste

Selbstverständlich sind die in der Praxis verwendeten »Blindwiderstände« nicht völlig verlustfrei. Den Einfluß der Wirkverluste, die in Spule und Kondensator auftreten, kann man in seiner Größenordnung jedoch verhältnismäßig leicht abschätzen.

Die Verluste in einem Blindwiderstand werden durch die Angabe des Verlustfaktors in Verbindung mit einer Frequenzangabe beschrieben. Im Bild 14 ist das für die verlustbehaftete Transformations-Schaltung in Tiefpaßkonfiguration entwickelte Ersatzschaltbild dargestellt. Daraus läßt sich unschwer ablesen, daß bei gleichem Übersetzungsverhältnis R_1/R_a der Wert X_{L1} einerseits wegen des Verlustwiderstandes R_{L1} der Spule kleiner sein muß als der Wert X_L für die verlustfreie Spule, daß aber andererseits wegen des Kondensator-Verlustleitwertes G_{C1} der zum Klemmenpaar 1-1' transformierte Realteil größer als $1/R_1$ sein muß. Aus dem Ansatz

$$\operatorname{Re} \left\{ \frac{1}{R_a + R_{L1} + jX_{L1}} \right\} + G_{C1} = \frac{1}{R_1}$$

bekommt man nach einiger Umrechnung und Vereinfachung

$$\frac{X_{L1}}{X_L} \approx 1 + \frac{1}{2} \cdot \frac{d_{L1} \cdot \left(\frac{R_1}{R_a} - 2 \right) + \frac{R_1}{R_a} \cdot d_{C1}}{X_L/R_a} \quad (9)$$

d_{L1}, d_{C1} Verlustfaktoren von C1 und L1

Rechnet man mit diesem Wert weiter, so ergibt sich daraus der Wert des kapazitiven Kompensationswiderstandes zu

Bild 13. Ein 1-kΩ-Widerstand wird an 50 Ω angepaßt

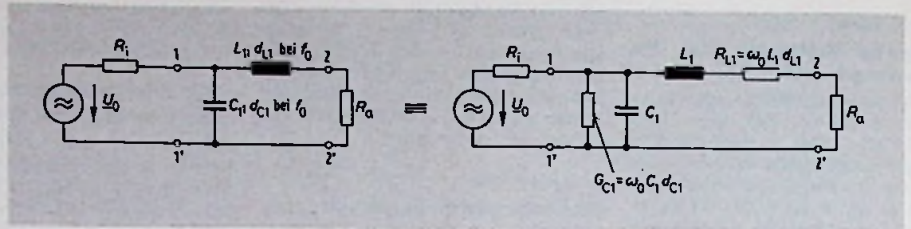
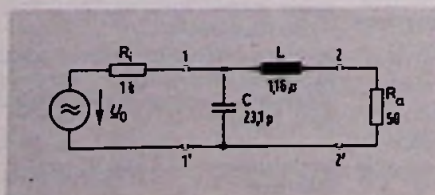


Bild 14. Die Verluste in Spule und Kondensator kann man als Reihen- oder Parallelwiderstand ansehen

$$X_{C1} = X_{L1} \left[1 + \left(\frac{R_a}{X_{L1}} + d_{L1} \right)^2 \right] \quad (10)$$

Die Spannung am Klemmenpaar 1-1' der Schaltung von Bild 14 ist gleich der halben Generator-ursprungung, weil ja die Schaltung so ausgelegt wurde, daß trotz der Verluste in Spule und Kondensator am Klemmenpaar 1-1' der Eingangswiderstand den Wert R_1 aufweist. Damit bekommt man den Wirkleistungsumsatz in R_a :

$$P_a' = \frac{|U_0/2|^2}{(R_a + X_{L1} \cdot d_{L1})^2 + X_{L1}^2} \cdot R_a \quad (11)$$

Die als Folge der Verluste auftretende Dämpfung ist:

$$a' = 10 \lg \frac{P_{a\max}}{P_a'} = 10 \lg \left[\frac{|U_0|^2}{4 R_1} \cdot \frac{(R_a + X_{L1} \cdot d_{L1})^2 + X_{L1}^2}{|U_0|^2 \cdot R_a} \cdot 4 \right] = 10 \lg \left[\frac{\left(\frac{X_{L1}}{R_a} \right)^2 + \left(\frac{X_{L1}}{R_a} \cdot d_{L1} + 1 \right)^2}{R_1/R_a} \right] \quad (12)$$

Um diesen Betrag wird also der durch die Anpassung erzielte Leistungsgewinn a kleiner:

$$a_{ges} = a - a' \quad (13)$$

Diese Ergebnisse werden nun auf das zuvor gerechnete Beispiel angewendet. Bei der Frequenz $f_0 = 30$ MHz habe die verwendete Spule einen Verlustfaktor von $d_{L1} = 3\%$ (Spulengüte $Q_{L1} = 33\frac{1}{3}$) und der verwendete Kondensator einen von $d_{C1} = 1,5\%$. Dann ergibt sich mit Gl. 9:

$$\frac{X_{L1}}{X_L} \approx 1 + \frac{1}{2} \cdot \frac{3 \cdot 10^{-2} \cdot (20 - 2) + 20 \cdot 1,5 \cdot 10^{-2}}{4,359} \approx 1,1$$

Die Spuleninduktivität muß also um rd. 10% größer sein als beim verlustfreien Fall: $L_1 \approx 1,1 \cdot L \approx 1,3 \mu\text{H}$. Gl. 10 ergibt dann:

$$X_{C1} = 1,1 \cdot X_L \cdot \left[1 + \left(\frac{R_a}{1,1 X_L} + d_{L1} \right)^2 \right] = 1,1 \cdot 4,359 \cdot \left[1 + \left(\frac{1}{1,1 \cdot 4,359} + 3 \cdot 10^{-2} \right)^2 \right] \cdot R_a$$

$$X_{C1} = 253 \Omega$$

Auch hier ist der kapazitive Widerstand etwa 10% größer, der Kapazitätswert des Kondensators muß also etwa 10% kleiner gewählt werden: $C_1 \approx 21$ pF. Mit Gl. 12 errechnet sich jetzt die Verlustdämpfung:

$$a' = 10 \lg \left[\frac{\left(1,1 \cdot \frac{X_L}{R_a} \right)^2 + \left(1,1 \cdot \frac{X_L}{R_a} \cdot d_{L1} + 1 \right)^2}{R_1/R_a} \right] = 10 \lg \left[\frac{(1,1 \cdot 4,359)^2 + (1,1 \cdot 4,359 \cdot 3 \cdot 10^{-2} + 1)^2}{20} \right]$$

$$a' = 0,85 \text{ dB}$$

Damit ist der erzielte Leistungsgewinn nunmehr

$$a_{ges} = (7,4 - 0,85) \text{ dB} = 6,55 \text{ dB}$$

und der Leistungsumsatz im 50-Ω-Widerstand nur noch etwa $4\frac{1}{2}$ mal größer als ohne die Anpassungs-Schaltung.

Literatur:

[1] Microwave Engineers Technical and Buyers Guide, Edition 1968, S. 102.

Schaltungsberechnung

Die Bemessung des Überbrückungskondensators für den Emitterwiderstand

Kaum zu glauben, welche Nachwehen der in Heft 2/78 veröffentlichte Beitrag von Dipl.-Ing. H. Peschl, Bremen, bei unserer Leserschaft hervorruft. Zu den Ergänzungen von Dipl.-Ing. O. Kilgenstein und Ing. (grad.) H. Cap in Heft 9/78 und Heft 15/78 gesellt sich nun eine weitere Kritik von Dipl.-Ing. G. Skribanowitz, Dresden. Man sollte sich jedoch stets vor Augen halten, daß alle zu diesem Problem getroffenen Aussagen das Ziel haben, die Zweckmäßigkeit der durchweg angewandten Näherungsverfahren zu bestätigen.

An dem Beitrag von H. Peschl bemängelt der Autor, daß mit Gl. (5 a) der Ansicht erweckt wird, als ob die Spannungsverstärkung v_u von der Stromverstärkung h_{21e} abhängt; dies sei jedoch nicht der Fall! Außerdem sollte man den für die Transistorstufe wirksamen Generatorwiderstand berücksichtigen, weil das oft zu wesentlich kleineren Werten des Emitterkondensators führt. Mit den nachfolgenden Berechnungen werden diese Aussagen erhärtet.

Für diesen Rechengang ist die Angabe der Stromverstärkung unnötig

Der Eingangswiderstand h_{11b} eines Transistors in Basisschaltung ist am Emitter meßbar, wenn die Basis auf Masse liegt und hängt ab von der Temperaturspannung U_T sowie vom Emitterstrom I_E ($I_E \approx I_C$).

$$h_{11b} = \frac{U_T}{I_E} \quad (1)$$

Der Eingangswiderstand eines Transistors in Emitterschaltung ist nun um die Stromverstärkung h_{21e} größer als der Wert h_{11b} :

$$h_{11e} = h_{21e} \cdot h_{11b} \quad (2)$$

Setzt man Gl. (2) in Gl. (5 a) des ursprünglichen Beitrags ein, so erkennt man, daß die Stromverstärkung h_{21e} und der von ihr abhängige Eingangswiderstand h_{11e} herausfallen und die von der Stromverstärkung unabhängige Größe h_{11b} übrigbleibt. Das führt also zu der Gleichung:

$$v_u \approx \frac{R_a}{h_{11b}} = \frac{R_a \cdot I_E}{U_T} \quad \text{mit} \quad (3)$$

$$R_a = R_L \parallel \frac{1}{h_{22e}} \approx R_L, \text{ wenn } R_L \ll \frac{1}{h_{22e}} \quad (4)$$

Die Gl. (3) gilt unter der Voraussetzung:

$$R_g \ll h_{11b} \cdot h_{21e} = h_{11e}$$

R_g Generatorwiderstand. Wird in die Emitterleitung ein Widerstand R_E eingefügt, verringert er die Spannungsverstärkung auf

$$v_u \approx \frac{R_a}{R_E + h_{11b}} \quad (5)$$

da R_a , R_E und h_{11b} vom gleichen Strom durchflossen werden. Soll dieses Herab-

setzen der Spannungsverstärkung mit dem Emitterkondensator C_E verhindert werden, dann muß der Nenner von Gl. (5) auf dem Wert von h_{11b} bleiben und darf erst bei der unteren Grenzfrequenz f_u auf das $\sqrt{2}$ -fache steigen. Der Kondensator C_E liegt an der Parallelschaltung von h_{11b} und R_E (Bild 1), so daß für die untere Grenzfrequenz gilt:

$$f_u = \frac{1}{2\pi C_E (h_{11b} \parallel R_E)} \quad \text{oder} \quad (6)$$

$$C_E = \frac{1}{2\pi f_u (h_{11b} \parallel R_E)} \quad (6a)$$

Nun soll Beispiel 1 aus dem Beitrag von Dipl.-Ing. H. Peschl neu gerechnet werden. Gegeben sind folgende Daten: h_{21e} , h_{11e} und R_L dürfen beliebige Werte haben. Das gilt auch für die Kollektor-Emitter-Spannung U_{CE} , solange der Transistor im aktiven Bereich zwischen Sättigung und Durchbruch arbeitet.
 $I_C \approx I_E = 1 \text{ mA}$
 $R_E = 500 \Omega$
 $T = 300 \text{ K}$, das heißt $U_T = 26 \text{ mV}$
 $f_u = 390 \text{ Hz}$

Aus Gl. (1) folgt dann für h_{11b} :

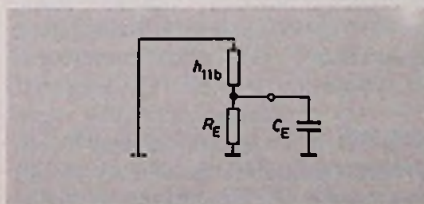
$$h_{11b} = \frac{26 \text{ mV}}{1 \text{ mA}} = 26 \Omega$$

und aus Gl. (6 a) der Wert für C_E

$$C_E = \frac{1}{6,28 \cdot 390 \text{ Hz} \cdot \frac{26 \Omega \cdot 500 \Omega}{26 \Omega + 500 \Omega}}$$

$$= 16,5 \mu\text{F}$$

Bild 1. Ersatzschaltung für den Anschluß des Emitterkondensators C_E



Mit der ursprünglichen Rechnung erhielt man über h_{21e} , h_{11e} , v_{max} und v_{min} den Kapazitätswert von $15,1 \mu\text{F}$, also praktisch das gleiche Ergebnis, das aber scheinbar vom jeweils verwendeten Transistor abhängt.

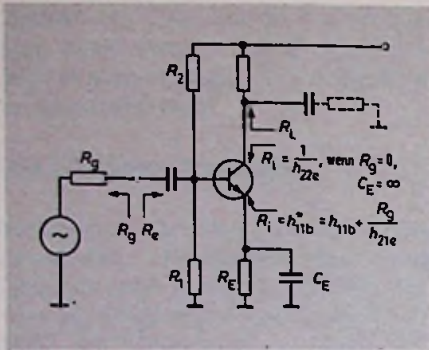


Bild 2. Transistor-Verstärkerstufe in Emitterschaltung. R_g Eingangswiderstand der gesamten Stufe, R_i Innenwiderstand

Der Einfluß des Generatorwiderstandes

Ist die Voraussetzung $R_g \ll h_{11e}$ nicht gewährleistet, dann muß das auf jeden Fall im Rechengang berücksichtigt werden. Der Generatorwiderstand R_g »erscheint« nämlich am Emitter, geteilt durch die Stromverstärkung, und macht sich dort als zusätzlicher Innenwiderstand bemerkbar (Bild 2).

Zum Verdeutlichen wird das zuvor gerechnete Beispiel benutzt. Alle Daten bleiben unverändert, aber der Transistor wird jetzt nicht niederohmig, sondern von

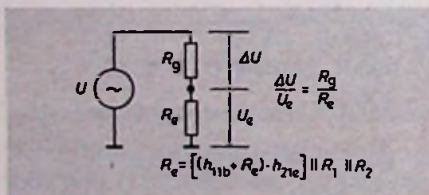
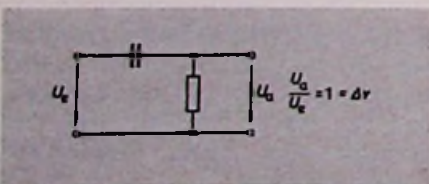


Bild 3. Der Emitterwiderstand R_E wird in den Eingang »transformiert« und ist dort Teil des Eingangswiderstandes R_e , der mit R_g einen Spannungsteiler bildet

Bild 4. Der Hochpaß hat eine untere Grenzfrequenz, wodurch ein Verstärkungsabfall Δv hervorgerufen wird



einer Quelle mit dem Generatorwiderstand $R_g = 10 \text{ k}\Omega$ angesteuert. Die Stromverstärkung h_{21e} habe den Wert 200. Da die Basis nun nicht mehr unmittelbar an Masse liegt, sondern über den Widerstand R_g , ändert sich der Eingangswiderstand des Transistors von h_{11b} auf h_{11b}^*

$$h_{11b}^* = h_{11b} + \frac{R_g}{h_{21e}} \quad (7)$$

$$h_{11b}^* = 26 \Omega + 50 \Omega = 76 \Omega$$

Für den Emitterkondensator C_E folgt dann:

$$C_E = \frac{1}{2\pi f_u (h_{11b}^* || R_E)} = 6,2 \mu\text{F}$$

Der Wert $6,2 \mu\text{F}$ ist jetzt aber exemplarabhängig, und nähert sich mit steigender Stromverstärkung dem Wert $16,5 \mu\text{F}$, weil dann der zweite Term in Gl. (7) gegen Null geht. Anschaulich kann dies so erklärt werden: Unterhalb der Grenzfrequenz f_u ist der Eingangswiderstand der Transistorstufe hoch, weil auch hier R_E eine Wechselspannungs-Gegenkopplung bewirkt. Das heißt aber, daß der Spannungsabfall am Generatorwiderstand R_g klein ist, und der Rückgang der Verstärkung teilweise ausgeglichen wird (Bild 3). Gegenüber der niederohmigen Ansteuerung kann also der Wert des Emitterkondensators bei gleichem Verstärkungsrückgang kleiner gewählt werden. Einschränkend muß man jedoch erwähnen, daß die hier benutzten Gleichungen meist nur Näherungen sind, womit sich ihr Geltungsbereich auf Niederfrequenz, also $f \ll f_T/h_{21e}$ erstreckt.

Der 3-dB-Punkt für die Verstärkerberechnung

In einem Wechselspannungsverstärker wird die untere Grenzfrequenz meist durch mehrere RC-Glieder bestimmt, die einen frequenzabhängigen Abfall der Verstärkung bewirken. Den Einwand von O. Kilgenstein in Heft 15/78, daß der Wert von 3 dB bei der Grenzfrequenz eines RC-Gliedes als Grundlage für die Verstärkerberechnung »für die Praxis als nicht brauchbar angesehen werden kann«, hält der Autor für nicht stichhaltig. Man kann zwar wie dort angegeben mit

$$\rho_1 = \frac{V_u}{V_{u\text{max}}}$$

rechnen, doch ist auch aus der Frequenzgang-Forderung die Grenzfrequenz jedes RC-Gliedes einzeln festzu-

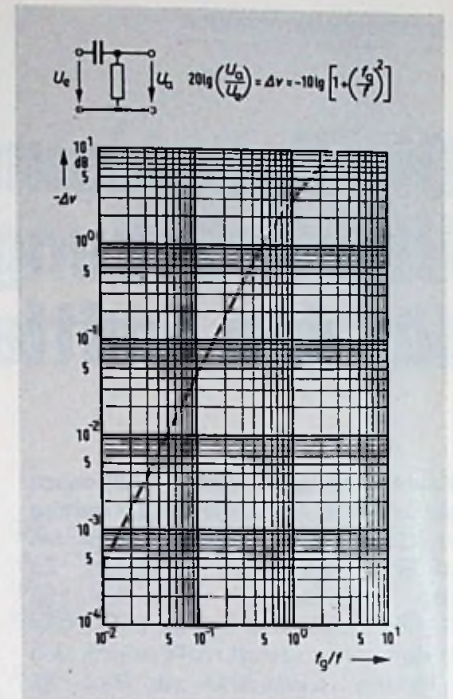


Bild 5. Kennt man den zulässigen Verstärkungsrückgang in dB, kann man mit diesem Diagramm die Grenzfrequenz der verursachenden RC-Glieder bestimmen

legen. Praktisch läuft beides auf das Gleiche hinaus. Die Verstärkung (eigentlich ist es eine Dämpfung, was durch das Minuszeichen in den folgenden Gleichungen berücksichtigt wird) so eines RC-Gliedes – für die untere Grenzfrequenz sind es Hochpässe (Bild 4) – hat dann den Wert

$$v = -10 \lg \left[1 + \left(\frac{f_g}{f} \right)^2 \right] \quad (8)$$

mit v in dB, oder

$$v = \left[\frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f_g}{f} \right)^2}} - 1 \right] \cdot 100 \quad (9)$$

mit v in Prozent.

Die Phasendrehung des RC-Gliedes ist

$$\Delta\varphi = \arctan \left(\frac{f_g}{f} \right) \quad (10)$$

Zum schnellen Arbeiten eignet sich eine Darstellung in Form von Diagrammen wie sie die Bilder 5 und 6 für einen Hochpaß zeigen.

Beispiel

Ein Verstärker enthalte fünf RC-Glieder. Bei der Grenzfrequenz 40 Hz sei ein Ab-

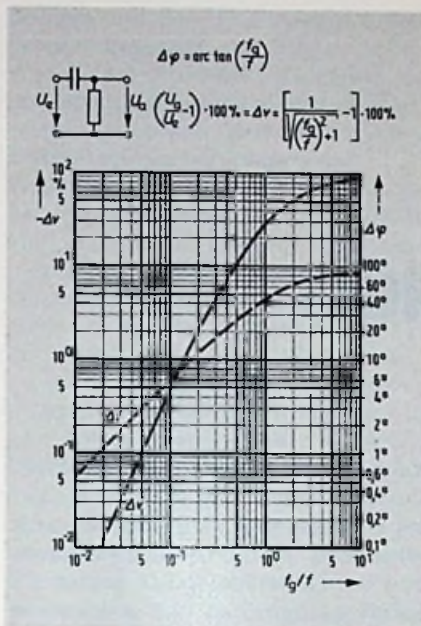


Bild 6. Ist der zulässige Rückgang der Verstärkung in Prozent bekannt, kann man die Grenzfrequenz und die Phasendrehung der verursachenden RC-Glieder mit diesem Diagramm bestimmen

fall der Verstärkung um -1 dB, das sind -12% zulässig; je Glied sind das $0,2$ dB oder $2,4\%$ Dämpfung.

Aus Bild 5 folgt mit $\Delta v = -0,2$ dB

$$\frac{f_g}{f} = 0,22$$

oder $f_g = 40 \text{ Hz} \cdot 0,22 = 8,8 \text{ Hz}$

f_g Grenzfrequenz eines jeden RC-Gliedes.

Aus Bild 6 folgt mit $\Delta v = -2,4\%$ das gleiche Ergebnis. Der Wert $-2,4\%$ ist eine Näherung ($-12\%/5 = -2,4\%$), doch ist die Abweichung von der genauen Rechnung

$$-12\% \cong 0,88$$

$$\sqrt[5]{0,88} = 0,975 \cong -2,5\%$$

nur sehr gering. Bis zu 10% Verstärkungsabfall ist sie kleiner als $0,5\%$, bis 20% kleiner als 2% und auch bei 30% Verstärkungsabfall noch weniger als 5% . Jedes RC-Glied muß also für eine Grenzfrequenz von $8,8 \text{ Hz}$ bemessen werden, damit bei 40 Hz die Gesamtverstärkung um -1 dB abfällt. Die Phasendrehung zwischen Ein- und Ausgangsspannung hat nach Bild 6 bei 40 Hz einen Wert von $5 \cdot 13^\circ = 65^\circ$.

In diesem Beispiel war die Dämpfung aller RC-Glieder gleich groß. Das muß aber nicht so sein, denn ein Abfall von 1 dB kann ebenso von einem RC-Glied mit beispielsweise $0,7$ dB Dämpfung verursacht werden, wobei die restlichen vier Glieder dann gerade noch $0,3$ dB Dämpfung haben dürfen. Auch in so einem Fall führen die Diagramme schnell zum Ziel.

0,7-dB-Glied:

$$f_g = 40 \text{ Hz} \cdot 0,42 = 16,8 \text{ Hz}$$

die übrigen vier Glieder:

$$f_g = 40 \text{ Hz} \cdot 0,13 = 5,2 \text{ Hz, da}$$

$$\frac{0,3 \text{ dB}}{4} = 0,075 \text{ dB je Glied den Faktor}$$

$0,13$ ergibt.

Die Phasenverschiebung ist dann

$$1 \cdot 23^\circ + 4 \cdot 7,5^\circ = 53^\circ$$

Bezeichnet man die Abszisse in den Bildern 5 und 6 mit f/f_g , dann können die Diagramme auch für das Ermitteln oberer Grenzfrequenzen verwendet werden.

Neue Bauelemente

Stereodecoder

Die Siemens AG bringt mit dem Stereodecoder TCA 4500 A eine integrierte Schaltung auf den Markt, die im Gegensatz zum Vorgängertyp den Pilotton ohne externe Schwingkreise herausfiltert. Der Baustein arbeitet nach dem PLL-Verfahren und bietet die Möglichkeit, die Basisbreite stufenlos einzustellen. Das kann automatisch, zum Beispiel abhängig von der Feldstärke, oder auch von Hand geschehen. Aufgrund dieser Maßnahme tritt das abrupte Umschalten zwischen Mono- und Stereoempfang nicht mehr auf, und das damit verbundene Störgeräusch fällt weg. Neben einem geringen Klirrgrad ($0,3\%$) hat der Baustein den Vorteil einer hohen Unterdrückung der ersten Oberwelle der ARI-Hilfsträgerfrequenz (70 dB). Die ARI-Hilfsträgerfrequenz selbst tritt systembedingt nicht auf. Der Stereodecodor TCA 4500 A hat ein 16poliges DIP-Gehäuse und kommt mit einer Versorgungsspannung von 10 V aus. Er kann daher nicht nur in Heimgeräten, sondern auch im Autoradio für die Hi-Fi-Wiedergabe benutzt werden.

IC für Vertikalablenkung. Der Schaltkreis TDA 2653 von Valvo eignet sich für die Vertikalablenkung beim 30-AX-System. Er hat alle Vorzüge des ICs TDA 2652 und enthält darüber hinaus noch einen Aufstockgenerator.

LED-Zeile. Eine LED-Zeile mit 10 LED im $25,4 \text{ mm}$ langen DIL-Gehäuse wurde von der Litronix GmbH, 8068 Pfaffenhofen, auf den Markt gebracht. Die einzelnen Leuchtbalken haben elektrisch getrennte Anschlüsse und eine Lichtstärke von 5 mcd bei 20 mA Flußstrom. Lieferbar ist zur Zeit unter der Bezeichnung RBG-1000 eine rot leuchtende Ausführung; alle anderen Farben sind in Vorbereitung. Anwendung: Anzeigen bei denen es auf die Trend-Erkennung ankommt, da LED-Zeilen hier einer numerischen Anzeige überlegen sind.

Feuchte-Sensor. Für den Meßbereich von 10% bis 90% relativer Feuchte stellt die Firma Valvo unter der knappen Bezeichnung 2322 691 90001 einen kapazitiv arbeitenden Feuchte-Sensor vor. Kurzdaten: $C = 122 \text{ pF}$ bei 43% relativer Luftfeuchte und $T = 300 \text{ K}$; Empfindlichkeit $\Delta C = 0,4 \text{ pF}/\%$ rel. Feuchte; Betriebsspannung 15 V . Vorschläge für Meßschaltungen mit analoger oder numerischer Anzeige sind verfügbar.

Fernseh-Tonkanalschaltung. Der Schaltkreis ULN 2290 Q der Sprague Elektronik GmbH, Frankfurt/Main, enthält alle Funktionen eines Fernseh-Tonkanals und ist identisch mit dem IC TDA 1190 Z. Herkömmliche Steckfassungen oder DIL-Bohrungen kann man benutzen wenn die Ausführung ULN 2290 B verwendet wird.

NF-Leistungsverstärker. Unter der Bezeichnung ULX 3701 Z bietet die Firma Sprague Elektronik, Frankfurt/Main, den NF-Leistungsverstärker TDA 2002 an.

Gleichspannungswandler. Von der Firma Tisco – einer Zweigniederlassung der Texas Instruments Deutschland GmbH, Freising, wird ein Gleichspannungswandler von $+5 \text{ V}$ auf -12 V angeboten. Der Baustein ist für die Printmontage geeignet, hat einen Leerlaufstrom von 2 mA und einen Eingangsspannungsbereich von 3 V bis 7 V . Die stabilisierte Ausgangsspannung ist mit 25 mA belastbar. Bezeichnung: W5R-12.

Unijunktion Transistoren. Die Nucletron Vertriebs GmbH, München, hat für die Unijunktion Transistoren 2N2646 und 2N2647 (beide im TO-18-Metallgehäuse) Ersatztypen im TO-92-Plastikgehäuse im Programm. Gegenüber der Metallausführung sind sie um rd. 50% billiger. Die Austauschbarkeit ist jedoch nur bedingt gewährleistet.

Qualitätssicherung

Die Bauelemente-Hersteller brauchen die Hilfe der Anwender

Der harte Wettbewerb auf dem Farbfernsehgeräte-Markt wirkt sich auch auf die Bauelemente-Hersteller aus, denn die Anforderungen an die Qualität ihrer Erzeugnisse wurden sprunghaft angehoben. Auf diese Weise soll dem Unterschied in der Geräte-Ausfallrate verschiedener Hersteller begegnet werden. Auf der Hannover-Messe 1979 gab H.-J. Benseick von der Firma Valvo bei einer Vortrags- und Diskussionsrunde darüber Auskunft, was das für die Qualitätssicherung passiver Bauelemente bedeutet. Als Beispiel für die gestiegenen Anforderungen wird die Qualität von Farbfernseh-Geräten besprochen.

Wenn ein Produkt zur „Stunde Null“ und im Laufe der Benutzung einwandfrei funktioniert und dabei die Erwartungen des Anwenders erfüllt oder sogar überschreitet, so wird im allgemeinen das Merkmal „Qualität“ gebraucht. Qualität ist ein Kriterium, das von der Art der Anwendung und vom allgemeinen technischen Standard abhängt. Deshalb wird bei fortschreitender Technologie, bei verschärften wettbewerblichen Herausforderungen und höher geschraubten Erwartungswerten des Verbrauchers, das Qualitätsmerkmal gegenwärtig höher bewertet als in der Vergangenheit.

Qualität fängt bei den Bauelementen an

Da die gleichbleibend gute Funktion eines Gerätes auch vom Bauelement abhängig ist, wird die Sicherung der Bauelemente-Qualität schon lange als eine bedeutende Aufgabe betrachtet. Alle Werke, in denen Valvo-Bauelemente hergestellt werden, haben eine geregelte Produktionsüberwachung. Sie besteht aus Kontrollen während

der verschiedenen Produktionsschritte (inline inspection) und aus einer für die Freigabe notwendigen Endkontrolle. Daneben verfügt Valvo über ein großes zentrales Qualitätslabor, wo zum Beispiel Stichproben aus Produktionslosen verschiedenen Beanspruchungen unterworfen werden, darunter sind Lebensdauertests sowie Prüfungen in Anwendungsschaltungen – auch unter verschärften Bedingungen.

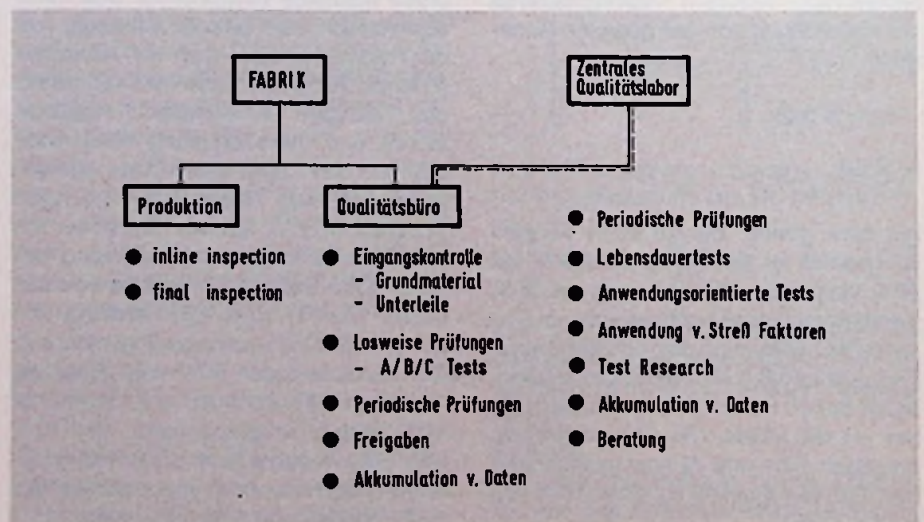
Eine ganz wesentliche Aufgabe des zentralen Qualitätslabor besteht darin, auf der Grundlage der Bauelemente-Technologie bestimmte Testmethoden zu entwickeln, aus denen bei kürzerer Prüfzeit Rückschlüsse auf das Langzeitverhalten, also auf die Stabilität, gezogen werden können (test research). Wenn beispielsweise für ein Bauelement Stabilitätskriterien bei 2000 h festgelegt werden, so ist es aus vielerlei Gründen nicht durchführbar, alle Exemplare einer Prüfzeit von

2000 h zu unterwerfen, oder die Freigabe von einer 2000-h-Prüfung abhängig zu machen. Statt dessen sind zeitraffende Methoden anzuwenden, wobei kritische Parameter gezielt so geprüft werden, daß das in kürzerer Zeit erreichte Testresultat mit den Langzeitänderungen unter normalen Betriebsbedingungen vergleichbar ist. Es ist klar, daß mit Kontrollen nur ein Zustand festgestellt werden kann, und sich damit die Qualität nicht verbessern läßt. Eine Qualitätsanhebung ist zu erreichen, wenn die Ausfälle planmäßig erfaßt, untersucht und an die Produktentwicklung sowie Fertigung gemeldet und dann die Ursachen für die auftretenden Fehler abgestellt werden.

Der Wettbewerb erzwingt ein hohes Qualitätsniveau

Die Qualität der Bauelemente wurde in der Vergangenheit schrittweise ver-

Bild 1. Aufbau der Qualitätsorganisation bei Valvo



bessert und den allgemeinen Erwartungen angepaßt. In jüngster Zeit ist jedoch die Auseinandersetzung mit der Qualitätsfrage zu einem zentralen Thema geworden, und die Maßstäbe wurden sprunghaft angehoben.

Wesentliche Antriebskräfte gehen dabei von den Geräteherstellern im Konsumgüter-Sektor aus. Für die Bauelemente-Industrie bedeutet dies, daß die Qualitätsproblematik auf hohe Stückzahlen erweitert wurde. Es ist in der Tat ein Unterschied, ob in Einzelfällen – etwa für rein professionelle Anwendungen – Bauelemente in Kleinstmengen einer besonderen Fertigung, Überwachung und Prüfung unterworfen werden – ein bekanntes Beispiel sind MIL-Produkte –, wobei die Anwendung es oft erlaubt, daß solche Bauelemente ein wesentlich höheres Preisniveau haben dürfen, oder ob es sich um Standard-Bauelemente mit millionenfacher Anwendung handelt, wobei hier die internationale Wettbewerbslage das Preisniveau niedrig hält.

Bei Farbfernseh-Empfängern gibt es noch starke Qualitätsgefälle

Das „neue Bewußtsein“ gegenüber Qualitätsforderungen wird hier am Beispiel der Farbfernseh-Geräte kurz verdeutlicht. Die internationale Wettbewerbslage zwingt nämlich Farbfernseh-Geräte-Produzenten, die verschiedenen Kosteneinflüsse zu untersuchen und zu minimieren, also auch solche Kosten

○ die von Reparaturen vor der Auslieferung der Geräte verursacht werden, ○ die durch Service-Leistungen innerhalb der Garantiezeit entstehen. Entsprechende Untersuchungen und Resultate werden deshalb so ernst genommen, weil festgestellt wurde, daß es bei den Geräte-Ausfallraten Unterschiede von einer, teilweise von zwei Zehnerpotenzen zwischen verschiedenen Herstellern gibt, was sich unmittelbar in einem Wettbewerbsgefälle bemerkbar macht. Dies hat unmittelbaren Einfluß auf die Kosten und auf das Image des Geräteherstellers beim qualitätsbewußten Endverbraucher mit allen Konsequenzen für die Marktposition des Geräteherstellers.

Ohne Zweifel muß das Qualitätsgefälle abgebaut und das Qualitätsniveau verbessert werden. Diese Aufgabenstellung und Herausforderung hat Valvo als Bauelemente-Lieferant von Anfang an aufgegriffen. Das trifft im

	Konformität (Frühausfälle 0–2 h) $\times 10^{-6}$ (ppm)	Zuverlässigkeit (Betriebsausfälle bis 2000 h) $\times 10^{-6}$ /h
Kohleschichtwiderstände	< 20	0,015
Mini-Elektrolytkondensatoren	< 100	0,05
Kleine Elektrolytkondensatoren	< 150	0,05
Elektrolytkondensatoren (fest)	< 50	0,01
MKT-Kondensatoren	< 50	0,05
KS-Kondensatoren	< 250	0,02
Keramikkondensatoren	< 100	0,05
Cermet-Trimmpotentiometer	< 50	0,02
Kohleschicht-Trimmpotentiometer	< 250	0,02

Tabelle 1. Angaben über Konformität und Zuverlässigkeit passiver Valvo-Bauelemente

besonderen Maße für passive Bauelemente – speziell für Kondensatoren und Widerstände zu. Der Grund liegt auf der Hand: Nach wie vor stehen Kondensatoren und Widerstände mit rund 600 bis 800 Einzelkomponenten in einem Farbfernsehgerät weitaus an der Spitze der Bestückung. Diesem Mengeneinfluß und dem daraus folgenden statistischen Risiko muß gerade bei Kondensatoren und Widerständen mit außerordentlich hohen Qualitätsmaßstäben begegnet werden.

Der einzig geeignete Weg ist der, die Qualitätssteigerung so weit zu treiben, daß die Fehlerrate der Bauelemente in der Größenordnung 10^{-6} ppm (ppm = parts per million) liegt. Nur damit kann das Ziel erreicht werden, die Fehler rate von Farbfernsehgeräten auf die Größenordnung 10^{-2} zu verringern. Um diese Bauelemente-Qualität zu prüfen, sind herkömmlichen Methoden, etwa die Anwendung der attributiven Stichprobenprüfung (AQL-System), nicht ausreichend. Vielmehr muß ein komplexes Qualitätssystem aufgebaut und ausgenutzt werden.

Kennzeichen der Bauelemente-Qualität

Bewährt hat es sich, die Qualität von Bauelementen durch zwei Angaben zu kennzeichnen. Das sind: Konformität, also der Grad der Übereinstimmung eines Bauelementes mit definierten Anforderungen zum Null-Stunden-Zeitpunkt, und Zuverlässigkeit, also die Eigenschaft eines Bauelementes, definierte Anforderungen beim Betrieb innerhalb zulässiger Grenzen

während einer bestimmten Zeitdauer einzuhalten.

Die Werte in Tabelle 1 spiegeln den gegenwärtigen Qualitäts-Stand der Valvo-Bauelemente. Sie wurden aus den Ergebnissen der Qualitätslaboratorien und Bauelemente-Anwender abgeleitet, wobei solche Bauelemente-Ausfälle berücksichtigt wurden, die in der Regel das Gerät oder die Schaltung außer Funktion setzen.

So oft fallen Farbfernseh-Geräte aus

Was kann man aus den Zahlen der Tabelle 1 für die Anwendung in Farbfernseh-Geräten ableiten?

Frühausfälle: Wird – um die Darstellung hier zu vereinfachen – für alle Kondensatoren und Widerstände eine mittlere Ausfallrate von 100 ppm und als Bestückungsmenge 600/Gerät eingesetzt, so ergibt sich bezogen auf 100 Geräte, eine Ausfallrate von 6; das heißt, der Gerätehersteller könnte – nur verursacht durch Ausfälle von Kondensatoren oder Widerständen – mit einer Reparaturrate von 6% während der Produktions- und Testphase im Werk konfrontiert werden (Frühausfälle). Damit diese Zahl im richtigen Licht gesehen wird, sei darauf hingewiesen, daß die durch sämtliche Einflußfaktoren verursachte tatsächliche Reparaturrate um eine Größenordnung höher liegt. Neben den Frühausfällen, die durch andere Bauelemente verursacht werden, gehen in einem erheblichen Maß auch Fehler durch Fehlbestückung, kalte Lötstellen, falsche Löttechnik, ungünstigen Schaltungsentwurf, Transport usw.

ein. Hier liegt noch ein weites Aufgabengebiet für den Gerätehersteller.

Zuverlässigkeit: Wird (vereinfacht) für alle Kondensatoren und Widerstände mit einer mittleren Ausfallrate von $0,03 \times 10^{-6}$ je Stunde, sowie mit einer Zahl von 600 Stück je Gerät gerechnet, so kann sich für eine Betriebszeit von 100 h als Folge der Qualität von Kondensatoren und Widerständen eine Ausfallrate von 1,8 % ergeben. Der tatsächliche Wert liegt infolge aller Einflußfaktoren wesentlich höher, und verschiedene Analysen haben ergeben, daß Ausfälle während der Betriebszeit folgende Ursachen haben: Bauelemente-Ausfälle rd. 50 %, Schaltungen im Gerät nicht optimal rd. 30 %, mangelhafte Arbeitsqualität rd. 20 %. Das Ziel ist, beide Ausfallraten (Null-Stunden-Ausfälle und Betriebsausfälle) weiter zu senken. Wird der Bauelementehersteller dabei allein gelassen, ist das Resultat für den Anwender fraglich und mit Zeitverlust verbunden. Ein planvolleres Vorgehen ist jedoch möglich, wenn zwischen Hersteller und Anwender ein Kooperationsverhältnis aufgebaut wird. Produktverbesserungen lassen sich nämlich nicht durch schärfere Prüfungen erreichen. Vielmehr müssen das Bauelement und sein Herstellprozeß weiterentwickelt werden. Dazu kann der Bauelemente-Anwender beitragen. So sollte beispielsweise die aus praktischem Betrieb gewonnene Fehlerstatistik dem Bauelemente-Hersteller zur Verfügung gestellt werden. Auf dieser Grundlage können dann gezielt Produkteigenschaften und Produktionsverfahren verbessert werden. Qualitätsverbesserung muß als eine gemeinsame industrielle Aufgabe angesehen werden.

Qualitätsangaben sind ganz stark Vertrauensangaben. Kein großer Bauelemente-Anwender kann es sich leisten, alle Produkt-Parameter zu kontrollieren. Er leitet deshalb seine Einkaufsentscheidung oft aus den guten oder schlechten Erfahrungen mit einem Produkt ab und zusätzlich aus Angaben, die der Hersteller über seine Verfahren zur Qualitätssicherung macht.

Qualitätssicherung steht auf zwei Beinen

Der Aufbau der Qualitätsorganisation bei Valvo geht aus Bild 1 hervor. Organisatorisch wird die Qualitätssicherung durch zwei Säulen getragen: Das

in die Fabrik einbezogene Qualitätsbüro und das zentrale für alle Werke zuständige Qualitätslaboratorium.

Für jede Produktfamilie wird die Qualitätsprozedur in einer besonderen Richtlinie schriftlich festgelegt, die eine

○ 100-%-Prüfung wesentlicher Parameter,

○ eine losweise Prüfung der Konformität

○ und die losweise Prüfung der Zuverlässigkeit in Lebensdauerprüfungen enthält.

Aus diesen systematisch durchgeführten Tests und der Auswertung der akkumulierten Daten können dann die in Zusammenarbeit mit den Anwendern gewonnenen Ergebnissen (Tabelle 1) abgeleitet werden. Wenn von der Anwenderseite die Bereitschaft hinzukommt, Fehler statistisch zu erfassen und diese zurückzumelden, dann kann es gelingen, Fehler zielstrebig abzubauen, also die Qualität zu verbessern.

rss

Buchbesprechungen

Halbleiterphysik. Band 1 der Reihe „Elektronische Festkörperbauelemente“. Von Reinhold Paul. 560 Seiten, 223 Bilder, 43 Tafeln, Ganzleinen. Preis 54 DM. Lizenzausgabe des VEB Verlag Technik, Berlin, für das Gebiet Bundesrepublik, Westberlin, Schweiz: Dr. Alfred Hüthig Verlag, Heidelberg.

Der vorliegende erste Band der Lehrbuchreihe „Elektronische Festkörperbauelemente“ behandelt die physikalischen Grundlagen, auf denen die Arbeitsweise der Bauelemente beruht. Dementsprechend überdeckt der Inhalt mehrere Gebiete der Festkörperphysik. Nach einer einleitenden, mehr phänomenologischen Übersicht zum Begriff Halbleiter werden kristallographische Grundlagen am ruhenden und schwingenden Gitter erläutert und anschließend eine vereinfachte Elektronentheorie dargelegt, die mit der Darstellung des Bändermodells und seinen Eigenschaften abschließt. Nach einer tieferen Analyse der Transportphänomene und wichtiger Nichtgleichgewichtsvorgänge werden die Eigenschaften der Überschußträger eingehend geklärt, und schließlich beschäftigt sich das Buch noch mit den Eigenschaften der Halbleiteroberfläche. Wiederholungsfragen, Beispiele und Übungsaufgaben erleichtern das Verständnis und die Vertiefung des Stoffes.

Bekanntgemachte Patentanmeldungen

Vorrichtung zum Lesen von Informationen auf einer Videoplatte. Patentanspruch: Vorrichtung zum Lesen von Informationen auf einer Videoplatte in der Form eines geradlinigen Musters von Unterbrechungen, welche in Längsrichtung mit Abstand zueinander und derart bemessen angeordnet sind, daß sie ein Videosignal darstellen, mit einer Einrichtung mit einer Laserquelle zum Erzeugen eines Lichtstrahls, welcher über einen Spiegel durch eine Linse auf einen vorbestimmten Lesepunkt auf der Videoplatte gerichtet und von der Videoplatte durch die Linse reflektiert und in Richtung zu der Laserquelle zurückgeführt wird, gekennzeichnet durch einen ausgerichteten Polarisationsanalysator und eine Viertelwellenlängenplatte, welche in dem Lichtstrahl des Lese-Lasers zur Übertragung des Lichtstrahls hierdurch während der auftreffenden Übertragung zu der Videoplatte angeordnet ist, wobei der Polarisationsanalysator in dem Lichtstrahl zwischen der Laserquelle und der Viertelwellenlängenplatte angeordnet ist, wodurch die von der Laserquelle erzeugte Strahlung während der auftreffenden und der reflektierten Übertragung zu der Videoplatte hin und von dieser weg durch die Viertelwellenlängenplatte etwa 90° gedreht und der Durchgang der reflektierten Lesestrahlung durch den Polarisationsanalysator zu der Laserquelle gesperrt wird.

DBP.-Anm. H 04 n, 5/76. AS 2 462 514

Bekanntgemacht am 15.3.1979

Anmelder: MCA Disco-Vision, Inc., Universal City, Calif.

Erfinder: John Seymour Winslow, Altadena, Calif.

Vorrichtung zum Verriegeln und Auswerfen von Magnettonbandcassetten

Patentanspruch: Vorrichtung zum Verriegeln und Auswerfen von Magnettonbandcassetten, mit einem zwischen einer Ruhestellung und einer Betriebsstellung bewegbaren Schlitten, welcher einen Magnétkopf und eine Andruckrolle trägt, sowie mit einer federnden, L-förmigen Haltevorrichtung, die die Betriebsstellung der Cassette fixiert, gekennzeichnet durch folgende Merkmale:

a) die in einer geneigten Lage einföhrbare und in eine horizontale Betriebsstellung verschwenkbare Cassette ruht in der

Betriebsstellung auf Schultern von mehreren an einer Grundplatte angeordneten Stützgliedern;

b) beim Verschwenken in die Betriebsstellung greifen auf der Grundplatte angebrachte Stifte in Öffnungen der Cassette ein;

c) ein an der Cassettenrückseite angreifender federnder Arm drückt die Cassette in Richtung auf den Magnetkopf zur Anlage an den Schultern;

d) die L-förmigen Glieder der Haltevorrichtung gleiten beim Verschieben des Schlittens mit ihren horizontalen Armen auf die dem Magnetkopf zugewandte Vorderseite der Cassette auf.

DBP.-Anm. G 11 b, 25/06. AS 2 022 701 Bekanntgemacht am 5.4.1979

Anmelder: Sony Corp., Tokio

Erfinder: Shizuo Takashino, Tokorozawa, Saitama (Japan)

Verfahren zur Herstellung eines Signalgebers für einen drehzahlregelbaren Plattenspielerantrieb. Patentanspruch: Verfahren zur Herstellung eines Signalgebers für einen drehzahlregelbaren Plattenspielerantrieb mit einem Antriebsmotor und einem Plattenteller, wobei der oben ausgebildete Signalgeber auf einer mit dem Plattenteller drehzahlstarr verbundenen rotationssymmetrischen Trägerfläche angeordnet ist, und im Zusammenwirken der auf ihm aufgezeichneten Muster mit einem Empfänger eine Impulsfolge erzeugt wird, deren Frequenz der Drehzahl des Plattentellers proportional ist, dadurch gekennzeichnet, daß der Signalgeber ohne Rücksicht auf eine genaue Zentrierung auf der betreffenden Trägerfläche befestigt und anschließend mit dem gesamten Muster gleichzeitig versehen wird.

DBP.-Anm. G 11 b, 19/28. AS 2 712 586 Bekanntgemacht am 12.4.1979

Anmelder: Braun AG, 6000 Frankfurt

Erfinder: Harry Gaus, 6242 Kronberg; Dieter Schotte, 6236 Eschborn; Udo Miltzki, 6083 Walldorf

Vorrichtung zur Steuerung einer Gummi-Andruckrolle in einem Cassetten-Magnettongerät. Patentanspruch: Vorrichtung zur Steuerung einer Gummi-Andruckrolle in und außer Eingriff mit einer Capstanwelle in einem Cassetten-Magnettongerät mit einem die Gummi-Andruckrolle lagernden, durch Federkraft beaufschlagten, schwenkbaren Andruckhebel, mit einer das Laufwerk tragenden, verstellbaren Antriebsplatte, mit einer auf einem feststehenden Chassis angebrachten Cassetten-Führung, in die eine Cassette einschiebbar ist, mit ei-

ner während des Einschlebens der Cassette die Antriebsplatte senkrecht gegen die Cassette bewegenden und in der Betriebslage der Cassette das Laufwerk und die Aufnahme- bzw. Wiedergabeelemente mit der Cassette in Eingriff bringenden Vorrichtung, wobei Mittel vorgesehen sind, welche die Cassette in der Betriebslage arretieren, wobei die Antriebsplatte in Scheren gelagert ist, die an den Längsseiten des feststehenden Chassis angebracht sind und die bei Erreichen der Betriebslage der Cassette durch eine Steuervorrichtung derart betätigbar sind, daß die Antriebsplatte in paralleler Lage senkrecht zur Cassettenebene bewegt wird, und wobei ein erster Hebelarm eines Haltehebels im Wirkungseingriff mit einem Steuerstift der Scheren steht und ein zweiter Hebelarm des Haltehebels mit einem Verriegelungshebel im Eingriff steht, der durch einen Elektromagneten betätigbar ist, dadurch gekennzeichnet, daß eine Schubstange vorgesehen ist, die mit dem zweiten Hebelarm des Haltehebels verbunden ist, daß eine Rastklinke in einem Lagerpunkt der Schere drehbar gelagert ist und daß die Rastklinke und die Schubstange mit einer Betätigungslasche des Andruckhebels derart in Eingriff bringbar sind, daß bei Erreichen der Betriebslage der Cassette die Rastklinke den Andruckhebel freigibt und beim Cassettenauswurf die Schubstange vor Betätigung des Steuerstifts durch den Haltehebel die Andruckrolle abhebt.

DBP.-Anm. G 11 b, 15/29. AS 2 414 649 Bekanntgemacht am 15.3.1979

Anmelder: Blaupunkt-Werke GmbH, 3200 Hildesheim

Erfinder: Walter Hapke, 3200 Hildesheim

Plattenspieler zur wahlweisen Wiedergabe eines beliebigen Einzeltitels von mehreren Schallaufzeichnungen.

Patentanspruch: Plattenspieler zur wahlweisen Wiedergabe eines beliebigen Einzeltitels von mehreren Schallaufzeichnungen auf einer Seite einer Schallplatte, die mehrere unabhängige, jedem Einzeltitel zugeordnete Tonrillenspiralen aufweist, deren Anfänge mit gleichem Abstand am Umfang der Schallplatte angeordnet sind und mit einem gehäusefest angeordneten, gelenkig gelagerten und über die Schallplatte schwenkbaren Tonarm, der an einem freien Ende einen Tonabnehmer trägt, der sich während des Abspielvorganges vom Rand zur Mitte der drehangetriebenen Schallplatte bewegt und der zu Beginn des Abspielvorganges nach Einstellung eines durch die abzuspielende Tonrillenspirale vor-

gegebenen Drehwinkels der Schallplatte in den Anfang der Tonrillenspirale abgesenkt wird, dadurch gekennzeichnet, daß die Einstellung des Drehwinkels der Schallplatte mittels eines Ansatzes am Umfang des Plattentellers erfolgt, in dessen Umlaufbahn einzelne, nebeneinander in gleichem Abstand angeordnete, verschieblich gelagerte Steuerelemente ragen, deren Anzahl mit der Anzahl der einzelnen, auf der Schallplatte aufgezeichneten Tonrillenspiralen übereinstimmt.

DBP.-Anm. G 11 b, 17/06. AS 2 064 851 Bekanntgemacht am 15.3.1979

Anmelder: Katsumi Watanabe, Kawasaki, Kanagawa (Japan)

Erfinder: Antrag auf Nichtnennung

Kohlemikrofon. Patentanspruch: Kohlemikrofon, dadurch gekennzeichnet, daß die Kohlekörper die Form hohler Kohlenstoffmikrokugeln besitzen, die aus einem Erdöl- oder Kohlepech gebildet worden sind und in einem inerten Gas, in Kohlenwasserstoffen mit 1 bis 10 Kohlenstoffatomen, in aromatischen Kohlenwasserstoffen oder in einer Mischung derselben bei einer Temperatur von 900 bis 2000°C behandelt worden sind.

DBP.-Anm. H 04 r, 21/02. AS 2 164 691 Bekanntgemacht am 15.3.1979

Anmelder: Kureha Kagaku Kogyo K.K., Tokio; Toyo Boseki K.K., Osaka (Japan)
Erfinder: Masaaki Nakao, Urawa, Saitama (Japan)

Gewichtseinrichtung für den Tonarm eines Plattenspielers. Patentanspruch: Gewichtseinrichtung für den Tonarm eines Plattenspielers, die an dem dem Tonabnehmer abgewandten Ende des Tonarms zur Ausbalancierung des Tonarms vorgesehen ist, dadurch gekennzeichnet, daß diese Gewichtseinrichtung in einem vorgegebenen Abstand von der Tonarmlagerung aufsteckbar ist.

DBP.-Anm. G 11 b, 3/14. AS 2 706 720 Bekanntgemacht am 29.3.1979

Anmelder: Braun AG, 6000 Frankfurt
Erfinder: Günter Hoffmann, 6238 Hofheim; Klaus Ramspeck, 6000 Frankfurt

Schallwiedergabesystem. Patentanspruch: Schallwiedergabesystem mit einem Leistungsverstärker zum Verstärken eines Eingangssignals, einem vom Ausgangssignal des Leistungsverstärkers beaufschlagten Lautsprecher und mit einem Kompensationsverstärker, der sowohl von einem am Eingang oder Ausgang des Leistungsverstärkers anstehenden Signal als auch von einem Detektorsignal, das von der Membranbewe-

gung abgeleitet ist und deren Verzerrungskomponenten anzeigt, beaufschlagt wird, dadurch gekennzeichnet, daß der Leistungsverstärker an eine Haupt-Sprachspulenwicklung und der Kompensationsverstärker an eine zweite, zusätzliche Sprachspulenwicklung angeschlossen ist.
 DBP.-Anm. H 04 r, 3/04. AS 2 629 605
 Bekanntgemacht am 15.3.1979
 Anmelder: Braun AG, 6000 Frankfurt
 Erfinder: Dr. Karleugen Habfast,
 6231 Schwalbach

Schaltungsanordnung zur Wiedergabe zeitgeraffter Sprache

Patentanspruch: Schaltungsanordnung zur Wiedergabe zeitgeraffter Sprache, bei der eine originale Sprachaufzeichnung mit gegenüber der Aufnahme vergrößerter Ablaufgeschwindigkeit übertragen und die originale Tonhöhe dadurch wiederhergestellt wird, daß Teile der zeitgerafften Sprache periodisch unterdrückt und die nicht unterdrückten Teile in einen Zwischenspeicher eingelesen und aus ihm mit der ursprünglichen Aufzeichnungsgeschwindigkeit wieder ausgelesen werden, dadurch gekennzeichnet, daß mit Hilfe eines Hüllkurvendektors die natürlichen, in der Sprache vorhandenen Pausen erfaßt werden, daß während der natürlichen Sprachpausen

keine Einlesung der zeitgerafften Sprache in den Zwischenspeicher erfolgt und daß außerhalb der natürlichen Sprachpausen die zeitgeraffte Sprache so lange ohne periodische Unterdrückung in den Zwischenspeicher eingelesen wird, wie die Sprachpausen angedauert haben.
 DBP.-Anm. G 11 b, 5/02. AS 2 800 409
 Bekanntgemacht am 15.3.1979
 Anmelder: Grundig E.M.V. Elektro-Mechanische Versuchsanstalt Max Grundig, Fürth
 Erfinder: Ing. (grad.) Erich Birk,
 8510 Fürth

Tonbandgerät Patentanspruch: Tonbandgerät mit einer einen Elektromagneten betätigenden Detektorschaltung zur Ermittlung von Signalaugen, mit einer durch eine erste Halteeinrichtung verriegelbaren Wiedergabetaste, mit der bei der Wiedergabe eine Andruckrolle mit einer Bandantriebsverbindung bringbar ist, mit Tasten für den schnellen Bandvor- bzw. -rücklauf, die durch eine zweite Halteeinrichtung verriegelbar sind, und mit einem an einem Ende einer schwenkbaren Auslöseeinrichtung drehbar angeordneten Hebel, der von einem an einer Schwungscheibe angebrachten Betätigungselement erfaßbar ist, um so die Auslöseeinrichtung zu drehen und die Tasten für den

schnellen Bandvor- bzw. -rücklauf aus der zweiten Halteeinrichtung zu entriegeln, dadurch gekennzeichnet, daß die Tasten für den schnellen Bandvor- bzw. -rücklauf unabhängig von der Verriegelung der ersten Halteeinrichtung für die Wiedergebeteaste durch die zweite Halteeinrichtung in ihrer Betriebsstellung verriegelbar sind und in der verriegelten Stellung einen zusätzlichen Hebel betätigen, der die Andruckrolle unter Beibehaltung des Abtastkontaktes zwischen Band und Abtastkopf geringfügig gegen die Federkraft einer Feder vom Band abhebt und daß die Tasten für den schnellen Bandvor- und -rücklauf durch die Auslöseeinrichtung bei Ermittlung einer Signalaugenpause und Betätigung des Elektromagneten über den Hebel und die Betätigungselemente bei verriegelter Wiedergabetaste aus der zweiten Halteeinrichtung entriegelbar sind und die Andruckrolle dabei durch die Feder an die Bandantriebsachse andrückbar ist.
 DBP.-Anm. G II b, 15/10. AS 2 018 838
 Bekanntgemacht am 3.5.1979
 Anmelder: Matsushita Electric Industrial Co., Ltd., Kadoma, Osaka (Japan)
 Erfinder: Isao Koza, Osaka; Yuktada Ayukawa, Neyagawa, Osaka (Japan)

**FUNK
TECHNIK**

Fachzeitschrift für die gesamte Unterhaltungselektronik
 Erscheinungsweise: Monatlich
 Vereinigt mit „Rundfunk-Fernseh-Großhandel“

Verlag und Herausgeber

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

Verlagsanschriften:

Lazarettstraße 4 Im Welher 10
 8000 München 19 6900 Heidelberg 1
 Tel. (0 89) 18 60 51 Tel. (0 62 21) 489-1
 Telex 5 29 408 pflvl Telex 4 61 727 huehd

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 01/94 100
 (BLZ 672 700 03)

Redaktion

Chefredakteur:
 Dipl.-Ing. Wolfgang Sandweg

Redakteure:
 Ing. (grad.) Stephan Schall,
 Margot Sandweg,
 Curt Rint

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

Wirtschaftsredaktion 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) 18 60 51
 Telex 5 216 075 pfla

Paketanschrift:
 Lazarettstraße 4
 8000 München 19

Gültige Anzeigenpreisliste
 Nr. 11b 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 huehd

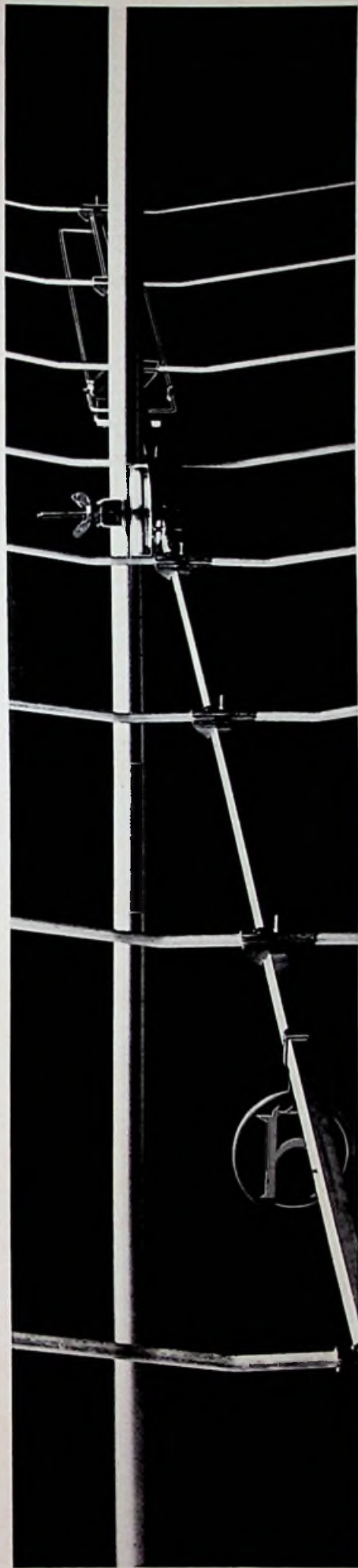
Bezugspreis: Einzelheft DM 7,- ab Verlag inklusive Mehrwertsteuer zuzüglich Port. Jahresabonnement Inland DM 80,- + DM 12,- Versandkosten. Jahresabonnement Ausland DM 80,- + DM 22,80 Versandkosten.

Kündigungen sind jeweils 2 Monate vor Ende des Bezugsjahres möglich und dem Verlag schriftlich mitzuteilen. Die Abbonementsgelder werden jährlich im voraus in Rechnung gestellt, wobei bei Teilnahme am Lastschriftabbuchungsverfahren über die Postscheckkammer und Bankinstitute eine vierteljährliche Abbuchung möglich ist.

Bei unverschuldetem Nichterscheinen keine Nachlieferung oder Erstattung.

Druck

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



Hirschmann Magneta, für schwierige Empfangs- bedingungen im ersten Fernsehprogramm (Kanal 5-12).

Diese Antenne bringt auch in schlecht versorgten Gebieten einen optimalen Empfang. Durch ihr patentiertes Prinzip der magnetischen Kopplung (daher der Name Magneta) erreicht sie bei relativ kurzer Baulänge Höchstleistung.

Die Magneta-Serie umfaßt drei Grundtypen. Alle vormontiert für schnelle, wirtschaftliche Montage. Geringe Windlast, unverwüßlich, auf Langlebigkeit konzipiert.

Qualität zieht sich als roter Faden durch das ganze Hirschmann Programm. Von der Autoantenne bis zur Gemeinschafts-Antennenanlage, von Steckverbindern bis zu Einbruch-Meldesystemen.

**Antennen,
Steckverbinder,
Einbruch-Meldesysteme
- ein ausgereiftes
Programm!**



Hirschmann

Richard Hirschmann
Radiotechnisches Werk
Richard-Hirschmann-Str. 19
D-7300 Esslingen/Neckar

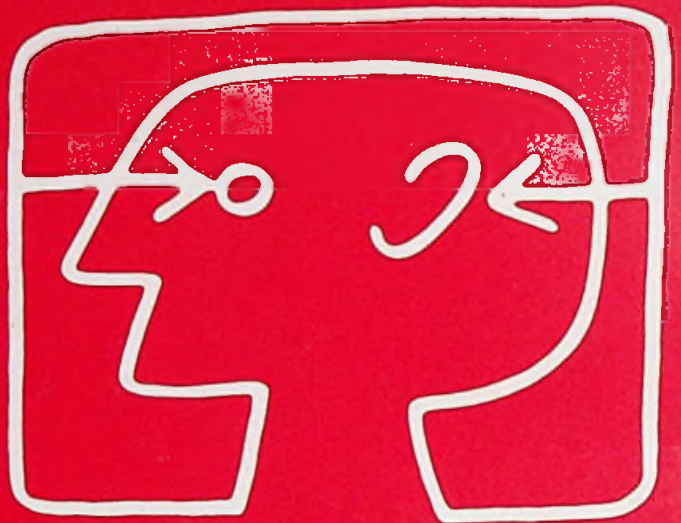
Coupon
für Prospekt »Magneta«



Internationale Funkausstellung 1979 Berlin 24.8.-2.9.

Hören - Sehen - Aufzeichnen

Das ganze Angebot der Unterhaltungselektronik präsentiert sich in Berlin. HiFi - TV - AV.
Wo liegen die Marktchancen?
Fachhändler aus aller Welt erfahren hier, was „in“ ist. Besser ordern durch umfassende Marktkennntnis. Die Internationale Funkausstellung zeigt die Chancen.



Veranstalter:
Gesellschaft zur Förderung der
Unterhaltungselektronik (GFEU) mbH
Durchführungsgesellschaft:
AMK Berlin
Ausstellungs-Messe-Kongress GmbH

**Hotel-Reservierungen
und Berlin-Informationen:**
Verkehrsmittel-Berlin
Europa-Center, D-1000 Berlin 19
Telefon: (030) 2 12 54
Telex: 0183 356 waber d

HiFi - TV - AV

Dazu fachbezogene und verbraucherorientierte Aktivitäten, wie: HiFi-Vorführungen mit Vergleichsmöglichkeiten zwischen verschiedenen Preis-/Leistungsklassen, HiFi-Happenings des Deutschen High Fidelity Institutes im ICC Berlin.
TV-bezogene Informationen der Deutschen Bundespost und der Sendeanstalten: Bildschirmtext, Videotext; Kabelfernsehen und Antennentechnik.
AV-Demonstrationen des Facheinzelhandels im „Videoladen“ mit „Videothek“

Bitte übersenden Sie mir Ihr Informationsmaterial

Name

Anschrift

Telefon



AMK Berlin

Ausstellungs-Messe-Kongress-GmbH

Internationales Congress Centrum Berlin
Kongresshalle Berlin
Messegebäude Berlin
Deutschlandhalle/Eissporthalle Berlin

Postfach 1917 40 · Messedamm 22
D-1000 Berlin 19
Telefon (030) 30 38-1
Telex 0182908 amkb d

Z L 15933

1255
125
Goethestr. 11
Waltersdorf

Mikro, G.