

18

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

FUNK

TECHNIK

Fachzeitschrift für die gesamte Unterhaltungselektronik



Subskriptionsangebot bis 31.10.1978

Nur DM 135,— statt später ca. DM 174,—



Curt Rint (Hrsg.)

Handbuch für Hochfrequenz- und Elektro-Techniker

Das universelle Nachschlagewerk für Studium und Praxis in völlig neuer Konzeption

Band 1

1978. 12., völlig neu überarbeitete Auflage.
752 Seiten mit 464 Bildern und Tabellen
Kunststoffeinband DM 54,80
ISBN 3-8101-0042-0
Tabellen, Mathematik, Grundlagen der Elektrotechnik/Elektronik, Werkstoffe und Passive Bauelemente sind die fünf Hauptabschnitte des neugestalteten ersten Bandes. Bei der Bearbeitung wurde wieder besonderer Wert darauf gelegt, daß die wesentlichen Begriffe und Beziehungen übersichtlich und systematisch herausgestellt, versehen mit technischen Daten, Tabellen, Diagrammen und Zeichnungen dargestellt werden, damit das Gelesene sofort in der Praxis und im Studium angewendet werden kann. Der Schwerpunkt liegt stets auf der genauen Formulierung der behandelten Begriffe, der wichtigen Naturgesetze und der exakten Erläuterung der Bauelemente.

Bereits erschienen

Band 2

1978. 12., völlig neu überarbeitete Auflage.
Ca. 750 Seiten.
Kunststoffeinband DM 58,80
ISBN 3-8101-0043-9
Der zweite Band, für den die gleichen Prinzipien wie für den ersten Band gelten, gliedert sich in vier Hauptgruppen, und zwar Tabellen, Mathematik, Grundlagen und HF-Meßtechnik. Die mathematischen Grundlagen werden für die immer komplexer werdenden Techniken, wie z. B. Fernsehen (Farbfernsehen), Satellitenfunk, Halbleiterphysik – um nur einige Gebiete aufzuzählen – immer wichtiger. Gediegene Kenntnisse der Höheren Mathematik sind daher notwendig. Auch der wesentliche Informations- und Wissensstoff der Grundlagen erweitert sich stets. Auf

diese neuen Fachgebiete wird in diesem Band ganz besonders ausführlich eingegangen. Das „Wissen um das Messen“ ist ebenfalls eine Grundbedingung für ein erfolgreiches Arbeiten. In dem ausführlichen Beitrag „HF-Meßtechnik“ werden die notwendigen Meßtechniken ausführlich erklärt.

Bereits erschienen

Band 3

1978. 12., völlig neu überarbeitete Auflage.
Ca. 750 Seiten.
Kunststoffeinband ca. DM 60,—
ISBN 3-8101-0044-7
Dieser Band ist den Halbleiter-Bauelementen und Bausteinen sowie den Vakuum-Bauelementen gewidmet. Sehr ausführlich werden die Halbleiter-Optoelektronik und der Quarz in der HF-Technik behandelt. Ein sehr umfangreicher Abschnitt behandelt das Fernsehen (Farbfernsehen) von den physikalischen Grundlagen, der Normung, den Aufnahme- und Wiedergabegeräten bis hin zur Studientechnik.

Erscheint voraussichtlich im Nov. 78

Fordern Sie bitte unseren ausführlichen Prospekt an.

Vom Subskriptionsangebot ausgeschlossen sind:

Band 7

1964. 755 Seiten mit 538 Abb. und 46 Tab., Leinen DM 30,50
ISBN 3-8101-0007-2

Band 8

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

Der Subskriptionspreis für die Bände 1–3, die in völlig neuer Konzeption erscheinen, beträgt bis 31.10.1978 DM 135,— zuzüglich Versandkosten. Danach beträgt der Ladenpreis für die 3 Bände ca. DM 174,— zuzüglich Versandkosten.

Bestellcoupon

Curt Rint (Hrsg.)

Handbuch für Hochfrequenz- und Elektro-Techniker

Ich/Wir bestellen aus dem
Hüthig & Pflaum Verlag,
Lazarettstraße 4, 8000 München 19

_____ Bände 1–3 zum Subskriptionspreis
von DM 135,—

Von den lieferbaren Titeln der
Handbuchreihe

_____ Ex. Band 7, DM 30,50

_____ Ex. Band 8, DM 30,50

Name _____

Straße _____

Ort _____

Unterschrift _____

Geben Sie diesen Bestellcoupon
bitte Ihrer Buchhandlung.

Hüthig & Pflaum Verlag • München/Heidelberg

Titelbild

Eine neue Senderfamilie für den LW-, MW- und KW-Bereich entwickelte AEG-Telefunken. Wesentlicher Vorteil der neuen Sender ist ein besonders hoher Wirkungsgrad und damit ein beachtlich geringerer Energiebedarf. Bei Stromkosten von heute fast einer Million Mark im Jahr für einen herkömmlichen Hochleistungssender amortisiert sich der Beschaffungspreis eines Senders der neuen Generation in wenigen Jahren. Die Verbesserung des Wirkungsgrades wird im wesentlichen durch den neuen Modulationsverstärker des Senders erreicht. Als Ergebnis einer vom Bundesministerium für Forschung und Technologie unterstützten Weiterentwicklung des bereits in den 60er Jahren für AEG-Telefunken patentierten Pulsdauermodulations-Verfahrens (PDM) für Rundfunksender konnte jetzt das „Pantel“-Verfahren (PDM-Anodenmodulations-Verfahren System Telefunken) in die Hochleistungssendertechnik eingeführt werden. Das Bild zeigt einen Blick in den Modulations-Teil eines neuen Senders im Prüffeld der Senderfabrik in Berlin.

(Bild: AEG-Telefunken)

Werkstatteil: Werkstatt und Service

Hobby-Werkstatt

- Anregung zum Nachbau:
Universell verwendbare Quarzzeitbasis . . . W & S 289
Kraftfahrzeug-Elektronik:
Drehzahlmesser mit LED-Skala W & S 291
Anregung zum Nachbau:
Geregelte Spannungsquellen, Teil 3:
Labornetzgerät mit Thyristor-Vorregler . . . W & S 299

Ausbildung und Weiterbildung

- Amplitudenmodulation:
Einfache Versuchsschaltungen, Teil 1 . . . W & S 307

Laborteil: Forschung und Entwicklung

Systeme und Konzepte

- Digitaltechnik: Übertragung von Bild-
und Tonsignalen F & E 181

Technologie

- Lautsprecherboxen: Fehlerquellen
beim Messen von Lautsprechern F & E 186

Fachveranstaltungen

- Terminkalender für Fachveranstaltungen . . F & E 187

Bauelemente der Elektronik

- Firmen-Jubiläum:
Ein halbes Jahrhundert Motorola F & E 188
Meldungen über neue Bauelemente F & E 189

Forschung und Lehre

- Speichertechnik: Neuer Werkstoff
für magnetische Blasenspeicher F & E 190

Grundlagen

- Grundsaltungen. Praxisgerechte
Berechnung von Schwingkreisen, Teil 6:
Schwingkreise mit Keramik-Resonatoren . . F & E 190

SIEMENS

65%* Ihrer Kunden wünschen sich ein brillantes Bild. Siemens-Farbfernsehgeräte haben es.



69%* wünschen sich einen Fernseher, der störungsfrei läuft. Siemens-Farbfernsehgeräte haben das Kaltchassis, eine Garantie für hohe Betriebssicherheit und lange Lebensdauer.

60%* wünschen sich einen leicht zu bedienenden Fernseher. Siemens-Farbfernsehgeräte haben die Sendersuchautomatik, den Mikrocomputer und die drahtlose Fernbedienung.

Siemens-Farbfernsehgeräte bieten noch mehr. Beispielsweise die programmierbare Einbruchvorbeugung, die von selbst Fernseher und Wohnzimmerbeleuchtung einschaltet und so die Einbrecher hinteres Licht führt.

Sie sehen, es gibt viele gute Verkaufsargumente für Siemens-Farbfernsehgeräte. Eine wichtige Voraussetzung für ein gutes Geschäft.

*Quelle: Institut für Werbepsychologie und Markterkundung GmbH, Kalkheim/Ts

Ein Name hält Wort – Siemens

Anregung zum Nachbau

Universell verwendbare Quarzzeitbasis

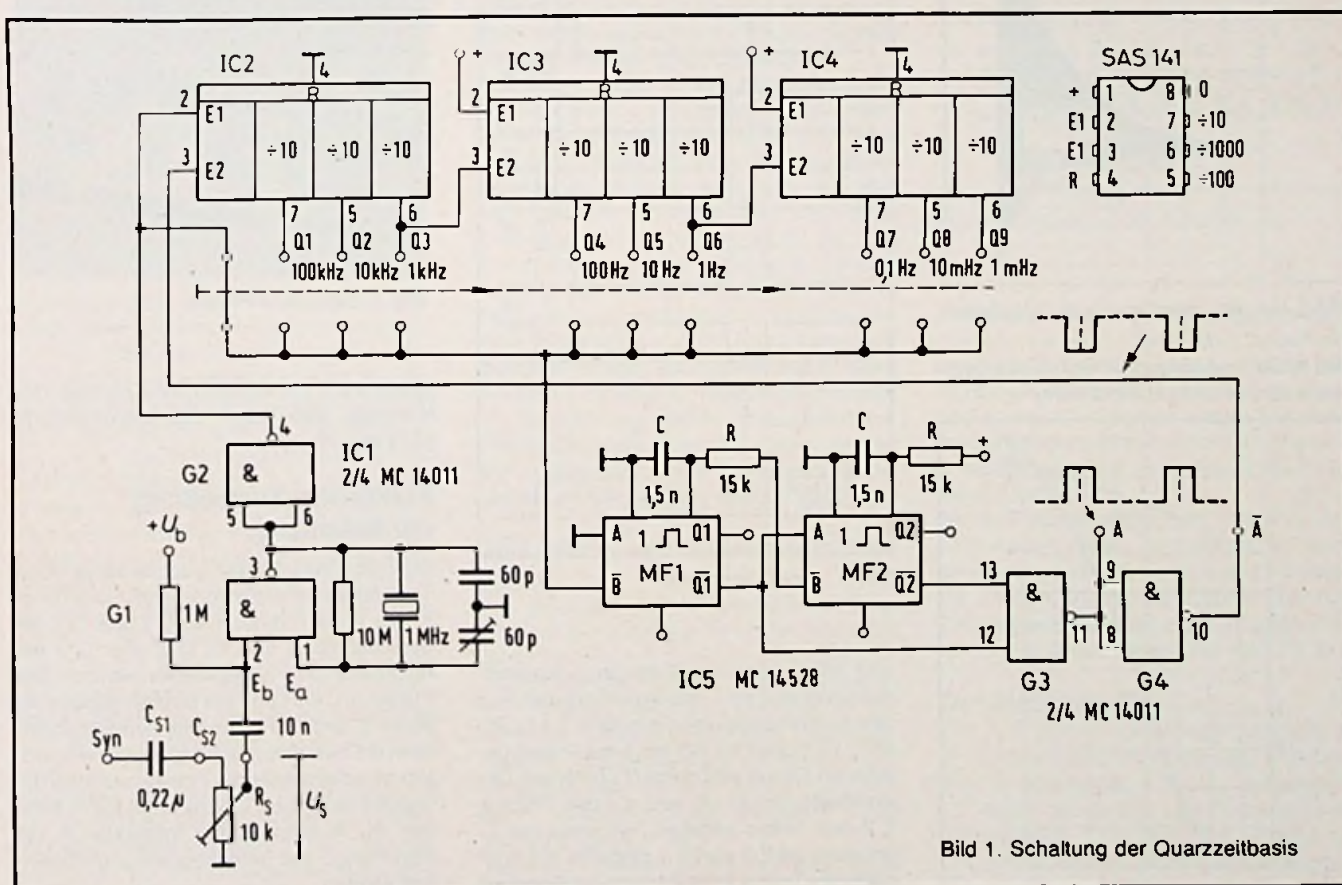
Ing. (grad.) Michael Arnoldt, Reinheim

Für Frequenzzähler, Zeitgeber und ähnliche Geräte werden Zeitbasis-schaltungen benötigt. Der nachfolgend beschriebenen Schaltung können für verschiedene Anwendungen wahlweise 10 Signale unterschiedlicher Frequenz entnommen werden. Gewonnen werden die Signale mit einem Quarzoszillator (1 MHz), dessen Frequenz durch drei Integrierte Schaltungen SAJ 141 neunmal um den Faktor 10 auf 1 MHz heruntergeteilt wird. Ein weiterer Teil der Schaltung enthält Stufen zur Aufbereitung von Tor-, Speicher- und Reset-Impulse für Frequenzzähler (Bild 1).

Der Quarzoszillator

Die bei einem Quarzoszillator schon sehr geringe Frequenzabweichung kann noch kleiner gehalten werden, wenn er mit einem Signal höherer Frequenzkonstanz synchronisiert wird. Der Oszillator wird allerdings nur dann synchronisiert, wenn die Synchronisierfrequenz nur geringfügig von der Eigenfrequenz des Quarzoszillators abweicht und die Amplitude des Synchronsignals ausreichend hoch ist. In Bild 2 ist der Synchronisierbereich in Abhängigkeit von der Frequenz des Synchronsignals dargestellt. Die Kurven geben die maximal zulässige Abweichung zwischen der Synchronisierfrequenz und der Oszillatorfrequenz an. Beispielsweise könnte der Quarzoszillator bei einer maximalen Abweichung von +28 Hz bis -12 Hz durch eine Synchronisierungsspannung $U_{ss} = 3,5 \text{ V}$ auf den Sollwert gezogen werden.

Der Oszillator kann mit einer Versorgungsspannung zwischen 5 V und 12 V betrieben werden. Bild 3 zeigt wie die Frequenz des



nicht synchronisierten Oszillators von der Betriebsspannung abhängt: Die Frequenz ändert sich mit der Betriebsspannung, kann aber mit dem Trimmer 60 pF über einen begrenzten Bereich auf den Sollwert gestellt werden. Wird der Oszillator beispielsweise mit 12 V betrieben, so kann er bei Abweichungen zwischen -20 Hz und +160 Hz auf die Sollfrequenz abgeglichen werden.

Frequenzteiler und Logikschaltung

Der Frequenzteiler besteht aus den integrierten Schaltungen 2, 3 und 4 (Bild 1). Die Rücksetzeingänge werden in dieser Schaltung nicht verwendet; sie sind an Masse gelegt. Die Anschlüsse E 1 und E 2 der ICs können als Eingang benutzt werden. Der Eingang E 2 ist für Signale mit höherer Amplitude gedacht und damit für Anwendungen, bei denen hohe Störsicherheit gefordert wird.

Jeder IC hat drei Teilerstufen 10 : 1. Die Eingänge E 1 und E 2 sind durch Gatter mitein-

ander verknüpft. Liegt an einem der beiden Eingänge H-Pegel, so werden am anderen Eingang die L-H-Übergänge des Signals gezählt, durch 10, 100 und 1000 geteilt und auf die Ausgänge Q 1, Q 2 und Q 3 gegeben. Liegt an E 2 der ersten Teilerkette H-Pegel, so können den Ausgängen Q 1 bis Q 9 Frequenzen von 100 kHz bis 1 mHz in Zehnerschritten gesteuert als Rechtecksignal entnommen werden.

Der Eingang E 2 wird durch Impulse aus dem Logikteil gesteuert. Im Impulsdigramm von Bild 4 sind die Signale vom Logikteil und das Ausgangssignal der Teilerkette für den Fall, daß Schalter S auf Q 4 steht, eingezeichnet; zur Verdeutlichung die Signale an Q 4 ohne Logikimpulse.

Die im Logikteil verwendeten Monoflops (MF 1 und MF 2) starten, wenn am Eingang A Impulsflanken von L auf H, oder am Eingang B Impulsflanken von H auf L auftreten. Also startet MF 1 bei H-L-Übergang an Q 4 (Impulsdigramm Bild 4) und erzeugt einen Impuls mit einer Länge, die durch C und R festgelegt etwa 1 ms beträgt. Nach dieser Zeit

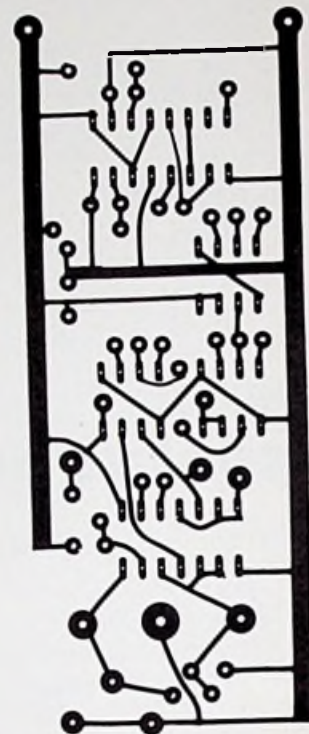


Bild 5. Platine der Quarzeitbasis

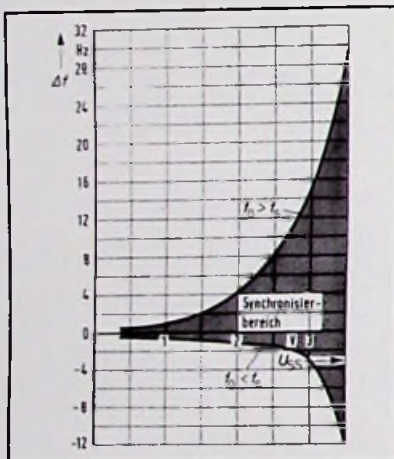


Bild 2. Synchronisierbereich des Oszillators

Bild 3. Die Frequenzabhängigkeit des Oszillators von der Betriebsspannung

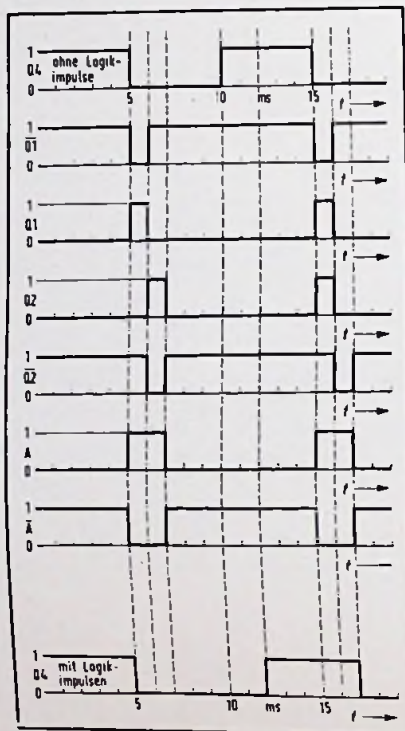
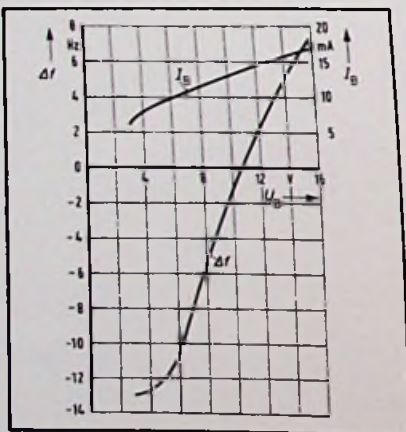


Bild 4. Impulsdigramm

wird MF 2 über den A-Eingang gestartet. Auch hier wird ein 1-ms-Impuls erzeugt. Aus den Ausgangsimpulsen von MF 1 (Q 1) und MF 2 (Q 2) wird mit G 3 ein 2-ms-Impuls gewonnen. Dieser wird durch G 4 invertiert. Der invertierte Impuls (A) wird auf den Eingang E 2 des Teilers gegeben. Während des L-Impulses an E 2 wird E 1 gesperrt. Am Ausgang des Teilers entsteht dann ein Signal mit

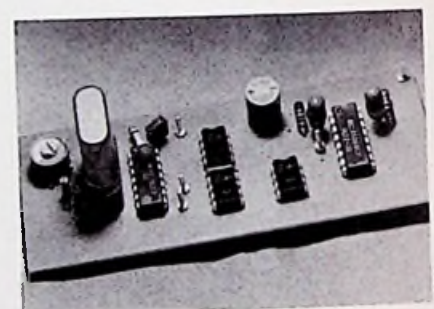


Bild 6. Bestückte Platine

einem um 2 ms verlängerten L-Impuls. Der H-Impuls wird durch die Logikschaltung nicht beeinflusst.

Praktische Anwendung der Schaltung

Wird die Schaltung als Quarzeitbasis für einen Frequenzmesser verwendet, so kann an A oder A der Torimpuls, an Q 1 oder Q 1 der Speicherimpuls und an Q 2 oder Q 2 der Rücksetzimpuls abgenommen werden. Die Platine und die Lage der Bauteile zeigen die Bilder 5 und 6. Für andere Anwendungen kann die Schaltung leicht geändert werden. Um beispielsweise die Flankensteilheit der Impulse an Q 1 bis Q 9 zu verbessern, können die Ausgänge über Widerstände mit dem Pluspol der Betriebsspannung verbunden werden. □

Kraftfahrzeug-Elektronik

Drehzahlmesser mit LED-Skala

Jörg und Werner Steinke, Otterfing

In Drehzahlmessern werden häufig die digitalen Signale des Unterbrecherkontaktes in analoge umgewandelt und von einem Drehspulinstrument angezeigt. Es ist jedoch naheliegend, die digitalen Signale einer digitalen Anzeige zuzuordnen, die billiger und weniger empfindlich ist als ein Drehspulinstrument. Eine Ziffernanzeige ist für das Auto ungünstig, da sie zum Ablesen zuviel Aufmerksamkeit erfordert. Besser geeignet sind zu einer Skala angeordnete Leuchtdioden. Mit einer solchen Anzeige und TTL-Bausteinen der 74er-Serie kann ein preiswerter Drehzahlmesser aufgebaut werden.

Entwicklung der Schaltung

Die Zahl der Unterbrecherimpulse ändert sich mit der Drehzahl und kann während einer festgelegten Zeit ermittelt werden. Beispielsweise gibt der Unterbrecherkontakt eines Viertakt-Vierzylinder-Motors bei jeder Kurbelwellen-Umdrehung 2 Impulse ab, also bei 900 U/min 30 Impulse je Sekunde. Ändert sich die Drehzahl um 100 U/min, so verringert oder vergrößert sich die Zahl der Impulse je Sekunde um $3 \frac{1}{3}$. Nun ist die Meßdauer von einer Sekunde zu lang, doch es muß ein Mittelweg gefunden werden zwischen einer langen Meßzeit bei feinem Anzeigeraster und einer kurzen Meßzeit bei grobem Anzeigeraster. Es bietet sich geradezu an, die Meßzeit auf 0,3 s festzulegen. Dann ist das Anzeigeraster mit 100 U/min fein genug, um auch den Leerlauf zu kontrollieren, und die Zahl der Impulse ändert sich bei jedem Rasterschritt genau um einen Wert.

Zu der Meßzeit muß noch die Ansprechzeit für die Anzeige addiert werden. Sie beträgt, wie später näher erläutert, 0,05 s. Die Meßzeit ist für die unterschiedlichen Motorarten einstellbar und kann mit der Gleichung

$$t_m = \frac{1}{r \cdot n} \quad 60 \text{ s errechnet werden.}$$

Eingesetzt werden für

t_m – Meßzeit

r – Auflösung

n – Impulszahl je Kurbelwellenumdrehung (bei Viertaktmotoren je 2 Zylinder 1 Impuls, bei Zweitaktmotoren je Umdrehung 1 Impuls)

Für einen Viertakt-Vierzylinder-Motor beträgt die Meßzeit einschließlich Anzeigezeit 0,35 s. Angezeigt wird jeweils der Drehzahlwert der vergangenen 0,3 s. Während der Anzeigezeit von 0,05 s setzt die Anzeige-Verzögerungsschaltung ein. Sie hält die Anzeige auch während der folgenden Meßzeit, damit sie flackerfrei ist.

Die Anzeige soll nicht zu groß, aber dennoch gut ablesbar sein. Unter diesen Gesichtspunkten ist das „Zweizeiger-Prinzip“ vorteilhaft, bei dem eine optisch hervorgehobene LED-Reihe das Ablesen während der Fahrt mit einem Blick ermöglichen soll. Dafür reicht ein Anzeigeraster von 500 U/min. Eine zweite, weniger auffällige LED-Reihe gibt die Zwischenwerte in Schritten von 100 U/min an für die Leerlauf- oder Zündzeitpunkt-Kontrolle. Die Anzeige kann, wie in Bild 1 dargestellt, als Linearskala aufgebaut werden.

Mit den ICs der Schaltung wäre eine Anzeige bis 7900 U/min möglich. Die übrigen Bauteile sind jedoch nur für eine Anzeige bis 6400 U/min ausreichend. Höhere Drehzahlen sind ohnehin selten zulässig.

Da erfahrungsgemäß die Orientierung leichter fällt, wenn, besonders bei Dunkelheit, beide Skalenenden erkennbar sind, kann das rechte Ende der Skala durch ständiges schwaches Leuchten der letzten LED markiert werden. Günstige und ungünstige Drehzahlbereiche lassen sich auf der Hauptskala durch entsprechend gefärbte Leuchtdioden, durch farbig ausgelegte Bereiche auf der Frontplatte oder durch besondere, kleine Markierungs-LEDs angeben. Zu beachten ist, daß Leuchtdioden nur einfarbig strahlen und dadurch Frontplattenfärbungen im Dunkeln nur durch unterschiedliche Helligkeitswerte erkennbar sind, es sei denn, man sieht eine besondere Glühlampe zur Skalenbeleuchtung vor.

Auszählen der Unterbrecherimpulse

Am Anschluß des Unterbrecherkontaktes (Punkt 1 der Autoelektrik) ist das Signal bei geschlossenem Kontakt „L“ und geht im Augenblick des Öffnens, im Zündzeitpunkt, auf „H“ über. Damit wird allerdings ein gedämpfter Schwingungsvorgang eingeleitet, dessen Anfangsamplitude auf einige 100 V ansteigen kann. Währenddessen hält sich ein Gleichspannungs-Mittelwert von 20...30 V für rd. 5 ms.

Für die TTL-Ansteuerung muß das Signal deshalb aufbereitet werden. Das geschieht,

wie aus Bild 2 ersichtlich, durch eine besondere Eingangsschaltung, bestehend aus R1, C1, D1 und der Z-Diode D2, deren Nennspannung dem TTL-„H“-Wert entspricht. Die damit beruhigten und auf etwa 3 V reduzierten Impulse steuern das Gatter 1 des Zweifach-Schmitt-Triggers IC 1 an. Wird sein Eingang beim Öffnen des Unterbrechers „H“, so gibt sein invertierender Ausgang ein „L“-Signal an die erste Zähldekade IC 2 und den Dezimaldekoder IC 3, dessen Ausgang Q 1 seinen Zustand von „H“ auf „L“ ändert.

Durch jeden weiteren Impuls werden die Ausgänge Q 1 bis Q 5 nacheinander auf „L“ gesetzt und der jeweils vorhergehende auf „H“. Der Ausgang Q 1 (des zweifachen Teilers) der Zähldekade ist mit dem Eingang IB (des fünffachen Teilers), Q 1 sowie Q 3 sind mit den Rücksetzeingängen R 01 und R 02 verbunden. Bei Erreichen des Zählerstandes 5 gehen die Ausgänge Q 1 und Q 3 auf „H“ und setzen die Dekade auf den Zählerstand 0. Gleichzeitig wird über die Verbindung des Dezimaldekoders IC 3 zum Impulseingang 1A der Zähldekade IC 4 diese um eine Stelle weitergeschaltet. Auch bei IC 4 ist eine Verbindung Q 1 – 1B erforderlich (der zweite Teiler ist hier achtfach).

Diese Vorgänge wiederholen sich, bis die Meßzeit abgelaufen ist und das Aufnehmen weiterer Zündimpulse durch Sperren des

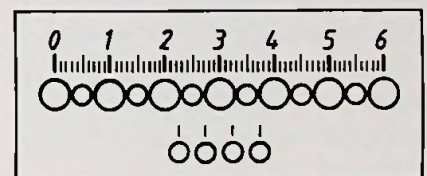


Bild 1. Gestaltung der Anzeige

Triggers IC 1 mit einem L-Signal am zweiten Eingang verhindert wird. Nach Ablauf der anschließenden Anzeigezeit erhalten die Rückstelleingänge R 01 und R 02 der ICs 2 und 4 über C 3 je einen kurzen H-Impuls; beide Dekaden werden auf den Zählerstand 0 gestellt, und das Meßintervall kann von Neuem beginnen.

Da die Reseteingänge R 01 und R 02 des IC 2 wegen seiner Zählbegrenzung auch einzeln angesteuert werden, sind sie durch die Dioden D3...D6 entkoppelt. Die zum Zählvorgang notwendigen „L“-Zustände an den R-Eingängen liegen über R5...R7 an.

Der Meßzeitgeber

Das zum Sperren des Eingangstriggers IC 1/1 und zum Ansprechen der LED 1...4 (über den invertierenden IC 1/2) erforderliche „L“-Signal, sowie der zum Rückstellen der Zähldekaden IC 2 und IC 4 erforderliche „H“-Impuls werden mit dem temperaturkonstanten Timer NE 555 erzeugt. Die Länge

Aktivität ist unsere Stärke - und Ihr Gewinn.

Mit dem HiFi-Aktiv-Programm verwirklicht Grundig ein aufwendiges technisches Konzept. Die hörbare Verbesserung des Klangs auf höchstem Niveau beweist: Es hat sich gelohnt! Und es wird sich auch für Sie lohnen. Denn speziell den technisch Versierten unter Ihren HiFi-Kunden können Sie einen technischen „Leckerbissen“ anbieten: Die Kraft, die aus den Boxen kommt.

Die technischen Argumente:

- ☐ Jeder Lautsprecher wird von „seinem“ in die Box integrierten Verstärker direkt angesteuert.
- ☐ Den Verstärkern sind aktive elektronische Frequenzweichen vorgeschaltet, die das Frequenzspektrum verlustfrei und außerordentlich exakt aufteilen und verarbeiten.
- ☐ Auch extrem unterschiedliche Frequenzen beeinflussen sich nicht mehr. Intermodulationsverzerrungen bleiben nahezu ausgeschaltet.
- ☐ Bessere Dämpfung und genaueres Ein-/Ausschwingverhalten der Einzellautsprecher führen zu hörbar präziserer Wiedergabe-Qualität.

- ☐ Ergebnis: Wesentlich bessere Dynamik. Unkontrollierte Resonanzen des Lautsprechers werden weitgehend bedämpft, Impuls-Verzerrungen auf ein unhörbares Maß reduziert.

HiFi-Aktiv-Boxen sind universell einsetzbar!

Direktanschluß an HiFi-Steuergeräte bzw. Vorverstärker mit 1-V-Ausgang oder über Adapter an jeden HiFi-Verstärker oder Receiver. Aktiv-Boxen können auch zusammengeschaltet werden und bringen so eine enorme Leistungserweiterung!

Zum Aktiv-Boxen-Programm gehören vier Modelle mit abnehmbarer Schallwand:

HiFi-Aktiv-Boxen 20, 30, 40 und 50

HiFi nach DIN 45500
3 bzw. 4-Kanalboxen mit bis zu 150/120 Watt Gesamt-Musik-/Nennleistung.

HiFi-PreCeiver XC 65

HiFi nach DIN 45500
Neuentwickelter Tuner-Vorverstärker zum Anschluß an HiFi-Aktiv-Boxen. Mit integriertem Frontlader-Cassetten-Deck mit Dolby-NR-System, das sogar für FM-Dolby-Empfang vorbereitet ist. Digitale Frequenzanzeige. 3 Wellenbereiche: U-M-L. Stereo-Mischpult, Anschluß für Antennenrotor.



HiFi-Aktiv-Boxen 20, 30, 40 und 50

HiFi-PreCeiver XC 65

HiFi-Compact-System 20 a

HiFi nach DIN 45500
Ein „Renner“ unter den Türmen! Zum System gehören: HiFi-Plattenspieler PS 1020 mit Direktantrieb, hochwertigem Shure Magnet-System und Tonarmlift sowie das HiFi-Cassetten-Deck CNF 350 a „Dolby“. Ein erstklassiger Front-

lader mit viel Komfort. Empfehlen Sie dazu den passenden HiFi-Receiver oder den PreCeiver X 55 (plus AktivBoxen) von Grundig. Dieser Tuner-Vorverstärker mit digitaler Frequenz-/Kanalanzeige hat eine UKW-Eingangsempfindlichkeit von 1,2 μ V an 300 Ω für 15 kHz Hub und 26 dB Rauschabstand.



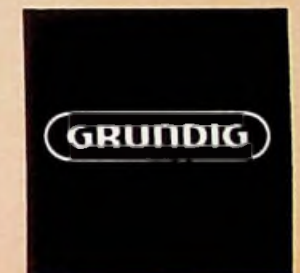
HiFi-Compact-System 20 a

HiFi-Tape-Deck TS 1000

HiFi nach DIN 45500
Diese Tonbandmaschine der internationalen Spitzenklasse begeistert auch Kenner mit tonmeisterlichen Ambitionen. Erstklassige HiFi-Daten. Gleichlauf bei 19 cm/s nur $\pm 0,05\%$. Alle Trickmöglichkeiten!

Das Grundig Super HiFi-Programm bedeutet Erfolg auf breiter Basis. Denn es bietet Ihnen die Möglichkeit, vom einfachen HiFi-Gerät bis zum Gerät der internationalen Spitzenklasse Ihren Kunden das Richtige zu empfehlen. Zu Preisen, die vernünftig sind.

Dolby-NR-System unter Dolby-Lizenz hergestellt. Das Wort „Dolby“ ist ein Warenzeichen der Dolby Laboratories, Inc.



Die Sicherheit eines großen Namens.



HiFi-Tape-Deck TS 1000

der Meßzeit mit „H“-Signal und die der Anzeigezeit (t_a) mit „L“-Signal an seinem Ausgang ergeben sich aus

$$t_m = 0,69 (R_2 + R_3 + R_4) C_2$$

und

$$t_a = 0,69 R_2 C_2$$

Die Resetimpuls-Übertragung erfolgt durch C3. C2 muß ein Folienkondensator sein mit geringem Leckstrom und möglichst kleiner Kapazitätsänderung bei Temperaturschwankungen.

Abschaltverzögerung der Leuchtdioden

Beim Auszählen der Unterbrecherspiele geben die angesteuerten Ausgänge der Decoder IC 3 und IC 5 kurze „L“-Impulse ab, deren Dauer der Öffnungszeit des Unterbrecherkontaktes entspricht. Bild 3 zeigt die Verhältnisse bei einer willkürlich gewählten Drehzahländerung (Δi steht für Änderungsgeschwindigkeit der Impulszahl). Die Kondensatoren C4...C15 der „1 000 U/min“ LED-Ansteuerungen werden bei jedem Impulsdurchgang über D11...D23 schnell entladen. Da ihre Aufladung infolge der Sperrdioden nur über die hochohmigen Eingänge

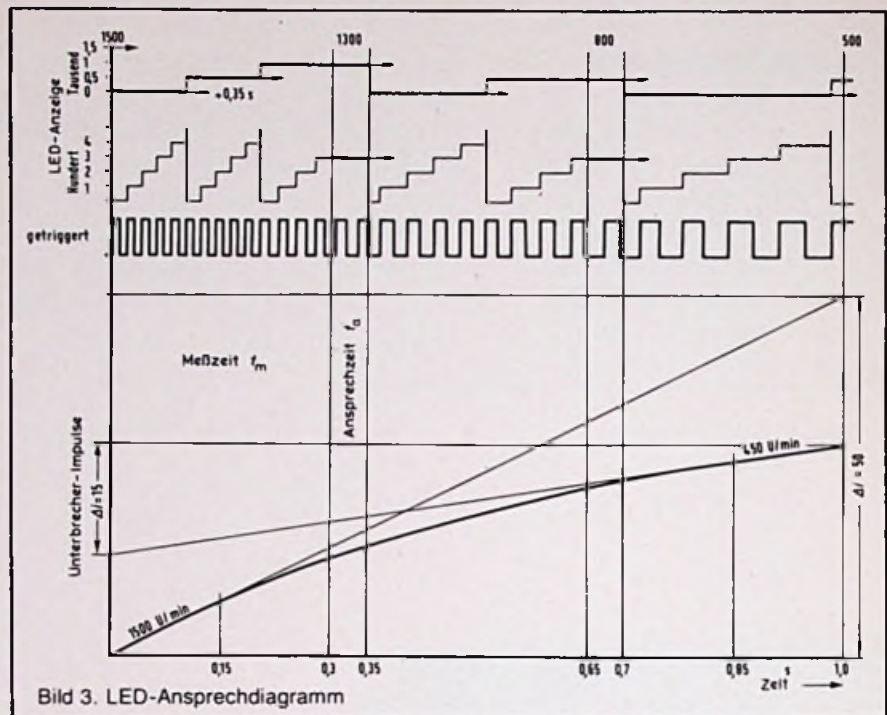
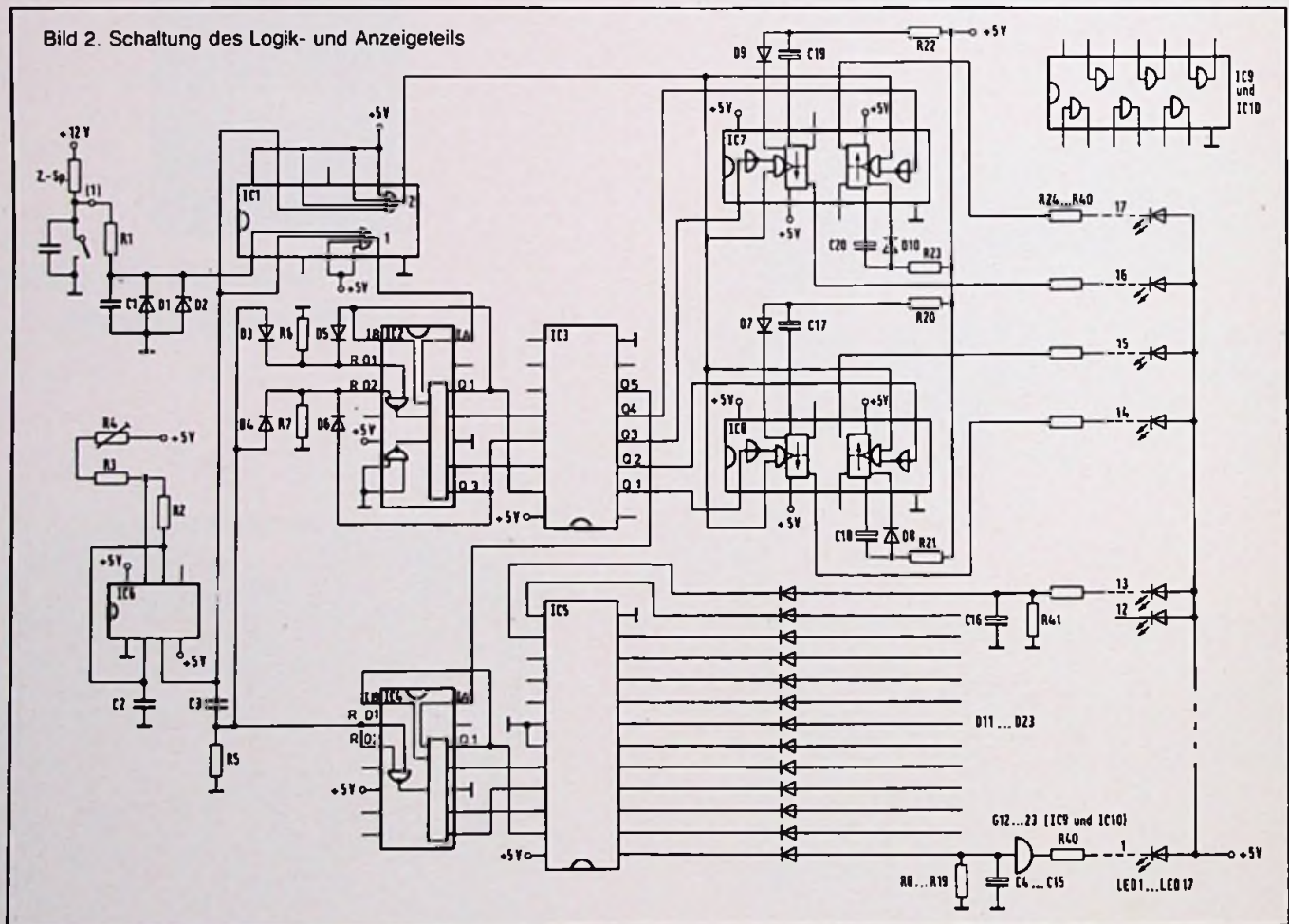


Bild 3. LED-Ansprechdiagramm

Bild 2. Schaltung des Logik- und Anzeigeteils



der Gatter der ICs 9 und 10 erfolgen kann, bleibt der Zustand „L“ an diesen Eingängen einige Zeit erhalten. Die Leuchtzeiten der an die betreffenden Gatterausgänge angeschlossenen LEDs überbrücken auf diese Weise das gesamte anschließende Meßintervall. Die LEDs 5...17 zeigen daher solange an wie eine Ansteuerung mit durchlaufenden oder während der Ansprechzeit anstehenden Impulsen erfolgt. Eine Ausnahme bildet die Anzeige „6 000 U/min“. Sie soll einerseits durch ständiges schwaches Leuchten das Skalenende markieren (hierfür Stromversorgung über R 41 und andererseits durch Flackern signalisieren, daß eine hohe Drehzahl erreicht ist. Da die Ansteuerungsimpulse sehr kurz sind, ist auch hier eine Leuchtzeitverlängerung angebracht. Sie wird durch die hohe Kapazität von C 16 erreicht. Wird diese Betriebsart nicht zugelassen, so ist ein zusätzliches Gatter und damit ein weiterer IC erforderlich.

Die Anzeigen der „100 U/min“-Skala dürfen dagegen nur nach dem Ende der Meßzeit, während der jeweiligen Anzeigezeit angesteuert werden und nicht auf durchlaufende Impulse reagieren. Ihnen ist daher je eine nachtriggerbare monostabile Kippstufe vorgeschaltet, von denen sich je zwei in den ICs 7 und 8 befinden. Während der Meßzeit erhalten sie vom Gatter IC 1/2 das Signal „L“ an ihre Impuls-Eingänge IB und können dadurch nicht auf Ansteuerungen durch Decoder IC 3 reagieren. Während der Ansprechzeit ist dieses Signal jedoch „H“, so daß vom Decoder IC 3 gegebenenfalls gelieferte „L“-Signale die Leuchtdioden zum Ansprechen bringen. Das Überbrücken eines Meßintervalls und damit Flackerfreiheit wird in diesem Fall durch eine RC-Kombination erreicht, die die Länge des Ausgangsimpulses bestimmt. Sie ergibt sich aus

$$t = 0,28 R_{20...23} C_{17,20}$$

Bei Anwendung von Elkos sind die „J“-Anschlüsse durch Schutzdioden zu sichern. Die Strombegrenzungswiderstände für die Leuchtdioden errechnen sich aus der Versorgungsspannung (5 V), dem Spannungsabfall an den Leuchtdioden (1,7 V) und Gattern (0,4 V) sowie den zulässigen oder für eine geminderte Helligkeit gewünschten LED-Strömen (hier 20 mA).

Die Stromversorgung

Besonders eignet sich hierfür der integrierte Spannungsregler L 129. Er darf eingangsseitig direkt an das 12-V-Bordnetz angeschlossen werden, erhält jedoch zum Schutz

Bild 4. Stromversorgung

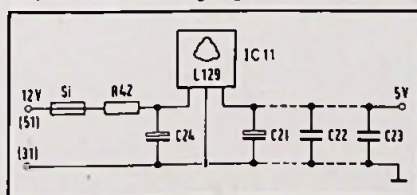
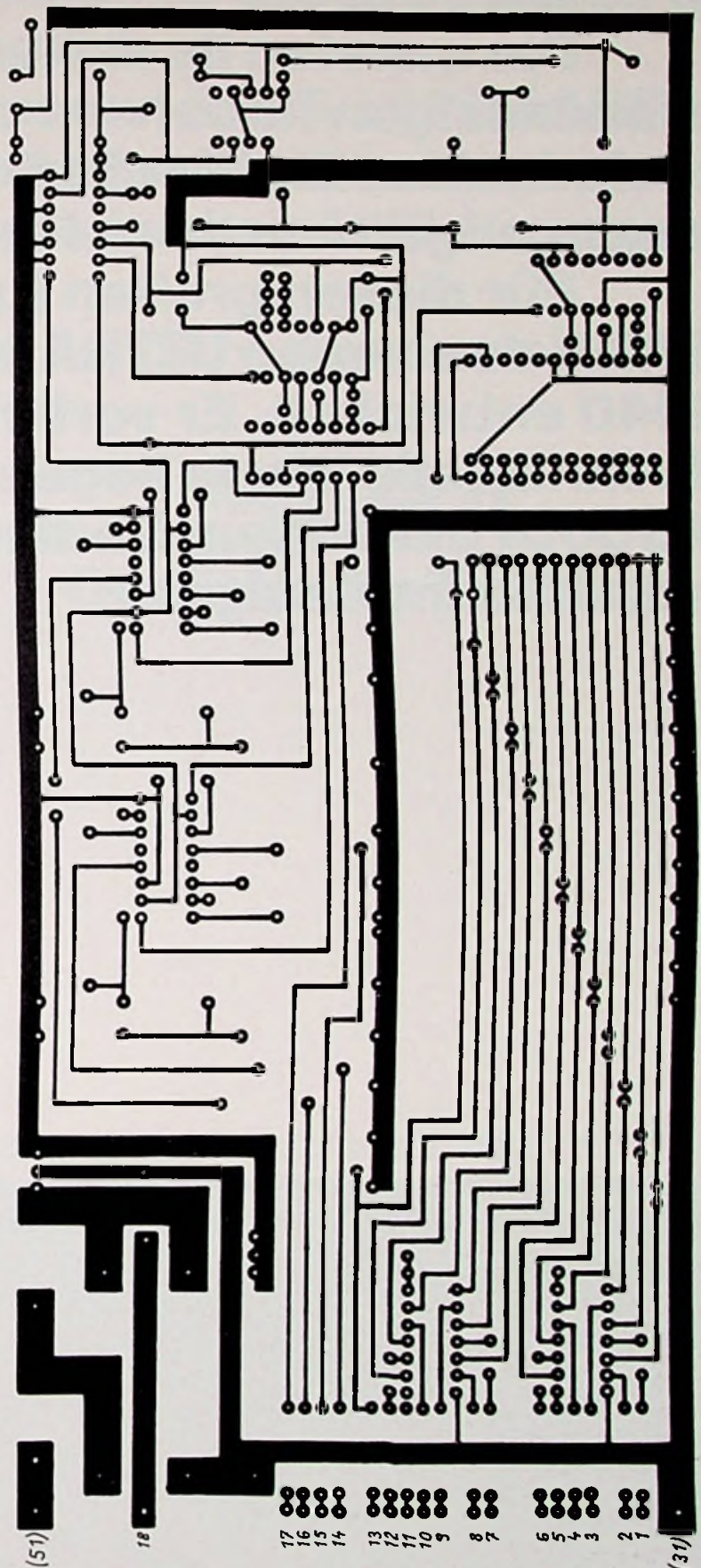


Bild 5. Platinen-Layout



SABA ULTRA HiFi-professional 9140:

Der spielt sicher wieder die erste Geige in seiner Klasse.

Die meisten Ihrer Kunden wollen einen erstklassigen Receiver mit hervorragenden technischen Eigenschaften, natürlich zu einem angemessenen Preis.

Für diesen großen Kundenkreis hat SABA den neuen ULTRA HiFi-professional 9140 entwickelt. Er verbindet erstklassige Technik (alle Werte liegen weit über DIN 45500) mit hohem Bedienungskomfort und attraktivem Design.

Das abgebildete Gerät ist der SABA ULTRA HiFi-professional 9140 electronic. Technische Daten: Electronic-Tasten für Bereichswahl und 8 UKW-Stationen. 2 x 70 Watt Musikleistung. 2 x 50 Watt Sinusleistung. 0,05% Klirrfaktor bei 2 x 48 Watt Nennleistung. Leistungsbandbreite 10...80 000 Hz. UKW-Empfindlichkeit 0,6 μ V. Trennschärfe 80 dB. * Preisklasse um DM 1.000,-



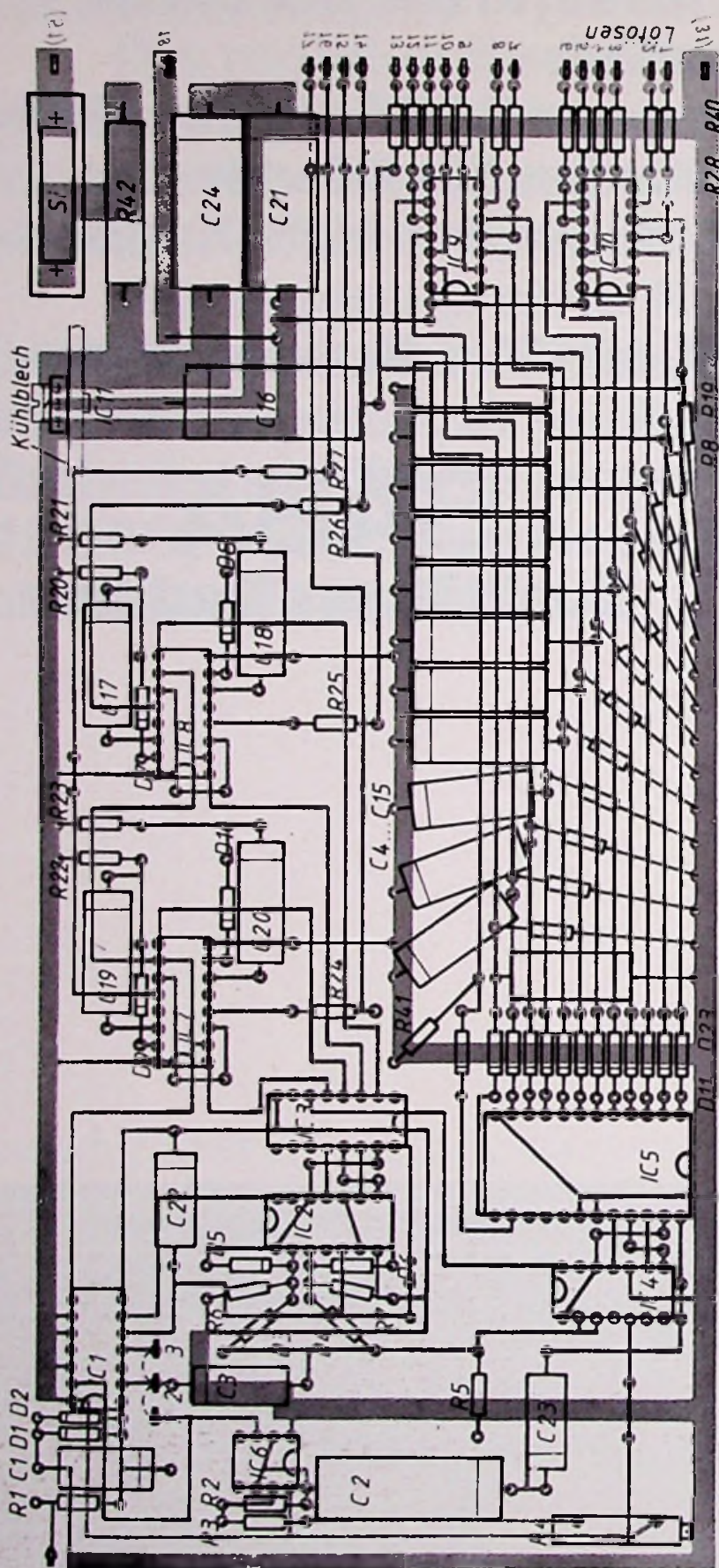
**Damit ist er für Sie das ideale Angebot
in einer der umsatzstärksten Receiver-
Klassen*, in einer Klasse, in der bei SABA
Bestseller Tradition sind.**

**Auch mit dem neuen SABA ULTRA HiFi-
professional 9140 werden Sie wieder
alle Erwartungen Ihres breiten HiFi-Kunden-
kreises erfüllen.**

**Zu einem Preis, den Ihre Kunden eben-
falls klasse finden.**

SABA
Qualität aus Tradition



**Stückliste**

Schichtwiderstände 1/8 W

R 1 – 16 k Ω , R 2 – 30 k Ω , R 4 – 150 k Ω R 5...R 7 – 1 k Ω , R 8...R 19 – 3,3 k Ω R 20...R 23 – 15 k Ω , R 24...R 40 – 150 Ω R 41 – 500 Ω Präzisions-Trimmwiderstand (Metallglasur),
Typ IRC 960-20, 0,75 WR 3 – 50 k Ω

Drahtwiderstand 2 W

R 42 – 2,7 Ω

Kunststoff-Kondensatoren

Typ ERO MKT 1813,

63/40 V

C 1, C 3, C 22 und C 23 – 0,22 μ F,C 2 – 2,2 μ F

Elektrolyt-Kondensatoren,

Typ Siemens B 41283

C 4...C 15 und C 17...C 20 – 100 μ F/10 V,C 16, C 21 – 1000 μ F/6,3 V,C 24 – 470 μ F/16 V

Dioden

D 1, D 3...D 23 – BAW 75

Zehnerdiode

D 2 – ZPD 3,3 (ITT) oder ähnliche

Leuchtdioden

LED 1...LED 17, 10 Stück 3 mm und

7 Stück 5 mm (Farbe wahlweise)

Integrierte Schaltungen

IC 1 – 7413 N, IC 2 – 7490 AN,

IC 3 – 7442 AN,

IC 4 – 7493 AN, IC 5 – 74154 N,

IC 6 – NE, 555,

IC 7 und IC 8 – 74123 N, IC 9 und

IC 10 – 7407 N

IC 11 – L 129

39 Stück Lötösen

Sicherungshalter mit Feinsicherung
0,8 A trägeTaste T mit Ruhekontakt oder
Umschalter S mit Mittelstellung

gegen Spannungsspitzen die RC-Kombination R 41 – C 25 vorgeschaltet. Um die ICs vor Störungen zu schützen, empfiehlt es sich, die Stromversorgung vom Spannungsregler ab niederohmig zu gestalten und in unmittelbarer Nähe der zu versorgenden ICs Kondensatoren zum Ableiten kurzer Stromspitzen anzuschließen. Bild 4 zeigt die Schaltung. Die Gesamtstromaufnahme des Gerätes beträgt max. 0,6 A, wodurch für den Spannungsregler ein Kühlblech mit min. 30 cm² Fläche erforderlich ist. Der Bordnetz-Abgriff erfolgt über eine träge 0,8-A-Feinsicherung, hinter dem Zündschalter, an Punkt 15 der Autoelektrik.

Der Aufbau

Die Bilder 5 und 6 zeigen die Leiterplatte und den Bestückungsplan. Einige Verbindungen sind als Drahtbrücken auf der Bauteileseite

Bild 6. Bestückungsplan

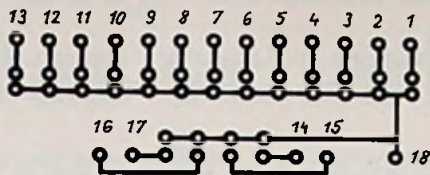


Bild 7. Leiterplatte für die Anzeige

auszuführen. Die Platte enthält Logik und Stromversorgung. Zum Anschluß und zur Befestigung der Leuchtdioden gemäß Skalenvorschlag Bild 1 kann eine Leiterplatte nach Bild 7 ausgeführt werden. Vor dem Einbau der Leuchtdioden sollte man auf gleichen optischen Eindruck benachbarter Dioden bezüglich Helligkeit und Lage der aktiven Fläche achten. Sie können getrennt von der übrigen Schaltung zu einem Anzeigeteil zusammengefaßt und mit einem 18-adrigen Kabel angeschlossen werden. Bei der Montage des Logikteils im Auto ist auf den zulässigen Umgebungstemperaturbereich der TTL-ICs zu achten. Er beträgt $0...+70^{\circ}\text{C}$ für die 74er-Serie. Hierbei ist die Eigenerwärmung besonders des Spannungsreglers zu berücksichtigen. Werden die angegebenen Grenzen überschritten, etwa bei Montage in Motor Nähe, so kann auf die TTL-Serie 84 ausgewichen werden. Die Grenzen der Umgebungstemperatur erweitern sich dadurch auf $-20...+85^{\circ}\text{C}$. Alle übrigen Daten ändern sich nicht, mit Ausnahme des Preises. Ist eine bestimmte Betriebstemperatur gewährleistet, so ist auch die im folgenden beschriebene Eichung des Gerätes bei dieser Temperatur durchzuführen.

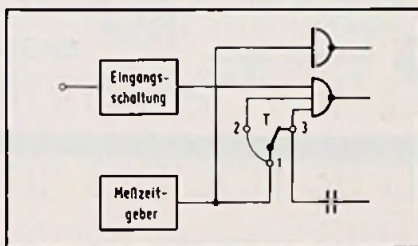


Bild 8. Nachzeichnen mit durchlaufender Anzeige

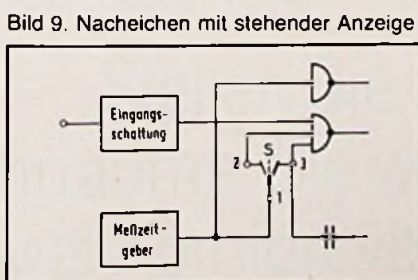


Bild 9. Nachzeichnen mit stehender Anzeige

Die Eichung

Da der Geräteeingang relativ unempfindlich ist und das Eingangssignal vor der Eingabe in die erste Zähldekade getriggert wird, kann zum Eichen die Netzfrequenz, nach Transformation der Spannung auf $6...20\text{ V}$, herangezogen werden. Direktes Anschalten (50 Hz) entspricht bei Vierzylinder-Viertakt-Motoren einer Drehzahl von 1500 U/min , Anschalten über einen Zweiweggleichrichter (100 Hz) einer solchen von 3000 U/min . Justiert wird mit dem Einstellpotentiometer des Meßzeitgebers. Das Gerät kann später im Fahrzeug nachgeeicht oder in der Funktion geprüft werden. Dazu muß unmittelbar nach dem Eichen mit Netzfrequenz die genaue Zeit eines Meßintervalls mit einer Stoppuhr ermittelt werden: Mit Hilfe einer Taste mit Ruhekontakt T wird gemäß Bild 7 der Meßzeitgeber von den Reseteingängen der Zähler abgetrennt. Bei stehendem Motor schaltet dann jedes Meßintervall die Anzeige um eine Stelle weiter. Nun kann die Zeit für beispielsweise 50 Meßintervalle (entspricht einer Änderung des Anzeigewertes von 100 U/min auf 5100 U/min) gestoppt werden. Bei gemessenen $17,5\text{ s}$ dauert ein Meßintervall genau $0,35\text{ s}$. Diese ermittelte Zeit ist bei jedem Nacheichen zugrunde zu legen. Ein anderes Verfahren bietet den Vorteil, den Drehzahlwert bei stehender Anzeige ablesen zu können: Wie Bild 9 zeigt, hat der Schalter S einen Umschaltkontakt mit Mittelstellung. Beim Zählerstand 0 werden die Reseteingänge vom Meßzeitgeber getrennt und dieser unmittelbar an den Eingang des Gatters IC 1/1 gelegt. Nach beispielsweise $17,5\text{ s}$ wird der Schalter in Mittelstellung gebracht, und das Meßergebnis kann in Ruhe abgelesen werden. Nach Umschalten in die Ausgangsstellung löscht das nächste Meßintervall die Anzeige. Soll nicht nachgeeicht werden, so sind die Lötflächen 1, 2 und 3 untereinander kurzzuschließen. □

1000-DM-Fensterloch

Das Werbegeschenk mit der besonderen Note für Auto- oder Stubenfenster

Paralox-Vinylstoff, waschbar, Größe $48 \times 22\text{ cm}$. Firmen-Eindruck auf dem linken freien Feld möglich, etwa mit lustigem Text: „...immer so viel Geld wünscht Ihnen...“ - Firma -

Preis einschl. Firmen-Eindruck:

bei Abnahme von	300 Stk.	500 Stk.	1000 Stk.
per Stück DM	— 52	— 48	— 47

Ohne Firmeneindruck auch ab 100 Stk. lieferbar.

RANCA-WERBUNG

2 Hamburg 54
Lokstedter Steindamm 39
Ruf: 040 — 5 60 29 01

Anregung zum Nachbau

Geregelte Spannungsquellen

Teil 3: Labornetzgerät mit Thyristor-Vorregler

Wenn bei Labornetzgeräten mit großer Leistung Verlustenergie und Wärmeentwicklung gering gehalten werden sollen, bietet sich das Zerkhacker-Verfahren an. Eine derartige Schaltung bespricht Hermann Schreiber aus Orsay in diesem dritten Teil unserer dreiteiligen Beitragsfolge.

Wenn die Ausgangsspannung eines linear geregelten Netzgerätes beispielsweise zwischen $2...50\text{ V}$ kontinuierlich einstellbar sein soll, treten bei einer maximalen Stromabgabe von 3 A im Extremfalle Verlustleistungen bis zu 200 W im Längstransistor auf. Die damit verbundenen Kühlungsschwierigkeiten und Energieverluste kann man vermeiden, wenn man einen geregelten Zerkhacker so vor den Transistorregler schaltet, daß der Spannungsabfall am Längstransistor immer auf einige Volt begrenzt bleibt. Bei Verwendung eines Thyristor-Vorreglers kann man handelsübliche Transformatoren verwenden und hat betreffs HF-Störungen weniger Schwierigkeit als bei Zerkhackern, die auf einer Frequenz von etwa 10 kHz arbeiten.

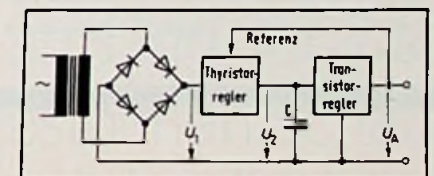


Bild 1. Der Thyristorregler hält die Spannungsdifferenz $U_2 - U_A$ auf einem annähernd konstanten Wert und begrenzt damit die Verlustleistung im Transistorregler

Arbeitsweise

Wie in Bild 1 gezeigt, liegt der Thyristorregler zwischen dem Netzgleichrichter und dem Siebkondensator C. Die einstellbare Ausgangsspannung U_A des Transistorreglers dient als Referenzspannung, mit der der Ansnittwinkel der Thyristorzündung immer so eingestellt wird, daß die Differenz $U_2 - U_A$

Die schärfste Reklame Farbfernseher von Sony

Wer sich über die Wiedergabequalität eines Fernsehgeräts lieber sein persönliches Urteil bilden möchte, ist mit dem Testbild besonders gut bedient.

Denn zur Beurteilung von Schärfe und Brillanz benutzen schließlich auch



TRINITRON-ELEKTRONEN-KANONE

Fachleute im allgemeinen nichts anderes.

Wir von Sony geben diesen Hinweis nicht von ungefähr. Wir glauben nämlich, daß unser neuer Trinitron-Farbfernseher bei der vergleichenden Beurteilung sehr gut abschneidet.

Denn sein Wiedergabe-System – die Trinitron-Farbbildrohre – ist geradezu prädestiniert, die Qualität des weltbesten Farbfernseh-Systems, PAL, nahezu optimal sichtbar zu machen.

Der Neue: Sony-Trinitron KV-1842 E

Hinter seinem ästhetischen Monitor-Look mit 46-cm-Bild verbirgt dieses hochwertige Farbfernsehgerät eine Menge technischen Komfort: Sofort-Ton- und -Bild durch Quickstart-System, Infrarot-Fernbedienung, Sony-Farbautomatik, automatische Sender-Finabstimmung, Sensortasten in der versenkt angebrachten Bedienungsleiste.

Und – als Clou – den neuen Lumisponder: eine automatische Anpassung von Kontrast und Farbsättigung an die jeweilige Raumhelligkeit. Vor allem verbirgt sich dahinter

ein technischer Leckerbissen, über den noch einiges mehr zu sagen wäre.

Die Trinitron-Erfindung.

Das Herz des neuen Sony-Farbfernsehgeräts ist die patentierte Trinitron-Röhre. Sie vereint eine Reihe von besonderen Vorteilen. Dazu ein kleiner Ausflug in die Technik: Die Voraussetzung für ein scharfes und brillantes Bild ist die exakte Bündelung der farberzeugenden Strahlen.

Um das zu erreichen, braucht man elektronische Linsen mit möglichst großem Durchmesser. Herkömmliche Farbbildrohren haben drei elektronische Kanonen und arbeiten deshalb mit drei kleinen Linsen. Jede der Kanonen schießt einen der Farbstahlen durch eine der Linsen.

Die Trinitron-Bildrohre hat für alle drei farberzeugenden Strahlen nur eine Kanone. Damit ist es möglich, eine große Linse statt drei kleiner zu verwenden.

Durch eine große Linse aber werden die Strahlen außerst exakt gebündelt. Das Ergebnis ist ein sehr scharfes Farbbild.

Brillantere Farben. Sony-Trinitron heißt aber nicht nur hervorragende Schärfe. Sein Bild mit den naturnahen Farben ist darüber hinaus so brillant, daß Sie sogar bei Tageslicht fernsehen können. Auch das hat seinen Grund: Anstelle der üblichen Loch- oder Schlitznischen hat Sony Trinitron eine Streifenmaske. Sie läßt

die Elektronen ungehindert durch. Die Farbbrillanz wird intensiv, Moiré-Effekte werden verhindert und vertikale Farbverschiebungen entfallen. Einmal richtig eingestellt, ist und bleibt beim Sony-Trinitron alles so, wie es sein soll: Rot bleibt Rot, Blau bleibt Blau, Grün bleibt Grün.

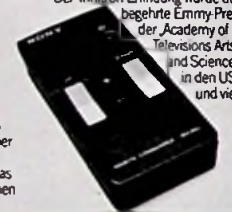
Gutes Bild auch für Außenseiter.

Die Trinitron-Bildschirme haben eine zylindrische Form. Deshalb ist das Bild aus jedem üblichen Blickwinkel verzerrungsfrei. Aber es kommt noch besser: In der festen Überzeugung, daß ein Fernsehgerät kein Spiegel sein sollte, haben wir dem Trinitron ein Filter gegeben, das Außenreflexe weitgehend absorbiert. Denn wer will sich schon ständig selbst im Fernsehgerät sehen?

Sony ist der Stand der Technik.

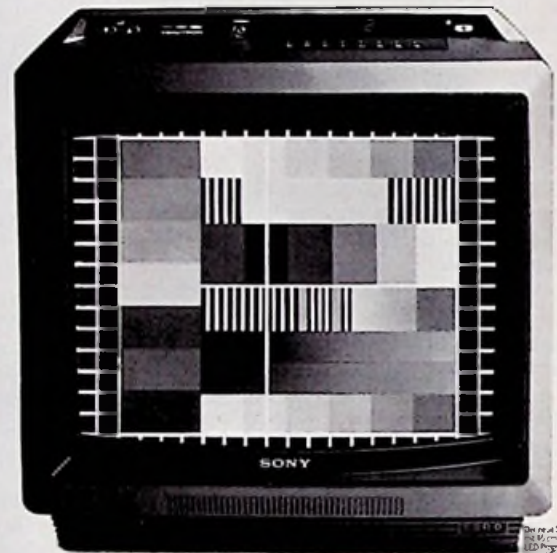
Als wir vor einigen Jahren das Trinitron-Patent der Öffentlichkeit vorstellten, war die Aufregung groß. Hinter vorgehaltener Hand zollten Fernsehtechniker aller Schattierungen mehr oder weniger neidlos Sony-Trinitron ihre Anerkennung.

Der Trinitron-Erfindung wurde der begehrte Emmy-Preis der Academy of Televisual Arts and Sciences* in den USA und viele



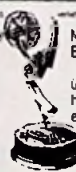
SONY-INFRAROT-FERNBEDIENUNG

für den neuen Trinitron- macht das Fernsehen.



andere internationale Preise zuerkannt.

Viele weltberühmte Verbrauchermagazine lobten Trinitron wegen seiner Schärfe, Farbbrillanz und Zuverlässigkeit. Und in zahlreichen Fernsehveranstaltungen dienen Studio-



Monitore mit einer Trinitron-Röhre zur Bildüberwachung.

Vor allem aber dürfen wir uns über das Vertrauen freuen, das uns bisher von weit über 10 Millionen Käufern entgegengebracht wurde.

Unser Programmhinweis. Wie war's, wenn Sie das scharfe

Bild unseres Sony-Trinitron mal in Augenschein nehmen würden? Ihr Fachhändler und wir freuen uns auf Ihr erstauntes Urteil. Eine Händler-Liste und weitere Informationen über die Fernsehgeräte von Sony senden wir Ihnen gern zu.

SONY

Sony Europe, High Lane, Solihull, CV56 4SH, England

Neu: Sony Trinitron Plus KV-1842 E. Das scharfe Angebot für einen komfortgewohnten Markt.

Die Bemühungen der deutschen Polstermöbelindustrie, den Genuß des Fernsehprogramms noch angenehmer zu gestalten, möchten wir von Sony gerne unterstützen.

Deshalb haben wir uns bei dem neuen Sony-Trinitron Plus KV-1842 E nicht auf Sensortasten und Infrarot-Fernbedienung beschränkt. Sondern haben ihn außerdem mit dem Komfort des Lumisponders ausgestattet.



Damit paßt er Kontrast und Farbsättigung automatisch an die Raumhelligkeit an. Und sorgt so ganz einfach selbst dafür, daß das gestochen scharfe und brillante Bild der Trinitron-Technik durch nichts beeinträchtigt wird.

Stellen Sie den Sony KV-1842 E in Ihre Vorführräume. Sie werden sehen, wie bequem sich soviel Komfort verkaufen läßt.

SONY

Sony GmbH, Hugo-Eckener-Str. 20, 5 Köln 30

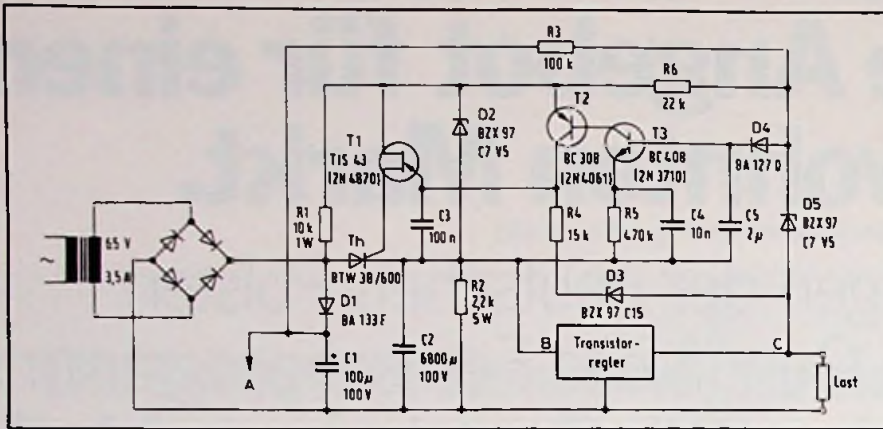


Bild 2. Die Spannungsdifferenz zwischen den Punkten B und C wird etwa auf den Wert der Z-Spannung von D5 ausgeregelt

etwa 6 V beträgt. Dabei ist zu beachten, daß bei starker Belastung eine 100-Hz-Amplitude von einigen Volt an C auftritt. Es ist deshalb günstig, den Thyristorregler so auszuliegen, daß er nicht den Mittelwert, sondern den minimalen Augenblickswert von U_2 mit U_A in Beziehung bringt.

Der vom Thyristor geschaltete Strom wird nur vom Innenwiderstand des Netztransformators begrenzt. Deshalb ist ein Thyristortyp zu wählen, dessen Nominalestrom 4- bis 5-mal höher liegt als der für den Transistorregler vorgesehene Maximalstrom. Eine einfache Begrenzung dieses Stromes schützt im Kurzschlußfalle den Längstransistor nicht unbedingt vor Zerstörung, da im ersten Augenblick seine Verlustleistung gleich dem Produkt aus dem Maximalstrom und der an C noch bestehenden Spannung ist. Der Überlastungsschutz muß deshalb so ausgelegt werden, daß bei Kurzschluß der Ausgangsstrom solange auf einen ungefährli-

chen Wert zurückgeht, bis C sich weitgehend entladen hat.

In der Referenzleitung in Bild 1 fließt ein Rückstrom vom Thyristorregler zur Ausgangsklemme. Bei offenem Ausgang kann er bewirken, daß U_A höher wird, als der eingestellte Wert. Man kann diese Erscheinung durch eine Dauerlast vermeiden, die durch einen auf Konstantstrom vorgespannten Transistor dargestellt werden kann.

Bei der Dimensionierung der Schaltung ist zu beachten, daß in beiden Reglern Spannungsabfälle von einigen Volt zur Aufrechterhaltung der Regelfunktion notwendig sind. Die Sekundärspannung des Netztransformators ist deshalb entsprechend höher zu bemessen.

Thyristorregler

Der Thyristor in Bild 2 wird von dem Unijunction-Transistor T1 angesteuert, der von einer durch D2 auf 7,5 V begrenzten 100-Hz-

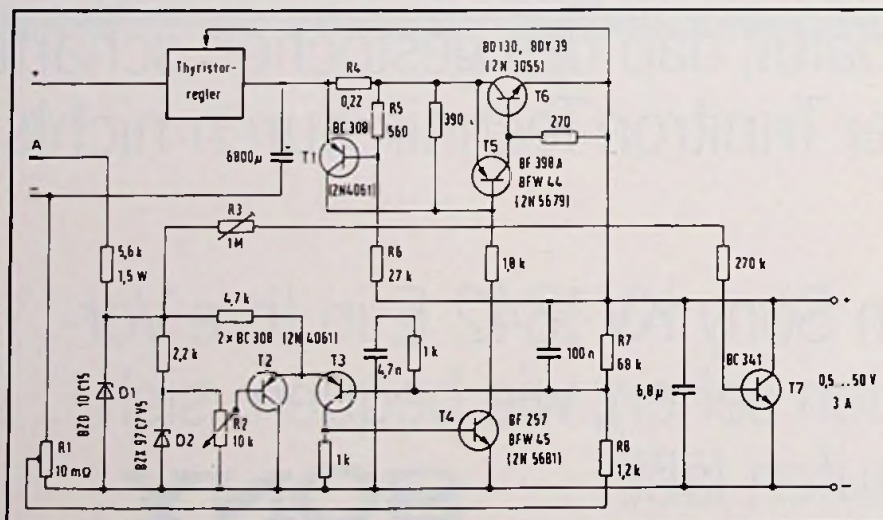
Amplitude gespeist wird. Die Zündung des Thyristors erfolgt jedesmal, wenn die Ladung an C3 den kritischen Wert der Spannung an T1 erreicht hat. Da C3 bei jedem Nulldurchgang der Eingangsspannung über den wegen der verbleibenden Ladung an C2 verkehrt gepolten T1 entladen wird, folgt die Thyristorzündung um so rascher auf diesen Nulldurchgang, je stärker der Kollektorstrom von T2 ist. Angesteuert wird T2 durch T3, dessen Verstärkung zur Vermeidung von Regelschwingungen durch R5 stark begrenzt wurde.

Die am Ausgang des Transistorreglers abgenommene Referenzspannung wird mit der Z-Diode D5 um 7,5 V versetzt. Die notwendige Vorspannung erhält D5 über R3 und R6. An sich würde die ausschließliche Verwendung von R6 einen gleichmäßigeren Strom in D5 ergeben. Da dann jedoch langsame Regelschwingungen entstehen könnten, wurde zusätzlich R3 vorgesehen. Er liegt an einem Hilfsgleichrichter (D1, C1), dessen Ausgangsspannung (Punkt A), wie später gezeigt wird, auch zur Speisung der Referenzquelle im Transistorregler benutzt wird.

Wenn bei stärkerer Belastung am Ausgang die Spannung an C2 zurückgeht, erfolgt eine rasche Aufladung von C5 über D4. Die damit steigende Basisspannung von T3 bewirkt höhere Kollektorströme in T2 und T3. Dadurch setzt die Thyristorzündung früher ein und sorgt für eine stärkere Aufladung von C2, mit der die anfangs angenommene Spannungsänderung weitgehend ausgeglichen wird. Auf Grund von D4 kann jedoch die Aufladung von C5 immer nur dann erfolgen, wenn die wegen Brummüberlagerung nicht reine Gleichspannung an C2 ihren Minimalwert erreicht. Da die Brummamplitude mit dem Ausgangsstrom steigt, wird auch der Mittelwert der Spannung an C2 bei erhöhter Belastung steigen. Die Differenz zwischen U_2 (Minimalwert) und U_A regelt sich auf einen Wert ein, der etwa 1,5 V (Schwellspannungen von D4, T3, Abfall an R5) niedriger ist als die Z-Spannung von D5.

Wenn nun die Belastung plötzlich stark vermindert wird, kann sich C5 nur langsam über den durch R5 stark erhöhten Eingangswiderstand von T3 entladen. Das bedeutet, daß der Thyristor zunächst noch während eines großen Teiles jeder Halbwelle leitet, wobei sich C2 auf den Spitzenwert der Eingangsspannung aufladen kann, bevor die durch C5 bewirkte Regelverzögerung abgeklungen ist. Die Spannung zwischen den Punkten B und C kann dadurch so hoch werden, daß der im Transistorregler vorgesehene Überlastungsschutz anspricht und die Last kurzzeitig abschaltet. Es ist nicht möglich, die Regelverzögerung durch Verkleinern von C5 zu verringern, da sie immer so groß sein muß, daß die Schaltung nicht auch die Brummspannung an C2 auszuregeln beginnt, was in wilde Schwingungen ausarten muß, da der Thyristor nur im

Bild 3. Die bereits in Teil 2, Bild 4, gezeigte Regelschaltung wurde hier dem Betrieb mit Thyristor-Vorteiler angepaßt



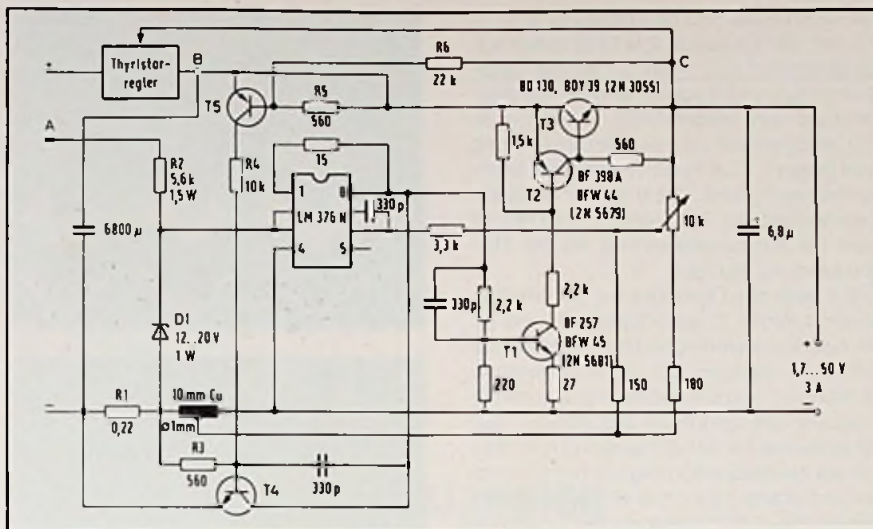


Bild 4. Diese nur mit Transistoren bestückte Schaltung gestattet ein Ausregeln der Ausgangsspannung auf etwa 0,2%

Rhythmus der Netzfrequenz schalten kann. Es ist jedoch möglich, durch D3 und R4 den Kollektorstrom von T2 so zu begrenzen, daß der Thyristor gesperrt wird, sobald die Spannung zwischen den Punkten B und C die Z-Spannung von D 3 um einige Volt übersteigt.

Für C 5 ist ein Elektrolytkondensator nicht zu empfehlen, da der bei Alterung auftretende Leckstrom den Regelvorgang stören kann.

Transistorregler

Als erstes Beispiel für einen dem Thyristorregler nachgeschalteten Feinregler zeigt Bild 3 eine Schaltung, die im Prinzip mit der in Bild 4 identisch ist. Geändert wurde die Speisung von D1 (über R2 und Punkt A, Bild 2). Der Kollektorwiderstand von T1 sowie zwei Widerstandswerte im Ausgangsteiler wurden den geänderten Spannungsverhältnissen angepaßt, und R1 wurde für ein Einsetzen der Strombegrenzung bei 3 A bewertet. Zusätzlich vorgesehen wurde T5, der über den Teiler R5, R6 von der Spannung an den Punkten B und C so vorgespannt wird, daß er Kollektorstrom führt, sobald diese Spannung etwa 27 V übersteigt. Er löst dann über T4 die bereits bei der Beschreibung des verwendeten IC erläuterte Begrenzung des Ausgangsstroms aus, so daß die Verlustleistung in T3 auch kurzzeitig keine unzulässigen Werte annehmen kann.

Die bei Verwendung eines IC mögliche Ausregelung der lastbedingten Spannungsänderungen auf etwa 0,01% ist in der Praxis besonders bei Leistungsanwendungen kaum erforderlich. Man kann sich somit meist der in Bild 4 dargestellten Schaltung begnügen, die eingangsseitige und lastbedingte Änderungen auf etwa 0,2% ausregelt.

Als Referenzquelle dient hier D2, die von einer mit D1 bereits vorstabilisierten Spannung betrieben wird. Gleichzeitig dient die von D1 gelieferte Spannung zur Speisung des Differentialverstärkers T2, T3, der einen mit R2 einstellbaren Teil der Referenzspannung mit dem durch R7, R8 gegebenen Teil der Ausgangsspannung vergleicht. Es ist somit zumindest theoretisch möglich, die Ausgangsspannung zwischen 0 und 50 V einzustellen, jedoch sind unterhalb 0,5 V keine guten Regeleigenschaften mehr zu erwarten.

Die weitere Verstärkung erfolgt, ähnlich wie in den vorhergehenden Beispielen, durch T4, T5. T1 begrenzt den Ausgangsstrom, wenn er mit einer über der Basischwelle (etwa 0,7 V) liegenden Spannung vorgespannt wird. Dies kann bei Stromüberlastung durch einen entsprechenden Spannungsabfall an R4 erfolgen, oder auch wenn, bei plötzlichem Kurzschluß, die Kollektor-Emitterspannung von T6 den durch den Spannungsteiler R5, R6 gegebenen Wert übersteigt. Es ist somit nicht nötig, den Kühlkörper von T6 für eine Verlustleistung ausulegen, die den im Normalbetrieb auftretenden Wert von etwa 30 W wesentlich übersteigt. Dieser Wert errechnet sich aus dem Maximalstrom von 3 A und aus der Summe, die die Z-Spannung von D5 in Bild 2 mit dem Effektivwert der an C2 (Bild 2) auftretenden Brummspannung bildet.

Damit der Strom in der Referenzleitung zum Thyristorregler, bei offenem Eingang und sehr kleinen Werten der eingestellten Spannung, kein Weglaufen der Ausgangsspannung bewirkt, kann man den Transistor T7 an den Ausgang schalten. Mit R3 ist sein Kollektorstrom auf etwa 2 mA einzustellen. Wie in den vorigen Beispielen kann der Regelfehler durch Kompensation mit einem in die negative Zuleitung gelegten Widerstand

R1 verringert werden. Auf Grund der gegenüber der Schaltung in Bild 3 um mehr als 20 mal geringeren Regelverstärkung ist jedoch ein bedeutend höherer Widerstandwert notwendig. Im Mustergerät wurde R1 durch ein 25 cm langes und aufgewickeltes Stück Kupferdraht (\varnothing 0,8 mm) hergestellt. Eine entsprechende Leiterbahn auf einer Printplatte ist ebenfalls verwendbar. □

Amplitudenmodulation

Einfache Versuchsschaltungen

Herbert Bernstein, München

In vielen Punkten werden die verschiedenen Modulationsarten nur theoretisch erörtert. Der Praktiker will sein Wissen aber mit selbst aufgebauten Versuchsschaltungen erweitern. Der Autor hat deshalb in seinem Labor einfache Schaltungen für die Amplitudenmodulation entwickelt.

Der Feldeffekttransistor

Für die folgenden Versuche können die Feldeffekttransistoren 2 N 5457, 2 N 5458 und 2 N 5459 verwendet werden. Bei diesen Feldeffekttransistoren darf man wegen ihres symmetrischen Aufbaus die Drain- und Source-Anschlüsse vertauschen; ihr Verhalten in der Schaltung ändert sich dabei nicht. Die Bezeichnung Source oder Drain wird nur von dem Potential an diesen Anschlüssen bestimmt. Als Drain wirkt dann immer der Anschluß, der das positivere Potential hat.

Das I_D/U_{DS} -Kennlinienfeld des Transistors 2 N 5459 zeigt Bild 1. Hier muß man zwischen zwei Arbeitsbereichen unterscheiden: Der Bereich links von der Kniespannung ist der ohmsche Teil (linearer Zusammenhang zwischen Strom und Spannung), in dem sich der Feldeffekttransistor passiv verhält und nur der Widerstand des nicht eingeeengten Kanals wirkt. Im Bereich rechts von der

Kniespannung wird der Kanal dagegen eingengt; er heißt deshalb Abschnürbereich. Mit negativer Gate-Source-Spannung U_{GS} dehnen sich im Halbleiterkristall Raumladungszonen aus, die den Kanal mit negativer werdender Spannung U_{GS} immer stärker abschnüren. Damit erhöht sich auch der Widerstand der Drain-Source-Strecke. Genau dieses Verhalten wird in den nachfolgenden Versuchen für die Modulation eines Trägers mit einem Signal ausgenutzt.

Amplitudenmodulation

Die Schaltung in Bild 2 zeigt einen steuerbaren Spannungsteiler R_1/R_{DS} . Der Generator G1 liefert das Trägersignal, der Generator G2 das Modulationssignal. Der Kanalwiderstand R_{DS} des Feldeffekttransistors wird also von der Spannung U_{GS} verändert und ermöglicht so die Modulation der Trägerspannung U_E .

Wird an den Spannungsteiler eine Trägerspannung $U_{ESS} = 10\text{ V}$ angelegt und der Generator G2 abgeklemmt, so mißt man am Ausgang die Spannung $U_{ASS} = 4\text{ V}$. Wenn diese Messung hochohmig erfolgt (unbelasteter Spannungsteiler) gilt die Beziehung:

$$\frac{U_E}{U_A} = 1 + \frac{R_1}{R_{DS}}$$

Der Kanalwiderstand R_{DS} des Feldeffekttransistors kann durch Umstellen der Gleichung berechnet werden. Mit den gemessenen Werten gilt:

$$R_{DS} = \frac{R_1}{\left(\frac{U_E}{U_A} - 1\right)} = 67\ \Omega$$

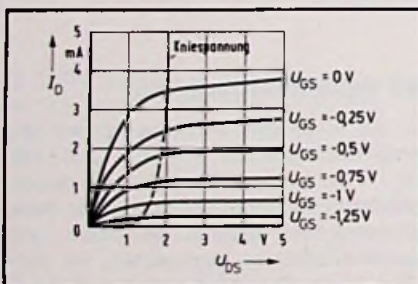
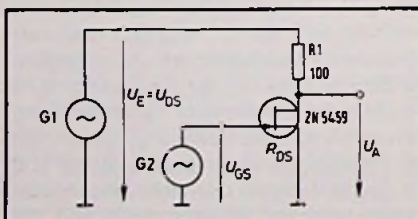


Bild 1. I_D/U_{DS} -Kennlinienfeld des n-Kanal-Feldeffekttransistors 2N 5459

Bild 2. Steuerbarer Spannungsteiler mit Feldeffekttransistor



Bei einer Gate-Source-Spannung $U_{GS} = 0\text{ V}$ hat der Transistor 2N 5459 einen Kanalwiderstand $R_{DS} = 67\ \Omega$. Ist die Gate-Source-Spannung positiv, wird der Kanalwiderstand sehr niederohmig. Werte bis zu $5\ \Omega$ sind möglich; die Ausgangsspannung geht gegen 0 V . Je negativer die Gate-Source-Spannung wird, desto größer wird der Kanalwiderstand. Bei Werten um $10\text{ M}\Omega$ ist dann die Ausgangsspannung mit der Trägerspannung identisch.

Bild 3 zeigt das Oszillogramm der amplitudenmodulierten Trägerschwingung, wie es mit einem sinusförmigen Modulationssignal auftritt. Die Frequenz der Trägerschwingung ist dabei mit 10 kHz wesentlich größer als die Frequenz des modulierenden Signals. Daß die Hüllkurve der AM-Schwingung nicht den Verlauf des Modulationssignals hat, sondern verzerrt ist liegt daran, daß sich der Kanalwiderstand R_{DS} nicht linear mit der Spannung U_{GS} ändert. Will man diese Verzerrungen vermeiden, so muß dem Gate des Feldeffekttransistors eine feste Vorspannung zugeführt werden, um den Arbeitspunkt im linearen Teil der U_{GS}/I_D -Steuerkennlinie zu fixieren. Diese Vorspannung muß gegenüber dem Source-Anschluß positiv sein und wird in der Höhe am besten experimentell ermittelt (Grenzwerte: $U_{GS} = 25\text{ V}$; I_D entspricht Strom durch den Widerstand R_{DS} maximal 16 mA).

Trotz der Verzerrungen weist die AM-Schwingung nach Bild 3 die charakteristischen Merkmale der Amplitudenmodulation auf: Sinusförmiger Träger mit der Kreisfrequenz ω , Trägerfrequenz $>$ Signalfrequenz.

Tastmodulation

Wird das Gate nicht mit einer sinusförmigen Spannung, sondern mit einem Rechtecksignal angesteuert, so ergibt sich für die Ausgangsspannung ein Verlauf wie in Bild 4. Diese Art der Tastmodulation (TAM) wird zum Beispiel bei der Übertragung von Morse-signalen angewendet und ist ein Sonderfall der Amplitudenmodulation. Der Informationsgehalt liegt dann in der Entscheidung ob ein Trägersignal vorhanden ist oder nicht. Kennzeichen der Tastmodulation sind der zerhackte Träger mit konstanter Amplitude und die Kreisfrequenz ω .

Pulsamplitudenmodulation

Bei der Pulsamplitudenmodulation (PAM) erfolgt mit einem rechteckförmigen Trägersignal die Abtastung des Modulationssignals. Dabei sind zwei Verfahren möglich: die bipolare PAM und die unipolare PAM. Der Unterschied liegt darin, daß bei der unipolaren PAM dem Modulationssignal noch eine Gleichspannung überlagert wird; man erhält eine Mischspannung. Die Gleichspannung muß nun so hoch sein, daß bei den negativen Amplituden des Modulationssignals die Mischspannung nie negativ wird. Dieses Verfahren erlaubt die Verwendung

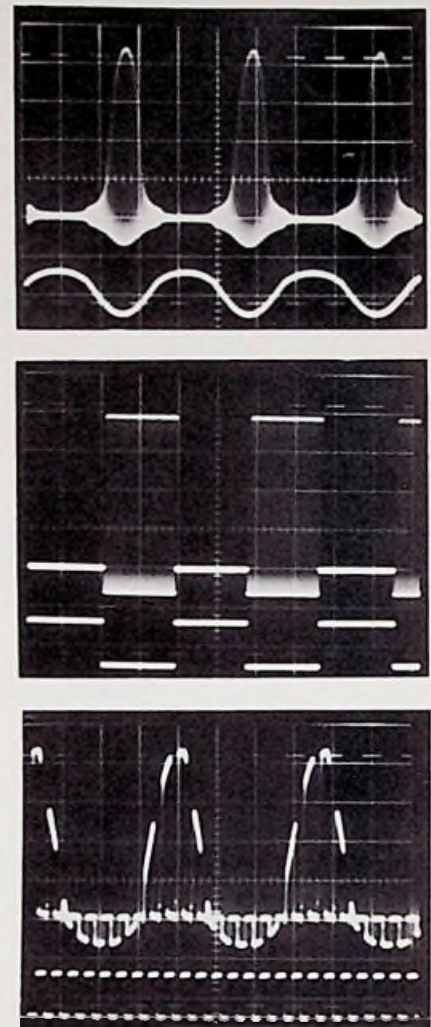


Bild 3. Oszillogramme des modulierten Trägers (oberer Signalverlauf) und des modulierenden Signals (unterer Signalverlauf). Oben: Amplitudenmodulation
Mitte: Tastmodulation
Unten: Pulsamplitudenmodulation

von Trägerimpulsen mit nur einer Polarität – also Gleichspannungsimpulse. Im Versuch wird mit bipolarer PAM gearbeitet. Der Generator G2 erzeugt jetzt das Trägersignal (Pulsträger) und muß deshalb auf eine höhere Frequenz eingestellt werden als der Signalgenerator G1. Die Frequenz des Trägersignals muß dabei mindestens doppelt so hoch sein wie die Frequenz des Modulationssignals. Bild 4 zeigt das Oszillogramm einer mit 10 kHz abgetasteten 1-kHz -Schwingung. Die Augenblickswerte der Signalspannung U_E werden in einer Periode (der Signalspannung) zehnmal „abgetastet“. Das sinusförmige Eingangssignal wird dabei zu einem pulsamplitudenmoduliertem Signal zerhackt. Der Feldeffekttransistor arbeitet hier im Schalterbetrieb; die Steuerungsspannung U_{GS} muß deshalb entsprechend hoch sein. (Wird fortgesetzt)

Digitaltechnik

Übertragung von Bild- und Tonsignalen

Dr. Theo Claasen, Eindhoven

Die digitale Verarbeitung von Informationen gewinnt auch in der Unterhaltungselektronik immer mehr an Boden. Die Frage, warum das der Fall ist, klärt der Autor durch den Vergleich von analogen mit digitalen Übertragungssystemen. Dr. Claasen ist wissenschaftlicher Mitarbeiter am Philips-Forschungslaboratorium in Eindhoven und hat diesen Beitrag in der Fachzeitschrift Fernseh + Kino-Technik veröffentlicht. Wir geben ihn mit freundlicher Genehmigung der Redaktion auszugsweise wieder.

Mit der Weiterentwicklung der Halbleitertechnologie ist es heute möglich, Tonsignale und Fernsehsignale in digitaler Form zu übertragen. Im folgenden wird aufgezeigt, daß digitale Techniken Vorteile gegenüber analogen Verfahren haben können, aber auch Nachteile mit sich bringen.

Digitalisierung von Signalen

Die Digitalisierung eines analogen Signals erfolgt mit zwei Operationen:

1. Abtastung, bei der das zeitkontinuierliche Signal in ein zeitdiskretes Signal umgewandelt wird, und
2. Quantisierung, die nötig ist, um diese Signalwerte mit einer endlichen Zahl von Bits darstellen zu können.

Bild 1. Digitalisierung eines analogen Signals

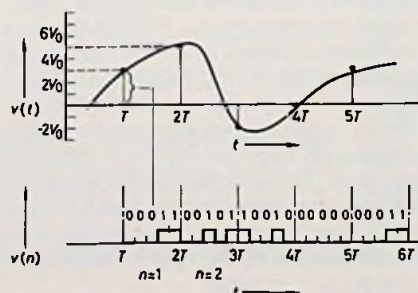


Bild 1 zeigt dieses Verfahren schematisch; angenommen wurden dort 5 bit für die Repräsentierung jeden Abtastwerts. Grundsätzlich gilt, daß bei Benutzung von B bit 2^B verschiedene Signalwerte unterschieden werden können; die Anzahl der Bits ist also entscheidend für die Genauigkeit der Amplitudenwerte. Je größer ihre Anzahl, desto geringer wird der Einfluß der Quantisierung. Aber auch dann erhält man nicht immer eine eindeutige Signaldarstellung. Das Abtasttheorem sagt aus, daß dies nur der Fall ist, wenn das analoge Signal bandbegrenzt und wenn die Abtastfrequenz mehr als das Doppelte der höchsten Signalfrequenz ist:

$$|f| > \frac{f_s}{2}$$

$$\text{Dabei ist } f_s = \frac{1}{T}$$

die Abtastfrequenz.

Ist diese Bedingung nicht erfüllt, so werden Frequenzbeiträge für $f > f_s/2$ zurückfallen und zu Verzerrungen führen. Dieses im Englischen „aliasing“ genannte Zurückfallen ist im allgemeinen nur dann akzeptabel, wenn das analoge Signal vor der Analog/Digital-Wandlung durch einen Tiefpaß geführt wird. Auch die Rückwandlung besteht aus zwei Operationen (Bild 2): Erst wird eine Impulsfolge der Impuls-Form $p(t)$ erzeugt, deren Amplituden durch die digitalen Signalwerte

bestimmt werden. Wenn die digitalen Signalwerte mit $v(n)$ bezeichnet werden, ist die Impulsfolge gegeben durch:

$$v(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} v(n) p(t-nT)$$

Das gewünschte analoge Signal bekommt man dann durch eine Interpolation, die durch ein Tiefpaßfilter ausgeführt wird.

Digitales Übertragungssystem

Die schematische Darstellung eines digitalen Übertragungssystems zeigt Bild 3. Es besteht aus einer analogen Signalquelle, deren Ausgangssignal nach Filterung in ein digitales Signal umgesetzt wird. Dieses digitale Signal kann je nach Anforderungen unterschiedlich verarbeitet werden:

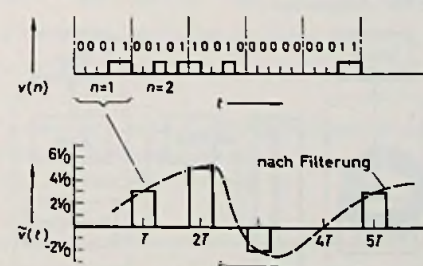
Quellencodierung zur Redundanzreduktion,

Kanalcodierung, bei der Redundanz zugefügt wird, um das Signal gegen Kanalfehler zu sichern,

digitale Filterung und Modulation, Zeit- oder Frequenz-Multiplex-Verfahren, bei denen mehrere Signale über denselben Kanal übertragen werden.

Der Kanal, in dem das Signal transportiert wird, kann entweder irgendeine direkte Verbindung sein, wie beispielsweise in der Telephonie, der Rundfunk- oder Fernsehübertragung, oder das Signal wird in einen Speicher eingelesen, in dem es dann für eine spätere Auslesung bereitsteht. Vom Gesichtspunkt der Signalverarbeitung her, sind beide Möglichkeiten als Übertragungssysteme mit bestimmten Eigenschaften wie Bandbreite, Dynamik, Rauschpegel usw. zu betrachten. Nach der Übertragung (das heißt, nach dem Empfang über den Kanal oder nach der Auslesung aus dem Speicher) wird wieder eine Signalverarbeitung stattfinden, die im allgemeinen die umgekehrte

Bild 2. Rückwandlung des digitalen Signals in ein analoges



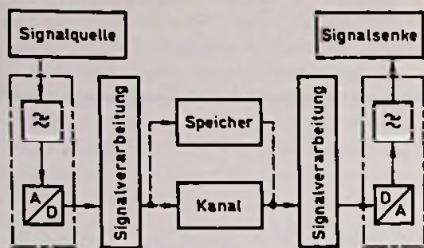


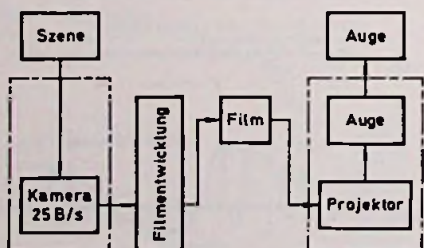
Bild 3. Allgemeines digitales Übertragungssystem

Operation der Signalverarbeitung vor der Übertragung ist, also zum Beispiel decodieren, demodulieren oder demultiplexen. Das so erhaltene digitale Signal wird dann in ein analoges Signal gewandelt und der Signalsenke zugeführt. Das kann bei Tonsignalen ein Lautsprecher sein oder bei Fernsehsignalen der Bildschirm.

Die Möglichkeit der Übertragung von Signalen mit einem zeitdiskreten Übertragungssystem ist schon lange bekannt. Gerade die Aufzeichnung auf Film ist zeitdiskret, weil von einem in der Zeit kontinuierlich ablaufenden Vorgang periodisch (mit der Abtastfrequenz) Momentaufnahmen gemacht werden. Die einzelnen Momentaufnahmen (Phasenbilder) sind dabei die Abtastwerte. In Bild 4 ist ein solcher Signalverlauf von der Aufnahme bis zur Wiedergabe eines Films angegeben. Im Vergleich zum allgemeinen System von Bild 3 fehlt aber hier vor der Abtastung das Tiefpaßfilter, und die Zeitdiskretisierung (Abtastung) findet in der Kamera statt. Wegen des Fehlens des Tiefpasses können nun „aliasing“-Effekte entstehen, die sich in diesem System als Stroboskopieffekte bemerkbar machen.

Nach der „Zeitdiskret-/Zeitkontinuierlich“-Wandlung, die über den Projektor vorgenommen wird, folgt das optische Detektorsystem, das in diesem Fall das menschliche Auge ist. Von diesem System aber ist bekannt, daß es einen Tiefpaßcharakter hat, der die zeitdiskrete Übertragung ermöglicht.

Bild 4. Zeitdiskretes System am Beispiel von Filmaufnahme- und wiedergabe. Das Symbol „Auge“ im rechten gestrichelten Kasten stellt den Tiefpaßcharakter des menschlichen Auges dar



Die Durchlaßcharakteristik ist so, daß eine Abtastfrequenz von etwa 25 Hz geeignet ist. Das gilt für Bewegungen. Zur Flimmer-Vermeidung sind etwa 50 Bilder je Sekunde nötig, so daß man jedes Bild zweimal projiziert. Kommen in einer Szene schnellere Bewegungen vor, als sich bei gegebener Auflösung des Systems mit rund 12 Hz registrieren lassen, dann tritt der schon genannte Stroboskopeffekt auf. Die einzige Art und Weise, um das zu vermeiden, ist eine Erhöhung der Abtastfrequenz, in diesem Fall also eine Erhöhung der Bildaufnahmefrequenz. Weil aber das Tiefpaßfilter im Empfänger fest ist, hat es keinen Zweck, die Abtastfrequenz des Projektors zu ändern. In der High-Speed-Kinematographie muß dann auch eine Skalierung der Zeitachse vorgenommen werden, daß heißt, es muß mit einer höheren Bildfrequenz aufgenommen als wiedergegeben werden.

Warum digital?

Es wurde aufgezeigt, daß es möglich ist, jedes bandbegrenzte Signal digital zu übertragen. Es bleibt aber die Frage, warum digital und nicht analog. Die digitale Übertragung hat den Nachteil, daß immer A/D- und D/A-Wandler mit zugehörigen Filtern benötigt werden, was zu einem zusätzlichen Aufwand für das System führt. Darum lohnt sich eine digitale Übertragung nur, wenn damit Vorteile erreicht werden, die die Nachteile kompensieren.

Es wird aufgezeigt, daß die digitale Signalverarbeitung nicht nur zu einer Erniedrigung des Systemaufwands, sondern manchmal auch zu Lösungen führen kann, die analog überhaupt nicht zu realisieren sind.

Digitale Übertragung

Bei der digitalen Übertragung wird das digitale Signal als ein Datensignal betrachtet, das heißt, es wird eine Reihe von Pulsen erzeugt, deren Amplituden entweder „1“ oder „0“ (manchmal auch „-1“) sind, wie es schon in den Bildern 1 und 2 dargestellt worden war. Wenn nur auf diese Weise mit einer Rate von R bit/s Information übertragen wird, dann ist aus der Theorie der Datenübertragung bekannt, daß eine Mindestbandbreite von $R/2$ Hz benötigt wird. Ferner gilt, wie bereits erwähnt, daß für ein bandbegrenztes Signal mit der höchsten Frequenz f_c eine Abtastfrequenz von $f_s = 2f_c$ angewendet werden muß. Benutzt man dazu B bit je Abtastwert, dann wird eine Bitrate von $2f_c B$ bit/s notwendig, die eine Bandbreite von mindestens $f_c \cdot B$ Hz benötigt. Im Vergleich mit einer analogen Übertragung wird für die digitale Übertragung eine B -fach größere Bandbreite gebraucht.

Für die meisten praktischen Systeme ist B eine Zahl in der Größe zwischen 8 und 16, und das bedeutet, daß die Zunahme der Bandbreite durch Digitalisierung sehr erheblich ist. Warum dann doch digital?

Der wichtigste Grund ist, daß in einem digita-

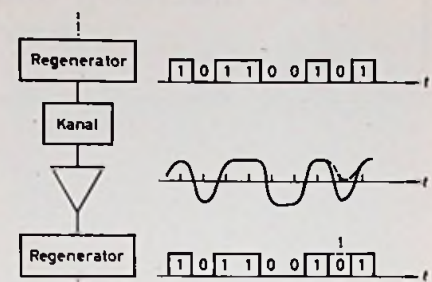


Bild 5. Digitale Übertragung mit Bit-Regenerierung

len Übertragungssystem keine Erhöhung der Rauschsignale auftritt wie in analogen Systemen. In einem digitalen System werden an bestimmten Stellen sogenannte Regeneratoren eingesetzt. In ihnen wird durch binäre Entscheidungen versucht, die „verschlossene“ Bitfolge zu regenerieren. Bild 5 zeigt dies schematisch. Dabei gibt es je Bit nur zwei Möglichkeiten: Entweder wird eine korrekte Entscheidung getroffen oder nicht. Der Einfluß des Rauschens und der Störungen auf das regenerierte Signal ist dann nur in Fehlentscheidungen zu sehen. Wenn es nun möglich ist, Regeneratoren in das System an Stellen einzubauen, an denen Rauschsignale nur zu ganz kleinen Fehleraten führen, ist damit ein sehr zuverlässiges Übertragungssystem entstanden. Auf diese Weise können auch sehr ausgedehnte Systeme realisiert werden. Überdies gibt es noch die Möglichkeit, die Bitfolge durch Codierungen zu sichern. Dabei wird die Bitrate durch Zufügung von redundanten Bits erhöht. Diese Bits ermöglichen im Empfänger eine gewisse Zahl von Fehlentscheidungen je Sekunde wieder zu korrigieren. Allerdings ist mit der Erhöhung der Bitrate eine Vergrößerung der benötigten Bandbreite verbunden. Wo Zuverlässigkeit (Qualität der Übertragung) wichtiger ist als Bandbreite, ist so aber eine gute Lösung vorhanden.

Systeme zur digitalen Signalverarbeitung

Auch die Möglichkeiten der digitalen Signalverarbeitung können eine Digitalisierung von Ton- und Bildsignalen rechtfertigen. Es seien dazu einige Signalverarbeitungssysteme kurz erläutert.

Bei dem System zur Signalverarbeitung nach Bild 6 handelt es sich um eine Transformationscodierung für Bildsignale. Das Ziel dieses Systems ist die Einsparung von Bandbreite bei der Übertragung durch Eliminierung von Redundanz aus der Bildinformation. In dem System wird nach der Digitalisierung ein Segment von $N \times N$ -Bildpunkten einer Transformationsstufe zugeführt, die ein Ausgangsbildsegment von $N \times N$ -Bildpunkten liefert. Die Beziehung zwischen Eingangssignal $b_d(m, n)$ und Ausgangssignal $B_d(k, l)$ ist dabei

$$B_d(k, l) =$$

$$= \sum_{m=1}^N \sum_{n=1}^N b_d(m, n) T(k, m) T(l, n),$$

$$k, l = 1 \dots N.$$

(Es wird dabei angenommen, daß eine separierbare Transformationfunktion $T_a(k, l, m, n) = T(k, m) \cdot T(l, n)$ genommen werden kann.) Wenn nun $b_d(m, n)$ mit 8 bit je Bildelement angenommen wird, dann wird es im allgemeinen nötig sein, $B_d(k, l)$ mit mehr als 8 bit darzustellen. Es werden nun Transformationen T gesucht, die die Eigenschaft haben, daß die „Energieverteilung“ im Ausgangsbild nicht homogen ist. Das heißt, daß die Amplituden der unterschiedlichen Bildpunkte im Mittel nicht gleichmäßig verteilt sind, wie es bei dem Eingangsbild der Fall war. Nur wenige Ausgangsbildpunkte haben dann gemittelt eine große Amplitude und große Varianz und müssen darum mit großer Genauigkeit (viele Bits) wiedergegeben werden. Die meisten Bildpunkte haben gemittelt eine viel kleinere Amplitude und Varianz und können darum mit viel weniger Bits repräsentiert werden. Transformationen mit dieser Eigenschaft existieren, wenn Redundanz im Bild vorhanden ist (das heißt, nicht jeder Bildpunkt ist von allen anderen unabhängig). Das transformierte Bild kann nun einem Quantisierer zugeführt werden, der eine Quantisierung jeden Bildpunktes mit der entsprechenden Anzahl von Bits durchführt. So kann die mittlere Zahl der benötigten Bits auf 1...3 bit je Bildelement reduziert werden. Anwendungen gibt es bei der Übertragung von Fernsehbildern und für die Langzeitspeicherung von Röntgenaufnahmen.

Ein abschließendes Beispiel der digitalen Signalverarbeitung ist die Digitalisierung von Musik in der Studioteknik, wie es im Bild 7

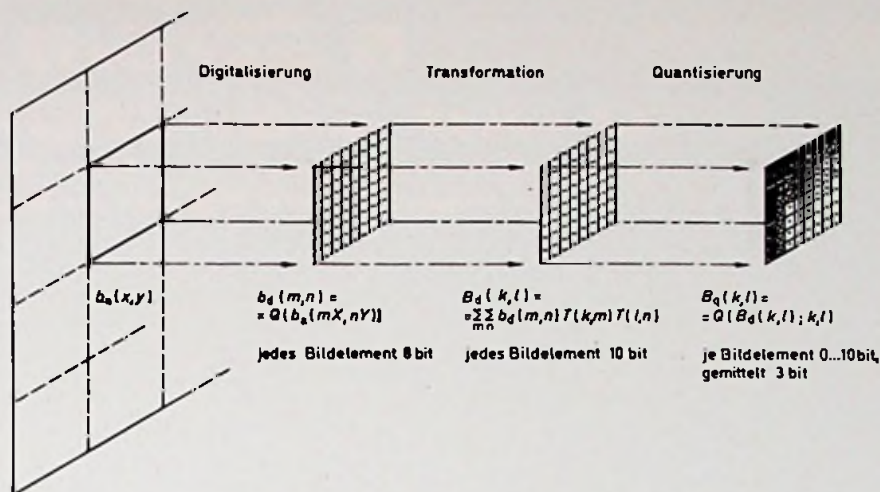


Bild 6. Transformationscodierung von Bildsignalen

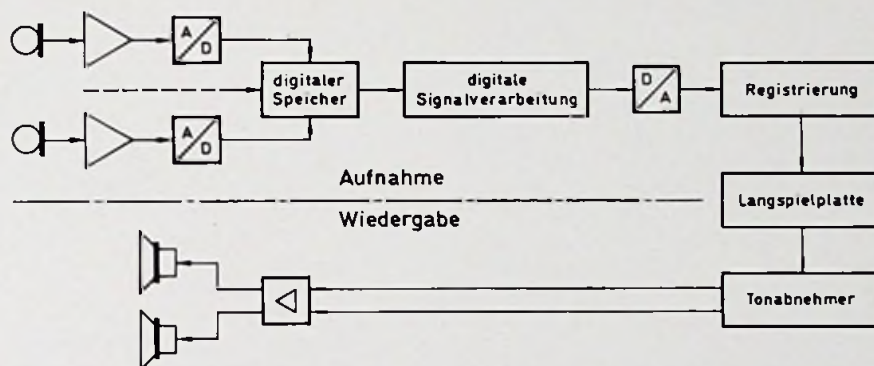


Bild 7. Digitale Tonsignalverarbeitung in der Studioteknik

gezeigt wird. Nach der Aufnahme wird das Musiksignal digitalisiert und in einen Speicher eingelesen. Werden beispielsweise 16 bit für die Darstellung des digitalen Signals benutzt, dann entspricht das einem dynamischen Bereich von 96 dB. Das ist

eine Dynamik, die nur einige dB geringer ist als sie in einem Konzertsaal vorkommt. Die Qualität einer Langspielplatte, die mit diesem Verfahren gefertigt ist, ist schon erheblich besser als die konventioneller Langspielplatten. □

Elektronische Orgeln zum Selbstbau

Dr. Böhm-Orgeln sind unübertroffen

Sägezahn-, Rechteck- und Sinuserzeugung, 10chörig, voller Orgelklang und echte Instrumental-Klangfarben, alle modernen Spezialeffekte, Schlagzeug, BOHMAT.

Bauen Sie sich für wenig Geld Ihre Superorgel selbst!

Schon Zehntausende vor Ihnen, meist technische Laien, haben gebaut und sind begeistert!

Dr. Böhm

Elektronische Orgeln und Bausätze - Postf. 21 09/14/18 4950 Minden, T. 0571/52031



Prielsbelsplele aus unserem SONDERANGEBOT 1978/79, inkl. MWSt.

ROHREN:	DY 802	DM 2,50	PCL 805	DM 3,—	PL 504	DM 4,50	PY 88	DM 2,75
C-MOS:	4000	DM —,50	4002	DM —,50	4007	DM —,50	4010	DM 1,—
	4012	DM —,50	4013	DM —,90	4014	DM 2,20	4030	DM 1,20
74. TTL:	7400	DM —,35	7402	DM —,35	7403	DM —,35	7408	DM —,50
	7410	DM —,45	7472	DM —,60	7490	DM —,90	74121	DM —,65
Thyristoren:	TH 1/400 1 A 400 V TO 39	DM —,80	TH 3/400 M 3 A 400 V TO 66	DM 1,40				
Trlac:	TRI 1/400 1 A 400 V TO 39	DM 1,20	TRI 6/400 6 A 400 V TO 220	DM 2,50				

Bitte fordern Sie kostenl. u. unverbindl. unser kpl. SONDERANGEBOT an!
EUGEN QUECK Ing.-Büro, Elektronik-Rundfunk-Großhandel
Augustenstraße 6, 8500 Nürnberg, Telefon: (09 11) 46 35 83



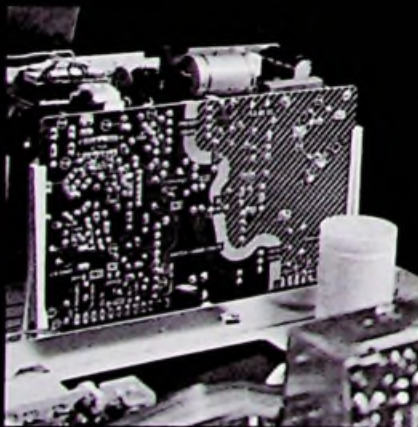
Das Long-Life-Chassis mit dem geringsten Stromverbrauch und der elektronischen Sicherheitsnetztrennung.

Das in dieser Anzeige als Beispiel verwendete Chassis des ITT Farbfernsehgerätes Studio Ideal Color 3650 basiert bis in winzige Details auf dem in Heft 6/78 der Zeitschrift „test“ beurteilten Gerät Studio 2805. Letzteres erhielt – gemeinsam mit 8 weiteren Fabrikaten – die Gesamtnote „gut“, weitere 5 Farbfernsehgeräte wurden mit „zufriedenstellend“ beurteilt.

1. „Kalt“ durch Energie-Rückgewinnung

Der Grund für den sparsamen Stromverbrauch bei ITT Farbfernsehgeräten. Zur einwandfreien Funktion benötigt die Ost-West-Rasterkorrektur einen Lastwiderstand bestimmter Größe. Hierfür könnte man einen entsprechenden Widerstand einsetzen, der ungenutzte Leistung in überflüssige Wärme umsetzt. Oder wie beim neuen „Chassis '78“ von ITT mit dieser Leistung die Vertikal-Ablenkung voll betreiben und die Horizontal-Ablenkung zu einem Teil damit unterstützen. Diese schaltungstechnische Maßnahme erbringt die nicht unerhebliche Leistungseinsparnis von 40 Watt. Ein wichtiger Vorteil auch für die thermische Ausgewogenheit – Stichwort: „Kaltes Chassis“ – und somit auch die Lebensdauer des Chassis '78.

2. Moderne elektronische Netztrennung



100%ige Netztrennung mit einem elektronischen Schaltteil, dem Switch-Mode-System.

Das heißt: Hoher Wirkungsgrad durch den großen Regelbereich der Stabilisierungsschaltung. Das bedeutet für die Praxis stets gleichbleibend geringe Leistungsaufnahme, die mit annähernd 120 Watt fast an den Leistungsbedarf einer normalen Glühlampe kommt. Also auch: Minimale Wärmeentwicklung. Selbst bei steigender Netzspannung erhöht sich durch die elektronische Ausregelung die Leistungsaufnahme nicht. Der Trafo (sonst mit einem Gewicht um die 4 kg), wiegt bei ITT nur 250 g.

Es gibt im Aufbau kein organisiertes, ordentlicheres, also moderneres Chassis.

3. Bildstand wie Standbild

Hohe Störfreiheit durch moderne IC-Technik (TDA 2591), und die von ITT entwickelte periphere Beschaltung in der Synchronisationsstufe: Bildstand und Bildformat bleiben unter allen Betriebsbedingungen konstant; das ist unabhängig von augenblicklichen Spannungsschwankungen, Helligkeits- oder Kontraständerungen.

Auch hochfrequente Impulsstörungen durch Zündanlagen in Kraftfahrzeugen sowie Elektromotoren mit fehlerhafter Entstörung werden durch diese Schaltung sicher ausgeblendet und lassen den Bildstand unbeeindruckt hiervon. Im Hinblick auf den ständig wachsenden Markt für Video-Recorder hat die Schaltung mit dem hier verwendeten IC TDA 2591 eine vom Bedienteil aus umschaltbare Zeitkonstante für die Phasenlage der Zeile. Der Anschluß von Video-Recordern an das „Chassis '78“ erfolgt in jedem Fall problemlos.

Außerdem zeichnet sich diese Synchronisationsstufe durch eine überragende Langzeit-Stabilität aus. Die exakte Werkseinstellung hat praktisch für die ganze Lebensdauer des Gerätes Gültigkeit.

Einzel-Bewertung in „test“ Nr. 6/78: „Sehr gut“.

4. Kein „Schnauzbart“

Zum Ausgleichen geometrischer Verzerrungen haben ITT Farbfern-

sehgeräte Diodenmodulatoren anstelle der herkömmlichen Transduktorschaltungen. Hierdurch ist der Ost-West-Abgleich wesentlich exakter durchführbar. Völlig unabhängig voneinander können Kissen-Fehler und Trapez-Fehler ausgeglichen werden. Auch die präzise Bildbreite läßt sich über den Ost-West-Modulator einstellen. Die Nord-Süd-Rasterkorrektur berücksichtigt sogar Geometriefehler der zweiten Größenordnung. Der sogenannte „Schnauzbart-Effekt“ (wellenförmige Verzerrungen am oberen und unteren Bildrand) ist mit diesem neuen ITT-Schaltungskonzept verschwunden.

Einzel-Bewertung in „test“ Nr. 6/78: „Sehr gut“.

5. Weiß bleibt Weiß

Das bewirkt die Strahlstrombegrenzung des neuen ITT Color-Chassis. Sie orientiert sich an den Spitzenwerten des Bildinhaltes (hellste Partien) und verhindert ein partielles Verbiegen der Schlitzmaske; das würde anderenfalls zu einer Veränderung der Landungscharakteristik der Elektronenstrahlen führen. Gemeinsam mit einer intelligenten Auslegung des Farbdecoders und einer sorgfältigen Konvergenzeinstellung im Werk, führt dies zu einer erstklassigen Farbnatürlichkeit.

Einzel-Bewertung in „test“ Nr. 6/78: „Sehr gut“.

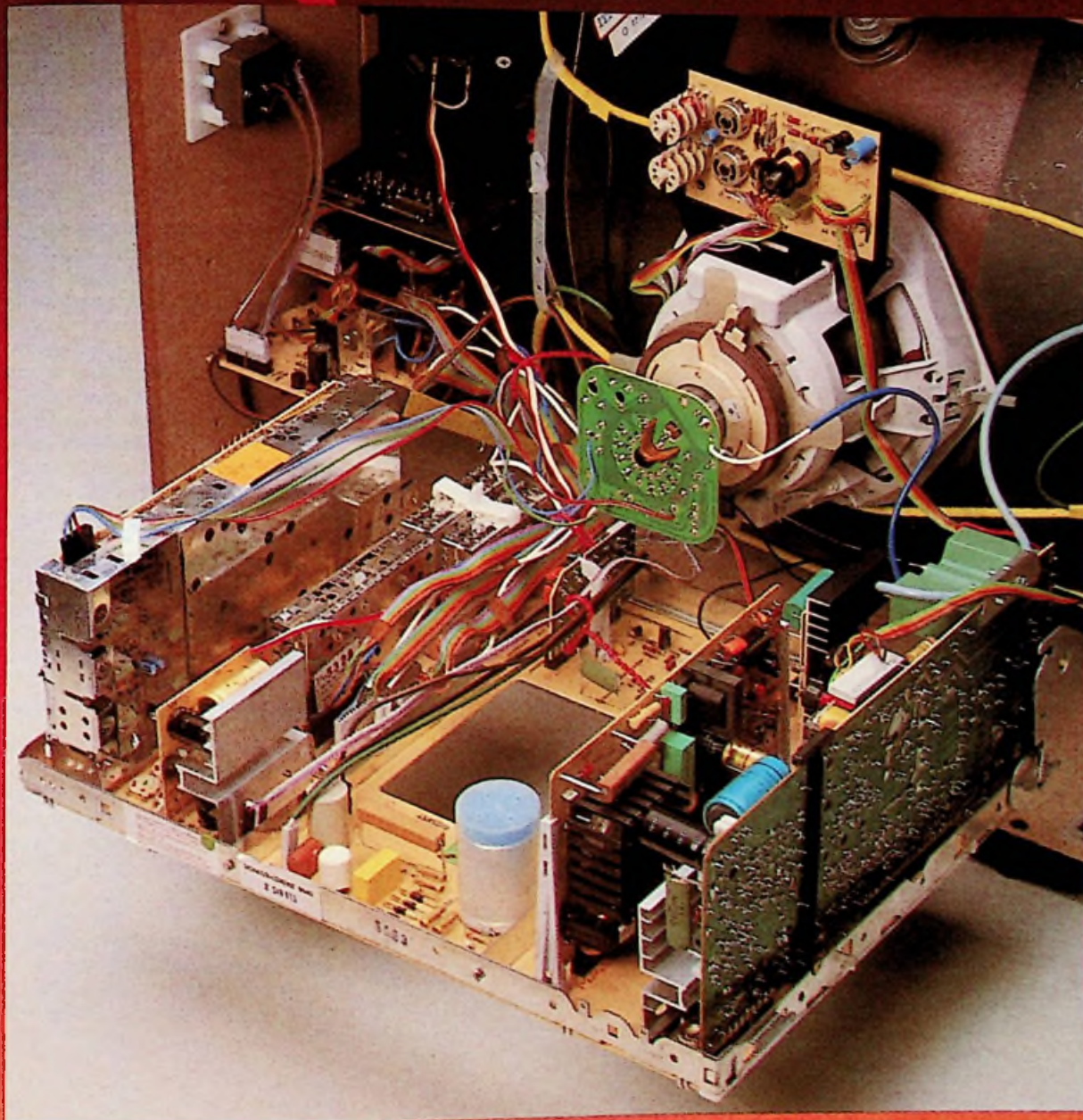
6. Scharfe Kanten

Die ITT Videoschaltung hat einen speziell ausgelegten Videofrequenzgang. Er ist dem Wahrnehmungsvermögen des menschlichen Auges optimal angepaßt und vermittelt dem Betrachter einen extrem scharfen Bildeindruck. Auch diese Schaltung ist leistungssparend aufgebaut und kommt den Bestrebungen nach geringerem Stromverbrauch und somit auch nach langer Lebensdauer entgegen.

Einzel-Bewertung in „test“ Nr. 6/78: „Sehr gut“.



**Technik der Welt
made in Germany**



Chassis '78
Bemerkungen zu einem
wirklich „kalten“ Chassis.

Auf der linken Seite lesen Sie, welche
entscheidenden Vorteile es bietet.

ITT Schaub-Lorenz, 7530 Pforzheim

Lautsprecherboxen

Fehlerquellen beim Messen von Lautsprechern

Prof. Dipl.-Ing. H. H. Klinger, Bassum

Die Qualität von Lautsprecherboxen läßt sich nicht ausschließlich aufgrund von Meßergebnissen beurteilen. Dennoch wäre es vorteilhaft, wenn wenigstens allgemein Meßverfahren angewendet würden, die möglichst frei von störenden Einflüssen sind. Welche Unzulänglichkeiten beim Messen von Lautsprecherboxen auftreten können, behandelt dieser Beitrag.

Der Einfluß des Meßraumes

Eine einfache Lautsprechermessung ist das Aufnehmen des Amplituden-Frequenzgangs mit einem Steuersignal konstanter Amplitude. Dazu wird in der Mitte eines reflexionsarmen „schalltoten“ Raumes der Lautsprecher und davor ein Mikrophon aufgestellt. Völlig reflexionsfrei ist der schalltote Raum jedoch nicht. Bei mittleren Frequenzen werden nur etwa 10% der Schallenergie reflektiert; wenn die Wellenlängen der Schallsignale jedoch viel größer sind als die Länge der Absorberkeile – das ist unterhalb 200 Hz der Fall –, sind die Reflexionen erheblich stärker.

Wird die Meßordnung in Betrieb gesetzt, gelangt der Schall nicht nur auf dem direkten Weg vom Lautsprecher zum Mikrophon, sondern auch indirekt, als Reflexion. Der reflektierte Schall, der am Mikrophon eintrifft, hat wegen der frequenzabhängigen Dämpfung der Absorberkeile einen anderen Amplituden-Frequenzgang als der Direktschall, eine längere Laufzeit als dieser, und macht eine verlässliche Aussage über den Lautsprecher unmöglich.

Damit der Einfluß des reflektierten Schallsignals auf die Messung vernachlässigt werden kann, muß der Meßraum ein hohes Schallschluckvermögen haben und möglichst groß sein.

Der Bericht stützt sich auf Untersuchungen, die bei KEF Electronics Ltd. in Tivoli-Maidstone (England) durchgeführt wurden.

Lautsprechermessung im Freien

Da genügend große Meßräume sehr kostspielig sind, werden Lautsprechermessungen häufig im Freien durchgeführt. Dazu wird der Prüfling so in den Erdboden eingelassen, daß seine Membrane bündig mit der Erdoberfläche abschließt. Diese Methode ist einfach, aber sie erfaßt nicht die Beugungserscheinungen, die bei mittleren Frequenzen an den Wänden der Lautsprecherbox auftreten können. Auch Resonanzen der Box selbst sind so nicht feststellbar.

Aufschlußreichere Messungen sind daher nur möglich, wenn das Meßobjekt auf einem frei im Gelände stehenden Turm angebracht wird (Bild 1). Ausschlaggebend für die Qualität der Messung ist dabei der Abstand h des Lautsprechers vom Erdboden, denn nur bei einem Mindestabstand kann man Störungen durch Reflexionen am Erdboden außer acht lassen. Außerdem muß der Abstand d des Mikrophons vom Lautsprecher genügend groß sein, um alle vom Lautsprecher erzeugten Schallwellen zu erfassen – auch solche, die nicht unmittelbar von der Membrane ausgehen (beispielsweise die durch Beugung am Lautsprechergehäuse verursachten Schallwellen). Für übliche Lautsprecherboxen reicht ein Abstand von etwa 1 m aus. Bei sehr großen Boxen empfiehlt sich dagegen ein Abstand von 2 m und mehr. Der Störschall-Pegel hängt außer von der Turmhöhe auch vom Reflexionskoeffizien-

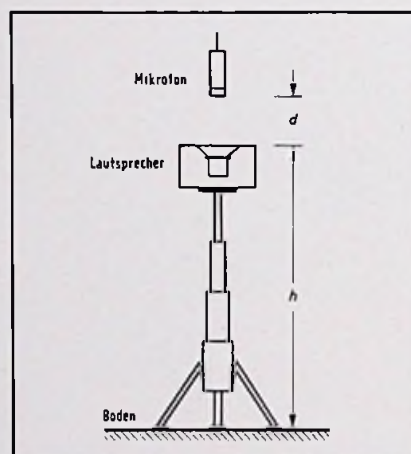


Bild 1. Lautsprechermessung im Freien

ten der Erdoberfläche und der Meßfrequenz ab. Die Richtcharakteristik geschlossener Lautsprecherboxen ändert sich mit der Frequenz: Der Lautsprecher bündelt ab einer Frequenz von etwa 300 Hz den Schall in Richtung seiner Symmetrieachse. Ist die Schallaustrittsöffnung nach oben gerichtet, wird damit auch der Meßfehler kleiner, da weniger Schall am Boden reflektiert wird.

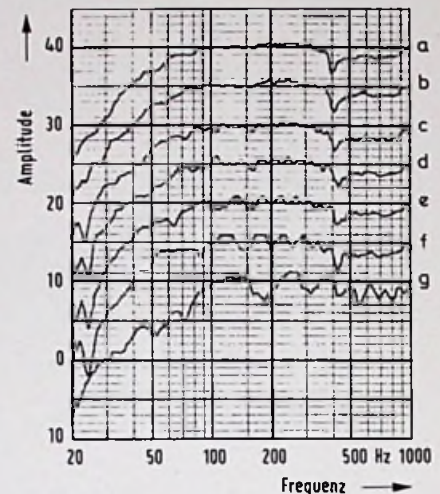


Bild 2. Amplituden-Frequenzgang eines Lautsprechers (Mikrophon über dem Lautsprecher) bei verschiedenen Abständen des Lautsprechers vom Boden von 8 m (Kurve a) bis zu 2 m (Kurve g)

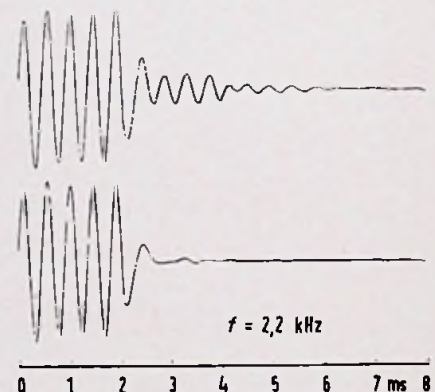
Untersuchungen zeigten, daß bei einem Abstand zwischen Lautsprecher und Mikrophon von 1 m der Lautsprecher mindestens 8 m über dem Boden angebracht werden muß, wenn eine zuverlässige Aussage über den Amplitudengang erwünscht ist (Bild 2). Die horizontale Aufstellung von Mikrophon und Lautsprecher bringt, wegen des Einflusses von Beugung und Interferenz am Boden große Meßfehler mit sich. Sie wird deshalb nicht angewendet.

Messungen mit dem Tonburst

Die bis jetzt besprochenen Meßmethoden berücksichtigen das Verhalten des Lautsprechers nur im eingeschwungenen Zustand. In der Praxis treten aber auch Impulssignale auf; deshalb bedarf es noch einer

Bild 3. Ton-Burst-Anzeige (2,2 kHz)

oben: mit Bodenreflexion
unten: ohne Bodenreflexion



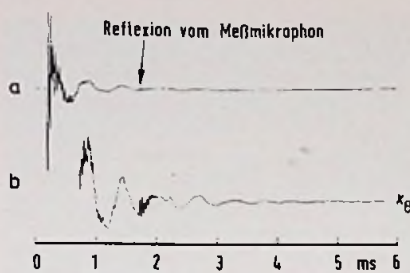


Bild 4. Reflexionen an der Mikrophonkapsel
oben: Vom Lautsprecher abgegebenes Impulssignal
unten: wie oben, doch mit 8facher Vergrößerung des Amplituden-Maßstabs

Messung mit der die Ein- u. Ausschwingvorgänge des Lautsprechers erfaßt werden. Dem Lautsprecher werden dazu kurze periodische elektrische Signale zugeführt. Die vom Lautsprecher abgegebenen Tonstöße (Bursts) werden von einem Mikrophon aufgenommen, verstärkt und auf einem Oszilloskop sichtbar gemacht. Wegen der vertikalen Auflösung des Oszilloskops von höchstens 20 dB können auf diese Weise Fehler bei den Ein- oder Ausschwingvorgängen des Lautsprechers kaum erkannt werden. Außerdem führen unvollkommene Meßräume zu Fehledeutungen der Meßergebnisse.

Dieser Fall tritt bereits ein, wenn die schwachen Reflexionen am Laufgitter des Meßraumes oder am Mikrophonkabel nicht erkannt werden. Als Beispiel zeigt Bild 3 den Einfluß von Reflexion am Laufgitter. Dem Lautsprecher wurden dabei kurzzeitig unterbrochene Signale der Frequenz 2,2 Hz zugeführt. Die abgegebenen Tonbursts interferierten hier mit den an den Gitterstegen des Bodens reflektierten. Daß auch die Reflexionen an der nur 1 cm² großen Vorderflächen der Mikrokapsel das Meßergebnis verfälschen, zeigt Bild 4.

Ein großer Fortschritt bei der Lautsprecher-Messung mit Impulsen wurde mit Computern erreicht. Mit ihrer Hilfe werden kumulative (anhäufende) Zerfallsspektren aufgenommen, die eine umfassende Beurteilung der Lautsprecherqualität anhand der Parameter Frequenz, Amplitude und Zeit erlauben (Bild 5). Die britische Firma KEF Electronics Ltd. führte diese Technik ein *) und verwendet sie seitdem mit großem Erfolg bei der Entwicklung von Lautsprechern.

Im Gegensatz zu herkömmlichen Tonburstmessungen erlauben die drei dimensional Zerfallsspektren nämlich auch eine Aussage darüber, wie sich ein ausschwingender Lautsprecher bei verschiedenen Frequenzen verhält.

Einfluß der Richtcharakteristik

Alle Lautsprecher bündeln bei hoher Frequenz den Schall in Richtung ihrer Bezugsachse. Das wird dann deutlich, wenn die Abmessungen der strahlenden Fläche größer sind als die Wellenlänge des abgegebenen Schallsignals. Um die Richtwirkung erfassen zu können, bedient man sich meist der nachfolgend beschriebenen Meßmethoden.

Dem Meßobjekt wird ein Signal konstanter Frequenz oder ein schmalbandiges Rausch-Signal zugeführt. Nun ändert man gleichmäßig den Winkel zwischen Mikrophonachse und Lautsprecher, wobei gleichzeitig der Schalldruck gemessen wird. Auf diese Weise erhält man einen durch die Richtcharakteristik des Lautsprechers bestimmten Verlauf der Schalldruckkurve. Da eine solche Messung aber auch unter wirtschaftlichen Gesichtspunkten erfolgen soll, wird sie nur für eine begrenzte Anzahl von Frequenzen durchgeführt. Damit werden aber selbst große Unregelmäßigkeiten im Schalldruck-Frequenzgang nicht erkannt. In der Regel mißt man nur bei 8 verschiedenen Frequenzen; die eindeutige Beurteilung der Lautsprecher-Richtwirkung erfordert aber mindestens 20 Messungen.

Diese Schwierigkeiten umgeht eine Methode, die den Schalldruck bei gleichmäßig sich ändernder Frequenz und festen Mikrophonstellungen aufnimmt. Eine Kurvenschar, aufgenommen mit Winkelintervallen von 15° (in der Horizontalebene) ist bereits aussagekräftig, da sich der Schalldruck am Empfangsort mit der Frequenz stärker ändert als mit der Winkelstellung des Mikrophons.

Für eine Zweigang-Mini-Lautsprecherbox wurde nach diesem Meßverfahren der Schalldruck-Frequenzgang für verschiedene Mikrophonstellungen aufgenommen (Bild 6). Deutlich ist der starke Rückgang des Schalldrucks zwischen 2 kHz und 3 kHz zu erkennen. Die Ursache dafür ist eine ungünstige Montage der Lautsprechersysteme,

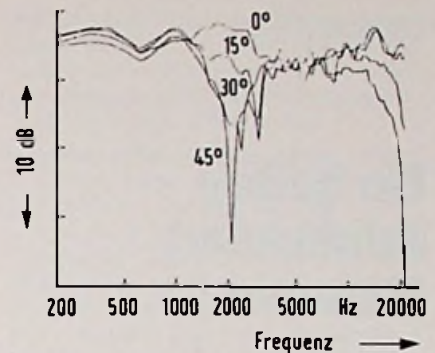


Bild 6. Einbrüche im Schalldruck-Frequenzgang eines Lautsprechers durch Interferenz

die vertikal übereinander, aber nicht in der gleichen Ebene eingeordnet sind; dadurch treten Interferenzen auf. Zusammen mit Phasenverschiebungen die von der Frequenzweiche hervorgerufen wurden, wird damit die Richtcharakteristik der Box verschlechtert. Würde man die Messung nach der erstgenannten Methode durchführen, könnte das fehlerhafte Verhalten der Lautsprecher-Box leicht übersehen werden, wenn nicht eine der Meßfrequenzen zwischen 2 kHz und 3 kHz läge.

für Kfz., Maschinen, Werbung
PVC-Klebeschilder
FIRMEN-BAU- u. Magnet-Schilder
BICHLMEIER 82 Ro-Kastenau
Erlenweg 17 · Tel. 080 31/31315-71925

Terminkalender für Fachveranstaltungen

09.11. – 15.11.1978

München

electronica '78 – Internationale Fachmesse für Bauelemente und Baugruppen der Elektronik

Auskünfte: Münchener Messe- und Ausstellungs-GmbH, Postfach 121009, 8000 München 12

25.11. – 03.12.1978

Genf

Internationale Messe für Erfindungen und neue Techniken

Auskünfte: Salon des Inventions, 22, Rue du Montblanc, CH-1201 Genf 4

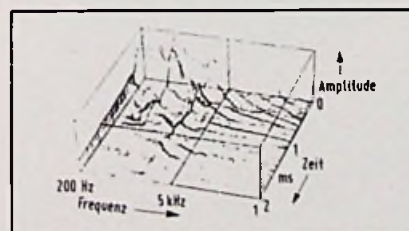
22.01. – 27.01.1979

Paris

Fachtagung Anwendungsbeispiele der AV-Technik

Auskünfte: SDSA, 20 rue Hamelin, F-75116 Paris

Bild 5. Kumulatives Zerfallsspektrum



*) Schild, W.: Lautsprechermessung mit Impulsen. Funk-Technik 32 (1977) H. 12 Seite F & E 199

Firmen-Jubiläum

Ein halbes Jahrhundert Motorola

Die amerikanische Motorola Inc., Schaumburg/Illinois, Hersteller von Halbleiter-Bauelementen, Funkgeräten sowie Kfz- und Raumfahrt-Elektronik, feiert in diesem Jahr ihr 50jähriges Bestehen. Heute gehören zu dem weltweit arbeitenden Unternehmen 57 000 Mitarbeiter und Fabriken in mehr als 35 Ländern; sein Jahresumsatz erreicht fast 2 Mrd. Dollar.

Als der Amerikaner Paul Galvin im Jahre 1928 mit ganzen 565 Dollar die Galvin Manufacturing Company gründete, legte er damit den Grundstein für die heutige Motorola Incorporated. Die Welt war soeben in das „elektronische Zeitalter“ eingetreten, aber sie stand auch ein Jahr vor der großen Rezession. Die ersten Erzeugnisse des jungen Unternehmens – Netzgeräte für die damals noch

batteriebetriebenen Radioempfänger – waren nur ein Übergangsprodukt: Ein Jahr später kamen Rundfunkempfänger für Wechselspannungsbetrieb auf den Markt, und diese Neuentwicklung traf auch noch mit den niederschmetternden Folgen des Börsenkrachs im Jahre 1929 zusammen, so daß Galvin gezwungen war, die Produktion rasch umzustellen.

Auf einer Reise hatte Paul Galvin von teuren, speziell für einzelne Kunden angefertigten Radioempfängern gehört, die in Autos eingebaut wurden. Er fragte sich, ob die Massenproduktion von Standard-Autoradios die Kosten nicht soweit senken würden, daß alle Automobilbesitzer zu potentiellen Kunden würden. Nach Chicago zurückgekehrt, beauftragte er seinen Mitarbeiterstab mit dem Entwurf eines Standard-Autoradios. Die Aufgabe, einen Radioempfänger samt Zubehör in eines der damaligen Automobile einzubauen, war alles andere als leicht. Daß aber das Gerät dann im fahrenden Auto noch funktionieren sollte, bedeutete für die jungen Ingenieure der Galvin Manufacturing Company ein kaum zu lösendes Problem. Trotzdem wurde das erste Modell gerade noch rechtzeitig zum Kongreß der Radiohersteller im Jahre 1930 fertig. Dort erregte es großes Aufsehen, und wenn auch das Geschäft nicht gerade sprunghaft anstieg, so waren doch genügend Wiederverkäufer daran interessiert, um ein lebensfähiges Produkt entstehen zu lassen.

Um die Mitte der dreißiger Jahre trat die Galvin Manufacturing Company in die neue Marktszene der Heimradioempfänger ein. Gleichzeitig arbeitete man an der Weiterentwicklung des Autoradios zum Polizeifunk. 1940 brachte das Unternehmen ein

FM-Mobilfunkgerät auf dem Markt. Wie schon 1930 mit dem Autoradio schaffte Motorola auch im heiß umworbenen Fernsehgeschäft einen Durchbruch; das erste Schwarz-Weiß-Fernsehgerät für weniger als 200 Dollar schlug wie eine Bombe ein. Das Modell „Golden View“ sowie seine Nachfolger machten die Firma in den Vereinigten Staaten zum führenden Hersteller von Fernsehgeräten. Auch in den vierziger Jahren verlor Motorola das wichtige Autoradiogeschäft nie aus den Augen, so daß es, zusammen mit dem Unternehmen, weiter wuchs. In diesen Jahren begann man Radio-Einbausätze an die Automobilhersteller zu liefern, ein Geschäft, das noch heute besteht.

Im Jahre 1949 wurden weitere Niederlassungen gegründet. In Phoenix/Arizona entstand eine kleine Forschungsabteilung, die sich mit Festkörperelektronik beschäftigte. Im Jahre 1955 richtete das Unternehmen dort eine Halbleiter-Abteilung ein, die sehr schnell eine führende Marktposition einnahm. Sie war 1959 der erste Hersteller preisgünstiger und hochwertiger Gleichrichter und ermöglichte damit die Anwendung der Drehstrom-Lichtmaschine in Kraftfahrzeugen.

Die Abteilung Militär- und Raumfahrt elektronik, ebenfalls in Phoenix, wurde 1950 gegründet. Sie arbeitete seit Ende der fünfziger Jahre an Übermittlungs- und Steuergeräten für das amerikanische Raumfahrtprogramm. Das Unternehmen ist im Laufe der Jahre so in dieses Programm hineingewachsen, daß seine Ausrüstungen bei nahezu jedem bemannten oder unbemannten Raumflug eine wichtige Rolle spielten. Einen Höhepunkt erreichte man im Jahre 1970, als die ersten Worte der auf dem Mond gelandeten Astronauten über einen S-Band-Sendeempfänger der Marke Motorola zur Erde übertragen wurden.

Schon in den frühen Jahren der Mikroprozessor-Entwicklung spielte Motorola eine aktive Rolle. Ihre 6800-Familie wurde zu einem Industriestandard und wird heute von Automobil-, Hauscomputer- und Großcomputerherstellern sowie von Fabrikanten anderer elektronischer Geräte eingesetzt. Mit der Entwicklung von neuen Modellen und den anhaltenden Preissenkungen kommen laufend neue Anwendungen hinzu.

Auch auf dem Gebiet der Kommunikationstechnik sind die Entwicklungen der Firma eindrucksvoll. Zu diesem Bereich gehören neben mobilen Datenterminals und -druckern, die statt über Draht über Funk arbeiten, auch Autotelefone und computergesteuerte Funksysteme, die innerhalb der zur Verfügung stehenden Frequenzbänder eine wesentlich größere Datenfluß-Kapazität erreichen. Pionierarbeit hat man mit der Entwicklung von Systemen für das vor kurzem in den USA für den Mobilfunk freigegebene 800-MHz-Band geleistet. Das neue, von Motorola entwickelte Konzept für Autotele-

Bild 1. Erstes professionell hergestelltes Autoradio von Motorola





Bild 2. Mitte der dreißiger Jahre wurden die amerikanischen Polizei-Fahrzeuge mit Sprechfunk ausgestattet

fonnette bedient sich eines rechnergesteuerten Vermittlungssystems und wird zur Zeit im Raum Washington-Baltimore getestet. Motorola widmet sich aber nicht nur den sogenannten traditionellen Industriezweigen. Wissenschaftler der beiden Abteilungen im Gebiet von Phoenix haben das kritische Energieproblem mit umfangreichen Forschungsprogrammen auf dem Gebiet der Sonnenenergie in Angriff genommen. Die anerkannte Erfahrung der Halbleitergruppe in der Siliziumtechnologie führte zur Entwicklung einer Familie von Sonnenmodulen, die photoelektrische Zellen aus Silizium verwenden. Solche Module werden zur Zeit an abgelegenen, sonnigen Orten eingesetzt, um zum Beispiel meteorologische Instrumente, Navigationsbojen, Bewässerungspumpstationen und Funkrelaisstationen mit elektrischer Energie zu versorgen.

Bild 3. Dieses mobile Datenfunk/Terminal erlaubt den unmittelbaren Zugriff in die Datenbank des Bundes-Kriminal-Amtes



Das alles hätte sich Paul Galvin vor 50 Jahren nicht vorstellen können, denn heute ist Motorola auf Gebieten tätig, die noch vor zehn Jahren unbekannt waren. Robert W. Galvin, Sohn des Gründers und derzeitiger Aufsichtsvorsitzender des Unternehmens, sagt: „Heute stammt der Großteil unseres Einkommens von Produkten, die man sich vor zwanzig Jahren noch gar nicht vorstellen konnte. In zehn Jahren stützt sich unsere Existenz auf Produkte, die selbst mit den heutigen ausgefeilten Technologien noch gar nicht hergestellt werden können.“ In der Bundesrepublik ist Motorola seit 1968 tätig. Damals wurde der Geschäftsbereich Funkgeräte eingerichtet, der jetzt sein 10jähriges Jubiläum feiert und inzwischen mehr als 500 Mitarbeiter allein im Geschäftsbereich Funkgeräte beschäftigt. Die Fabrik in Taunusstein fertigt eine ganze Palette von Geräten modernster Funktechnik.

□

Meldungen über Bauteile-Lieferanten

Hochspannungs-Leistungstransistoren.

Mit der Reihe 2 N 6420 bis 2 N 6423 erweitert RCA (Vertrieb: Alfred Neye Enatechnik GmbH, 2085 Quickborn-Hamburg) das Angebot an PNP-Hochspannungs-Leistungstransistoren. Wichtige Daten: Maximaler Kollektorstrom 5 A, U_{CE0} 250 V bis 500 V, Gesamtverlustleistung 35 W, Gehäuse TO-66

Adapter-Schaltung für Fernsehgeräte. Das IC SAA 1071 von Intermetal gibt den seriellen Datenstrom einer Infrarot-Empfänger-Schaltung parallel ab. Anwendungsbeispiel: Video- oder Bildschirmtext.

Akustischer Signalgeber. Die Firma Malloxy, in Deutschland von der Alfred Neye Enatechnik GmbH vertreten, erweitert ihr Programm an akustischen Signalgebern des Typs Sonalert. Die 6 Ausführungen der Serie SBM können unmittelbar auf Leiterplatte montiert werden. Ihre Betriebs-Spannung liegt zwischen 1 V und 28 V, die Stromaufnahme zwischen 1 mA und 14 mA. Die Bauelemente können einen andauernden oder pulsierenden Ton mit einer Lautstärke bis zu 78 dB abgeben.

Miniatur-Drehschalter. Mit der Drehschalter-Serie 71 stellt die Firma Grayhill (Vertrieb: Data Modul, 8 München) eine Schalterfamilie mit nur 17 mm Durchmesser vor. Die Schalter haben 1 bis 12 Ebenen mit jeweils 1 bis 6 Stromkreisen und sind für Printmontage oder freie Verdrahtung ausgelegt. Ausführungen mit unterbrechenden oder kurzschließenden Kontakten (mit und ohne Aufschlag) sind lieferbar. Daten: Kontaktwiderstand 10 m Ω . Schaltspannung $U_s = 115$ V. Schaltstrom 250 mA. Achsenummesser 3,17 mm, 4 mm, 6 mm, 6,35 mm. Schaltzyklen 25000.

Miniatur-Koaxialsteckverbinder. Für miniaturisierte UHF-Geräte eignet sich der Miniatur-Koaxialsteckverbinder MMC von Thorn (Vertrieb: Comtronic GmbH, 8 München). Eine Verbindung hat nur 15,9 mm Gesamtlänge und einen Durchmesser von 2,54 mm. Der Wellenwiderstand ist mit 50 Ω angegeben; das Stehwellenverhältnis ist bis 3,5 GHz kleiner als 1,16. Die Steckverbinder werden fertig konfektioniert mit 30 cm langen Kabeln vom Typ RG 178/U geliefert.

Tantal-Kondensatoren in Chipform. Die ITT Bauelemente Gruppe Europa hat ungekapselte Tantal-Kondensatoren des Typs TAC für den Einsatz in Dichtsichtschaltungen entwickelt. Daten: Kapazität und Spannung 0,1 μ F/50 V bis 100 μ F/3 V. Temperaturbereich -55 °C bis 125 °C. Reststrom 0,5 mA bis 3 mA.

LED-Anzeige. Unter der Bezeichnung NSB 5388 stellt National eine 3 1/2stellige, 12 mm hohe LED-Anzeige vor. Das Display hat getrennte Eingänge für die Polaritäts- und Dezimalpunktanzeige, und arbeitet im Multiplex-Betrieb. Der Anschluß erfolgt über Steckkontakte. Für die Helligkeit der Ziffern werden bei einem Segmentstrom von 10 mA 1,6 mcd angegeben.

Digital-Voltmeter-Modul. Ein 3 1/2stelliges Digital-Voltmeter mit 13 mm Ziffernhöhe (LCD-Anzeige) bietet die Firma Data Modul, 8 München, an. Daten: Maximale Eingangsspannung 200 mV. Eingangswiderstand $10^{12} \Omega$. Betriebsspannung 9 V bis 15 V. Preis: 148 - DM.

Speichertechnik

Neuer Werkstoff für magnetische Blasenspeicher

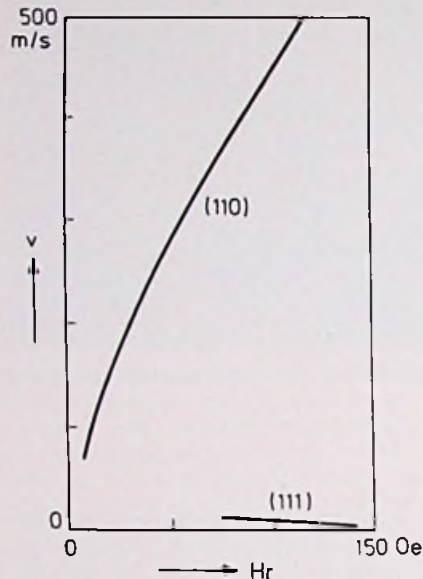
Die Geschwindigkeit, mit der magnetische Blasen bewegt werden können, ist für deren Anwendung als Speichermedium in Computern wichtig. Dem Philips-Forschungslaboratorium in Eindhoven gelang es, neue Werkstoffe zu entwickeln, die gegenüber den bisher bekannten Werkstoffen eine dreißig- bis hundertmal höhere Blasengeschwindigkeit ermöglichen.

Magnetische Blasen können in dünnen anisotropen Schichten eines magnetischen Werkstoffes existieren, in denen die magnetische Vorzugsrichtung senkrecht zur Schichtebene verläuft. Befindet sich eine solche Schicht in einem in der Vorzugsrichtung angelegten Magnetfeld H_0 , dann treten bei bestimmten Werten von H_0 magnetische Blasen in der Schicht auf. Dabei handelt es sich um zylindrische Gebiete, in denen die Magnetisierungsrichtung dem Magnetfeld H_0 und der Magnetisierungsrichtung in der übrigen Schicht entgegengesetzt ist.

Durch Anlegen eines magnetischen Drehfeldes H_z in der Ebene der Schicht können die Blasen entlang eines auf der Schicht angebrachten Permalloy-Streifenmusters verschoben werden. Die Geschwindigkeit, mit der sich die Blasen bewegen können, ist sehr wichtig: sie ist für die obere Grenzfrequenz des Drehfeldes und damit für die maximale Taktfrequenz, mit der Blasenspeicher betrieben werden können, maßgebend. Frühere Untersuchungen haben gezeigt, daß die Geschwindigkeit der Blasen dadurch wesentlich erhöht werden kann, wenn zusätzlich zu dem äußeren senkrechten Feld H_0 eine Feldstärkekomponente parallel zur Schicht angelegt wird. Bei der üblichen Methode des Blasenverkehrs mit Hilfe eines Drehfeldes ist es nicht möglich, dieses zusätzliche Feld mit äußeren Mitteln (z.B. Spulen) zu erzeugen.

W. T. Stacy und D. J. Breed, Mitarbeiter des Philips-Forschungslaboratoriums, haben nun jedoch festgestellt, daß diese zur Schicht parallele Feldkomponente sich auch dadurch erzeugen läßt, daß man eine

Schicht mit sogenannter orthorombischer Anisotropie verwendet; eine derartige Schicht weist außer einer starken magnetischen Vorzugsrichtung senkrecht zur Schicht auch in der Schichtebene eine gewisse Anisotropie auf. Die magnetischen Ei-



Geschwindigkeit v der magnetischen Blasen in Abhängigkeit von der Feldstärke H_r . Die Kurve (110) bezieht sich auf den neuen Werkstoff, die Kurve (111) auf die konventionellen Werkstoffe.

genschaften unterscheiden sich nun deutlich in drei zueinander senkrechten Richtungen. Eine solche Anisotropie erhält man durch geeignete Orientierung des Substrats und einen Aufbau der Schicht in der Weise, daß ein bestimmter Unterschied zwischen der Gitterkonstanten der Schicht und der des Substrats besteht.

Die Untersuchung in dem genannten Laboratorium hat gezeigt, daß magnetische Schichten aus mangan-, europium- und lutetiumhaltigem Eisengranat, aufgewachsen auf der (110)-Ebene eines einkristallinen Substrats des nichtmagnetischen Gadolinium-Gallium-Granats, die gewünschte orthorombische Anisotropie aufweisen. In diesen Schichten wurden Blasengeschwindigkeiten bis zu 500 m/s gemessen. Konventionelle Schichten mit einachsiger Symmetrie, die sich bei nahezu gleicher Materialzusammensetzung, jedoch bei (111)-Orientierung des Substrats ergaben, weisen Blasengeschwindigkeiten von nur 5 m/s auf. Das Diagramm zeigt den großen Geschwindigkeitsgewinn, der auf Grund der orthorombischen Anisotropie der Schicht erzielt werden kann. □

Grundsicherungen

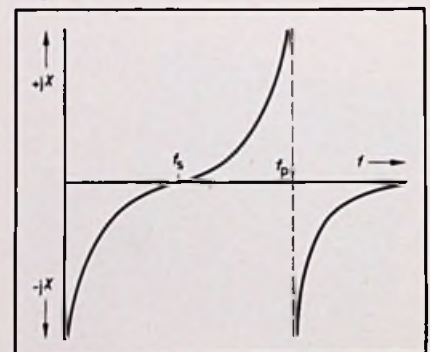
Praxisgerechte Berechnung von Schwingkreisen

Teil 6: Schwingkreise mit Keramik-Resonatoren

Elektrische Schwingkreise sind zwar die ältesten Grundsicherungen der Elektronik, aber sie werden trotzdem rechnerisch nur selten so behandelt, wie es die Praxis verlangt – mit Berücksichtigung aller durch Bauelemente und Schaltungsaufbau hervorgerufenen zusätzlichen Impedanzen sowie anderer Einflüsse. Worauf es bei Schwingkreisen wirklich ankommt, behandelt Professor Otmar Kilgenstein von der Fachhochschule Nürnberg in dieser Serie für alle jungen Techniker und Ingenieure, die es genau wissen wollen.

Das Schwingelement eines piezoelektrischen Filters besteht aus einer polarisierten polykristallinen Blei-Zirkonat-Titanat-Keramikscheibe, die durch eine an die Elektroden angelegte Wechselspannung zu mechanischen Schwingungen angeregt werden kann. Im Bereich ihrer mechanischen Eigenresonanzen – neben der Grundsicherung treten auch Oberwellen auf – ergeben sich sehr ausgeprägte Änderungen der elektrischen Impedanz. Diese zeigt die Charakteristik eines Reihen- und Parallelschwing-

Bild 1. Scheinwiderstandsverlauf eines Keramik-Resonators



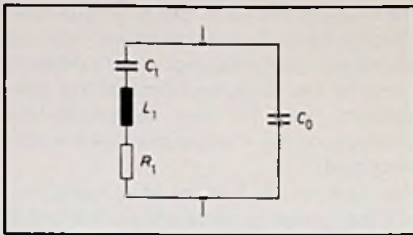


Bild 2. Ersatzschaltbild eines Keramik-Resonators

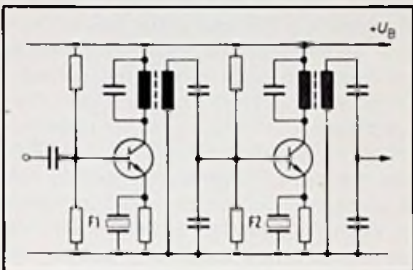
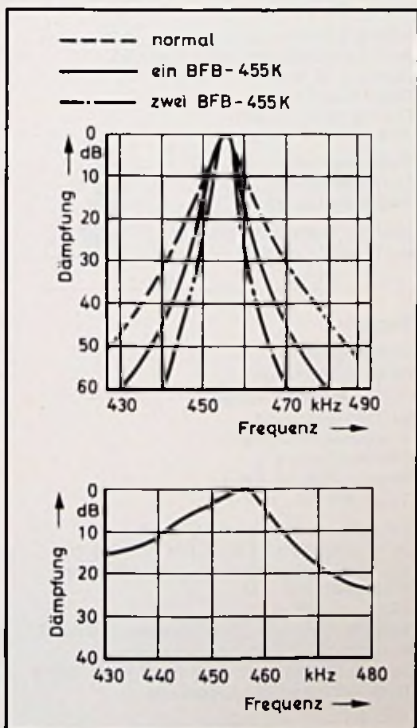


Bild 3. ZF-Verstärker mit zusätzlichen Keramik-Resonatoren (F_1 , F_2)

Bild 4. Übertragungskurven des Verstärkers nach Bild 3 für $f_{0.7} = 455$ kHz und Kurve für einen Resonator



kreises mit einer Reihenresonanzfrequenz f_s und einer Parallelresonanzfrequenz f_p . Je nach Art der Schaltung wird entweder die Reihenresonanzfrequenz f_s oder auch die Parallelresonanzfrequenz f_p ausgenutzt. Außerhalb des Resonanzbereiches verhält sich der Keramikschwinger – im Gegensatz zu einem Schwingkreis aus Spule und Kondensator – rein kapazitiv. In Bild 1 ist (unter Vernachlässigung der Verluste) der Scheinwiderstandsverlauf aufgetragen. Aus dem Verlauf des Scheinwiderstandes nach Bild 1 kann das elektrische Ersatzschaltbild eines Keramik-Resonators nach Bild 2 aufgestellt werden, wobei die sehr kleinen Verluste durch einen Reihenwiderstand zur Spule dargestellt werden. Für einen Resonator mit einer Reihenresonanzfrequenz von z.B. 460 kHz liegt die dynamische Kapazität C_1 bei rd. 10 pF; die Induktivität L_1 bei rd. 12 mH und der Verlustwiderstand R_1 bei 30...70 Ohm. Die hieraus zu errechnende Güte (für $R_1 = 30 \Omega$) ergibt sich dann zu rd. 500. Das ist also die Güte von hochwertigen Spulen-Kondensator-Schwingkreisen.

Die Spule L_1 bildet mit dem Kondensator C_1 einen Reihenschwingkreis bei f_s . Da aber noch eine Parallelkapazität (Beläge der Keramik, Halterung) vorhanden ist, kann sich auch noch bei einer höheren Frequenz f_p ein Parallelschwingkreis bilden.

Wird in Reihe zum Keramikschwinger eine Lastkapazität geschaltet, so wird hierdurch die Reihenresonanzfrequenz nach höheren Werten verschoben (die wirksame Kapazität C_1 wird verkleinert). Wird diese äußere Kapazität aber parallelgeschaltet, so wird die Parallelresonanzfrequenz nach tieferen Frequenzen verschoben (die wirksame Kapazität C_0 wird vergrößert). Es können also die Resonanzfrequenzen mit außen zugeschalteten Kapazitäten in kleinen Grenzen verändert werden. Diese Änderungen der Resonanzfrequenzen müssen besonders dann beachtet werden, wenn mehrere Resonatoren zu kompletten Bandfiltern zusammengeschaltet werden. Einfache Keramik-Resonatoren können z.B. an Stelle von Emittorkondensatoren in ZF-Verstärkern benutzt werden. In diesem Falle wird die Reihenresonanzfrequenz ausgenutzt, weil dann der Scheinwiderstand ein Minimum beträgt, was einem Maximum der Verstärkung bei der Resonanzfrequenz (geringste Gegenkopplung) entspricht. Bild 3 zeigt eine solche Anordnung. Durch die zusätzlich eingebauten Keramik-Resonatoren wird der Verlauf der Übertragungskurve steiler; die Trennschärfe wird also erhöht. Noch günstiger ist es, wenn alle Spulenfilter durch Keramikfilter ersetzt werden. Hierzu werden allerdings gekoppelte Kreise wie auch bei Spulenfiltern benötigt. Bild 4 zeigt den Verlauf der Übertragungskurve für den Verstärker nach Bild 3 ohne Keramik-Resonatoren (gestrichelt) und mit einem oder zwei Resonatoren (ausgezogen bzw. strichpunktirt). Darunter ist noch die Dämpfungskurve des

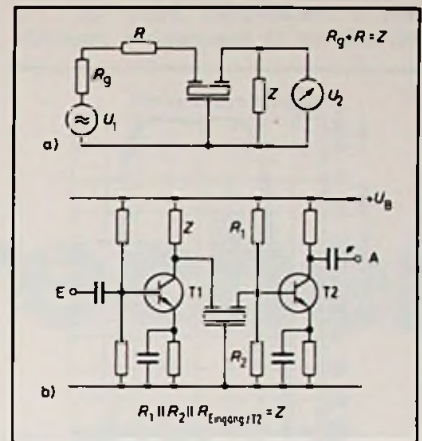


Bild 5. Meßschaltung (a) und Verstärkerschaltung (b) eines Keramik-Vierpolfilters

Bild 6. 10,7-MHz-Keramik-Filter Typ SFE 10,7 MA bzw. SFE 10,7 MJ (Stettner)

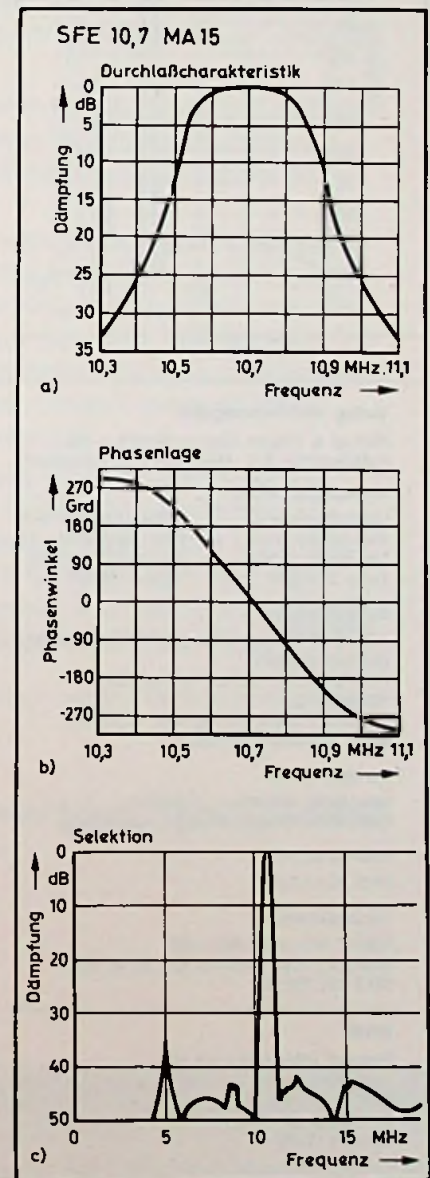
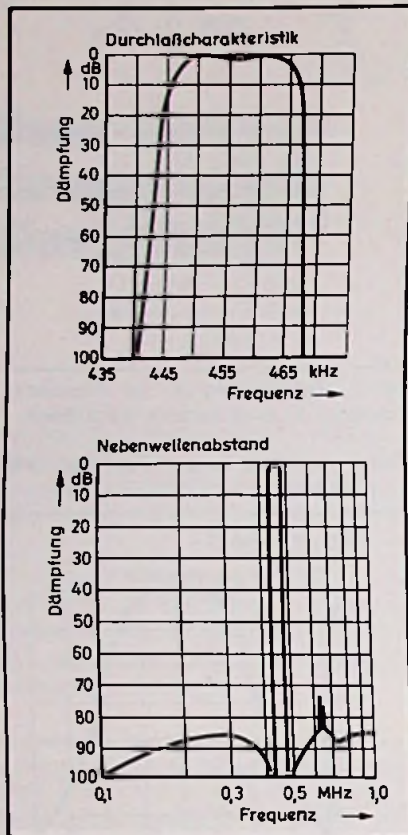


Bild 7. Keramisches Filter für $f_0 = 455$ kHz mit 11 Resonatoren (Stettner)



Resonators allein gezeigt. Die Kopplung kann nun durch eine von außen zugeschaltete Kapazität erfolgen oder es werden vom Hersteller gleich Vierpolfilter mit innerer Kopplung (durch entsprechende Anordnung der Anschlüsse auf der Keramikscheibe) angeboten.

Bei der Anwendung der Vierpolfilter ist besonders zu beachten, daß sie mit den in den Datenblättern angegebenen Widerständen am Ein- und Ausgang auch beschaltet werden. Meistens sind diese beiden Widerstände gleich groß und liegen zwischen rd. 300 Ω und einigen k Ω . Bild 5a zeigt die Meßanordnung in einem Verstärkerkreis ($Z = 330 \Omega$). Bedingt durch die Anpassungswiderstände und die inneren Verluste ergibt sich eine Einfügungsdämpfung von 6...8 dB. Bei Spulenbandfiltern hätte man auch eine Einfügungsdämpfung von rd. 6 dB definieren können, denn die Spannung am Sekundärkreis ist ja im günstigsten Fall bei kritischer Kopplung ($K = 1$ nach Bild 6 in Teil 5) gerade halb so groß wie am Primärkreis. Es ist also hier etwa dasselbe wie bei Spulenfiltern.

Da piezoelektrische Resonatoren außer auf der gewünschten Grundwelle auch auf Oberwellen sowie sogar auf der halben Grundwellenfrequenz schwingen können, muß zur Beurteilung eines solchen Filters unbedingt ein großer Frequenzbereich dargestellt werden, der mindestens von der halben Sollfrequenz bis zur doppelten oder auch dreifachen Sollfrequenz reichen muß.

Die Phasenkurve nach Bild 6 verläuft in der Umgebung der Resonanzfrequenz von 10,7 MHz etwa linear abfallend mit der Frequenz. Dann ist die Gruppenlaufzeit $d\varphi/d\omega$ etwa konstant, was für eine verzerrungsfreie Übertragung bei Frequenzmodulation sehr wichtig ist.

Was mit Keramikfiltern bei Anwendung vieler Resonatoren zu erreichen ist, soll Bild 7 zeigen. Bei einer 3-dB-Bandbreite von 5,5 kHz wird im Abstand von ± 15 kHz schon eine Dämpfung von mehr als 100 dB (1: 100 000) erreicht. Damit kommt eine solche Übertragungskurve der idealen Rechteckkurve schon sehr nahe. Mit Spulenfiltern lassen sich solche Übertragungskurven nur mit sehr viel mehr Aufwand, Platz und Kosten erreichen. Der einzige Nachteil von solchen Keramikfiltern ist bisher die für hohe Anforderungen noch nicht ganz befriedigende Alterung. Nach Liste wird eine Frequenzstabilität $\Delta f < 0,5\%$ für 10 Jahre angegeben. Das bedeutet z.B. für das Filter eine maximale Frequenzverschiebung von rd. 2 kHz in 10 Jahren, was nicht unbedingt zu vernachlässigen ist. Sicherlich wird es aber im Laufe der Zeit gelingen, diesen Wert noch wesentlich zu verbessern. Das Problem könnte sogar dann praktisch als gelöst betrachtet werden, wenn alle Resonatoren eine gleichartige Frequenzverschiebung nach längerer Zeit aufweisen würden. Dann würde dies nur einer geringen Änderung der Abstimmungsskala entsprechen, was entweder zu tolerieren oder auch leicht zu korrigieren wäre. (Wird fortgesetzt)

Verlag und Herausgeber

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

Verlagsanschriften:

Lazarettstraße 4
8000 München 19
Tel. (0 89) 18 60 51
Telex 5 29 408

Wilckensstraße 3-5
6900 Heidelberg 1
Tel. (0 62 21) 4 89-1
Telex 4 61 727

Gesellschafter:

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

Verlagsleitung:

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

Koordination:

Fritz Winzinger

Verlagskonten:

PSchK München 8201-800
Deutsche Bank Heidelberg 01/94 100
(BLZ 672 700 03)

Druck

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

FUNK TECHNIK

Fachzeitschrift für
die gesamte Unterhaltungselektronik

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

Redaktion

Chefredakteur:
Dipl.-Ing. Wolfgang Sandweg

Redakteure:

Josef Barfuß, Curt Rint, Margot Sandweg

Redaktion Funk-Technik

Lazarettstraße 4
8000 München 19
Telefon (0 89) 18 60 51
Telex 5 29 408 plvl

Außenredaktion Funk-Technik
Redaktionsbüro W. + M. Sandweg
Welherfeld 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. 11 vom 1. 9. 1977



Vertrieb

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

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

Der HiFi-Lautsprecher

vom Spezialisten

Manipulation durch Messen (Ausstellungen)

„Da strömen sie in Scharen hin und lassen sich durch die große Show verblüffen. Durch Spotlights, durch Lärm und durch Drinks.

Und mit der lärmenden Show wird Bewährtes zu Schrottwert, wird ein Prachtstück zum Oldtimer, wandert HiFi auf den Flohmarkt. Veraltet. Ausverkauf. Restposten.

So zu erleben im jährlichen Turnus der Messeschlachten um die Gunst des Verbrauchers.

Die „Unart“ von Messegesellschaften, immer neue Messen zu kreieren, um die Hallen zu amortisieren, interessiert hier ebenso wenig wie der Personenkult und die Imagepflege einiger Institutionen und Verbände anlässlich solcher Ausstellungen.

Was interessiert, sind Fakten der Musik und ihrer bestmöglichen Wiedergabe, wie sie High-Fidelity propagiert.

– Es ist ein Unding, daß die seriöse Beratung des Fachhandels von heute, morgen als Böswilligkeit ausgelegt wird – wegen zu erwartender Neuheiten.

– Es ist ein Unding, daß die Industrie zu über-

stürzten und daher problematischen Entwicklungen gezwungen wird.

– Es ist ein Unding, daß Glanzlichter der High-Fidelity von heute zum Schrott von morgen zählen.

Wirkliche Neuheiten entstehen nicht im Zugzwang einer Messe. Wirkliche Neuheiten präsentieren sich selten, aber nicht nach Terminplan.

Wir wollen hier nicht unterstellen, daß man anlässlich einer Ausstellung der Unterhaltungselektronik nichts Neues zu erwarten hat. Wir bedauern nur aufs äußerste, daß mit Neuheiten der Begriff High-Fidelity zur Börse der Spekulanten wird. Obwohl niemand ihn zu konkretisieren versteht.

Gehen Sie hin und schauen und hören Sie. Vergleichen Sie Pipifax '77 und Pipifax '78. kritisch, und wundern Sie sich nicht, wenn der Drehknopf einem Schieberegler und die Loudnesstaste einer „Intimstaste“ gewichen ist. Weil's germanischer klingt. „

In der nächsten Summit-Information erfahren Sie etwas über die „Saisonmanipulation“

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

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

**SUMMIT
heißt Spitze
SUMMIT
das ist Musik**

Summit

Für Opernhäuser sind wir
nicht zuständig.
Wir sorgen aber für
klangreinen Musik-
empfang im Wagen.



BERU-Autoradio

Herausragende Eigenschaften

- Entwicklung in Deutschland
- Produktion in Japan
- = die Qualität stimmt
- der Preis stimmt
- brillante Tonwiedergabe
- hohe Eingangs-Empfindlichkeit im UKW-Bereich



Stereo-Kassetten-Autoradio GL 1600

Zu diesem Gerät liefern wir selbstverständlich auch die passenden Dreiweg-lautsprecher, Einbaulautsprecher, Kugellautsprecher und die Antenne.

Das BERU-Autoradiosystem, die Stereo-Empfangsanlage im Auto.



BERU Der gute Ton im Auto

BERU Ludwigsburg
Partner des Fachhandels.

2878

Ihr Fachberater

Jahrbuch der Unterhaltungselektronik 79

Über 320 Seiten mit zahlreichen Tabellen, vielen technischen Daten und aktuellen Fachaufsätzen. Taschenbuchformat, flexibler Kunststoffeinband, DM 10,80 (Abo-Preis DM 8,60; siehe unter Vorzugspreis für Abonnenten) incl. MWSt., zuzüglich Versandkosten.

Das »Jahrbuch der Unterhaltungselektronik 79« ist primär wieder ein aktuelles Hand- und Nachschlagewerk für die tägliche Praxis. Service-Techniker und Ingenieure der Unterhaltungsindustrie, des Handels und Handwerks, aber auch der technische Kaufmann finden in dem Taschenbuch Übersichtsaufsätze und Tabellen, in denen der Stand der Technik auf den wichtigsten Gebieten dokumentiert wird.

In die Ausgabe 1979 sind folgende Kapitel neu aufgenommen:

Antennen für die Unterhaltungselektronik: Die alte Weisheit »die Antenne ist der beste Vorverstärker« gilt auch noch im Zeitalter der Elektronik, der HiFi-Technik und des Farbfernsehens. Darum werden in diesem Beitrag alle die Fragen behandelt, die beim Errichten einer wirklich guten und modernen Antenne gelöst werden müssen.

Festwiderstände, Arten und Eigenschaften: Zwar sind Widerstände »nur« passive Bauelemente und scheinen ein einfaches Produkt zu sein, aber was wäre ein Verstärker ohne seinen richtigen Arbeitswiderstand! Kein Bauelement wird in größeren Stückzahlen gebraucht; welche Arten es heute gibt und was sie leisten, behandeln Fachleute in diesem Beitrag.

Die weiteren Kapitel:

Service-Stellen-Verzeichnis • Who is who in der Unterhaltungselektronik • Tabellen

Vorzugspreis für Abonnenten

Für unsere Jahrbücher bieten wir erstmals einen Vorzugspreis an, wenn Sie ab Ausgabe 79 zur Fortsetzung bestellen. Wir gewähren dann einen Preisnachlaß von 20% auf den jeweils gültigen normalen Verkaufspreis. Im Falle der Ausgabe 79 also statt DM 10,80/Abo-Preis DM 8,60 (zuzüglich Porto.) Das Abo kann jährlich bis spätestens 30. 6. für das folgende Jahr gekündigt werden.

Hüthig & Pflaum Verlag

Bestellschein

- ☐ Jahrbuch der Unterhaltungselektronik 1979 DM 10,80
- ☐ Jahrbuch der Unterhaltungselektronik 1979 DM 8,60

Vor- und Zuname

Straße

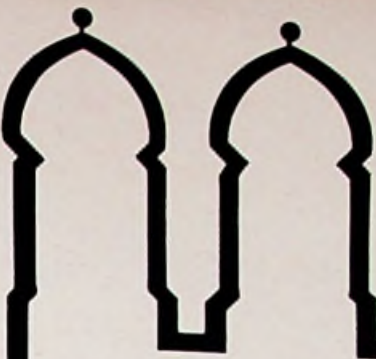
Plz/Ort

Datum

Unterschrift

Einsenden an:

Hüthig & Pflaum Verlag, Wilckensstr. 3, 6900 Heidelberg 1



1. Preis: Ein Wochenende in München

Großes Testspiel für den Elektro-Praktiker

bei den
FACHBERATERTAGEN · Karlsruhe
und auf der
ELEKTROTECHNIK '78 · Dortmund

... und weitere 299 wertvolle Preise

sind beim großen Testspiel für Elektro- und Elektronik-Praktiker zu gewinnen. Bei diesem Testspiel sind bis zu 20 Fragen durch Knopfdruck und Schalterstellung auf der elektronischen Testtafel zu beantworten; jeder Elektropraktiker kann sein Wissen und seinen Ausbildungsstand testen.

**Kein 'Könnner' geht leer aus, neben dem
1. Preis
Ein Wochenende in München**

- Anreise Freitag/Rückreise Sonntag im TEE Trans-Europa-Express, Übernachtung, Taschengeld, Möglichkeit des Besuches der Fachmesse ELECTRONICA u.v.a. alles inclusive – (die Auslosung findet unter Ausschluß der Öffentlichkeit statt, die Gewinner werden im „de“ bekanntgegeben)

gibt es noch weitere 299 wertvolle Sachpreise, Fachbücher, Fachzeitschriften-Abonnements und Trostpreise zu gewinnen.

Kommen auch Sie auf unseren Messestand in Karlsruhe und Dortmund und gewinnen Sie. Bereits heute drücken wir allen Testaspiranten – egal ob Meister, Geselle oder Auszubildender – die Daumen zum großen Testspiel.

FACHBERATERTAGE
ELEKTROTECHNIK
3. – 5. Oktober 1978
Karlsruhe, Schwarzwaldhalle
Stand im Foyer

ELEKTROTECHNIK '78
18. – 21. Oktober 1978
Dortmund
Messegelände Westfalenhalle
Halle 4, Stand 4152

**HÜTHIG & PFLAUM
Partner der
Elektrohandwerke
München · Heidelberg**

VERLAG

1255 Waltersdorf
Goethestr. 11

Der sichere Griff zur Kraft.



Mit den Kraftladungen von DAIMON im neuen Design: Die klare Botschaft für den Verbraucher.

Klar nach Kraftklassen geordnet, damit Ihren Kunden die Kaufentscheidung viel leichter fällt. Und Ihnen das Verkaufen einfacher gemacht wird.

Mit dem DAIMON-Kraftturm

Ein verkaufsaktives Displaystück in attraktivem Topas-Kunststoff. Mit bis zu 4 Etagen übereinander. Viel DAIMON-Kraft auf kleinster Stellfläche. Alles klar und übersichtlich geordnet. Und: mit einem Handgriff kommt die zuerst gekaufte Ware zuerst zum Verkauf.

Mit dem DAIMON-Batterie-Berater

Die neue informative Schiebetabelle für Sie – und vor allem für Ihre Kunden.

Damit wird es spielend einfach, die richtige Batterie zu wählen. Ihr Kunde sieht klar, und Sie haben weniger Arbeit.



Mit den DAIMON-Folienpacks

DAIMON-Qualität. Elektronisch geprüft und fabrikfrisch versiegelt. Sicherheit für Sie und Ihre Kunden.

Richtig informieren. Erfolgreich verkaufen. DAIMON. DIE KRAFT.