

6 Juni 1979
34. Jahrgang
ISSN 0016-2825

FUNK TECHNIK

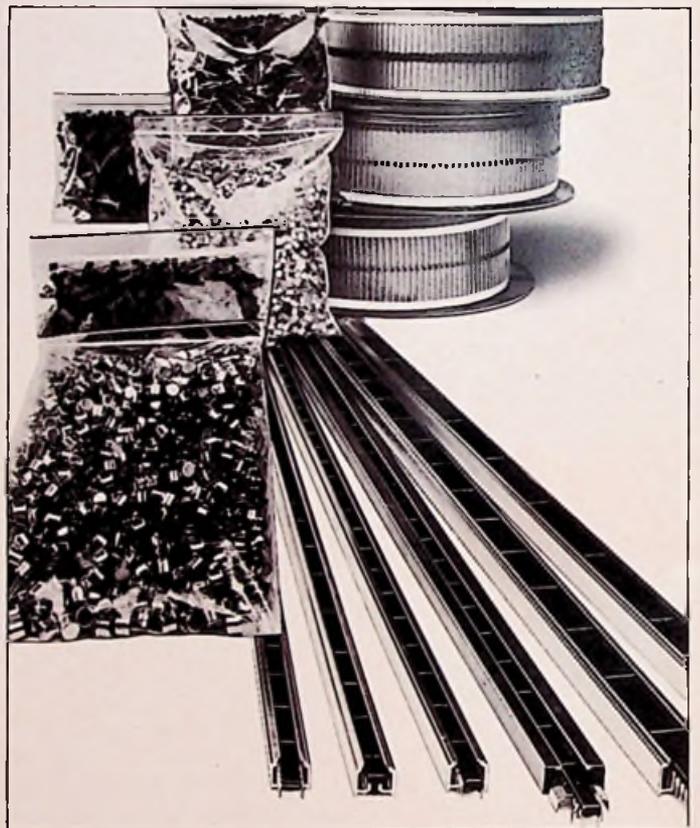
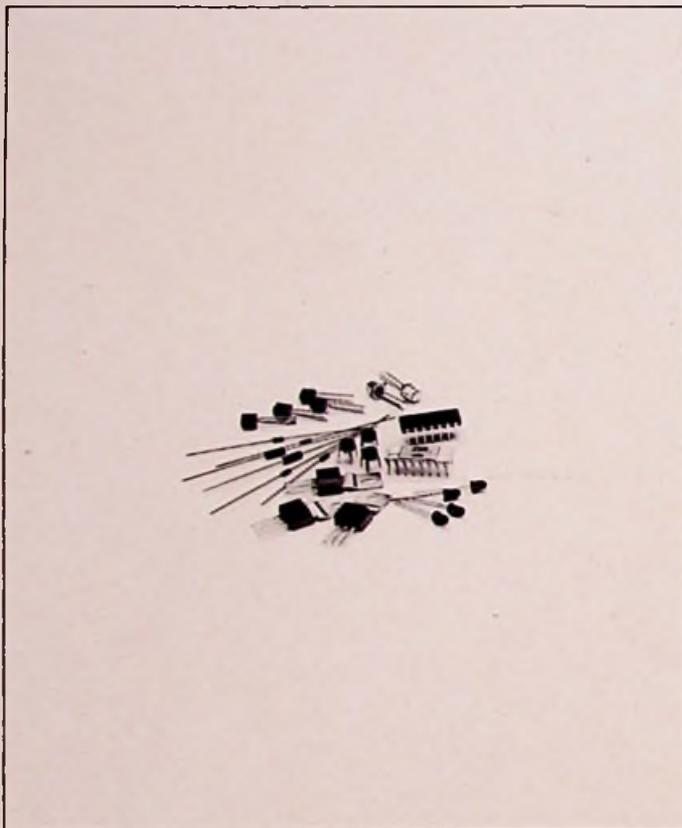
Fachzeitschrift für die gesamte Unterhaltungselektronik



Intermetall- Distributoren liefern kleine und große Mengen – und das sofort

aus dem gesamten
Lieferprogramm – ab Lager – zu aktuellen Marktpreisen.

Sprechen Sie mit einem Intermetall-Distributor.
Sein geschulter Rat wird Ihnen helfen, bei großem und kleinem Bedarf.



Berlin
Plastronic GmbH
Einemstraße 5
1000 Berlin 30
Tel. (030) 2 13 10 67

Dortmund
Elkose GmbH
Lindenhorster Str. 38
4600 Dortmund 1
Tel. (0231) 81 82 84

Frankfurt
SPOERLE ELECTRONIC
Otto-Hahn-Straße 13
6072 Dreieich bei Frankfurt
Tel. (061 03) 3 04-1

Hamburg
Walter Kluxen
Nordkanalstraße 52
2000 Hamburg 1
Tel. (040) 2 48 91

Hannover
Ing. Theo Henskes
GmbH + Co. KG
Badenstedter Straße 9
3000 Hannover 91
Tel. (05 11) 45 60 82

München
Gustav Beck KG
Entenbachstraße 24
8000 München 90
Tel. (089) 66 34 17

Nürnberg
Gustav Beck KG
Eltersdorfer Straße 7
8500 Nürnberg 15
Tel. (09 11) 3 49 66

Stuttgart
Elkose GmbH
Daimlerstraße
7141 Schwieberdingen
Tel. (071 50) 14-1

INTERMETALL semiconductors

ITT

Werkstatt und Service

Warenkunde

Tonbandgeräte:

Das erste Cassetten-Tapedeck mit
»High-Com«-Rauschunterdrückung T 261

UKW-Tuner:

Keine Abstimmprobleme mit dem
Synthesizer-Tuner T 273

Reparatur-Praxis

Anleitung für den Nachwuchstechniker:

Methoden der dynamischen Fehlersuche, Teil 3 T 275

Installations-Praxis

Elektroakustik:

Die hohe Kunst der richtigen
Mikrofonaufstellung T 278

Funktionsbeschreibung

Infrarot-Übertragungssystem IR 60:

Ein Vorverstärker mit 80 dB
Regelumfang T 280

Berufliche Bildung

Einführung in die Digitaltechnik, 5. Folge T 283

Forschung und Entwicklung

Systeme und Konzepte

Hi-Fi-Verstärker:

Anwendung und Wirkungsweise gleichstrom-
gekoppelter NF-Verstärker, Teil 2 T 285

Tonbandgeräte:

Ein Bandantrieb für hohe
Gleichlauf-Anforderungen T 290

Digitaltechnik im Fernsehgerät:

Höherer Bedienkomfort mit einem
vielseitigen Zeichen-Generator T 292

Bekanntgemachte Patentanmeldungen T 294

Bauelemente und Werkstoffe

Die Mikroelektronik – Eine Heraus-

forderung an passive und
elektromechanische Bauelemente T 298

Neue Bauelemente T 301

Forschung und Lehre

Computer-Schaltkreise:

Weiterentwicklung zur Ein-Mikrometer-
Technologie T 303

Technologie

Integration auf Kunststoff-Folien:

Neue Integrations-Technik für
passive Bauelemente im Hochfrequenzbereich T 305

Titelbild

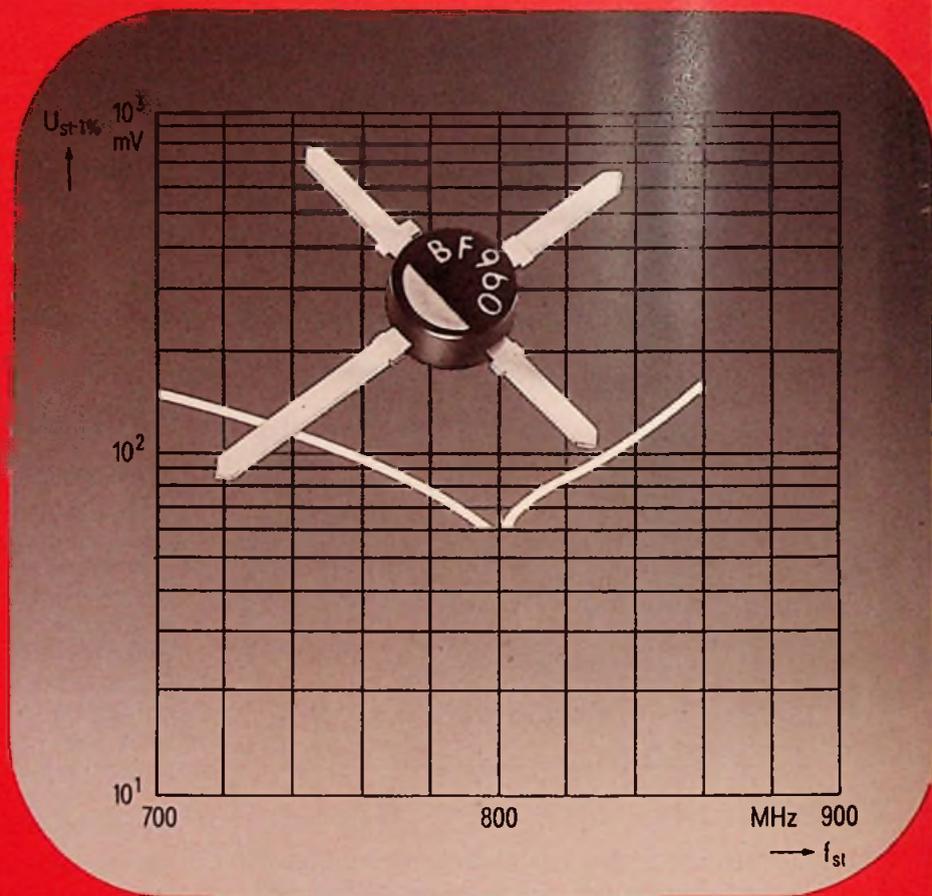
Eine Glanzleistung gelang der Ladenbaufirma Orschler Produktion KG, Stockstadt, mit dem Umbau des Fach-einzelhandelsgeschäftes „TV-Hi-Fi-Studio Wingerath“ in Gaggenau. Der nur 80 m² große Verkaufsraum wurde entsprechend den einzelnen Artikelgruppen im Braun-waren-Sortiment in einzelne Bereiche unterteilt, die voneinander entkoppelt sind und mehrere getrennte Verkaufsgespräche ermöglichen. Die Kasse steht im Zentrum des Ladens. Für das Fachgeschäft, das vor dem Umbau einen Jahresumsatz von gut 1 Mio. DM erreichte, wirkte sich der Umbau sofort in barer Münze aus: Nach der Neueröffnung Anfang Dezember 1978 verdoppelte sich der Dezember-Umsatz, und in den folgenden Monaten verkaufte Inhaber Volker Wingerath jeweils die Hälfte mehr als vor dem Umbau. (Bild: Orschler)

SIEMENS



Der einfache Weg zu besseren Fernseh-Tunern

Der Wunsch nach besseren Fernseh-Tunern, die außerdem auch weniger Aufwand in Entwicklung und Fertigung verursachen, ist nicht unerfüllbar. Denn Siemens entwickelt aufeinander abgestimmte HF-Transistoren und Tuner-Dioden und realisiert neue Schaltungskonzepte. Damit können wir Sie in Ihrer Entwicklungsarbeit praxisnah unterstützen, nicht nur mit einem kompletten Programm modernster Halbleiterbauelemente für alle Tuner-Konzepte, sondern auch mit dem notwendigen Erfahrungswissen bis ins Detail. Nutzen Sie diesen Vorsprung für Ihre Zwecke, erwarten Sie den konstanten, partnerschaftlichen Siemens-Entwicklungsservice. Und verlangen Sie Muster! Zum Beispiel die MOS-Tetrode BF 960, das Bauelement für rauscharme und grossignalfeste UHF-Tuner bis 1.000 MHz. Schreiben Sie an die Siemens AG, Bereich Bauelemente/ZVW 104, Postfach 103, D-8000 München, Stichwort Tuner-Halbleiter.



Schwerpunkttypen

MOS-Tetroden		BF 960, 961
Bipolare PNP		BF 979S, 967, 968, 969, 970, 939, 506, 606
Si-Transistoren NPN		BF 362, 363, 502, 503, 505, 507, 562
Ge-HF-Transistoren		AF 379, 279S, 280S, 289, 239, 109R, 106
Abstimmioden		BB 105, 205, 505, 109G, 209, 309, 409
Schalterdioden		BA 243/S, 244/S, 282, 283, 284
PIN-Dioden		BA 379

Siemens – Ihr führender Partner für sämtliche Tuner-Halbleiter

Die Herausforderung



an alle Entwickler und Konstrukteure von batterieelektrisch betriebenen Geräten:

Gasdichte, wiederaufladbare Nickel-Cadmium-Knopfzellen und Knopfzellenbatterien von VARTA!

- Extrem niedrige Selbstentladung
- höchste Umpolsicherheit
- konstante Spannungslage
- gute Dauerladefähigkeit
- lange Lebensdauer in Dauerlade- und Zyklenbetrieb

Das sind Vorteile, die herausfordern! VARTA Nickel-Cadmium-Knopfzellen sind universelle Energiespeicher mit Kapazitäten von 10 mAh bis 1 Ah.

Der eigentliche Name für Ihre Batterien.



Über 500.000 mal

wurde bisher die gasdichte, wieder-aufladbare VARTA Nickel-Cadmium-Batterie 2/90 DKO eingesetzt. Eingebaut als Energiespeicher, z.B. in Schaltanlagen, elektrischen Meßgeräten oder Fernsehgeräten beweist diese Batterie täglich den hohen Standard der VARTA Produkte. Sie sorgt dafür, daß keine gespeicherten Informationen verloren gehen.

Viele Anwender haben sich die Vorteile der Nickel-Cadmium-Knopfzellen von VARTA bereits zunutze gemacht. Sie bestücken damit u. a. Elektronen-Blitzgeräte, Handleuchten und wiederaufladbare Taschenlampen, Meßgeräte, Funksprechgeräte, Hörgeräte, Taschen- und Tischrechner, Einzelnotleuchten, Fernsteueranlagen. Die Reihe der Anwendungen könnte beliebig fortgesetzt werden. Die Nickel-Cadmium-Knopfzellen von VARTA sind ideale Energiespeicher. Sie lassen sich in nahezu allen Geräten gut unterbringen.

Alles aus einer Hand – VARTA.

Gleichgültig welches Energieversorgungsproblem sich stellt, die Lösung ist immer eine Frage des „know-how“. Jede Anwendung stellt spezifische Anforderungen an die einzusetzende Batterie. VARTA produziert alle gängigen Batterie-Systeme – ein Vorteil für alle Entwickler, Erstausrüster und Verwender, denn eine neutrale einsatzbezogene Beratung ist bei VARTA schon aus diesem Grunde gewährleistet.

Das VARTA Gerätebatterie-Programm mit den Primärbatterien VARTA super energy, VARTA super dry, VARTA super und VARTA standard, sowie den Akkumulatoren, VARTA accu (Nickel-Cadmium) und VARTA accu-Pb (wartungsfreie Kleinblei-Akkumulatoren) bietet für jede Anwendung die richtige Stromquelle.



Info-Coupon

Wenn Sie mehr über VARTA accu Knopfzellen wissen wollen, dann schreiben Sie an DLA GmbH, Informationsdienst der VARTA Batterie AG, Postfach 12 63, 3004 Isernhagen 1. Sie erhalten ausführliche Unterlagen.
Ich möchte Unterlagen

• über VARTA accu Knopfzellen • über das VARTA Gerätebatterien-Programm.



Der eigentliche Name für Ihre Batterien.

Tonbandgeräte

Das erste Cassetten-Tapedeck mit »High-Com«-Rauschunterdrückung

Ing. (grad.) Klaus Janetzke, Berlin, Ing. (grad.) Hans-Joachim Mewis, Berlin,
Ing. (grad.) Bernd Wiedenroth, Hannover

Unter der Bezeichnung »High Com« stellte AEG Telefunken im vergangenen Jahr ein neues und stark beachtetes System zur Rauschunterdrückung in Geräten der Unterhaltungselektronik vor. Jetzt wird dieses Prinzip erstmals im Cassetten-Tapedeck »HC 3000 High Com« von Telefunken angewendet, das brandneu auf dem Markt ist. Die Autoren beschreiben, mit welchen Merkmalen dieses Tapedeck ausgestattet ist und wie seine Baugruppen arbeiten.

Bei dem Cassetten-Tapedeck HC 3000 High Com¹⁾ (Bild 1) wurde die Mechanik und Elektronik in einzelne Baugruppen aufgeteilt. Die wesentlichen sind: Der Laufwerk-Baustein einschließlich Steuer-Baustein, der Vorverstärker-Baustein, ein Grund-Baustein mit zwei High-Com- und zwei Stereo-Universal-Verstärkern, ein Funktionswahl-Baustein mit Anzeige LED's und Aussteuerungsinstrumenten sowie der Netztransformator. Alle elektrischen Verbindungen zwischen diesen Baugruppen sind steckbar, so daß ein Auswechseln der Bausteine ohne Löten möglich ist. Nach dem Lösen der Bodenabdeckung ist die Lötseite der gedruckten Platten für Servicezwecke gut zugänglich. Gleichmaßen einfach ist das Warten des Laufwerkes, und nach dem Lösen des Cassettenfaches sind Kopftträger, Tonwelle und Gummiandruckrolle leicht zu reinigen.

Die Verfasser sind Mitarbeiter im Entwicklungs-Fachbereich Audio der Telefunken Fernseh und Rundfunk GmbH, Hannover.

¹⁾ HIGH COM ist ein für die Firma AEG-Telefunken eingetragenes Warenzeichen.

Schaltungskonzept

Das Umschalten der Aufnahme- und Wiedergabeparameter erfolgt über Schiebeschalter, die ihre Grundstellung bei der Wiedergabefunktion haben und durch Betätigen der Aufnahme-Taste in Aufnahmestellung gebracht werden. Nach DIN 45511 ist es erforderlich, daß an den Punkten 3 und 5 der Radio-Buchse (Bild 2) nur bei Wiedergabe ein Ausgangssignal anstehen darf. Diese Forderung wird mit einem A/W-Schalter in Kombination mit einem zusätzlichen »Play«-Schalter erfüllt, der von der Wiedergabetaste betätigt wird. Die Monitorbuchse und die Kopfhörerbuchse sind dagegen unmittelbar an den Ausgang des Mithörverstärkers angeschlossen.

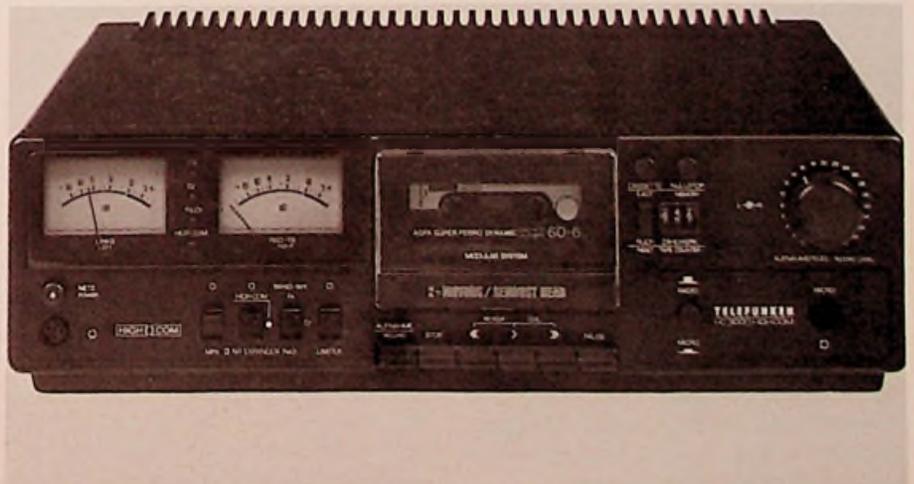
Vorverstärker-Baustein

Die Eingangsstufen bestehen aus jeweils zwei gleichstromgekoppelten Transistorstufen mit nachgeschaltetem Emitterfol-

ger (Bild 2). Die für Aufnahme und Wiedergabe notwendigen unterschiedlichen Betriebs-Daten dieser Verstärker erhält man durch umschaltbare Gegenkopplungsnetzwerke. So wird im Aufnahme-fall bereits Vollaussteuerung erzielt, mit einer minimalen Einströmung von 0,1 mV/k Ω bei einem Eingangswiderstand von 6 k Ω . Ohne den Klirrgrad zu erhöhen, darf die maximale Einströmung einen Wert von 8 mV/k Ω haben, womit man den in DIN 45500 und DIN 45511 geforderten Bereich von 0,1 mV/k Ω bis 2,0 mV/k Ω weit überschritten hat.

Das Eingangssignal wird im Bereich 20 Hz bis 20000 Hz frequenzunabhängig verstärkt und die erforderliche Aufsprechanhebung in einem Aufsprechverstärker vorgenommen. Dem folgt ein rastbarer Aussteuerungseinsteller, der das Einstellen auf den am Ausgang dieses Bausteines für Vollaussteuerung erforderlichen Pegel von 30 mV ermöglicht. Ein zuschaltbarer Begrenzer hält dieses

Bild 1. Der Hi-Fi-Cassetten-Frontlader HC 3000 High Com von AEG-Telefunken hat ein mattschwarzes Metallgehäuse mit den Abmessungen 46 cm \times 14,2 cm \times 34,6 cm



Pegelniveau auch bei Eingangspegelspitzen, ohne daß eine Korrektur am Aussteuerungseinsteller erforderlich ist. Das Einspeisen des Signals erfolgt entweder über die von der Gerätefront zugängliche Mikrofon-Buchse (Universal-Eingangsbuchse) oder über die Radio-Buchse an der Geräterückseite. Mit dem Eingangswahlschalter für Radio oder Mikrofon kann dann die gewünschte Signalquelle an den Eingang des Aufnahme-Verstärkers geschaltet werden.

Im Wiedergabefall ist der Verstärker an den Hör-Sprechkopf angepaßt, indem der Eingangswiderstand so groß gewählt wurde (rd. 15 k Ω), daß es bei der oberen Grenzfrequenz des Übertragungsbereiches keine Pegelverluste gibt. Außerdem hat der Wiedergabeverstärker eine frequenzabhängige Gegenkopplung, die den durch die Tonkopfinduktivität hervorgerufenen Pegelanstieg zu hohen Frequenzen hin (ω -Gang) kompensiert. Sie gleicht auch die bei jeder magnetischen Abtastung entstehenden Pegelverluste aus, die bei höheren Frequenzen durch die endliche Spaltbreite des Tonkopfes und durch Selbstentmagnetisierung auf dem Magnetband entstehen. Der Frequenzgang ist dabei entsprechend dem genormten Verlauf des Bandflusses bei hohen Frequenzen zwischen 70 μ s und 120 μ s umschaltbar; bei tiefen Frequenzen ist die Entzerrung auf 3180 μ s festgelegt. Der Verstärker ist so dimensioniert, daß bei der Wiedergabe eines vollausgesteuerten Bandes (200 nWb je Meter Spurbreite) die Ausgangsspannung einen Wert von rd. 30 mV hat.

Ergänzend sei erwähnt, daß dem Wiedergabeverstärker eine Schaltstufe folgt, die bei den Schnellläufen als Stumm-schaltung wirkt und beim Cueing/Review-Betrieb zur Pegelanpassung dient. Bei der Wiedergabe ist diese Schaltung unwirksam; ihr Steuersignal bekommt sie aus der Steuerschaltung für den Wickelmotor.

Grund-Baustein

Das im Vorverstärker-Baustein auf 30 mV verstärkte Wiedergabe- oder Aufnahmesignal wird auf dem Grund-Baustein zunächst an den Eingang des High-Com-Bausteins gelegt (Bild 2), an dessen beiden Ausgängen es einen Wert von 600 mV hat. Die beiden High-Com-Verstärker müssen zwischen Aufnahme und Wiedergabe umgeschaltet werden; das übernimmt einer der Aufnahmeschalter. Die Funktion des High-Com-Bausteines wird an anderer Stelle dieses Artikels ausführlich beschrieben.

Dem Verstärkerteil des Rauschunterdrückungs-Bausteins folgt ein MPX-Filter, das aus einem 19-kHz-Sperrkreis besteht und zu höheren Frequenzen hin eine zunehmende Dämpfung mit einer Sperrkreiswirkung bei 86 kHz hat. So wird das NF-Signal bei der Aufzeichnung von Stereo-Rundfunksendungen vom 19-kHz-Pilotton, vom 38-kHz-Schalt-signal des Stereo-Dekoders und von der Störstrahlung des 86-kHz-Oszillators wirksam befreit. Zum optimalen Ausnutzen des Übertragungsbereiches kann beim Aufzeichnen von Signalen, die nicht aus Stereo-Rundfunksendungen stammen, und bei reinem Wiedergabebetrieb das 19-kHz-Filter ausgeschaltet werden. Bevor der weitere Signalverlauf erläutert wird, sei kurz beschrieben, welche Signale an den Ausgängen der High-Com-Bausteine zur Verfügung stehen. Generell handelt es sich hier um Mono-Bausteine mit zwei Ausgängen. Während an einem Ausgang das nicht modifizierte Signal steht, kann am anderen Ausgang das modifizierte Signal abgegriffen werden. Hierbei bedeutet »modifiziert« für den Aufnahme-fall »komprimiert« und für den Wiedergabefall »expandiert«. Somit stehen an den beiden Ausgängen folgende Signale:

Aufnahme: Ein nicht modifiziertes Signal, das heißt naturgetreues, und ein modifiziertes Signal, das komprimiert wurde.

Wiedergabe: Ein unmodifiziertes Signal, das komprimiert bleibt, und ein modifiziertes Signal, das expandiert wurde und damit wieder naturgetreu ist.

Diese Signale werden zwei steckbaren Universalverstärker-Bausteinen zugeführt, die mit je einem Stereo-Operationsverstärker-IC bestückt sind. Während der eine Baustein als Ausgangsverstärker arbeitet, ist der andere Baustein als Aufsprech- und Anzeigeverstärker in Betrieb. Die Signalführung bei Aufnahme und Wiedergabe wurde so gewählt, daß das naturgetreue Signal stets zum Ausgangsverstärker und das komprimierte Signal stets zum Aufsprech- und Anzeigeverstärker gelangt. Bei der Wiedergabe ist der Aufsprechzweig zum Tonkopf unterbrochen.

Der Aufnahme- und Anzeigeverstärker ist mit einer frequenzabhängigen Gegenkopplung für die Aufsprech-Höhenanhebung ausgestattet. Seine Ausgangsspannung von 3,0 V erzeugt über einen Längswiderstand den Aufprechstrom, der zusammen mit dem abgleichbaren Vormagnetisierungsstrom dem Tonkopf zugeführt wird. Das Ausgangssignal wird außerdem zum Funktionswahl-Baustein geführt, wo eine Gleichrichterschaltung

die Signalaufbereitung für den Begrenzer und die Anzeigeinstrumente durchführt. Der Lösch- und Vormagnetisierungs-Oszillator ist ein LC-Oszillator mit induktiver Rückkopplung und arbeitet auf einer (abgleichbaren) Frequenz von 86 kHz. Er liefert den Löschstrom für den $\frac{1}{2}$ -Spur-Löschkopf und die Vormagnetisierungsströme für die beiden Aufsprechzweige des linken und rechten Kanals. Mit dem Bandsortenschalter auf dem Funktionswahl-Baustein werden seine Fußpunkt-widerstände so geschaltet, daß sich die bandbezogenen Vormagnetisierungsströme ergeben, das heißt, Grundeinstellung für Cr-Band und Umschalten auf FeCr- oder Fe-Band.

Funktionswahl-Baustein

Dieser Baustein trägt die vier Funktionswahl-Schalter für das MPX-Filter, die Umschaltung des High-Com-Bausteins, die Bandsorten-Umschaltung und die Begrenzer-Schaltung. Ferner befindet sich auf diesem Baustein je Kanal eine Gleichrichterstufe, die, angesteuert vom Ausgangssignal des Aufsprech- und Anzeigeverstärkers, einerseits den Strom für die Anzeigeinstrumente liefert und andererseits eine der Aufsprech-Wechselspannung proportionale Gleichspannung an einem Ladekondensator erzeugt. Mit dieser Gleichspannung werden die beiden Begrenzer-Stellglieder (ein duo-FET) angesteuert.

Laufwerk-Baustein

Dieser Baustein übernimmt die Stromversorgung des tachogeregelten Tonwellen-Antriebsmotors, das Steuern des Motors für die beiden Wickelteller und das Ansteuern des Auslösemagneten für den Tastensatz bei Bandstop oder bei eingeschaltetem Memory-Betrieb. Die für diese Steuer-Aufgaben erforderlichen Signale liefern der Wickelmotor, mechanische Schalter am Tastensatz des Laufwerkes sowie der Memory-Schalter und der Zählwerk-Kontakt, der in Position »000« kurz schließt.

Wickelmotor

Entsprechend den Laufwerkfunktionen Wiedergabe (>), cueing (> und ≫), review (> und ≪) und Schnelllauf (≧ oder ≦) muß der Antriebsmotor für die Wickelteller mit unterschiedlichen Drehzahlen laufen. Zusätzlich muß bei review und schnellem Rücklauf die Drehrichtung umgepolt werden. Die Motordrehzahl ist im Schnelllauf deutlich über der bei Wie-

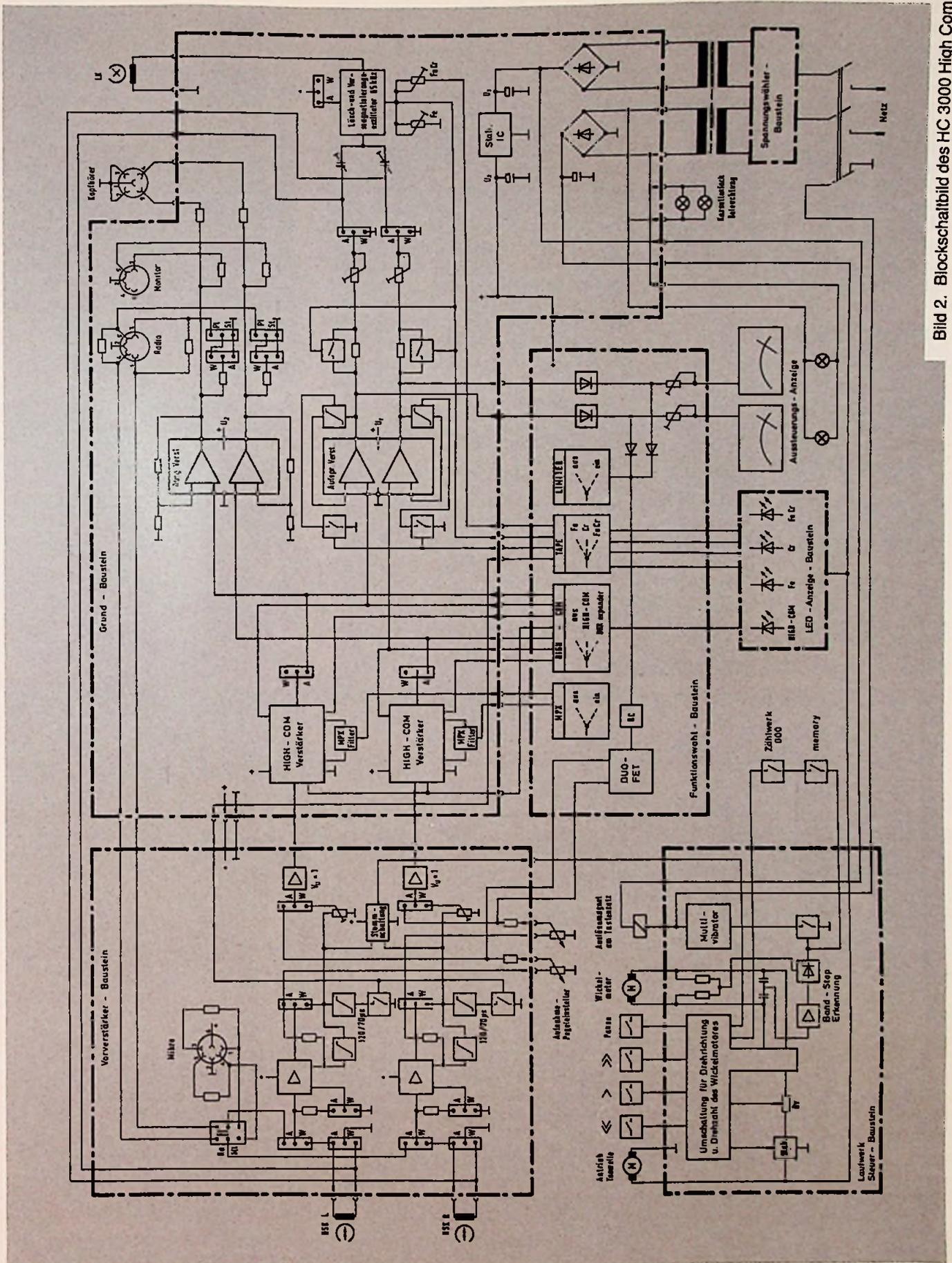


Bild 2. Blockschaltbild des HC 3000 High Com

dergabe, und liegt beim cueing/review-Betrieb etwa zwischen diesen beiden Werten, so daß man in diesem Fall eine deutliche akustische Kontrollmöglichkeit hat.

Alle Drehzahlen sind unabhängig von Schwankungen der Netzspannung, da der Wickelmotor an einer stabilen Spannung arbeitet, die für die Schnellläufe von 6 V auf 12 V erhöht wird. Zur Bandschonung betreibt man den Motor über Vorwiderstände, die im Fall der Schnellläufe den größten Wert haben, so daß besonders dort ein bandschonendes Abschalten am Bandende sichergestellt ist.

Band-Stop-Schaltung

Dieser Schaltungsteil arbeitet mit einem astabilen Multivibrator, wobei der Auslösemagnet für den Tastensatz in den Kollektorzweig des einen Transistors geschaltet ist. Solange der Wickelmotor läuft, ist der Multivibrator blockiert und der Magnet stromlos. Kommt der Wickelmotor zum Stillstand (Bandende), schwingt der Multivibrator, und der Magnet zieht an. Der Multivibrator wird erst wieder

blockiert, wenn der Tastensatz sicher ausgelöst hat und sich in Ruhestellung befindet. Die Rückmeldung liefern von den Tasten betätigte Schalter. Die Information »Wickelmotor steht oder läuft« erhält der Multivibrator vom Wickelmotor selbst. Benutzt wird hier zum einen die dem Motorgleichstrom überlagerte Störspannung: Sie steuert – verstärkt und gleichgerichtet – einen Schalttransistor, der bei laufendem Wickelmotor den Multivibrator sperrt. Andererseits wird für das Ansteuern des Schalttransistors die am Wickelmotor anliegende Versorgungsspannung herangezogen. In Ruhestellung des Gerätes und in Stellung Pause ist die Endabschaltung unwirksam. Ein unerwünschtes Abschalten beim Anlauf des Wickelmotors und beim Umschalten zwischen einzelnen Gerätefunktionen ist daher ausgeschlossen.

Wird das Gerät zum Beispiel in der Wiedergabestellung durch Betätigen der Netztaete vom Netz getrennt, zieht der Magnet ebenfalls an und löst den Tastensatz aus. Damit verhindert man, daß die Gummiendruckrolle an der Tonwelle über längere Zeit anliegt, was zur Deformation

der Rolle und beim Betrieb des Gerätes zu störenden Tonhöhenchwankungen führt. Das Anziehen des Magnetes bewirkt in diesem Fall ein mit der Netztaete gekoppelter Schalter.

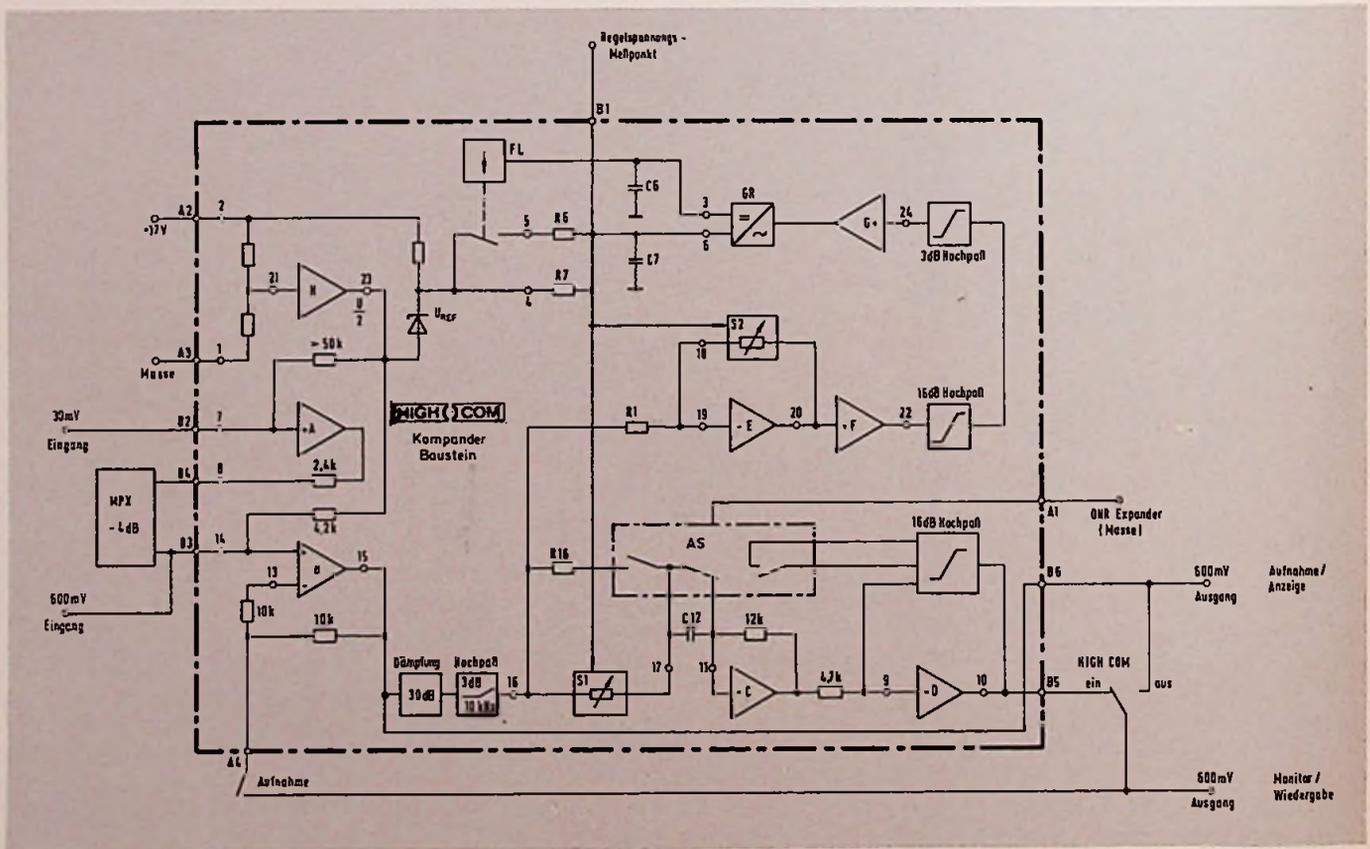
Memory

Wird an einer Bandstelle (etwa am Ende der letzten Aufnahme) das Zählwerk auf »000« gestellt, so kann diese Bandstelle später wiedergefunden werden. Hierzu ist die Memory-Taste und eine der beiden Schnelllauf-Tasten zu betätigen. Beim Erreichen der Zählwerkposition »000« zieht dann der Auslösemagnet an und setzt das Laufwerk in die Stop-Stellung.

Bandsorten-Wahlschalter

Für die drei Bandsorten Fe, FeCr und Cr ist ein optimales Anpassen der Gerätedaten bei Aufnahme und Wiedergabe möglich. Dazu wird mit einem 3-Stellung-Kippschalter die jeweilige Bandsorte eingestellt. Eine rote LED im Anzeigefeld quittiert dann die Wahl. Bei der Aufnahme werden der Wert des Vormagnetisie-

Bild 3. Blockschaltbild des High-Com-Bausteins



Steck-Anschlüsse des High-Com-Bausteines

- A1 Umschaltung auf Kennlinien zur Wiedergabe dolbysierter Cassetten (U_{schalt} ist Masse)
- A2 positive Betriebsspannung (+17 V, 8 mA)
- A3 Masse
- A4 Gegenkopplungsanschluß für Verstärker B (offen: Expanderbetrieb, bei Verbindung mit B5: Kompressorbetrieb, bei Verbindung mit B6: High Com aus)
- B1 Meßpunkt IC Pin 6 (Regelspannung)
- B2 30-mV-Eingang (für Vorverstärker)
- B3 600-mV-Eingang (für High-Com-Verstärker oder Signal vom MPX-Filter)
- B4 Vorverstärker-Ausgang (Signal zum MPX-Filter)
- B5 Monitor- oder Wiedergabeausgang 600 mV, Expanderausgang
- B6 Aufnahme- oder Anzeigeausgang 600 mV, Kompressorausgang

Zahlen 1 bis 24 Anschlüsse des ICs U 401 B

Bedeutung der Buchstaben

- A Rauscharmer Eingangsverstärker
Geräuschspannungsabstand
DIN 45511, 10K : typ 82 dB
- B Umkehrverstärker für Kompressorbetrieb und Verstärker bei Wiedergabe ($v = 1$)
- C 1. High-Com-Regelverstärker (1. Glied der 2stufigen Kette)
- D Verstärker invertiert Hochpaß zum Tiefpaß
- E 2. High-Com-Regelverstärker (2. Glied der 2stufigen Kette)
- F + G Nichtinvertierende Verstärker zum Einfügen der Hochpaßkombination vor dem Gleichrichter
- H Verstärker zum Erzeugen von $U/2$
- FL retriggerbares Flip-Flop mit Schalter zur Zeitkonstantenumschaltung bei Überschreiten der Gleichrichterschwelle)
- GR Symmetrischer Spitzenwertgleichrichter
- AS Analogschalter zum Umschalten auf dolbysierte Cassetten
- S1 + S2 Stellglieder der High-Com-Regelverstärker

Tabelle 1. Erläuterung der Bezeichnungen in Bild 3

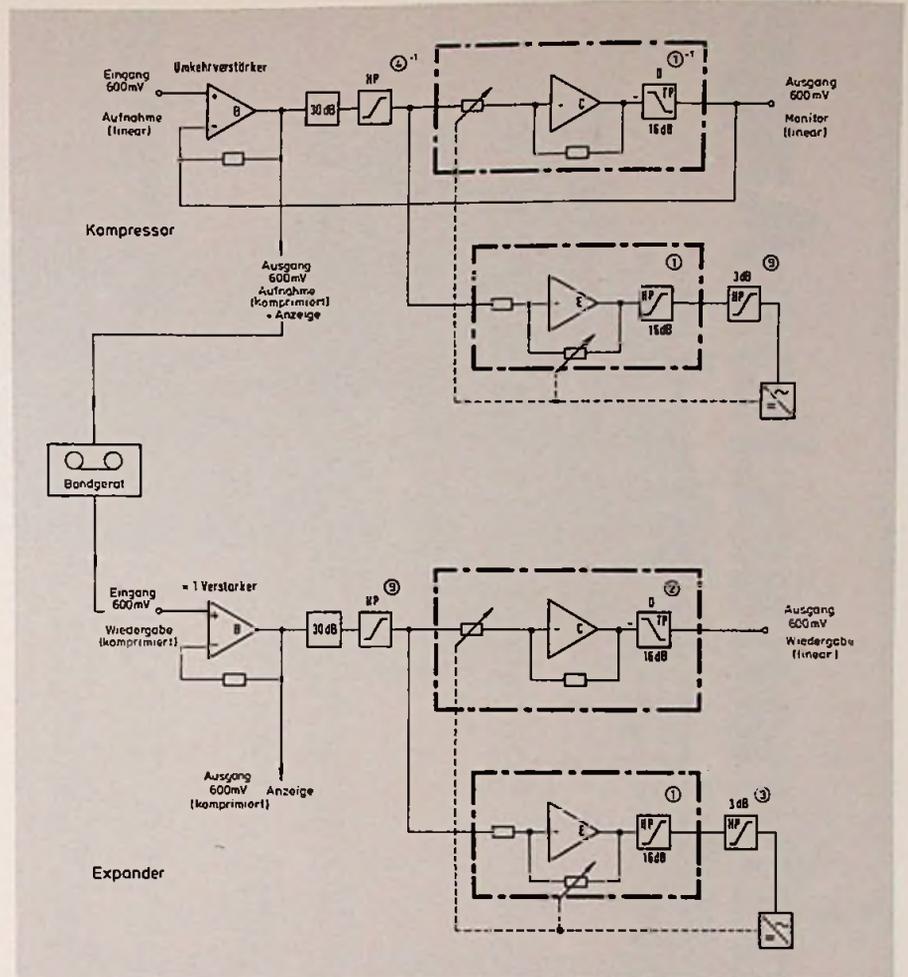


Bild 4. Prinzipschaltung des High-Com-Kompanders mit dem Schaltkreis U 401 B

rungsstroms, der Frequenzgang des Aufspeechverstärkers und der Wert des Sprechstroms verändert. Bei der Wiedergabe wird die Entzerrung entsprechend dem genormten Bandflußverlauf bei hohen Frequenzen auf 70 μ s oder 120 μ s umgeschaltet.

Kopfbestückung

Der Hör-Sprech-Kopf zeichnet sich durch eine hohe Verschleißfestigkeit und eine hohe Sättigungsinduktion aus. Diese Eigenschaften erzielt man mit Sendust als Kernmaterial. Neben der längeren Standzeit des Tonkopfes ermöglicht die hohe Verschleißfestigkeit auch einen besseren Band-Kopf-Kontakt, indem der Kopfspiegelradius im Bereich des Spaltess reduziert wurde.

Die Sättigungsinduktion, die bei Sendust etwa um den Faktor 2 über der von Ferrit

liegt, gestattet zudem das Anwenden von Tonköpfen mit kleineren Spaltbreiten; das ist bei hochkoerzitativen Bändern (Chromdioxid- und Reineisenbänder) wichtig. Die Spaltbreite des verwendeten Tonkopfes ist deshalb nur 1,3 μ m. Der Löschkopf hat einen verschleißfesten Spiegel, und das Tonband läuft hier mit seiner ganzen Breite auf gleich hartem Material. Bei einfachen Löschkopfausführungen läuft das Band dagegen teilweise auf dem Kunststoffgehäuse, was bei ungünstiger Werkstoffpaarung von Gehäuse und Band zu Längsschwingungen des Bandes führt und Störungen beim Aufnahme- oder Wiedergabevorgang verursachen kann.

High-Com-Kompander-Baustein

Im High-Com-Baustein ist neben der Kompander-Schaltung, zur Pegelanpas-

Neu: Sony Cassetten. Ein dynamisches Angebot für einen aufnahmefähigen Markt.

Musikfreunde schätzen die Cassette seit eh und je als kompakte Alternative zur Schallplatte.

Daß ihre Wiedergabequalität im Vergleich zu dieser lange Zeit als minderwertig galt, hat uns von Sony nicht ruhen lassen.

Zu Recht, wie jetzt zu hören ist. Denn mit der neuen Sony Cassetten-Serie von CHF bis FeCr haben wir eine Angebotspalette, die sich an den verschiedenen Gerätetypen orientiert und die in der Aufnahme- und Wiedergabequalität wie im Bandlauf auch kritische Musikfreunde überzeugt.

Damit werden Sie mit Sicherheit auf offene Ohren treffen.

SONY

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

Es ist ganz einfach, aus Ihrem Radio-Recorder alles herauszuholen.

Besitzer von Radio-Recordern erleben nicht selten eine herbe Enttäuschung, wenn sie ihre eigenhändig auf Cassette überspielten Lieblingstitel abhören: es fehlt an Höhen und Tiefen, dafür rauscht es möglicherweise. Und gelegentlich stiftet ein hübscher kleiner Bandsalat zusätzliche Verwirrung.

Wir von Sony halten das eine wie das andere für unzumutbar. Deshalb haben wir bei unseren Cassetten von Anfang an nicht nur auf eine Wiedergabequalität geachtet, die höchsten Ansprüchen genügt, sondern auch auf hervorragende Bandführungseigenschaften. Beides haben wir bei unseren neuen Cassetten noch weiter verbessert. Dafür sorg einmal die neue SP-Mechanik, die gleichmäßigen Bandwickel garantiert und ganz nebenbei auch die Laufgeräusche verringert.

Und was die Wiedergabe angeht, so haben wir uns Ihren Ohren, zuzuliebe ein paar neue Beschichtungstechniken einfallen lassen, die bei allen Sony Cassetten Dynamik und Frequenzgang deutlich verbessern.

So hängt es eigentlich nur von Ihren Ansprüchen ab, ob Sie Ihren Recorder mit der CHF, BHF, AHF, CD-α oder mit der Ferrichrom-HiFi-Cassette starten. Wenn Ihr Gerät einen Bandwählschalter hat, empfehlen wir für CHF, BHF und AHF die Position „Normal“, für CD-α die Position „CrO₂“ und für FeCr die Position „FeCr“ oder „Normal“. Ihr Fachhändler wartet darauf, Ihnen die Ohren zu öffnen.

SONY

Sony GmbH, High Endline Str. 20, 5000 Köln 30



Stecken Sie eine Sony hinein.

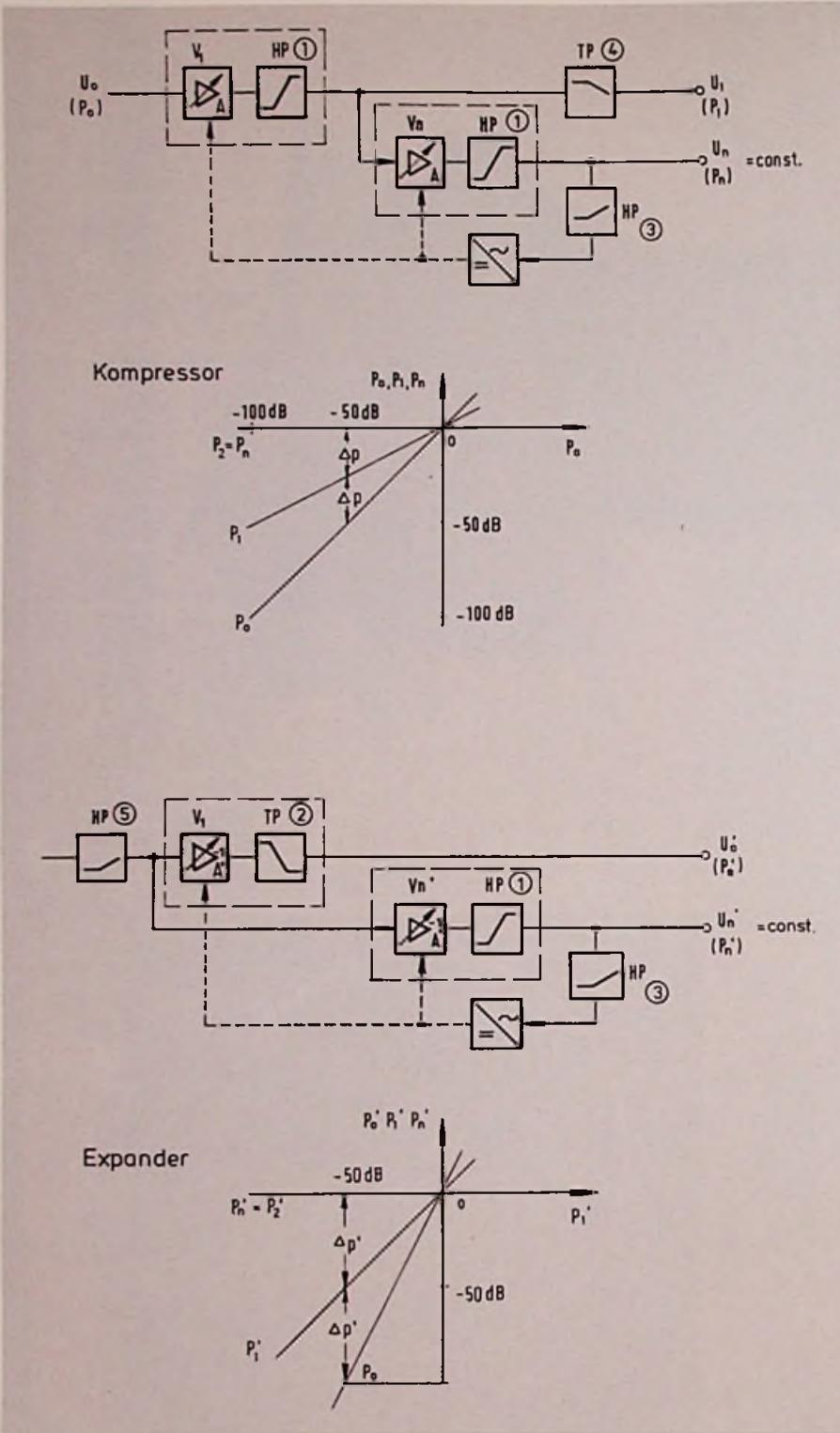


Bild 5. Kennlinien und Grundfunktion des High-Com-Kompanders

sung auch eine rauscharme Vorverstärkerstufe und die Umschalteneinrichtung für die Wiedergabe dolbysierter Cassetten vorhanden (Bild 3).

Das Umschalten zwischen Kompressor und Expander wird beim High-Com-Baustein extern über einen Aufnahme-Kontakt vorgenommen. Dabei erfolgt das

»Umordnen« gleicher Bauelemente, so daß Bauelemente-Toleranzen zwischen Aufnahme und Wiedergabe beim Verwenden des gleichen Bausteines keine Rolle spielen.

Die Kompanderwirkung kann durch einen einzigen Umschalter ausgeschaltet werden. Der Baustein hat dann nur die Vorverstärkerfunktion und der High-Com-Verstärker arbeitet als Impedanzwandler. Zwischen dem Vorverstärker- und dem Kompander-Teil sorgt ein externes Filter für das Unterdrücken störender Signale (19- und 38-kHz-Signal bei Stereosendungen und das Oszillatorsignal). Alle aktiven Elemente des High-Com-Systems sind in der integrierten Schaltung U 401 B enthalten, deren 24 Anschlüsse auch im Blockschaltbild markiert sind. Zum Umschalten auf die Wiedergabe dolbysierter Cassetten wird ein üblicher CMOS 4fach-Analogschalter verwendet. Die Stromversorgung ist mit Rücksicht auf die Grenzdaten des CMOS-Schalters auf +17 V, bezogen auf Masse, festgelegt; die Stromaufnahme beträgt 8 mA. Für die Anwendung im professionellen Bereich sind die Ausgänge für 600 Ohm Last ausgelegt und dort kann auch die vom IC-Konzept her mögliche symmetrische Stromversorgung angewendet werden.

Ein besonderer Abgleich der Bausteine im Gerät ist nicht erforderlich, da man die Verstärkungstoleranzen der Vorstufe beim Geräteabgleich mit berücksichtigt. Da in der Fachliteratur bereits mehrfach über das Telefunken-Kompander-System berichtet wurde [1] [2] [3] [4], wird in diesem Beitrag auf eine ausführliche Funktionsbeschreibung verzichtet und nur das Charakteristische des High-Com-Kompanders (Bild 4 und Bild 5) beschrieben.

Das vom kommerziellen Kompander telcom c 4 übernommene Kettenverstärkerprinzip ist mit der kleinstmöglichen Anzahl der Verstärker, nämlich n = 2 realisiert. Bei festgehaltenem Signalpegel am Eingang der Gleichrichterschaltung ergibt sich damit eine Kompressionskennlinie mit einer Steigung im Pegeldiagramm von 1/2. Die Stellglieder (S1, S2) für die Verstärkungsänderung sind veränderbare ohmsche Widerstände in Form von Diodenbrücken, deren differentieller Widerstand durch Verschieben der Arbeitspunkte auf den Diodenkennlinien variiert wird. Die Widerstände liegen in der Rückkopplungsbeschaltung zweier Operationsverstärker und verändern frequenzunabhängig deren Übertragungsfaktor. Der Änderungsbereich ist auf rd. 28 dB begrenzt und wurde so gewählt,

daß mit ihm einerseits eine ausreichend hohe Kompandierung, andererseits aber auch ein einwandfreies Einhalten der Kompandierungsparameter garantiert wird.

Die bisherigen Beschreibungen kennzeichnen den High-Com-Kompander als Breitbandkompander. Das bei allen (einbandigen) Breitbandkompandern zunächst auftretende atmende Rauschen wird dabei wirksam unterdrückt durch eine feste Preemphase auf der Kompressorseite und eine komplementäre Deemphase auf der Expanderseite (16-dB-Hoch- bzw. Tiefpaß ① und ② in Bild 5). Damit bei hohen Frequenzen kein Übersteuern des Bandes auftritt, werden zwei Verfahren zur Höhenabsenkung angewendet. Dazu wird dem Gleichrichter ein Netzwerk für die Höhenanhebung vorgeschaltet, wodurch die spektrale Bewertung des zur Gleichrichtung anstehenden Signalgemisches verschoben wird (3-dB-Hochpaß ③). Zusätzlich ist eine Höhenabsenkung nach dem Kompressor und komplementär dazu eine Höhenanhebung vor dem Expander vorgesehen (3 dB bei 10 kHz ④ und ⑤). Für ein 10-kHz-Signal bedeutet dies, daß im Falle der Komprimierung Pegelwerte, die unterhalb von -7 dB liegen angehoben werden und oberhalb dieser Grenze abgesenkt werden. Die Amplitudenwerte für die maximale Aussteuerung bei kurzen Wellenlängen (10 kHz) werden also mit High Com gegenüber dem Normalbetrieb praktisch nicht verändert. Das gilt für alle Bandsorten bei den üblicherweise festgelegten Arbeitspunkten und Entzerrungen relativ zur Vollaussteuerung 200 nWb/m. Die Gleichrichtung wird dabei mit einem symmetrischen Signaldektektor durchgeführt, wobei die erzeugte Regelspannung gegen Übersteuerungseffekte begrenzt wird.

Bei der Schaltungskonzeption und Dimensionierung wurde großer Wert auf das dynamische Verhalten des High-Com-Kompanders gelegt. Damit auch bei Signalen mit sehr schnellen Amplitudenänderungen keine hörbaren Verzerrungen durch Übersteuern zu befürchten sind, wurde für einen positiven Signalsprung mit der Maximaländerung von 28 dB die Einschwingzeit auf 0,3 ms festgelegt. Für einen negativen Signalsprung muß mit Rücksicht auf den Klirrfaktor bei der tiefsten Übertragungsfrequenz eine Abklingzeit von mehr als 1 s garantiert werden. Damit diese Forderung nicht kollidiert mit der Forderung nach einer Abklingzeit von weniger als 150 ms – bei Pegeländerungen von Vollaussteuerung auf Null – wird als weitere

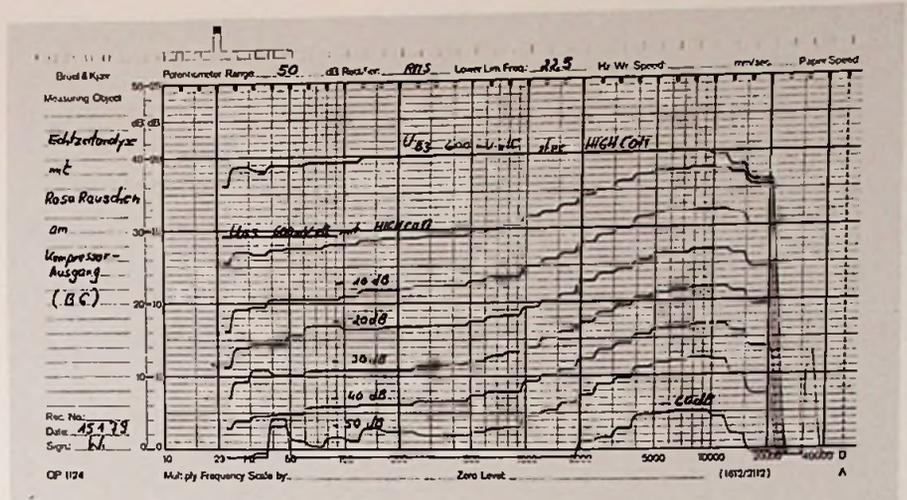


Bild 6. Kennlinien des High-Com-Kompressors gemessen mit »Rosa Rauschen«

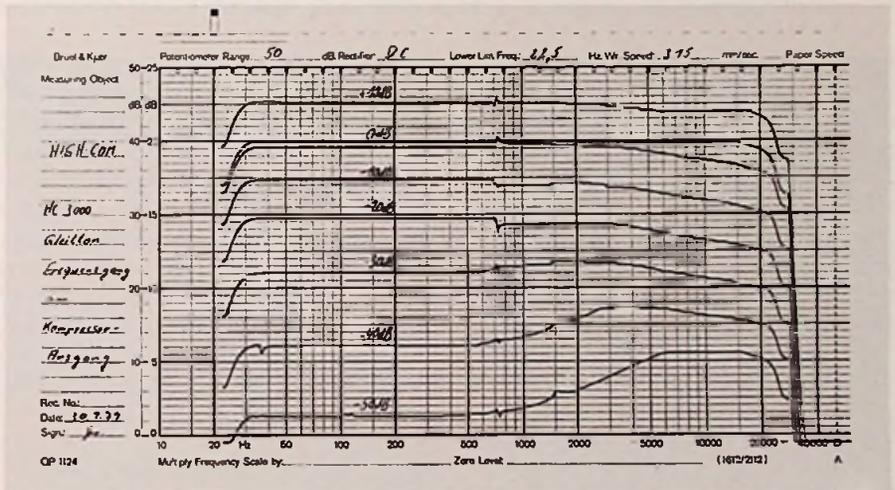
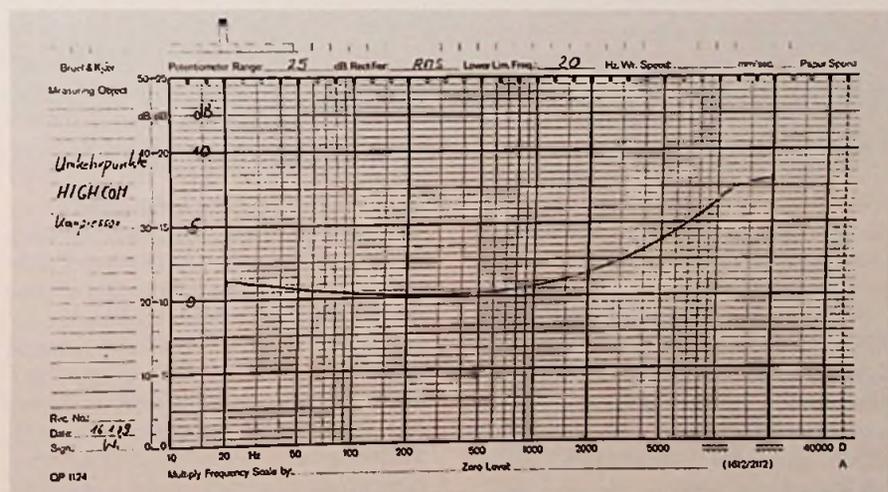


Bild 7. Kennlinien des High-Com-Kompressors gemessen mit Monofrequenzen

Bild 8. Umkehrpunkte des High-Com-Kompressors gemessen mit Monofrequenzen



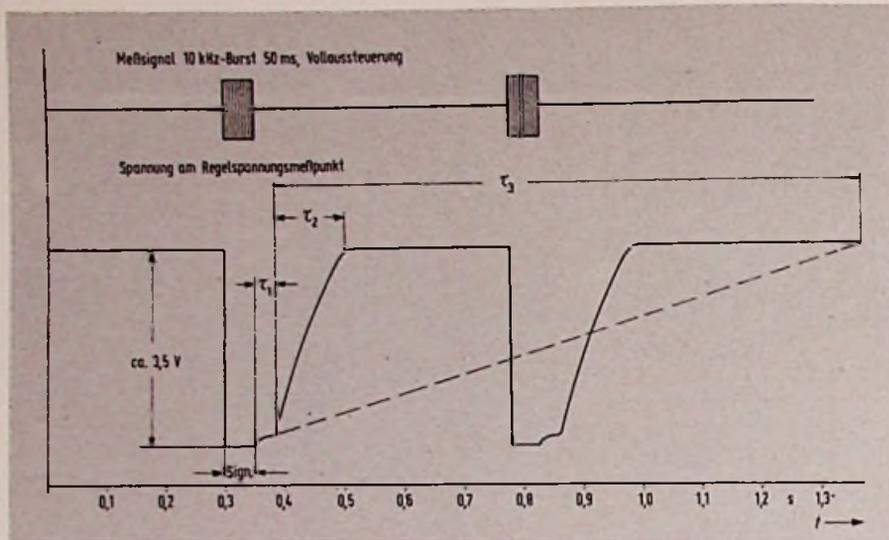


Bild 9. High-Com-Zeitkonstanten gemessen mit einem 10-kHz-Burstsignal

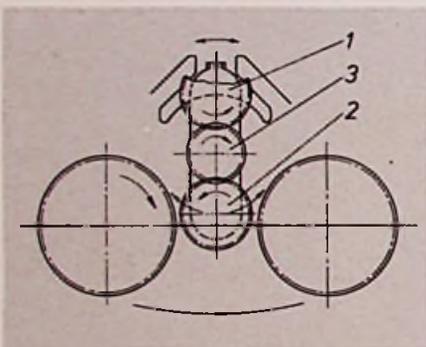


Bild 10. Prinzip des Wickelteller-Antriebs

Maßnahme zum Vermeiden des Rauschatmens eine automatische Zeitkonstantenumschaltung von 1 s auf 100 ms verwendet (siehe High-Com-Zeitkonstanten).

Kompander-Kennlinien

Die Kompander-Kennlinien sind, soweit es sich um Frequenzgangdarstellungen handelt, sowohl mit Rosa Rauschen und Terzanalyse als auch mit der Gleitmethode aufgenommen worden. Dadurch soll deutlich werden, daß es sich bei einem Kompander trotz seines scheinbar linearen Verhaltens um ein nichtlineares Übertragungsgebilde handelt. Aus diesem Grunde kann aus dem Ergebnis einer Gleittonmessung nicht auf die Gewichtung »gleichzeitig« auftretender Spektralanteile in einem Schallereignis geschlossen werden. Bild 6 zeigt die Kompressorkennlinien bei Rosa Rauschen, Bild 7 die Kompressorkennlinien bei Monofrequenzen.

In Bild 8 sind die Umkehrpunkte des Kompressors für Monofrequenzen zu erkennen: Bei den jeweiligen Frequenzen und Pegeln sind am Kompressor-Ausgang B6 mit ein- oder ausgeschaltetem High-Com-Kompander gleiche Pegel. Bei Pegelwerten darunter wird komprimiert, das heißt angehoben, darüber expandiert, das heißt abgesenkt. Die Kurve zeigt, daß beim High-Com-System die Hörenaussteuerungsgrenzen üblicher Hi-Fi-Tonband- und Cassettengeräte berücksichtigt werden.

High-Com-Zeitkonstanten

Das Umschalten der Zeitkonstanten läßt sich gut mit einer Burstsignal-Messung demonstrieren (Vollaussteuerung $f = 10$ kHz getastet mit 50 ms ein und 200 ms aus; Meßpunkt: Steck-Anschluß B1 für die Regelspannung).

Die Spannung am Meßpunkt liegt ohne Signal auf $U/2 + 1,5$ V, wobei U die Betriebsspannung ist (Bild 9). Liegt das Signal an, wird die Spannung in weniger als 0,3 ms um rd. 3,5 V abgebaut. Während der dem Signalende folgenden Zeitspanne von rd. 25 ms (τ_1) wird von einer Signalerkennungsschaltung geprüft, ob ein weiteres Signal folgt. Die Signalerkennungsgrenze liegt dabei frequenzabhängig zwischen -26 dB bei 333 Hz und -60 dB bei 10 kHz. Beim Unterschreiten der Grenzen wird die bei vorhandenem Signal mit mehr als 1 s (τ_3) dimensionierte Abklingzeit auf den Wert von 80 ms (τ_2) umgeschaltet; das übernimmt ein retriggerbares Flip-Flop. Durch diese Maßnahme ist es möglich, daß die mit Rück-

sicht auf den Klirrfaktor bei tiefen Frequenzen groß dimensionierte Zeitkonstante nicht stört. Bei plötzlichen Signalunterbrechungen würde sonst störendes Rauschatmen hörbar.

Zusammengefaßte Systemmerkmale

Das High-Com-System ermöglicht in Cassetten-Tonbandgeräten bei vertretbarem Aufwand folgende Verbesserungen:

- Gewinn im Geräuschspannungsabstand nach DIN 45511 (Effektivwert) Kurve A bis zu 20 dB ohne Reduzierung der Aussteuerbarkeit bei kurzen Wellenlängen.
 - Gewinn im Fremdspannungsabstand nach DIN 45511 (20 Hz bis 20 kHz Effektivwert) bis zu 15 dB, dabei auch Unterdrückung von Brummstörungen.
- Zusätzliche Vorteile gegenüber bekannten Kompandern sind:
- Das System ist unempfindlich gegen Pegel- und Frequenzgangfehler, das heißt, es werden durch derartige Fehler keine zusätzlichen Frequenzgangfehler verursacht (Breitbandkompanderprinzip).
 - Das dynamische Verhalten des High-Com-Systems wurde so optimiert, daß keine störenden Einschwing- und Übersteuerungseffekte hörbar sind. Durch spezielle Maßnahmen wurde das bei bisherigen Breitbandkompandern störende Rauschatmen unter die Hörschwelle gesenkt.

Laufwerk

Der gesamte Laufwerkbaustein ist im Gerät um 5° geneigt. Damit wird trotz der bei Frontladergeräten typischen senkrechten Lage der Kassette ein gleichmäßiger stabiler Bandlauf erreicht. Die Schwungmasse mit der Tonwelle liegt definiert am Stirnlager an und kann so keine Pendelbewegungen in axialer Richtung ausführen.

Antriebsprinzip

Um beste Werte bezüglich Gleichlauf zu erhalten, wurde der Antrieb der Wickelteller von dem der Tonwelle getrennt. Durch diese Entkopplung bleibt der gleichmäßige Lauf der Tonwelle unbeeinflusst von etwaigen Störungen, wie sie auch durch schwankende Reibmomente der Bandwickel in den Kassetten hervorgerufen werden können.

Der Antrieb der Tonwelle erfolgt mit einem tachogeregelten Gleichstrommotor, der über einen Flachriemen die Schwungmasse mit der Tonwelle antreibt. Die hohe Maßgenauigkeit des Flachriemens wirkt sich dabei positiv auf



Lürzer, Conrad

Die neue „live“-Bildröhre im Blaupunkt Farbfernseher hat ein noch schärferes Bild. So sauber und brillant, wie es die Bosch Kamera im Studio aufnimmt.



In vielen Fernseh-Sendungen sehen Ihre Kunden Kameras, MAZ-Anlagen, Bildmischpulte von Bosch.

Und Monitore von Blaupunkt. Eine gute Empfehlung für Blaupunkt Fernsehgeräte. Gleichzeitig aber auch Verpflichtung, technisch stets aktuell zu sein und neueste Entwicklungen einzubauen. Jüngster sichtbarer Beweis:

Die neue „live“-Farbröhre System PI-Step 4 bringt noch mehr Bildschärfe.

Erhöhte Fokusspannung und eine neue Elektronenstrahlkanone haben unser

„live“-Farbbild noch schärfer gemacht. Selbst feine Ziffern und Buchstaben kommen gestochen scharf (Videotext!). Dazu ein neuer, glatter Bildrand, der den saubereren, klaren Charakter des Bildes zusätzlich unterstützt. Durch geringe Leistungsaufnahme der Ablenkung konnte der Stromverbrauch im Normalbetrieb auch bei 67-cm-Geräten auf 98 Watt gesenkt werden. Das ist einmalig in dieser Geräteklasse.

Doch das ist noch nicht alles: Als erster Farbfernseher hat Blaupunkt keine Konvergenzeinsteller mehr – weder im Gerät noch an der Röhre. Außerdem: keine

Korrekturschaltung für Nord/Süd-Entzerrung. Und keine Einstreuung vom Gerät auf in der Nähe stehende Video-Recorder.

Unsere Werbung für die Neuheit in BILD-Zeitung und Fernseh-Illustrierten wird Ihre Kunden neugierig machen. Überzeugen Sie sie mit einer „live“-Vorführung in Ihrem Geschäft.

BLAUPUNKT
BOSCH Gruppe

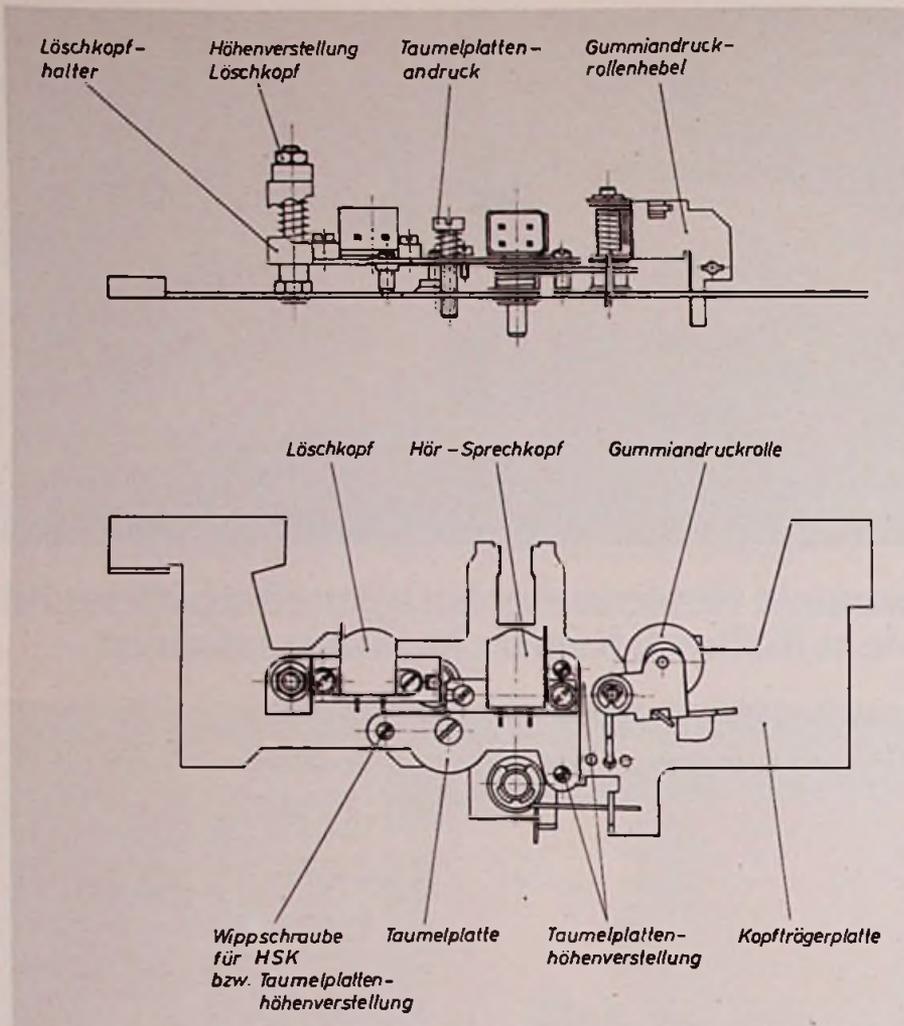


Bild 11. Konstruktion des Kopfträgers

den Gleichlauf aus. Das Prinzip des Wickeltellerantriebes zeigt Bild 10: Auf der Welle eines Gleichstrommotors mit hochpoligem eisenlosem Läufer ist mittels Sinterlager eine Schwinge gelagert. Diese trägt die beiden Zahnräder 1 und 2, die mit dem Zahnrad 3, das mit der Motorwelle fest verbunden ist, in ständigem Eingriff sind. Beim Einschalten des Motors führt die Schwinge eine Schwenkbewegung in Richtung auf den anzutreibenden Wickelteller aus und bringt das Zahnrad 2 mit dem äußeren Zahnkranz des Wickeltellers in Eingriff. Die Richtung der Schwenkbewegung (nach links oder rechts) ist abhängig von der Drehrichtung des Motors (Rechtslauf oder Linkslauf). Das Zahnrad 1 sorgt für ein gleichmäßiges Drehmoment der Schwinge. Die Schwenkbewegung der Schwinge wird durch zwei justierbare Anschläge begrenzt, so daß der Idealeingriff von Zahn-

rad 2 mit dem Zahnkranz des jeweiligen Wickeltellers erreicht wird. Die Wickelteller haben ein vorderes und ein hinteres Kunststofflager. Am linken Wickelteller liegt beim Wiedergabe- oder Aufnahme-Betrieb eine Zusatzbremse an, die einen gleichmäßigen Bandzug und damit einen guten Andruck an den Köpfen gewährleistet, was für einen gleichbleibend guten Frequenzgang sehr wichtig ist.

Kopfträgerplatte

Die Kopfträgerplatte trägt den Löschkopf, den Hör-Sprech-Kopf sowie die Gummiandruckrolle und ist leichtgängig und spielfrei mit in Führungen laufenden Kugeln gelagert (Bild 11).

Die Abspielposition ist durch weitauseinanderliegende Anschläge bestimmt, an die die Kopfträgerplatte mittels Überhub-

feder gedrückt wird. Durch diese Art der Lagerung und der Anschläge ergibt sich eine hohe Wiederkehrgenauigkeit. Beide Köpfe sind getrennt justierbar. Der Löschkopf ist in einem Halter in der Höhe mittels Gewindestift verschiebbar, wobei mit einer Gegenfeder Spielfreiheit erzielt wird.

Der Hör-Sprech-Kopf ist auf einer Taumelplatte befestigt, die sich mit drei Gewindestiften justieren läßt. Damit ist eine Einstellung sowohl in Nord-Süd-Richtung, in Ost-West-Richtung als auch in der Höhe möglich, das heißt, Justage der Lage des Kopfspiegels parallel zum Band, und Senkrechtstellen des Kopfspaltes zur Bandlaufrichtung (Wippeinstellung) und der Spurlage. Eine Andruckfeder im Zentrum der Taumelplatte sorgt hier für die mechanische Befestigung zur Kopfträgerplatte.

Die Gummiandruckrolle wird mit einer Drehfeder an die Tonwelle gedrückt. Die Tonwelle selbst ist durch Verschieben des unteren Lagers justierbar. Bei richtiger Justage steht die Tonwelle senkrecht zur Bandlaufrichtung und parallel zur Gummiandruckrolle.

Tastensatz

Das Laufwerk verfügt über sechs mechanisch wirkende Tasten: Aufnahme, Stop, schneller Rücklauf, Wiedergabe, schneller Vorlauf, Pause. Ferner werden mit den Tasten die Gerätefunktionen »review« oder »cue« eingestellt. Will man bei den Schnellläufen eine bestimmte Bandstelle suchen, so wird jeweils nach Drücken der betreffenden Schnellauftaste die Wiedergabetaste zusätzlich gedrückt, das heißt, nach Drücken der »<<<-Taste und zusätzlich der »>>>-Taste hat man Review-Betrieb, oder nach Drücken der »>>>-Taste und zusätzlich der »<<<-Taste den Cue-Betrieb. Ist eine der beiden Funktionen gewählt, dann ist ein Wechsel der Mithörfunktionen möglich, ohne daß die Wiedergabetaste auszurasten ist. Beendet werden die beiden Mithörfunktionen durch Betätigen der Stoptaste.

Cue- und Review-Funktion

Beim Drücken der Schnellauf-tasten wird ein Schieber seitlich verschoben, der dann für die Kopfträgerplatte als Anschlag dient und dafür sorgt, daß die Köpfe das Band nur tangieren und die Gummiandruckrolle einen definierten Abstand von der Tonwelle hat. Durch drei ineinandergreifende Rastklappen ist sichergestellt, daß sich alle

einzelnen gedrückten Tasten gegenseitig auslösen, mit Ausnahme der vorher beschriebenen Reihenfolge bei »review« bzw. »cue«. Beim Drücken in umgekehrter Reihenfolge, zum Beispiel zuerst die >«-Taste und dann eine der Schnellauf-tasten, wird die »>«-Taste wieder aus-geworfen.

Kassettenlage

Zum Sicherstellen einer großen Wiederkehrgenauigkeit der Kassettenlage wird die Kassette von zwei Andruckhebeln von vorn gegen drei Auflagen gedrückt. Außerdem drückt eine federnde Wippe auf die vordere Kassettenrückkante und somit die Kassette gegen zwei Zentrierstifte.

Die Andruckhebel werden durch jeweils eine Totpunktfeder in ihre Endlagen gebracht. Bei geschlossenem Kassettenfach befinden sich die Andruckhebel in ihrer hinteren Endlage und drücken gegen die Kassette. Hierbei ist die Kassette vom Kassettenfach mechanisch völlig entkoppelt. Bei geöffnetem Kassettenfach befinden sich die Andruckhebel in ihrer vorderen Endlage und gestatten ein ungehindertes Einlegen oder Entnehmen der Kassetten.

Zwei Einlegesperren am Kassettenfach verhindern das Schließen des Kassetten-faches bei falsch eingelegter Kassette. Die bei geöffnetem Kassettenfach möglicherweise gedrückte Wiedergabetaste wird beim Schließen des Kassetten-faches ausgelöst, und damit wird die Kopf-trägerplatte in ihre Ausgangslage ge-bracht. So ist ein Beschädigen der Köpfe ausgeschlossen. Aus dem gleichen Grund sperrt die in Betriebsstellung be-findliche Kopfträgerplatte die Auswerfer-taste, damit ein Öffnen des Kassetten-faches in der Wiedergabestellung unmög-lich ist.

Literaturhinweise

- [1] Dickopp, G., Schröder, E.: Der Telefunken-Kompander. Rundfunktechni-sche Mitteilungen 22 (1978), Heft 2, S. 63–74.
- [2] Dickopp, G.: Der Telefunken-Kompander. NTG-Fachberichte. Bd. 56 (1976), »Hörundfunk 4«, S. 85–90. VDE-Verlag, Berlin (1976).
- [3] Wermuth, J.: Dynamikerweiterung durch neuartigen Studiokompander. Vor-trag auf der 10. Tonmeistertagung 1975, Köln. Tagungsbericht S. 318.
- [4] Dickopp, G.: Ein neues Kompander-System für die Störunterdrückung. Funk-Technik 31 (1976), Heft 24, S. 808–810.

UKW-Tuner

Keine Abstimmprobleme mit dem Synthesizer-Tuner

Max Winter, Germering

Bei modernen UKW-Tunern haben die Entwickler kaum noch Schwierigkeiten, für Qualitätsparameter, wie Verzerrungen, Rauschabstand oder Kanal-trennung mit ausgezeichneten technischen Daten aufzuwarten. Da-bei setzen sie jedoch voraus, daß man den Empfänger sehr genau auf die gewünschte Sendefrequenz ab-stimmt. Mit der Analogtechnik gelan-gen zwar befriedigende Lösungen, doch schaffte erst die Digitaltechnik ein Optimum. So kann man bei dem Synthesizer-Tuner T-909 der Firma Onkyo, Germering, dessen Digitalteil hier beschrieben wird, getrost alle Ab-stimmprobleme vergessen.

Schon früh ersetzte man das Abstimmen mit Hilfe des Ohres durch eine optische Anzeige – dem Magischen Auge oder Band; später dann durch ein Zeigerin-strument. Jedoch können auch diese An-zeigen eine temperatur- oder feuchtig-keitsbedingte Drift des Mischteiloszillat-tors nicht verhindern, die zusätzlich noch durch natürliches Altern von Bauteilen und durch andere Faktoren negativ be-einflußt wird. Das dadurch verursachte »Weglaufen« der grundsätzlich guten elektrischen Eigenschaften verschlech-tert die Klangqualität auf unnötige Weise.

Auch Kapazitätsdioden führen nicht zum Ziel

Mit dem Einführen der Kapazitätsdiode und der automatischen Scharf-abstimmung kam man der Lösung des Problems schon einen großen Schritt näher. Durch diese, auch AFC (automatic frequency control) genannte Abstimmungsmethode kann man einen Driftfehler um den Faktor 2 bis 3 herabsetzen. Wie alle jene wissen, die schon einmal Verzerrungs- und Kanal-trennungsmessungen an UKW-Tu-nern durchgeführt haben, ist aber der Ab-

stimmbereich für optimale Ergebnisse leider nur sehr schmal. So ist es möglich – ja sogar wahrscheinlich, daß ein Tuner mittels der AFC auf ein Signal »verriegelt« wird, und die Abstimm-anzeige schon die richtige Sendereinstellung an-zeigt, wenn das Qualitätspotential bei weitem noch nicht ausgeschöpft ist. Zu-mindest für gehobene Ansprüche ist also auch dieses System noch zu ungenau.



Bild 1. Digital-Synthesizer-Tuner T-909 (Onkyo)

Quarzgenau abgestimmt mit dem Synthesizer-Tuner

Die Entwicklung führte schließlich zum Synthesizer-Tuner (Bild 1), einem techni-sch aufwendigen Verfahren. Bei die-sem Tuner wird die gewünschte Ab-stimmfrequenz durch das Teilen der Fre-quenz eines quarzstabilisierten Oszillat-tors im Raster der Sendefrequenz-abstände erzeugt. Aus der Genauigkeit und Stabilität der Oszillatorfrequenz folgt dann ein driftfreies »Verriegeln« auf den jeweils eingestellten Sender. Abstimm- und Sendefrequenz sind somit absolut synchron – unabhängig von den Be-triebsbedingungen.

Nun hat sich für europäische Verhält-nisse ein 50-kHz-Raster als zweckmäßig erwiesen. Von den insgesamt 313 Sen-destationen der Bundesrepublik ein-schließlich Westberlin haben 12 dieses

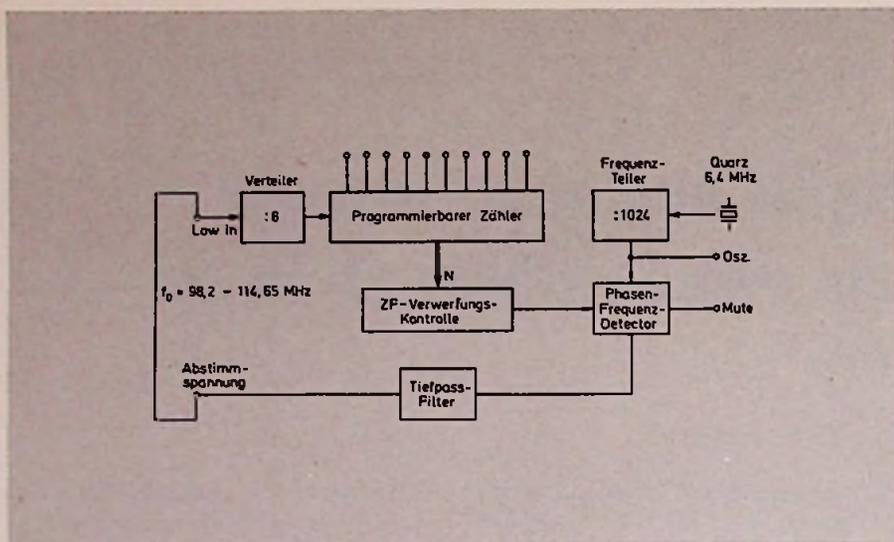


Bild 2. Blockschaltbild des Synthesizers

Raster; nur zwei Sender strahlen im 25-kHz-Raster – der Sender Blauen I mit 8,4 kW Strahlleistung und eine Station von Canadian Forces Network mit 0,05 kW. Deshalb arbeitet auch der Synthesizer-Tuner T-909 mit einem 50-kHz-Raster. Doch können bei genügender Breitbandigkeit der ZF-Durchlaßkurve und großer Flankensteilheit, das heißt guter Selektion, auch Sender im 25-kHz-Raster noch mit zufriedenstellender Qualität empfangen werden.

Die Technik des Digitalteils

Wie man es von einem qualitativ hochwertigen Tuner nicht anders erwartet, erfolgt auch beim T-909 die Frequenzanzeige in digitaler Form auf einem 7-Segment-Display. Zusätzlich leuchten bei jeder eingestellten Senderfrequenz auf einem »bit-display« maximal 10 LEDs in einer bestimmten Reihenfolge auf und zeigen so die Empfangsfrequenz im Dualsy-

stem an. Dieser optischen Anzeige entsprechend können nun auf dem (normalerweise verdeckten) Bedienfeld für einen der sieben Programmspeicher die Programmierschalter (DIP-switch) gesetzt werden. Durch das Anwenden dieser Technik weicht das Digitalteil etwas von der gewohnten Norm ab. Da die oben beschriebene Speicherung jedoch quasi-mechanisch vorgenommen wird, bleiben alle eingestellten Programm-Daten auch bei Stromausfall oder dem Abtrennen des Geräts vom Netz erhalten. Eine zusätzliche Batterie für die sonst üblichen flüchtigen Halbleiterspeicher erübrigt sich. Abgestimmt wird im 50-kHz-Raster durch Drücken der UP- oder DOWN-Taste oder – bei Dauerdruck – im schnellen Durchlauf. Nach genauer Senderabstimmung leuchtet dann die TUNED-Anzeige auf. Dieser Abstimmvorgang erfolgt durch das Ändern der einer Kapazitätsdiode zugeführten Spannung. Dazu wird in einer PLL-Schaltung (Bild 2) das heruntergeteilte Quarzoszillatorsignal und ein Referenzsignal dem Phasenvergleichsglied (phase frequency detector) zugeführt: Die so gewonnene Gleichspannung steuert die Kapazitätsdiode.

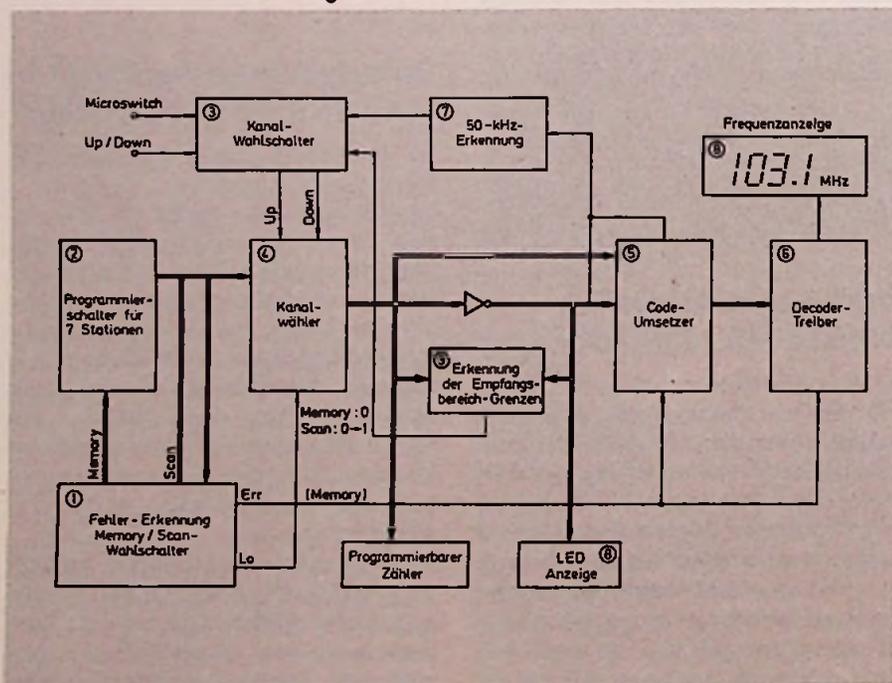
Die Bausteine des Digitalteils

1. Memory/scan-Wahlschalter und Fehler-Detector (Bild 3). Der Memory/scan-Wahlschalter enthält 7 Speichertasten und eine Taste (scan) für manuelles Abstimmen. Der Lo-Ausgang liegt bei memory-Betrieb auf logisch »0« und wechselt bei Handabstimmung auf »1«. Die Kennwerte der Abstimmfrequenz werden über eine Zeitkonstanzschaltung im Kanalwähler (4) gespeichert. Der Fehler-Detector wird aktiviert, wenn der in einem memory gesetzte Code nicht mit dem der Empfangsfrequenz übereinstimmt. Auf der Anzeige leuchtet dann ein »E« auf.

2. Memory-Schalter (DIP switch). In einem der sieben memories werden – dem Binärcode der Empfangsfrequenz und den damit aufleuchtenden Leuchtdioden entsprechend – die jeweiligen Schalter (DIP switch) gesetzt. Dadurch wird die zugehörige Frequenz vom memory abgerufen.

3. Kanal-Wahlschalter (channel selector control). Bei manueller Abstimmung

Bild 3. Blockschaltbild vom Digitalteil des Tuners



Max Winter ist Technischer Leiter bei der Onkyo Deutschland GmbH, Germering.

(Lo = »1«) erscheinen die Abstimmimpulse am Ausgang, so lange die UP- oder DOWN-Taste gedrückt wird. Bei Erreichen von $f_{max} = 103,95$ MHz oder von $f_{min} = 87,5$ MHz stoppt der Bandende-Detektor (band edge detector) die Weitergabe der Abstimmimpulse.

4. Kanalwähler (channel selector). Bei memory wird der Eingangscode bis zum Ausgang durchgeschaltet. In Stellung »scan« (manuelle Abstimmung) wird jedoch der Code der Empfangsfrequenz im memory gespeichert. Das Eingangssignal erscheint also am Ausgang, wenn Lo logisch »0« ist. Der durch das scan-Impulssignal vom Kanalwahlschalter im memory gespeicherte Code ändert dann die Oszillatorfrequenz durch Verzögerung oder Beschleunigung des Zählers, und zwar je scan-Impuls um 50 kHz.

5. Code-Umsetzer (code converter). Der Code am Ausgang des Kanalwählers wird auf die einzelnen Frequenzzeilen (100 MHz, 10 MHz, 1 MHz, 100 kHz) aufgeteilt und den betreffenden Dezimalzahlen entsprechend in binäre Signale umgewandelt.

6. Decoder-Treiber (decoder driver). In zwei BCD-Decodern wird der Binärcode umgesetzt, über eine Inverterschaltung ausgekoppelt und den 7-Segmentanzeigen zugeführt.

7. 50-kHz-Detektor. Im Gegensatz zum USA-Modell mit 200-kHz-Rasterabstand wurde für das europäische Modell diese Teilerschaltung (1:4) integriert.

8. LED-Anzeige (LED indicator). Der Ausgangscode des Kanalwählers (4) wird über eine Inverterschaltung der 10stufigen LED-Zeile zugeführt.

Anleitung für den Nachwuchs-Techniker

Methoden der dynamischen Fehlersuche

Teil 3

Günter E. Wegner, Hamburg

Für die Reparatur fehlerhafter Geräte gibt es in der Unterhaltungselektronik eine ganze Reihe von unterschiedlichen Möglichkeiten. Wie der Techniker dabei im einzelnen vorgeht, hängt zum großen Teil von seiner persönlichen Erfahrung ab und von dem Meßgerätepark, der ihm zur Verfügung steht. In jedem Fall wird er jedoch zunächst versuchen, nach einem möglichst rationellen Verfahren den Fehler schnell zu finden. Ein solches Verfahren ist die zwar schon lange bekannte, aber immer noch zu wenig verbreitete dynamische Fehlersuche durch Signalverfolgung und Signalzuführung. Der Autor, ein im Kundendienst tätiger erfahrener Werkstattmeister, beschreibt das Verfahren in dieser Serie für den Nachwuchs-Techniker.

Signalverfolgung mit dem Oszilloskop

Signalverfolgung mit dem Oszilloskop ist als eine besondere Art dieser Fehler-suchmethode anzusehen. Sie hat den Vorteil, daß das Signal gleichzeitig quantitativ und qualitativ untersucht werden kann. Nicht zuletzt liegt hierin der Grund, daß man beim Fernseh-Service ohne Oszilloskop kaum noch auskommt. Mit dem Oszilloskop kann das Signal ebenfalls von Stufe zu Stufe fortschreitend verfolgt werden; dabei lassen sich Form und Amplitude des Signals feststellen. Bei der Amplitude ist zu bedenken, daß auf dem Bildschirm der Spitze-Spitze-Wert U_{ss} abgebildet wird; die Impulsbilder in den Fernseh-Serviceunterlagen berücksichtigen das. Verwendet man das Oszilloskop bei der Fehlersuche in Rundfunkempfängern oder Verstärkern, dann kann eine Umrechnung auf den Effektivwert U_{eff} erforderlich werden. Für sinusförmige Spannung gilt:

$$U_{eff} = \frac{U_{ss}}{2,82}$$

oder

$$U_{ss} = U_{eff} \cdot 2,82.$$

Der Faktor 2,82 ergibt sich aus

$$2 \cdot \sqrt{2} = 2 \cdot 1,41,$$

denn die Spannung von Spitze zu Spitze ist gleich der doppelten Amplitude.

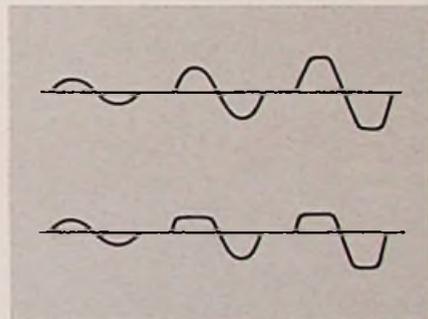


Bild 4. Überprüfen eines Verstärkers mit dem Oszilloskop (Blaupunkt)
Oben: guter Verstärker
Unten: schlechter Verstärker

Besonders im NF-Verstärker lassen sich auf einfache und zuverlässige Weise Übersteuerungserscheinungen feststellen, wie sie etwa durch einen falschen Arbeitspunkt auftreten können. Dazu legt man eine Sinusspannung an den Verstärkereingang; das Oszilloskop schließt man parallel zu den Lautsprechern an. Der Lautsprecherausgang selbst ist mit einem Ohmschen Ersatzwiderstand abzuschließen. Auf dem Bildschirm wird nun eine Sinuskurve sichtbar. Erhöht man die Ausgangsspannung des Sinusgenerators, entsteht bei einem bestimmten Wert eine symmetrische Begrenzung



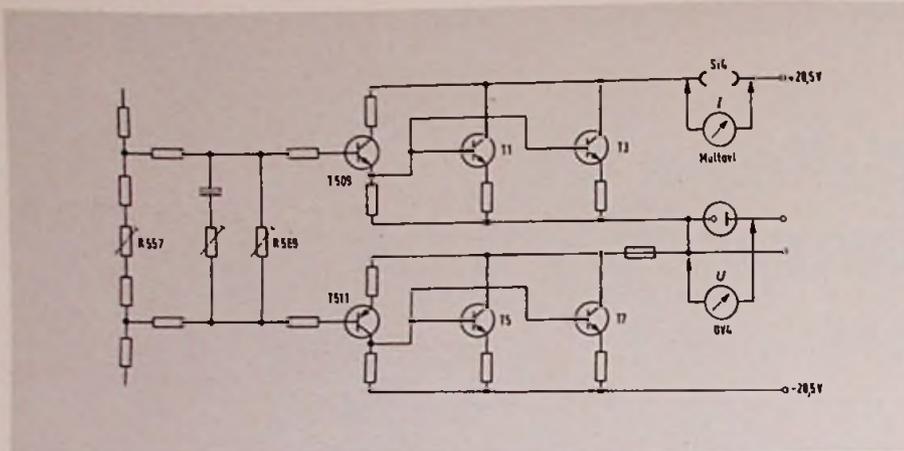


Bild 5. Ruhestrom- und Symmetrie-Einstellung einer Transistor-Endstufe (Grundrig)

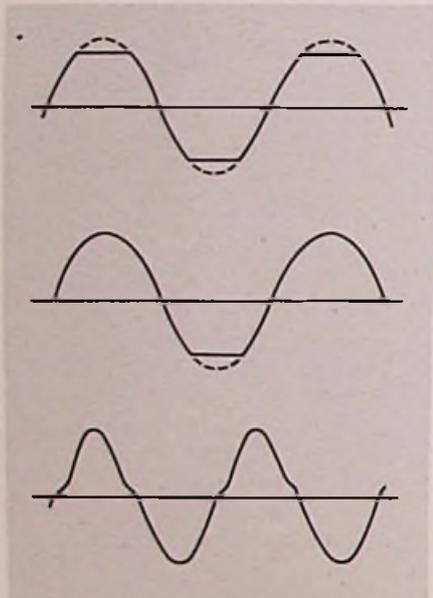


Bild 6. Untersuchung einer Endstufe mit dem Oszilloskop (Zeichnung: Verfasser)
 Oben: Gleichmäßige Begrenzung der Sinuskurve tritt auf, wenn die symmetrisch eingestellte Endstufe übersteuert ist.
 Mitte: Eine einseitige Begrenzung der Sinuskurve wird beobachtet, wenn ein Transistor schadhaft ist oder die Symmetrie nicht stimmt.
 Unten: Diese Verzerrung der Sinuskurve zeigt, daß die Ruhestrom-Einstellung der Endstufe nicht stimmt.

der Kurve (Bild 4). Wird die abgebildete Sinuskurve nur einseitig beschnitten, liegt der Verdacht auf eine fehlerhaft arbeitende Verstärkerstufe nahe. Diese läßt sich durch Abtasten der einzelnen Prüfpunkte schnell finden.

Nicht nur NF-Signale lassen sich mit dem Oszilloskop überprüfen, auch die Reinheit der Versorgungs-Gleichspannungen und damit die mögliche Ursache von Verkopplungen oder Netzbrummen ist mit dem Oszilloskop in einfacher Weise auffindbar.

Noch einmal: Prüfen der Endstufen

Voraussetzung für die einwandfreie Arbeitsweise von Leistungsendstufen ist die völlige Symmetrie. Für die heute üblichen Transistorendstufen erfordert dies ein sehr genaues Einstellen des Ruhestromes, sonst entstehen Verzerrungen. Die Einstellung des Ruhestromes ist in den Serviceunterlagen der Hersteller immer angegeben, und die entsprechenden Meßpunkte sind leicht zugänglich. Das Beispiel für eine solche Einstellung zeigt Bild 5. Die Ruhestromeinteilung geschieht ohne Ansteuerung des Verstärkers; der Lautstärkeneinsteller wird auf Null gedreht. Dann wird die Sicherung des jeweiligen Kanals (im Bild Si 4) herausgenommen und parallel zum Sicherungselement ein Milleamperemeter geschaltet – der Bereich ist in diesem Falle 60 mA. Mit dem Einsteller R 569 stellt man dann den Ruhestrom auf 50 mA \pm 5% ein. Danach Instrument wieder abklemmen, und Sicherung einsetzen. Zum Einstellen der Symmetrie wird ein Gleichspannungs-Voltmeter (im Bild UV 4) an die Lautsprecherbuchse geschaltet. Der Lautsprecher selbst oder die Belastungswiderstände sind abzuschalten. Das Voltmeter wird auf dem kleinsten Meßbereich eingestellt und mit dem Symmetrieeinsteller R 557 auf 0 V ge-

bracht. Vorteilhaft ist hierzu ein Meßwerk mit Nullpunkt in der Skalenmitte. Die genaue Einstellung der Endstufe läßt sich auch mit dem Oszilloskop überprüfen (Bild 6). Dazu wird an den Verstärkereingang eine Sinusspannung – Frequenz rd. 1 kHz – angelegt und das Sichtgerät an den Lautsprecherbuchsen – mit Ohmschem Abschluß – angeschlossen. Bei Erhöhung der Eingangsspannung muß die Sinuskurve auf beiden Seiten gleichmäßig begrenzt werden, wenn die Endstufe symmetrisch arbeitet. Im anderen Fall ist die Begrenzung nur einseitig, was neben einer Fehleinstellung auch durch einen schadhafte Transistor verursacht sein kann. Zeigt die Sinuskurve in der Nähe der Nulllinie einen Knick, ist der Ruhestrom falsch eingestellt.

Signalzuführung

Man kann nun auch den umgekehrten Weg beschreiten und dem zu untersuchenden Gerät ein Testsignal zuführen. Dies hat ebenfalls in umgekehrter Reihenfolge wie bei der Signalverfolgung zu geschehen: Etwa vom Empfänger Ausgang zum Eingang fortschreitend, werden den einzelnen Stufen oder Funktionsblöcken Signale zugeleitet, die der Empfänger von der Zuführungsstelle her verarbeiten und im Lautsprecher hörbar machen muß. Auch auf diese Art läßt sich schnell und sicher die Funktionseinheit auffinden, von der an das Gerät in Ordnung ist.

Mußte bei der Signalverfolgung das Prüfgerät – der Signalverfolger – in der Lage sein, das im zu untersuchenden Gerät angetastete Signal zu verarbeiten und anzuzeigen, so ist bei der Signalzuführung das Testsignal dem jeweiligen Funktionsblock anzupassen: Der HF-Vorstufe ist ein HF-Signal entsprechender Frequenz, dem ZF-Verstärker die Zwischenfrequenz und dem NF-Teil ein niederfrequentes Signal einzuspeisen. Das Ergebnis dieser Zuführung wird dann vom Empfänger durch den Lautsprecher oder dem Bildschirm angezeigt.

Die einfachste Form der Signalzuführung ist die im „Röhrenzeitalter“ oft geübte Fingerprobe. Hierbei berührt man nacheinander mit dem Finger oder der Schraubenzieherklinge die Steuergitter der Röhren, angefangen bei der Endstufe. Das dabei entstehende typische Brummen, Singen oder Knacken gibt Aufschluß darüber, ob beispielsweise der NF-Verstärker funktionsfähig ist. Diese Methode versagt allerdings weitgehend bei den niederohmigen Transistorschaltungen. (Wird fortgesetzt)

ZUHAUSE TESTEN

Coral CX 79

von osawa-hifi

**Wir scheuen keinen
Vergleich**

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

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

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



Elektroakustik

Die hohe Kunst der richtigen Mikrofon-Aufstellung

Ing. Georg Geisler, Warschau

Für eine gelungene Tonaufnahme muß man bei der Wahl des Mikrofonstandortes schon einige Sorgfalt walten lassen. Schnell sind hier Fehler gemacht, und nur selten hat man die Möglichkeit eine verpatzte Aufnahme zu verbessern. Die Schwierigkeiten nehmen mit der Zahl der Mikrofone zu und erreichen ihren Höhepunkt, wenn einzelne Mikrofon-signale untereinander gemischt werden. Der Autor weiß aus langjähriger Rundfunkpraxis wo hier Gefahren lauern, beschreibt in diesem Beitrag ihr Zustandekommen und gibt auch Tips wie man sie meistern kann.

Wird bei einer Schallaufnahme das menschliche Gehör von einem Mikrofon ersetzt, so entspricht der bestmögliche Aufstellungsort für das Mikrofon nicht dem Standort, wo der Zuhörer den optimalen Eindruck hat. Schuld daran sind die besonderen Eigenschaften unseres Gehörs, die man mit frei aufgestellten Mikrofonen nicht erreichen kann.

Eine Schallquelle – und die Probleme halten sich in Grenzen

Jedes Schallereignis, das in einem geschlossenen Raum stattfindet, hat Reflexionen zur Folge, die zusammen mit dem Direktschall ein diffuses akustisches Feld aufbauen. Abhängig von der Raumgestaltung ist die Energiedichte dieses Feldes mehr oder weniger gleichmäßig verteilt. Ein Tontechniker muß nun aber zumindest annähernd über die Energieverteilung Bescheid wissen, wenn er bei der Aufnahme keine unangenehmen Überraschungen erleben möchte. Deshalb definierte man den »kritischen Radius«. Das ist die Entfernung von einer Schallquelle, bei der die Energiedichte des Direktschalls den gleichen Wert hat wie die Energiedichte aller Reflexionen.

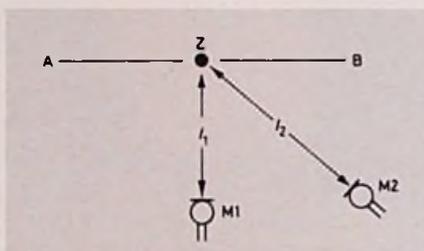


Bild 1. Erfüllt die Differenz der Weglängen l_1 und l_2 bestimmte Voraussetzungen, dann sind die Signale der Mikrofone, die von der Schallquelle Z hervorgerufen werden, gegenphasig

Entfernt man ein Mikrofon aus der unmittelbaren Nähe einer Schallquelle – bleibt dabei aber noch innerhalb des kritischen Radiuses, dann fällt der auf die Membrane wirkende Schalldruck ungefähr proportional zur Entfernung ab. Mit dem Überschreiten des kritischen Radiuses hört dieser Abfall des Schalldrucks auf, weil die Energiedichte im akustischen Feld infolge der Reflexionen gleich bleibt. Je größer der Abstand des Mikrofons zur Schallquelle ist, desto größer ist also der Einfluß der Reflexionen auf das Mikrofon. Auch die Luftdämpfung wird dann stärker wirksam, was man an einem Höhenabfall oder einer Klangfarbenänderung erkennt.

Bei mehreren Schallquellen ist man mit dem Latein schnell am Ende

Viel häufiger als mit einer, hat man es bei der Aufnahme mit mehreren Schallquellen zu tun. Jede einzelne Schallquelle sollte dann am Aufstellungsort des Mikrofons das gleiche Verhältnis vom Direktschall zu den Reflexionen erzeugen. Das heißt aber, daß die Aufstellung des Mikrofons am kritischen Radius einer Schallquelle zur Folge hat, daß auch die anderen Schallquellen an ihrem jeweiligen kri-

tischen Radius aufgestellt werden müssen. Andernfalls entsteht beim Zuhörer der Eindruck, als ob einzelne Schallquellen in anderen Räumen aufgenommen wurden, weil deren Verhältnis vom Direktschall zu den Reflexionen, nicht das der übrigen Schallquellen ist.

Die beschriebene Aufstellung des Mikrofons hat jedoch auch ihre Tücken, und zwar dann, wenn die kritischen Radien der Schallquellen gleich groß sind, so daß auch die Entfernung des Mikrofons zu den einzelnen Schallquellen gleich groß wird. In diesem Fall erzielt man nur ein »flaches« Klangbild, weil der Schall von jeder Quelle das Mikrofon in der gleichen Zeit erreicht. Die »Tiefe« des Schallbildes wird also erheblich verfälscht, und abgesehen davon geben nicht alle Quellen den Schall in gleicher Stärke ab, was zu ungünstigen Verhältnissen der einzelnen Schalldrücke an der Membrane des Mikrofons führt. Jetzt sind es schon drei Bedingungen, die man an den Aufstellungsort des Mikrofons knüpft:

- Gleiche, oder zumindest annähernd gleiche Verhältnisse des Direktschalls zu den Reflexionen für jede einzelne Schallquelle,
- die erwünschte »Tiefe« des Schallbildes soll erhalten bleiben,
- die erwünschten Verhältnisse des Schalldrucks einzelner Schallquellen dürfen nicht gestört werden.

Alle diese Bedingungen gleichzeitig zu erfüllen ist zwar möglich, aber leider nur in der grauen Theorie. In der Praxis ist ein solches Unterfangen sehr schwierig zu verwirklichen und wenn überhaupt, oft nur durch einen Zufall von Erfolg gekrönt. Die Umstände sind aber auch widrig: Möchte man zum Beispiel eine Aufnahme mit einem Symphonieorchester machen, müssen alle Instrumentengruppen oder sogar einzelne Instrumentalisten so umgestellt werden, daß die richtige wünschenswerte Ausführung des Musikwerkes einfach unmöglich wäre. Für einen

Instrumentalisten ist es nämlich nicht gleichgültig, von welcher Seite und aus welcher Entfernung er seinen Nachbarn hört! Außerdem – Musikliebhaber werden hier beipflichten – verlangt jede Bearbeitung eines Musikstückes eine andere Aufstellung der Ausführenden, wovon bei der geforderten Mikrofonaufstellung aber keine Rede sein kann.

Auch das noch – mehrere Mikrofone!

Übrigbleibt noch der Fall, wo man einige Schallquellen mit mehreren Mikrofonen aufnehmen möchte. Hier wird das Ganze noch komplizierter, denn alle zuvor genannten Bedingungen für ein Mikrofon gelten nun gleichzeitig für alle Mikrofone. Erschwerend kommt hinzu, daß jetzt Laufzeitunterschiede der einzelnen Schallwellen zu den Mikrofonen auftreten können, was bei der Summenbildung der Mikrofonsignale aber unbedingt zu vermeiden ist.

Als Ausweg bietet sich ein Aufstellen der Mikrofone in einer Entfernung an, die viel kleiner als die kritischen Radien ist, also möglichst nahe den Schallquellen. Man verzichtet dann freilich auf den Raumeindruck und verliert auch an Schallbildtiefe, wird aber von den akustischen Eigenschaften des Aufnahmeortes und von Laufzeitunterschieden unabhängig. Der Verzicht auf die genannten Eigenschaften ist allerdings nur scheinbar, weil sie sich durch Verzögerungseinheiten und künstlichen Nachhall wiedergewinnen lassen – und das sogar sehr gut. Hier hat man auf technischem Wege viel mehr Möglichkeiten auch Klangeffekte zu produzieren, als dies unter natürlichen Bedingungen gegeben ist.

Laufzeitunterschiede sind nicht zu unterschätzen

Gäbe es sie nicht, die Laufzeitunterschiede, hätte ein Mensch erhebliche Schwierigkeiten beim Orten von Schallquellen. Sie enthalten nämlich eine Richtungsinformation, die vom Gehirn ausgewertet wird und den Menschen befähigt, auch bei kurzzeitigen Schallereignissen (Knall) den Standort der verursachenden Quelle zu bestimmen. Wenig beliebt sind Laufzeitunterschiede hingegen beim Tontechniker, dem sie, wie schon erwähnt, die richtige Aufnahme und Übertragung eines Schallereignisses erschweren. Ein Beispiel soll das verdeutlichen.

In einem schalltoten Raum sei eine punktförmige Schallquelle Z vorhanden, vor der im Abstand l_1 ein Mikrofon M1 und

im Abstand l_2 ein Mikrofon M2 aufgestellt ist (Bild 1). Gibt nun die Quelle einen Ton bestimmter Frequenz ab, kann man an den Anschlüssen der Mikrofone eine Spannung messen. Ist außerdem der Abstand der Mikrofone von der Schallquelle gleich der halben Wellenlänge des ausgesandten Tones, oder ist der Abstand ein ungeradzahliges Vielfaches davon, dann sind die beiden Mikrofonsignale gegenphasig und haben addiert den Wert Null:

$$l_2 - l_1 = (2n - 1) \frac{\lambda}{2}$$

$$n = 1, 2, 3 \dots$$

$$u_{M1} = -u_{M2}$$

$$u_{M1} + u_{M2} = 0$$

Die Summe der Mikrofonsignale ist allerdings nur dann Null, wenn beide Spannungen den gleichen Wert haben. Addiert man aber solche Spannungen, zum Beispiel auf der Sammelschiene eines Regietisches, so löschen sie sich gegenseitig aus. Käme von der Quelle Z Musik, würden alle Spektralanteile, die der Bedingung der Wellenlänge entsprächen, im Summensignal fehlen!

Da in der Praxis die angenommenen idealen Voraussetzungen (Fehlen von Reflexionen, Punktschallquelle) kaum vorkommen dürften, werden die betroffenen Anteile des Summensignals nicht vollständig ausgelöscht, sondern mehr oder weniger stark abgeschwächt.

Frequenzunabhängig wird der Auslöschungseffekt, wenn sich die Schallquelle Z auf der Achse A-B bewegt. Dann schwankt auch die Differenz der Weglängen $l_2 - l_1$, so daß ein Abschwächen einzelner Signalelemente bei allen möglichen Frequenzen auftritt.

Was geschieht aber, wenn statt einer Schallquelle zwei aufzunehmen sind? Diesen Fall zeigt Bild 2, wobei angenommen ist, daß von der Quelle Z1 die Bedingung

$$l_2 - l_1 = \frac{\lambda}{2}$$

erfüllt wird, nicht dagegen von der Quelle Z2, die ein Signal mit anderer Frequenz abgibt. Die Lautstärke beider Schallquellen sei gleich groß. Bildet man nun das Summensignal, werden alle Signalanteile, die von der Quelle Z1 stammen, abgeschwächt. Ein vollständiges Auslöschen wäre erst dann zu befürchten, wenn das Mikrofon M2 empfindlicher als das Mikrofon M1 ist, so daß die unterschiedliche Weglänge kompensiert wird, was gleich große Spannungswerte zur Folge hätte.

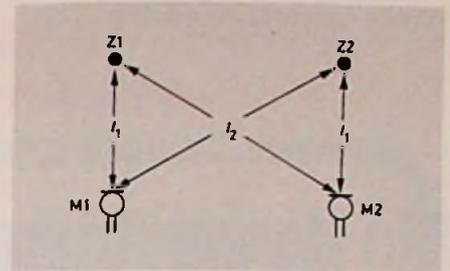


Bild 2. Will man die Schallquellen Z1 und Z2 mit zwei Mikrofonen aufnehmen, dann sollte der Abstand l_1 möglichst klein sein.

Solange beide Schallquellen verschiedene aber in der Frequenz konstante Töne aussenden, kann man das Abschwächen verhindern, indem die Empfindlichkeit von M1 vergrößert wird (Richtmikrofon), oder die von M2 verringert wird.

Der komplizierte Charakter von Musiksignalen schließt diesen Weg jedoch aus. Hier gibt es andere Möglichkeiten, die Schwierigkeiten zu umgehen: Entweder vergrößert man den Abstand beider Schallquellen und Mikrofone, das heißt, den Weg l_2 , hält aber den Weg l_1 bei, oder man nähert die Mikrofone den Schallquellen (l_1 wird kleiner) und hält dafür den Weg l_2 bei. Ein großer Abstand zwischen den Schallquellen ist aber oft unerwünscht, da die ausführenden Musiker sich bei der Aufnahme gut sehen und hören müssen. Andernfalls könnte die künstlerische Qualität der Aufführung darunter leiden. Für die gestellte Aufgabe ist also die zweite Möglichkeit, das Verkleinern der Abstände zwischen den Mikrofonen und Schallquellen, besser geeignet. Dieser Ausweg erlaubt es zudem, unerwünschte Raumeinflüsse und Laufzeitunterschiede bei der Aufnahme auszuschließen.

Ende gut – alles gut

Will man bei einer Aufnahme einzelne Schallquellen akustisch voneinander trennen, dann ist der einfachste Weg der, die Mikrofone möglichst nahe den Schallquellen aufzustellen. Auf diese Weise hat man die Gewißheit, daß störende Einflüsse des Aufnahmeortes und Laufzeitunterschiede eine ansonsten gelungene Aufnahme nicht verderben können. Das, was dabei verlorengeht, also der Raumeindruck und die Schallbildtiefe, läßt sich mit den heutigen technischen Hilfsmitteln, wie künstlicher Nachhall und Signalverzögerung auf rein elektrischem Wege einfach wiedergewinnen. Die Klarheit oder die Klangfarbe des Schallbildes leidet darunter nicht.

Infrarot-Übertragungssystem IR-60

Ein Vorverstärker mit 80 dB Regelumfang

Dipl.-Ing. Josef Fenk, München

Mit der integrierten Schaltung TDA 4050 von Siemens ist ein geregelter Verstärker hoher Empfindlichkeit für vielseitige Anwendungen bis 100 kHz verfügbar. In diesem Beitrag werden die Eigenschaften beschrieben, die der IC in dem PCM-Infrarot-Übertragungssystem IR-60 hat, doch kann man ihn ebenso gut auch für Mikrofonverstärker, Leitungssuchgeräte, Zeitzeichenempfänger und Infrarotlichtschranken großer Reichweite benutzen.

Von modernen Rundfunk- und Fernsehgeräten werden an die Fernsteuersysteme hohe Anforderungen bezüglich der nutzbaren Reichweite, Störsicherheit und Zuverlässigkeit gestellt. Das IR-60-Infrarot-System von Siemens erfüllt diese Anforderungen nicht zuletzt durch einen hochwertigen Vorverstärker, der neben dem Schaltkreis TDA 4050 nur wenige zusätzliche Bauelemente benötigt.

Eigenschaften des Vorverstärkers

Wegen der Gesetzmäßigkeit, daß die abgestrahlte Infrarotenergie quadratisch mit der Entfernung abnimmt, muß bei einer geforderten Übertragungsentfernung von 0 m bis mindestens 20 m mit starken Amplituden-Schwankungen des empfangenen Signals gerechnet werden. Die Amplitudenwerte können sich um den Faktor 10^5 unterscheiden und sind von dem IC TDA 4050 trotzdem einwandfrei zu verarbeiten. Signale, über $U_{ess} = 1$ V, werden auf diesen Wert am Eingang der integrierten Schaltung geklippt; für Eingangssignale $U_{ess} \leq 1$ V ist eine Rege-

lung mit 80 dB Regelumfang wirksam. Diese Regelung wurde mit 2,5 ms Einschwingzeitkonstante so »schnell« bemessen, daß bereits das erste Bit richtig übertragen wird (über die Codierung beim IR-60-System wurde in der Funktechnik Nr. 19/1978 S. F & E 196 ausführlich berichtet).

Damit auch die folgenden Bits noch den eingeschwungenen Regelzustand vorfinden, wurde die 300fache Entladezeit gewählt. Die Empfindlichkeit der integrierten Schaltung ist mit der weiter hinten angegebenen Beschaltung so groß, daß ohne wesentliches Umlicht ein Signal mit einer Leistungsdichte von rd. 1 nW/mm^2 (2 Sendedioden LD 271 in etwa 20 m Entfernung) noch einwandfrei erkannt wird. Bei einer zusätzlichen Beleuchtung mit 1000 Lux aus 2 Meter Abstand ist die Reichweite des Übertragungssystems noch mehr als 50% dieses Wertes.

Das Infrarotsignal wird mit einer Trägerfrequenz von 31,25 kHz bei einem Tastverhältnis von $v = 0,25$ gesendet. Damit wählte man einen guten Kompromiß zwischen einem verhältnismäßig hohen Grundwellenanteil des Sendesignals

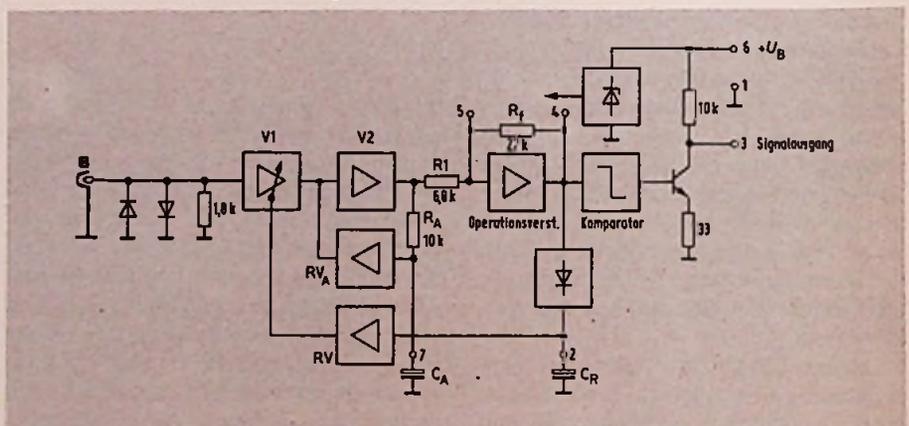
(Bedingung für einen guten Signal-Rausch-Abstand) und einem geringen Stromverbrauch des Senders. Die Bandbreite des Vorverstärkers ermöglicht mit rd. 4 kHz einerseits eine gute Vorselektion gegenüber Störungen und andererseits eine verzerrungsarme Verstärkung der getasteten Trägerfrequenz.

Signalverarbeitung im IC

Die integrierte Schaltung TDA 4050 (Bild 1) erhält das IR-Signal über den Anschluß 8. Durch die erste Verstärkerstufe V1 wird es um rd. 30 dB verstärkt und unterliegt einer zweistufigen Regelung mit einem Gesamtregelumfang von 80 dB. Bei einer Quellenimpedanz des am Anschluß 8 wirksamen Generators von $R_g > 0,3 \text{ k}\Omega$ wird intern eine Begrenzung vorgenommen, so daß das Eingangssignal auf den Wert $U_{ess} = 1$ V geklippt wird.

Die zweite Verstärkerstufe V2 hat eine konstante Verstärkung von rd. 35 dB. Das Ausgangssignal dieser Stufe wird über den Widerstand R_A und den Kondensator C_A gesiebt, so daß die resultierende Gleichspannung (Mittelwert) den Ar-

Bild 1. Blockschaltbild des integrierten Vorverstärkers TDA 4050



Dipl.-Ing. Josef Fenk arbeitet bei der Firma Siemens an der Entwicklung integrierter Schaltkreise für die Unterhaltungselektronik.

Funktionsbeschreibung

beispunkt-Regelverstärker RV_A ansteuern kann. Der minimale Wert von C_A errechnet sich aus der vorgegebenen Gesamtverstärkung der beiden Verstärkerstufen V_1 und V_2 , dem Widerstand R_A und der Nutzfrequenz f_N zu:

$$C_{Amin} = \frac{V_{ges}}{R_A \cdot 2\pi \cdot f_N};$$

mit $V_{ges} = V_1 + V_2 = 65 \text{ dB} = 1778$,

$R_A = 10 \text{ k}\Omega$ und

$f_N = 31,25 \text{ kHz}$ folgt

$C_{Amin} = 0,9 \mu\text{F}$.

Vom Ausgang der zweiten Verstärkerstufe gelangt das Signal über den Widerstand R_1 zum invertierenden Eingang des Operationsverstärkers (Pin 5), der über R_1 eine interne Rückführung hat, womit die Grundverstärkung $v_u = R_1/R_1$ von 12 dB vorgegeben ist. Der invertierende Eingang und der Ausgang sind an die Anschlüsse 4 und 5 herausgeführt, so daß durch eine zusätzliche Beschaltung ein frequenzabhängiger Verlauf der Verstärkung eingestellt werden kann; zum Beispiel durch das Beschalten mit einem Doppel-T-Glied oder einem Parallelresonanzkreis. Man erhält damit ein aktives Filter.

Das Signal am Anschluß 4 steuert einen Komparator, der beim halben Amplitudenwert des geregelten Signals anspricht und dessen Ausgang zwischen 0V und $+U_B$ umschaltet. Vom gleichen Anschluß 4 wird über eine PNP-Differenzstufe das Signal abgegriffen und die Amplitude mit einem Referenzwert verglichen. Wird der Referenzwert überschritten, dann liefert Anschluß 2 einen Ladestrom von 1mA. Durch den Kondensator C_R am »Regelpunkt«-Anschluß 2 werden die Ladeimpulse gesiebt, und es stellt sich an ihm eine dem Regelzustand proportionale Spannung ein. Der Wert des Kondensators errechnet sich zu

$$C_R = 0,8 \frac{A}{V} \cdot t_R$$

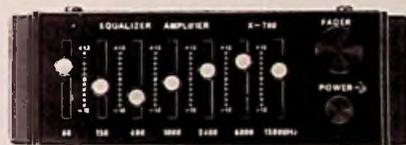
C_R in μF , Regelzeitkonstante t_R in ms.
Die Entladezeit ergibt sich zu

$$t_e = 0,33 \frac{V}{A} \cdot C_R$$

t_e in s, C_R in μF .

Die Entladung des Kondensators nimmt eine interne Stromquelle mit einem Entladestrom von $2 \mu\text{A}$ vor. Am Anschluß 2 liegt noch der Eingang des Regelverstärkers, der das Signal für die zweistufige

BERU- Kompaktprogramm Der gute Ton im Auto



BERU  Der gute Ton
im Auto

Der gute Ruf unserer Funkentstörmittel ist uns Richtschnur für die Qualität des BERU Autoradio-Programms.

Kompaktprogramm heißt:

- das gängigste Modell Autoradio mit Cassette, Booster und Graphic Equalizer
- Zubehör: Lautsprecher, Antennen
- Konzentration Ihrer Verkaufsorganisation auf wenige marktgängige Erzeugnisse
- Kostenersparnis durch vereinfachte Lagerhaltung



BERU Ludwigsburg
Partner des Fachhandels

5 B 79/B

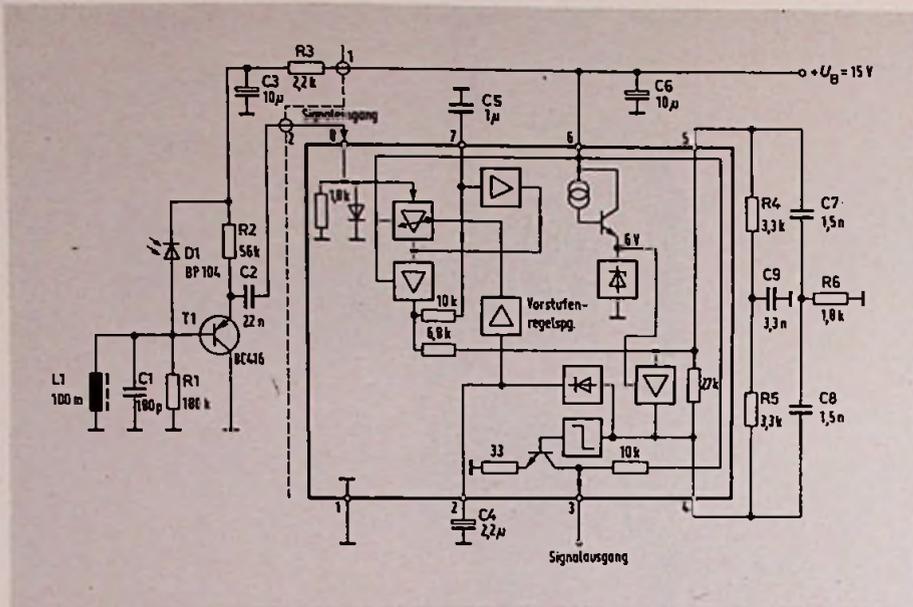


Bild 2. Anwendungsschaltung des ICs TDA 4050. Infrarotlicht-Empfänger mit Emitterfolger als Trennstufe

Verstärkungsregelung der Eingangsstufe aufbereitet.

Schaltungsbeschreibung

In Serie zu der IR-Diode D1 (Bild 2) liegt ein auf die Nutzfrequenz 31,25 kHz abgestimmter Resonanzkreis mit C1, L1 und einem resultierenden Resonanzwiderstand von etwa 150 kΩ. Die Bedämpfung erfolgt durch den Widerstand R1 und den Eingangswiderstand des Transistors T1. Dieser Transistor sorgt für die Entkopplung des Resonanzkreises vom Eingang der integrierten Schaltung.

Um ein Schwingen der hochverstärkten integrierten Schaltung (Verstärkung $v_{B/3} \approx 100$ dB) zu vermeiden, ist eine Selektion zwischen den Anschlüssen 4 und 5 unbedingt erforderlich. In der Anwen-

dungsschaltung geschieht das mit dem Doppel-T-Glied R4...R6 und C7...C9. Dabei gelten für die Nullfrequenz des T-Gliedes die bekannten Formeln:

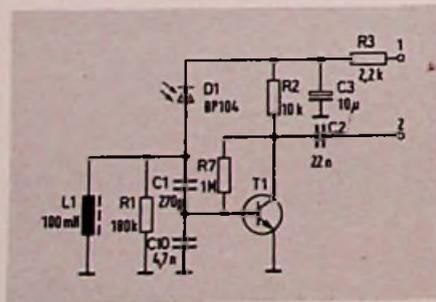
$$f_0 = \frac{1}{2\pi R6 \cdot C9}$$

und

$$R4 = R5 = 2 \cdot R6; C7 = C8 = \frac{1}{2} \cdot C9.$$

Außerdem ist auf sehr gute Masseverbindung besonders am Anschluß 1 zu achten, da bereits Serienwiderstände mit Werten über 100 mΩ zu unerwünschten Verkopplungen führen. Die Spannungsversorgung der Vorstufe ist durch den Widerstand R3 und den Kondensator C3 von +UB ausreichend entkoppelt.

Bild 3. Mit dieser Trenn- und Vorverstärkerstufe erhöht sich die Reichweite der IR-Licht-Übertragung auf 35 m



Wenn der Infrarot-Sender mit zwei Sendediodeen LD 271 strahlt, erzielt man mit dieser Schaltung bei geringem Umlichtanteil (unter 100 Lux) Reichweiten über 20 m. Ein zusätzliches Bündeln des IR-Lichtes vor der Sende- und Empfangsdiode ist dabei nicht notwendig. Die Empfindlichkeit läßt sich noch deutlich steigern, wenn man eine Eingangsschaltung nach Bild 3 verwendet. Für den Transistor T1 wird ein rauscharmer Typ (BC 414 C) empfohlen, und da die Verstärkung dieser Stufe rd. 20 dB beträgt, erhöht sich die Reichweite auf 35 m.

Neue Meßgeräte

Universalzähler als Bausatz

Die Firma Spezial Electronic, München-Bückerberg, bietet einen 8stelligen Zählerbausatz unter der Bezeichnung FU 7226B an. Dieser Bausatz enthält alle Teile und das Gehäuse eines eigenständig funktionsfähigen Zählers für eine maximale Eingangsfrequenz von 40 MHz. Kern des Bausatzes ist der neue Zählerbaustein ICM 7226A von Intersil. Zur Verfügung stehen die Meßfunktionen: Frequenz, Frequenzverhältnis, Ereignisse, Periodendauer und Pulslänge. Die Schaltung wird auf zwei Leiterplatten aufgebaut, die auch die Anzeige aufnehmen. Alle zur Beschaltung des ICM 7226A notwendigen Bauelemente sind in dem Bausatz enthalten. Das sind TTL-Schaltkreise, Schottky- und Low-Po-



Zählerbausatz FU 7226B fertig aufgebaut (Spezial Electronic)

wer-Schottky- sowie diverse CMOS-Schaltkreise, ein 10 MHz-Quarz, 8 Stück LED-7-Segment Anzeigen, Schalter, BNC-Buchsen und die für ein Netzteil notwendigen Komponenten wie Transformator, Gleichrichter, Siebkondensator und Spannungsregler. Der Zähler hat zwei Eingangskanäle für TTL-Eingangspegel und wird in ein formschönes Gehäuse eingebaut. Der Preis des Bausatzes ist 222 DM netto bei Abnahme von 1-24 Stück.

FT-Lehrgang für Radio- und Fernstechniker

Einführung in die Digitaltechnik

5. Folge

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

9.3. CMOS-Schaltungstechnik

In Bild 9.3.1. finden wir die Innenschaltung eines NAND-Gliedes mit zwei Eingängen A und B. Sofern die CMOS-Schaltungen mit TTL-Schaltungen pin-kompatibel sind, benutzt man die gleiche Kennzeichnungsnummer und fügt nur in der Mitte ein großes C hinzu. Die Schaltung besteht im einfachsten Fall nur aus vier MOS-Transistoren, von denen zwei P-leitend und zwei N-leitend sind. Beide N-leitenden Transistoren liegen in Reihe und sind erst dann leitend, wenn an dem betreffenden Gate H-Pegel anliegt. Da sie hintereinander geschaltet sind, wird also der Ausgang nur dann auf L-Pegel gehen, wenn beide Transistoren leitend sind. Bei den oberen P-leitenden Transistoren ist es genau umgekehrt: Sie sind parallel geschaltet und werden nur leitend, wenn ihr Gate-Signal „L“ ist. Im Falle, daß beide Eingänge (Gates) L-Signal führen, entsteht also eine elektrische Parallelschaltung der beiden oberen Stromwege. Ist nur einer der beiden Eingänge auf „L“, so leitet einer der beiden Transistoren. Führen beide Eingänge H-Pegel – jetzt sind die beiden in Reihe geschalteten unteren N-Kanal-Transistoren leitend – sind die oberen beiden

Transistoren gesperrt, so daß kein Querstrom fließen kann.

Das Ansteuern der MOS-Transistoren ist ähnlich wie bei einer Röhre leistungslos, und wenn an den Ausgang dieses Gatters nun weitere CMOS-Glieder angeschaltet werden, arbeitet die ganze Schaltungsanordnung sehr stromsparend. Strom fließt nur während des Umschaltens zum Umladen der Eigenkapazitäten.

Bild 9.3.2. zeigt die Eingangs-Ausgangskennlinie eines CMOS-Gatters. Sie ist stark von der angelegten Speisespannung abhängig, dagegen ist die Temperaturabhängigkeit nur sehr gering.

9.4. Störsicherheit

Aus den drei zuvor gezeigten Kennlinienfeld in den Bildern 9.1.2., 9.2.2. und 9.3.2. erkennen wir, daß digitale Schaltkreise um so störsicherer arbeiten, je kleiner das an den Eingang angelegte L-Signal oder je größer das an den Eingang angelegte H-Signal ist. Dann ist nämlich der Spielraum für Störungen am größten.

Betrachten wir noch einmal das Kennlinienfeld in Bild 9.1.2., und zwar zunächst mit dem Parameter -55°C . Nehmen wir einmal an, zwei NAND-Glieder wären hintereinander geschaltet, und vom vorderen Schaltkreis wird ein L-Signal gesendet, genau mit dem Pegel 0,4 V. Zunächst ist bis zum Wert 0,8 V garantiert, daß dieses Signal als L-Signal erkannt wird, und der Ausgang bleibt auf „H“. Wie sieht es aber in der Praxis aus? Nehmen wir an, dem Signal mit 0,4 V sind Störspitzen von 1 V überlagert, so daß am Eingang des zweiten Gatters die Spannung zwischen 0,4 V und 1,4 V schwankt. Bis dahin würde am Ausgang immer noch ein H-Signal von mehr als 2,4 V stehen; die Störung hätte also keinen Einfluß. Hat die überlagerte Störspannung jedoch den Wert 1,2 V, dann ergibt das zusammen

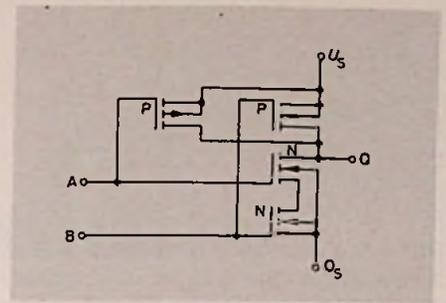


Bild 9.3.1. Schaltung des NAND-Gliedes 74 C 00

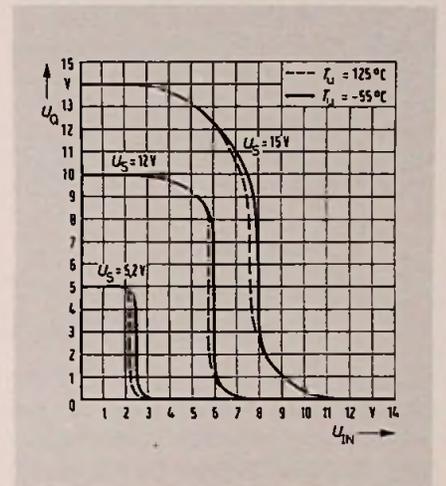


Bild 9.3.2. Übertragungskennlinie eines CMOS-Gatters

mit den 0,4 V Grundpegel eine Spitzenamplitude von 1,6 V. Hier sehen wir deutlich, daß diese Störspannungsspitze ein L-Signal am Ausgang auslösen würde, also das richtige Signal verfälscht. Die Kennlinie von -55°C ist aber der günstigste Fall, der beim Übergang von L- auf H-Pegel auftritt. Wesentlich ungünstiger sieht die Sache bei einer Umgebungstemperatur von $+125^\circ\text{C}$ aus. Dann würde nämlich schon eine überlagerte Störspannung von 0,6 V, das gibt zusammen mit dem Grundpegel 0,4 V eine Spitzenamplitude von 1 V, das Ausgangssignal verfälschen. Bild 9.4. zeigt die Abhängigkeit der zulässigen Störspannung bei den verschiedenen Umgebungstemperaturen (nur für TTL-Bausteine gültig).

Anders verhält sich die Störsicherheit bei H-Signalen. Gehen wir jetzt davon aus, daß am Ausgang des vorderen Gliedes ein H-Signal von 2,4 V angeboten wird, so erfolgt ein Umklappen des Ausganges bei tiefen Temperaturen viel eher, als bei hohen Temperaturen. Bei Umgebungstemperaturen

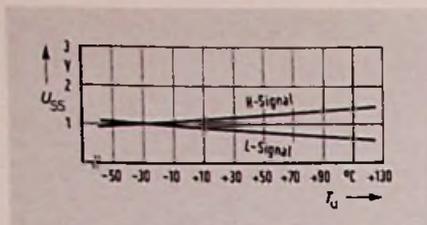


Bild 9.4. Zulässige Spitze-Spitze-Werte für die Störspannung U_{ss} in Abhängigkeit von der Umgebungstemperatur

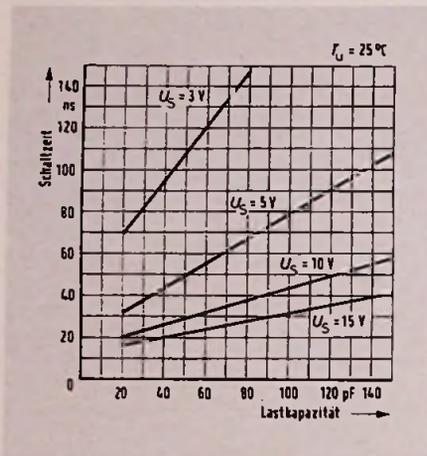


Bild 9.5. Bei CMOS-Gattern ist die Schaltzeit bei konstanter Lastkapazität stark von der Betriebsspannung U_s abhängig

temperaturen von $-55\text{ }^\circ\text{C}$ würde bereits eine überlagerte Störspitze von 1 V genügen, um am Ausgang den falschen Pegel hervorzurufen. Bei $+125\text{ }^\circ\text{C}$ könnte die Störspitze 1,5 V betragen. Auch diese Kennlinie ist in Bild 9.4. eingezeichnet. Wie kann man nun im praktischen Betrieb gegen Störungen vorgehen? Wird die volle Schaltgeschwindigkeit benötigt, dann hilft nur, durch entsprechenden Aufbau das Einstrahlen von Störungen und die Übertragung von Störungen über die Speisespannung zu verhindern. Sind längere Leitungen nicht zu umgehen, müssen diese abgeschirmt werden. Verzichtet man auf die schnellen Schaltzeiten, so kann man durch ein Integrationsglied höherfrequente Störungen dämpfen, muß dann aber als Eingangsglied ein Gatter mit Schmitt-Trigger-Eigenschaften vorsehen. In einem späteren Abschnitt werden wir auf Schmitt-Trigger-Gatter noch ausführlich eingehen. Wie wir den Übertragungskennlinien von CMOS-Gattern in Bild 9.3.2. entnehmen können, sind diese störfester als TTL-Schaltungen, weil keine so große Tempe-

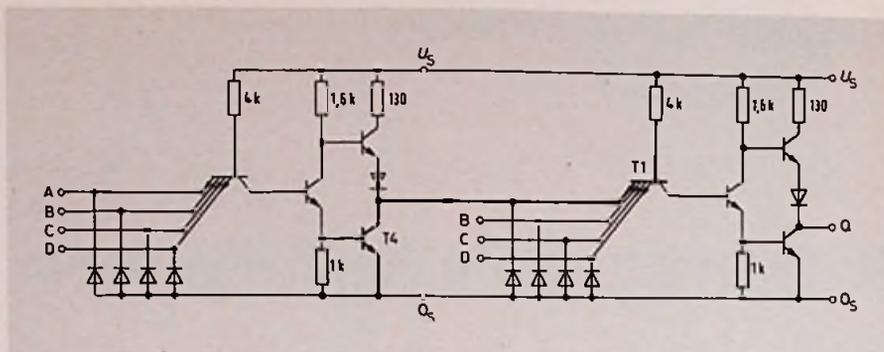


Bild 9.6. Stromfluß beim Zusammenschalten zweier TTL-Gatter, wenn der Übergabepiegel „L“ ist

raturabhängigkeit vorhanden ist, die Kennlinien erst bei 2 V umklappen und der H-Pegel nahezu gleich der Speisespannung ist. Auch besteht bei CMOS-Schaltkreisen die Möglichkeit, die Störfestigkeit durch Erhöhen der Speisespannung zu vergrößern.

9.5. Betriebsspannungsbereich

Für TTL- und TTL-LS-Schaltungen ist eine Speisespannung von $5\text{ V} \pm 0,25\text{ V}$ vorgeschrieben. Obwohl diese Schaltungen meist noch bei 4,5 V funktionieren und bei 6 V noch nicht zerstört werden, ist es aber trotzdem ratsam, die 5 V mit der angegebenen Toleranz einzuhalten, um sich jeden Kummer zu ersparen. Für CMOS-Schaltkreise ist eine Betriebsspannung von 3 V bis 15 V zugelassen, nur ist es wichtig, daß die nachfolgenden Schaltungen mit den gleichen Spannungen betrieben werden – weil, wie schon vorher gezeigt – die Übertragungskennlinien von der Speisespannung abhängen. Bei dieser Gelegenheit soll auch darauf hingewiesen werden, daß die Schaltzeiten sich bis zu einem Faktor 3 bei unterschiedlichen Speisespannungen verändern (Bild 9.5.).

9.6. Ausgangslastfaktor (Fan-out)

Der Ausgangslastfaktor gibt an, wieviel Schaltkreise der gleichen Familie an den Ausgang eines Schaltkreises angeschlossen werden dürfen. Daher wird ein Normal-TTL-Eingangslastfaktor definiert. Sehen wir uns dazu die Zusammenschaltung zweier TTL-Glieder in Bild 9.6. beim Übergabepiegel „L“ an. Es fließt aus der rechten Schaltung über den Widerstand $4\text{ k}\Omega$ und die Basis-Emitterstrecke ein Strom in die linke Schaltung hinein, der über den Transistor T4 führt. Rechnet

man mit einem Spannungsabfall von 0,2 V an der Kollektor-Emitterstrecke des Transistors T4 und 0,6 V an der Basis-Emitterstrecke des rechten Transistors T1, dann ist der Wert des Stromes

$$\frac{5\text{ V} - 0,8\text{ V}}{4\text{ k}\Omega} = 1,05\text{ mA.}$$

Bei der IC-Fertigung treten gewisse Toleranzen ($\pm 50\%$) des $4\text{-k}\Omega$ -Widerstandes auf, so daß man die TTL-Eingangslast bei L-Pegel auf 1,6 mA festlegte.

Die Eingangslast ist beim Übergabepiegel „H“ viel niedriger. Da der Eingangstransistor der rechten Schaltung für normalen Betrieb sperrt, fließt von der linken Schaltung praktisch kein Strom in die rechte Schaltung hinein. Als Eingangslast ist deshalb nur ein Leckstrom in der Größe von $40\text{ }\mu\text{A}$ festgelegt, der aber in der Praxis kaum fließt. Daher entspricht auch ein offener Eingang bei TTL-Schaltungen einem H-Signal.

Die gleiche Eigenschaft hat übrigens auch der vorgeschlagene Logiktester nach Bild 7.1. Er soll sich ja wie ein TTL-Schaltkreis verhalten. Bei dieser Gelegenheit ist noch zu erwähnen, daß CMOS-Gatter nicht mit offenen Eingängen betrieben werden dürfen. Hier muß man, wenn der Eingang ständig H-Pegel führen soll, diesen mit der Plus-Speisespannung verbinden.

Normale TTL-Schaltungen sind so ausgelegt, daß man an ihrem Ausgang zehn andere Schaltungen anschließen kann, das heißt, der Ausgang kann bei L-Pegel einen Strom von 16 mA aufnehmen und bei H-Pegel einen Strom von $400\text{ }\mu\text{A}$ abgeben. Will man mehr als zehn Gatter anschließen, gibt es noch Leistungsglieder, bei denen 30 normale Gatter angeschlossen werden können.

(Wird fortgesetzt)

Hi-Fi-Verstärker

Anwendung und Wirkungsweise gleichspannungsgekoppelter NF-Verstärker

Teil 2

Dipl.-Ing. Georg Karbowski, Hannover

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

Nachdem im ersten Teil diese Beitrags ein Überblick der Möglichkeiten und Grenzen der direkten Kopplung einzelner Baugruppen gegeben wurde, wird im zweiten Teil genauer auf die damit zusammenhängenden Probleme im Hi-Fi-Endverstärker eingegangen. Hierbei werden auch die Randbedingungen eingehend erörtert.

Direkt gekoppelte Hi-Fi-Endverstärker

Nach Einführung des UKW-Rundfunks mit seiner hohen Übertragungsqualität und der Entwicklung anderer hochwertiger Tonsignalquellen (Tonbandgerät, moderne Schallplatte) wurde auch eine Verbesserung der Übertragungseigenschaften des NF-Verstärkers und hier vor allem des Endverstärkers notwendig.

Blick zurück im Zorn

Die größten Hindernisse auf dem Wege zu einer wirklichkeitsnahen Klangwiedergabe, also zur Hi-Fi-Technik, waren in der »Röhrenzeit« die Trennkondensato-

ren zwischen den einzelnen Stufen, die zu Phasenverzerrungen führten und wegen der Rückkopplungsgefahr keine starken Gegenkopplungen über mehrere Stufen zuließen. Noch störender wirkten in diesem Zusammenhang die Ausgangsübertrager, die notwendig waren um die niedrigen Lautsprecher-Scheinwiderstände an die hohen Innenwiderstände der Endröhren anzupassen. Man findet daher schon zu dieser Zeit die ersten, teilweise galvanisch gekoppelten Röhrenstufen. Versuche mit hochohmigen Lautsprechern und transformatorloser Auskopplung wurden dagegen nur vereinzelt durchgeführt.

Das ändert sich nach Einführung der Transistortechnik jedoch grundlegend. Da Transistoren wegen ihrer gegenüber den Elektronenröhren sehr geringen Sättigungsspannung mit niedrigen Betriebsspannungen, aber großen Strömen betrieben werden können, ist es möglich, einen niederohmigen Arbeitswiderstand zu verwenden. Somit konnte man endlich ohne die aufwendigen qualitätsmindernden Ausgangstransformatoren auskommen. Die Energieauskopplung erfolgte lediglich über einen Kondensator zur Potentialtrennung. Als es dann gelang,

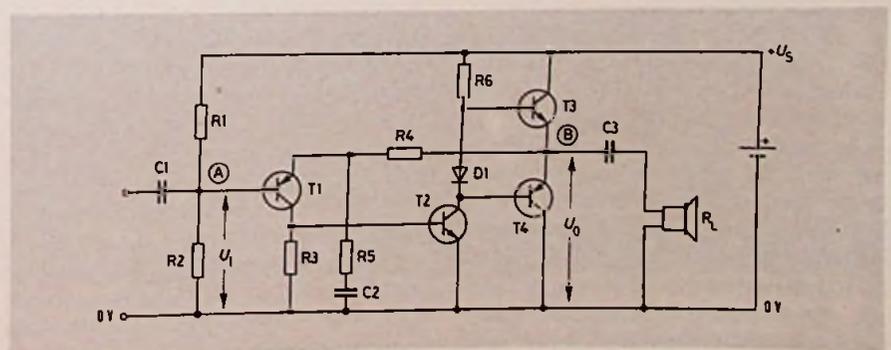
geeignete Transistoren sowohl für negative als auch positive Ladungsträger herzustellen – bei Elektronenröhren gibt es nur negative – war die galvanische Verbindung der einzelnen Transistoren innerhalb eines Endverstärkers kein Problem mehr.

Trennkondensator zum Lautsprecher

Die stark vereinfachte Grundschaltung eines herkömmlichen Endverstärkers mit kapazitiver Lastauskopplung, wie sie für Geräte geringer und mittlerer Leistung oft gewählt wird, zeigt Bild 1. Schaltungen dieser Art sind mit geringem Aufwand zu realisieren und arbeiten mit Einschränkungen recht zufriedenstellend. Sie haben jedoch einen für Hi-Fi-Verstärker entscheidenden Nachteil: den Trennkondensator (C3 in Bild 1).

Gleich mehrere Gründe sind es, die gegen ihn sprechen. Erstens muß der Trennkondensator wegen des niedrigen Lautsprecher-Scheinwiderstandes verhältnismäßig hohe Kapazitätswerte haben; das führt trotz Elektrolytkondensator zu sehr großen Bauteilabmessungen.

Bild 1. Grundschaltung eines Endverstärkers mit Kondensatorauskopplung



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

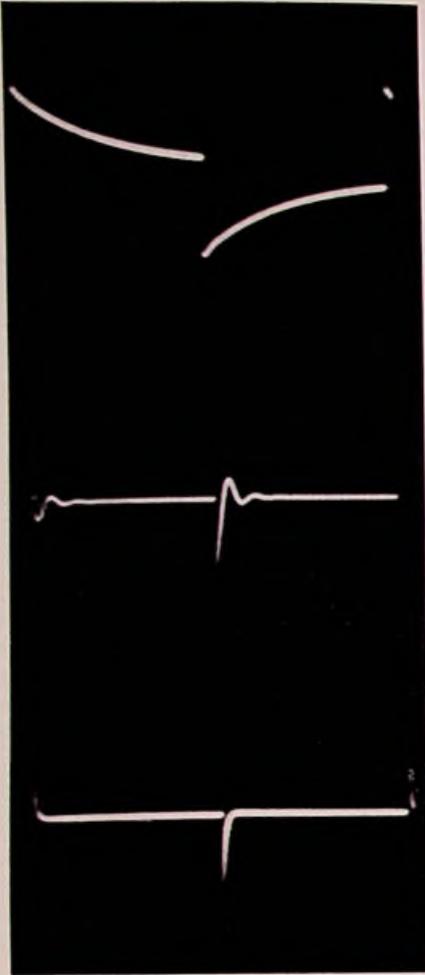


Bild 2. Einfluß des Verstärkerinnenwiderstandes auf das Impulsverhalten (Impulsfolgefrequenz 2 Hz) der Spannung am Lautsprecher.

Oben: bei direkter Ankopplung, ohne Trennkondensator.

Mitte: bei Ankopplung über einen Trennkondensator.

Unten: bei Ankopplung über einen Trennkondensator und starker mechanischer Dämpfung der Lautsprechermembran

Doch selbst dann, wenn der Kondensator so bemessen worden ist, daß bei dem Signal mit der niedrigsten Frequenz noch kein Abfall im Spannungsfrequenzgang auftritt, ist der Innenwiderstand des Verstärkers schon bei dieser tiefen Frequenz erheblich höher als im Mittelton-Bereich. Aber gerade bei den tiefen Frequenzen will man die Lautsprecherresonanzen durch niedrige Verstärker-Innenwiderstände bedämpfen. So hat beispielsweise der Blindwiderstand eines 4700- μF -Kondensators bei 20 Hz einen Wert von 1,69 Ω , und bei 40 Hz sind es immerhin noch 0,85 Ω , Dagegen können gute

Hi-Fi-Endverstärker Werte von 0,1 Ω und weniger erreichen. In der Praxis ist es also nicht möglich, den Koppelkondensator so zu bemessen, daß er bei tiefen Frequenzen einen hinreichend niedrigen Blindwiderstand hat; er würde dann einfach zu groß!

Wie das Einschwingverhalten eines Lautsprechers durch den hohen Verstärker-Innenwiderstand verschlechtert wird, ist aus den Oszillogrammen in Bild 2 deutlich abzulesen. Während die Klemmenspannung am Lautsprecher bei direkter Kopplung kein Resonanzverhalten zeigt, ist beim Verwenden eines Kondensators ein erhebliches Einschwingen zu erkennen. Daß es sich dabei um eine mechanische Resonanz handelt, kann mit dem Spannungs-Verlauf in Bild 2c nachgewiesen werden, wo bei einer mechanischen Dämpfung der Lautsprechermembran dieser Effekt nicht auftritt; es ist allein das starke Beschneiden des unteren Frequenzbereiches zu erkennen.

Somit spricht also alles für eine Schaltung ohne Trennkondensator, das heißt, für die direkte Auskopplung. Daß die Kondensatorkopplung solange beibehalten wurde und immer noch benutzt wird, liegt an dem bedeutend geringeren Aufwand gegenüber der galvanischen Kopplung.

Die direkte Lautsprecherankopplung

Um die symmetrische Aussteuerung der Ausgangsspannung zu garantieren, muß die Gleichspannung U_0 (Bild 1) den Wert $U_0/2$ haben. Will man den Wechselspannung führenden Anschluß des Lautsprechers mit dem Punkt B direkt verbinden, muß sein anderer Anschluß an ein Gleichspannungspotential mit dem gleichen Wert wie an Punkt B gelegt werden, da sonst ein gleichstrommäßiger Kurzschluß über den Lautsprecher entsteht. Das erfordert aber zwei Betriebsspannungsquellen, und man gelangt so zu der Grundschialtung nach Bild 3, die man anfänglich gerne verwendete.

Auch diese Schaltung hat aber einen entscheidenden Mangel: die geringe Stabilität der Ausgangsgleichspannung U_0 . Die Auswirkung vieler störender Einflüsse wurden zwar durch die sehr starke Gleichspannungsgegenkopplung erheblich vermindert, doch muß man bedenken, daß eine Fehlspannung zwischen den Punkten B und C von nur 500 mV bei einem Lastwiderstand von 4 Ω schon einen Gleichstrom von 125 mA hervorruft. Das ist weit mehr als der Ruhestrom der Endtransistoren.

Besonders stark ist die Abhängigkeit von der Versorgungsspannung. Wenn sich die Betriebsspannung infolge von Netzspannungs-Schwankungen um einen bestimmten Prozentsatz ändert, ändern sich zwar die Basisspannung an Punkt A und die Spannung an Punkt C im gleichen Verhältnis, die Ausgangsspannung an Punkt B wird aber nicht im gleichen Maße verändert. Es wurden alle möglichen Trick- und Regelschaltungen erfunden und angewendet, um diesen Fehler auszumerzen, wobei der Aufwand schließlich größer wurde als bei der einzig vernünftigen Lösung – und die heißt Differenzverstärker.

Der Differenzverstärker

Da der Strom einer Konstantstromquelle unabhängig von der angelegten Spannung ist, kann der Spannungsabfall an ihr weitgehend frei gewählt werden. Macht man ihn so groß, daß er zusammen mit der Basis-Emitter-Spannung des Transistors T1 oder T2 des Eingangs-Differenzverstärkers (Bild 4) gerade den Wert der halben Gesamt-Betriebsspannung annimmt, ist es möglich die Basis des ersten Transistors gleichstrommäßig auf dieses Potential zu legen. Das ist bei einem symmetrischen Netzteil der 0-V-Punkt. Weil die Basis-Emitter-Spannungen von T1 und T2 gleich groß sind, muß auch die Spannung an der Basis von T2 den Wert 0 V haben. Weicht die Spannung am Ausgang des Verstärkers wegen einer Störung von 0 V ab, dann wird auch die Spannung an der Basis von T2 im gleichen Maße verändert, weil sie mit dem Ausgang über R9 unmittelbar verbunden ist. Da die Phasenbedingungen des Verstärkers so festgelegt sind, daß eine Spannungsänderung an der Basis die umgekehrte Spannungsänderung am Ausgang bewirkt, wird so die ursprüngliche Abweichung korrigiert.

Nur mit dem Differenzverstärker-Eingang ist es also möglich, eine von der Versorgungsspannung unabhängige und auf 0 Volt geregelte Ausgangsspannung U_0 zu erreichen. Hierzu sind aber einige wichtige Anforderungen an die verwendeten Bauteile und das Schaltungskonzept zu stellen.

Eine Grundvoraussetzung ist, daß sich die Gleichströme durch die Transistoren möglichst wenig ändern. Das wird mit dem Differenzverstärker dadurch erreicht, daß die Konstantstromquelle aus einer Transistor-Dioden-Kombination T3, D1, D2 gebildet wird, wobei R2 den Wert des Stromes bestimmt. Ohmsche Widerstände als »Konstantstromquelle«

genügen kaum, da sie nicht hochohmig genug gewählt werden können, so daß die Spannungsabhängigkeit des Stromes zu groß ist. Wenn sich der Strom aber mit der Versorgungsspannung ändert, bedeutet das auch ein modulieren des Stromes mit der Brummspannung, die der Versorgungsspannung überlagert ist. Das führt am Ausgang des Verstärkers zu einer verstärkten Brummspannung. Aus den gleichen Gründen ist es notwendig, alle aktiven und passiven Bauelemente eng zu tolerieren und besonders die Transistoren des Differenzverstärkers auf strenge Datengleichheit – auch bei Temperaturänderungen – auszusuchen. Hierzu gehört ebenfalls die Forderung, die Gleichstromwiderstände in den Basiskreisen dieser beiden Transistoren völlig gleich und möglichst niederohmig zu dimensionieren. Bei ungleichen Widerstandswerten rufen die nicht zu vernachlässigenden Basisströme an ihnen ungleiche Spannungsabfälle hervor, was zu einem von 0 Volt abweichenden Spannungswert am Ausgang führt [2].

Um den Gleichstromwiderstand im nicht invertierenden Eingang nicht durch den im allgemeinen niedrigen Innenwiderstand des vorangehenden Verstärkers zu verfälschen, sollte die Einkopplung des NF-Signals in den Endverstärker über einen Trennkondensator erfolgen. Einem Verkleinern der Widerstandswerte in den Basiskreisen sind Grenzen gesetzt, weil sonst der Eingangswiderstand des Verstärkers unzulässig niedrig wird. Dem vermag in gewissem Maße eine »Bootstrap«-Schaltung entgegenzuwirken. Außerdem erfordert ein zu nieder-

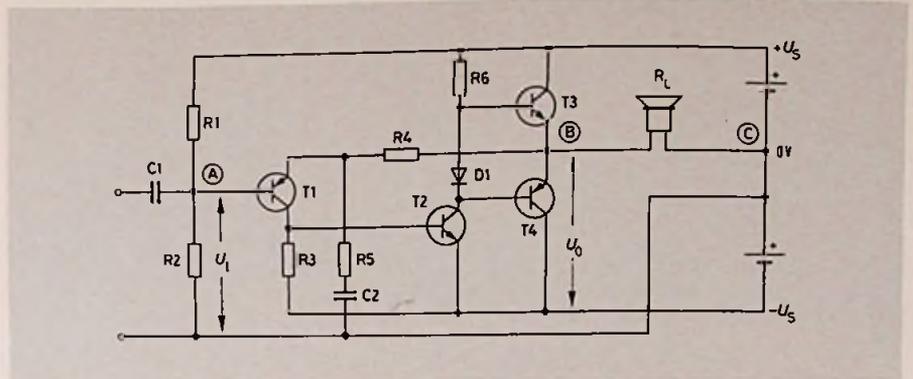


Bild 3. Grundsaltung eines Endverstärkers mit direkter (kondensatorloser) Ankopplung des Lautsprechers

ohmiges Netzwerk im Gegenkopplungs-zweig einen hochkapazitiven und damit großen Fußpunktcondensator C_f für die Wechsellspannungskomponente. Werden jedoch für den Differenzverstärker Feldeffekttransistoren anstelle der bipolaren Transistoren verwendet, können die Einflüsse der Gleichstromwiderstände vernachlässigt werden, da die Basisströme in diesem Fall außerordentlich klein sind, so daß keine störenden Spannungsabfälle auftreten. Außerdem weisen Feldeffekttransistoren eine günstigere thermische Stabilität auf. Wegen der geringen Steilheit dieser Transistoren wird aber eine größere Nachverstärkung benötigt, was den Aufwand an aktiven Schaltelementen vergrößert.

Auch für alle anderen im A-Bereich arbeitenden Transistoren sollten nach Mög-

lichkeit Konstantstromquellen anstelle von ohmschen Kollektorwiderständen verwendet werden. Besonders wichtig ist das für den Vortreiber T4. Anstelle der Konstantstromquelle T6, D3, D4 findet man manchmal auch Widerstände in Verbindung mit einer »Bootstrap«-Schaltung.

Die Stabilisierung des Ruhestromes der Endtransistoren sollte auf jeden Fall durch einen mit dem Kühlkörper der Endtransistoren thermisch gekoppelten Transistor (T5) geschehen.

Das bringen integrierte Schaltkreise

Der Zwang zu hoher Stabilität der Schaltung, enger Toleranz der Bauteile und

STOREbest macht Ihren Verkaufsraum schön. Bildschön! . . . weil STOREbest jede Verkaufsraum-Einrichtung methodisch erarbeitet.

Zum Beispiel:

- Das Grundsatzgespräch – geführt mit Ihnen von einem Kenner Ihrer Branche, dem STOREbest-Einrichtungs-Experten.
- Der Einrichtungs-Entwurf – von STOREbest-Innenarchitekten exakt geplant und zugeschnitten auf Ihr Sortiment.

Vor allem: STOREbest-Ladeneinrichtung bietet Ihnen noch mehr. Viel mehr! Denn STOREbest macht Ihren Verkaufsraum schön. Bildschön!

Rufen Sie uns an!



STOREbest schafft Kauflust



STOREbest-Ladeneinrichtung GmbH · Malmöstraße 1 · 2400 Lübeck 1 · Telefon (0451) 53 04-1 · Telex 02 67 56
 STOREbest-Planungs- und Verkaufsbüros: Berlin (030) 8 52 66 35 · Hamburg (040) 5 11 00 81-85 · Mainz (06131) 68 18 95 · München (089) 60 30 39
 Mülheim/Ruhr (0208) 42 00 03-5 · Neunkirchen/Saar (06821) 4 10 21 · Stuttgart (0711) 76 61 89 · STOREbest-Vertriebsgesellschaften in Belgien
 Frankreich · Großbritannien · Holland · Österreich · Luxemburg · Schweiz · Italien · USA

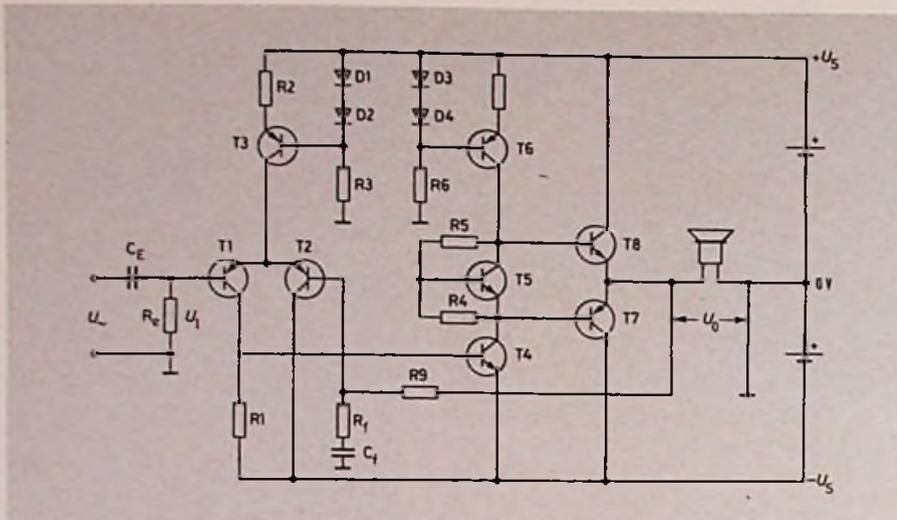


Bild 4. Grundsaltung eines Endverstärkers mit direkter Lautsprecherankopplung und Differenzverstärkereingang

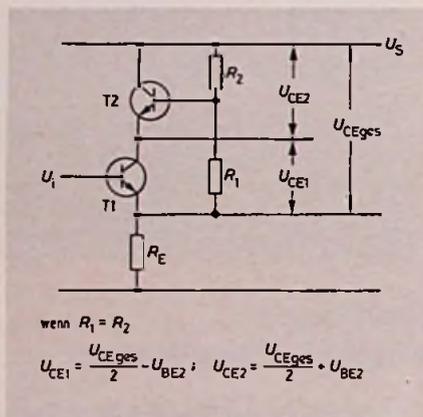


Bild 5. Verdopplung der Spannungsfestigkeit durch Hintereinanderschalten von 2 Transistoren

Gleichheit der Differenzverstärker-Transistoren verursacht einen erheblichen Aufwand. Hier bietet sich die monolithisch integrierte Technik besonders hilfreich an. Durch sie ist es nicht nur möglich geworden, eng tolerierte Bauteile herzustellen, sondern sie erlaubt es auch, wegen der großen Anzahl von Bauelementen, die auf kleinstem Raum untergebracht werden können, recht aufwendige Schaltungen anzuwenden und auf einem Chip zu integrieren. Dazu gehören hochwirksame Stabilisierungsschaltungen, komplizierte Konstantstromquellen mit Stromspiegeln und auch Sonderfunktionen, wie eine elektronische Sicherung. Da die zulässige Verlustleistung solcher integrierten Schaltungen begrenzt ist, werden für Verstär-

ker höherer Leistung die Treiber- und Endtransistoren nicht mitintegriert, sondern diskret verwendet. Das gleiche gilt auch für eine geringe Anzahl von passiven Bauelementen zur Randbeschildung, um den Verstärker den jeweiligen Betriebsbedingungen, wie Verstärkung, Frequenzgangkompensation, Siebschaltung oder ähnlichem anzupassen. Da die maximale Ausgangsleistung eines nach dem behandelten Prinzip arbeitenden Verstärkers in erster Näherung mit dem Quadrat der Versorgungsspannung verknüpft ist, werden bei großen Leistungen hohe Betriebsspannungen notwendig. Der monolithische Herstellungsprozess bereitet zwar bei Spannungen über 50 V große Schwierigkeiten, doch ist es durch einen Trick gelungen, die Spannungsfestigkeit zu verdoppeln. Man hat einfach zwei Transistoren so hintereinander geschaltet, daß an jedem der beiden – unabhängig vom jeweiligen Aussteuerungszustand – nur die halbe Kollektor-Emitterspannung wirksam wird. Das wird in der Schaltung nach Bild 5 dadurch erreicht, daß die Basis von T2 an einen Spannungsteiler gelegt wird, der unter Vernachlässigung der Basis-Emitterspannung von T2 die Spannung U_{CEges} »halbiert«. Damit ist es möglich, Verstärker bis zu rd. 100 W Sinusleistung mit ICs aufzubauen. Verstärker bis 200 W können als Brückenverstärker – dann allerdings mit schlechtem Wirkungsgrad und damit verbundenen erheblichen thermischen Problemen, realisiert werden. Ansonsten müssen für höhere Leistungen weiterhin diskrete Bauteile angewendet werden.

Stromversorgung

Die Notwendigkeit eines symmetrischen Netzteils bedeutet zwar den Aufwand zweier Elektrolytkondensatoren anstelle eines einzigen beim herkömmlichen Verstärker und auch die doppelte Zahl von Sicherungen in der Stromversorgung; der Fortfall der teureren Auskoppelkondensatoren läßt sich aber gut dagegen aufrechnen. Wegen der höheren Empfindlichkeit der Schaltung ohne Auskoppelkondensator für Störspannungen auf der Versorgungsspannung muß man auf ausreichende Kapazität der Ladekondensatoren achten. Vor allen Dingen ist das galvanische Einspeisen von Fremdspannungen in die Stromversorgungsleitungen und besonders in die 0-V-Leitungen zu vermeiden.

In Bild 6 ist ein typisches Netzteil für die symmetrische Spannungsversorgung dargestellt. Das schräge Zulaufen aller Leitungen auf einen Punkt unmittelbar an der Kondensatoroberfläche soll hier darauf hindeuten, daß die Leitungen aller Kanäle sowie die der Lautsprecher getrennt und unmittelbar an die Elkoanschlüsse geführt werden müssen. Dabei sind der Minuspol des einen Ladekondensators und der Pluspol des anderen sehr niederohmig, am besten durch eine Kupferschiene zu verbinden.

Sicherheitsbedingungen

Beim Endverstärker mit kapazitiver Lautsprecherkopplung genügte es im allgemeinen, eine Schutzanordnung vorzusehen, die den Verstärker bei Kurzschluß am Ausgang oder bei einem Defekt des Lautsprechers sichert. Eine besondere Maßnahme, um den Lautsprecher bei einem Defekt des Endverstärkers – beispielsweise ein Kurzschluß des »oberen« Endtransistors (T3 in Bild 1) zu schützen, ist dagegen nicht notwendig, weil der Trennkondensator den Ausgang potentialfrei hält und kein Gleichstrom durch den Lautsprecher fließen kann. Der Trennkondensator muß aber in seiner Spannungsfestigkeit so gewählt werden, daß er die volle Versorgungsspannung trägt.

Anders liegen die Dinge bei der direkten Lautsprecherankopplung. Hier ist neben dem Schutz des Verstärkers auch ein Schutz des Lautsprechers notwendig. Das Fehlen des Trennkondensators bewirkt nämlich, daß jedes am Ausgang des Verstärkers auftretende Gleichspannungspotential einen zusätzlichen Gleichstrom und damit eine erhöhte effektive Belastung des Lautsprechers zur

Folge hat. Um größere Potentialverschiebungen hervorzurufen ist es gar nicht nötig, daß der Kollektor-Emitter-schluß eines Endtransistors vorliegt. Schon der Defekt eines anderen Bauteils des Endverstärkers oder eine Gleichspannung am Eingang können dazu führen. Dadurch wird der Lautsprecher auf das äußerste gefährdet! Als Beispiel mögen die Verhältnisse bei einem Verstärker mit der Sinus-Nennleistung von 100 W und der Spitzenspannung $U_o = 20 V \cdot \sqrt{2} = 28,2 V$ dienen. Wenn diese Spannung nicht periodisch ist (durch eine Sinusaussteuerung), sondern eine gleichstrommäßige Vollaussteuerung vorliegt, wird der 4-Ω-Lautsprecher mit 28,2 Volt Gleichspannung betrieben, was eine Belastung mit $28,2^2 : 4 = 200 W$ — also der doppelten Nennleistung bedeutet. Hierbei muß beachtet werden, daß der Gleichstromwiderstand des Lautsprechers niedriger ist als seine Nennimpedanz. Außerdem entspricht die Nennbelastbarkeit einer Lautsprecherbox im allgemeinen nicht der Sinusdauerleistung sondern der Belastung durch ein Rauschsignal eingeschränkter Frequenzbandbreite. Die Sinusdauerbelastbarkeit ist demgegenüber geringer. Unter diesen Umständen ist es nicht verwunderlich, daß der Tieftonlautsprecher einer, dem obigen Beispiel entsprechenden Lautsprecherbox mit 100 W Nennbelastbarkeit beim Ansteuern mit 28,2 Volt Gleichspannung bereits nach rd. 10 s zerstört wird. Und dabei ist noch nicht einmal der Fall berücksichtigt, daß ein Endtransistor defekt ist! Dann wird die Belastung noch erheblich höher, weil die Sättigungsverluste von Treiber und Endtransistoren nicht mehr an diesen verlorengehen, sondern zur Ausgangsgleichspannung hinzugerechnet werden müssen. Weil aber schon weit aus geringere Ausgangsgleichspannungen zum Beschädigen des Lautsprechers führen können, ist eine Lautsprecher-Schutzschaltung in hochwertigen Hi-Fi-Verstärkern unumgänglich!

Man findet daher in fast allen Hi-Fi-Geräten mit direkter Lautsprecherankopplung, sofern die Leistung je Kanal 50 W überschreitet, neben der Sicherung des Verstärkers auch eine für den Lautsprecher. Oft sind sie miteinander verknüpft.

Besonders zweckmäßig ist es, die Sicherungsschaltung so auszulegen, daß der Lautsprecher vom Verstärker durch ein Relais abgetrennt wird, das im Störfall zum Abfallen gebracht wird. Bei einer richtigen Ausführung der Elektronik ist

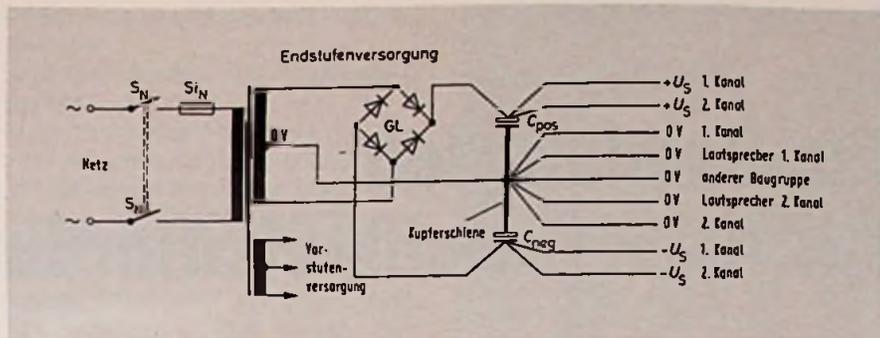


Bild 6. Standardnetzteil für symmetrische Stromversorgung (schematisch)

dann ein Schutz in beiden Richtungen gewährleistet.

Für die Sicherung der Endtransistoren kommt die einfache Strombegrenzung oder eine durch Ausgangsstrom- und Ausgangsspannungsvergleich gesteuerte Leistungsbegrenzung infrage. Wird ein Relais benutzt sollte dessen Elektronik ebenfalls durch ein aus Strom- und Spannungsvergleich gewonnenes Auslösesignal angesteuert werden.

Als Detektor für etwaige am Ausgang des Verstärkers auftretende Gleichspannung dient eine Siebkette zum Unterdrücken der Wechselspannung mit anschließendem Schwellwertschalter für beide möglichen Polaritäten. Dazu können einfache Transistor- oder kompliziertere Komparatorschaltungen dienen. Die Siebkette muß dann so ausgelegt sein, daß sie auch noch Wechselspannungs-Signale der tiefsten zu übertragenden Frequenz unterdrückt. Da die Ansprechzeit der Schutzschaltung jedoch nicht zu lange sein darf, ist es unmöglich, ein Ansprechen bei außerordentlich tiefen Frequenzen zu verhindern. auch aus diesem Grund ist es neben den anderen im 1. Teil dieser Beitragsfolge ausgeführten Gründen dringend zu empfehlen, solche störenden Signale tiefster Frequenz vom Endverstärker fernzuhalten.

Zwischenbilanz

Wenn man an den beträchtlichen Aufwand denkt, der mit der Gleichstromkopplung verbunden ist und welche neuen Störfaktoren man möglicherweise damit erkaufte, ist eigentlich nicht recht einzusehen, warum denn die totale »DC«-Kopplung von der Werbung so beharrlich hochgejubelt wird.

Signale mit Frequenzen unter einem Hertz können nur durch unerwünschte Störeinflüsse hervorgerufen werden. Ein Übertragungsbereich bis zur Frequenz 0

Hertz führt dann dazu, daß die Lautsprechermembran durch unhörbare Infrarfrequenzen schon soweit aus der Ruhelage gedrückt werden kann, daß für die Nutzschnelle kein verzerrungsfreier Hub mehr möglich ist.

In diesem Zusammenhang sei die Studioteknik angeführt. Hier wird die Übertragung von Frequenzen unterhalb der Hörgrenze bewußt vermieden und der Frequenzgang durch geeignete Filter nach unten hin beschnitten. So muß — wie es in der Literatur ständig geschieht — auch hier wieder darauf hingewiesen werden, daß alle üblichen Tonquellen, begonnen beim Mikrofon, über das Tonbandgerät und den UKW-Rundfunk bis zur Schallplatte einen im Sinne dieses Themas sehr »geringen« Frequenzumfang haben — das gilt auch für direktgeschnittene Schallplatten. Damit stehen am Eingang des Verstärkers auch nur die durch die Übertragungseigenschaften der vorstehend aufgeführten Quellen »vorverzerrten« Signale zur Verfügung, und nicht etwa Rechteckimpulse!

Es genügt also eine Wechselspannungsübertragung, bei der die Grenzfrequenz so tief gelegt ist, daß die Eigenschaften der von der besten Quelle gelieferten Signale nicht beeinträchtigt werden. Die einzelnen Koppelkondensatoren — da eingesetzt, wo es sinnvoll erscheint — können, gut aufeinander abgestimmt, außerdem ein sehr brauchbares »Subsonic-Filter« bilden. (Schluß folgt)

Literaturangaben

- [1] Landee, R. W., Davis, D. C., Albrecht, A. P.: Elektronik Designers Handbook. New York-Toronto-London 1957, Kapitel 3 bis 61
- [2] Tietze, Ulrich, Schenk, Christoph: Halbleiterschaltungstechnik. Berlin-Heidelberg-New York 1969, Kapit. 9 S. 114 ff.

Tonbandgeräte-Entwicklung

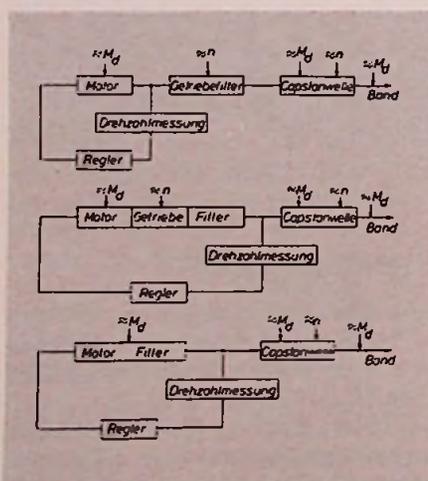
Ein Bandantrieb für hohe Gleichlaufanforderungen

Dr. Robert Scheiber, Wiener Neudorf

In der Regel übernimmt in Tonbandgeräten die Capstanwelle die Aufgaben, das Band an den Tonköpfen vorbeizuziehen. Da ihr Gleichlauf im hohen Maße die Qualität eines Tonbandgerätes mitbestimmt, verwendet man schon seit geraumer Zeit gleichlaufge-regelte Antriebe, die vom Konzept her jedoch sehr unterschiedlich sein können. Ein von der österreichischen Firma Eumig gewähltes ist die »optoelektronische Gleichlaufkontrolle«. Der Autor beschreibt, warum man sich bei Eumig dafür entschied und wie man aus dem Ersatzschaltbild des Regelkreises zu einem passenden Regler fand.

Für eine konstant laufende Capstanwelle benötigt man unbedingt einen geregelten Antrieb. Die Zielvorstellung, die dann in bezug auf die Regelung auftritt, soll am Beispiel der Eumig »Metropolitan«-Cassettengeräte untersucht werden. Da es

Bild 1. Herkömmlicher Schwungmassenantrieb (oben), Direct-Drive-Antrieb (Mitte) und Antriebskonzept der Eumig »Metropolitan«-Geräte (unten)



sich hier um Schallaufzeichnungsgeräte handelt, mußte man verlangen, daß die nach DIN bewerteten Drehzahlschwankungen innerhalb der zulässigen Toleranzgrenzen bleiben. Als Störgrößen kommen hierbei in Betracht: Drehmomentschwankungen des Motors (beispielsweise durch die Kommutierung), Getriebefehler (Schlupf, Unrundheit) und Lastschwankungen (Bandzugschwankungen, Momentschwankungen der Gummirolle). Schließlich war noch eine Reihe von Nebenbedingungen zu erfüllen: Die Einheit sollte klein, leicht, preisgünstig und robust sein. Für den Antrieb der Capstanwelle gab es nun mehrere mögliche Konzepte (Bild 1).

1. Üblicher Schwungmassenantrieb,
 2. Direct-Drive-Antrieb,
 3. das von Eumig gewählte Konzept der optoelektronischen Gleichlaufkontrolle.
- Alle drei Konzepte haben den Nachteil, daß die Capstanwelle außerhalb des Regelkreises liegt und daher als ein Teil sehr hoher Qualität (zum Beispiel Rundlaufgenauigkeit besser als 1μ) ausgeführt sein muß.

Bei Konzept 1 (Bild 1 oben) befindet sich nur der Motor im Regelkreis. Alle Getriebefehler und Lastschwankungen müssen von dem Getriebefilter ausgeglichen werden, was zu den bekannten großen Schwungmassen-Konstruktionen führt. Mit Konzept 2 (Bild 1 Mitte) vermeidet man diese Problematik; die Drehzahlmessung erfolgt unmittelbar an der Capstanwelle – ein Getriebe mit seinen Störeinflüssen ist nicht vorhanden. Leider wird jedoch der Motor für die benötigte Leistung bei den sehr kleinen Drehzahlen der Capstanwelle sehr groß und auch teuer, hat einen schlechten Wirkungsgrad und verursacht durch seine Nähe zum Tonkopf Störspannungsprobleme. Die Regelung kann hingegen recht einfach sein, da das Schwungmoment des großen Motors auch sehr niedrige Störfrequenzen ausreichend filtert.

Konzept 3 (Bild 1 unten) bietet dann Vorteile, wenn es gelingt, den Regler so auszulegen, daß das Filter eine ziemlich hohe Grenzfrequenz (etwa 30 Hz) haben darf, und die Getriebefehler und Drehmomentschwankungen des Antriebes dabei zu vernachlässigbaren Drehzahlschwankungen der Capstanwelle führen. Dies ist möglich, und die Entscheidung der Eumig-Techniker fiel daher zugunsten dieser Ausführung.

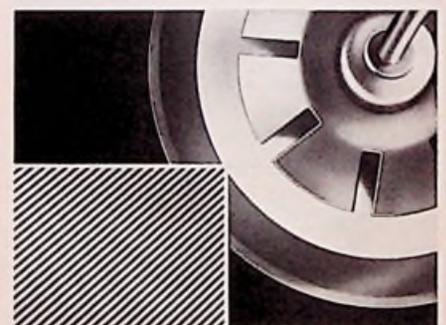


Bild 2. Opto-elektronische Capstan-Kontrolle. Diese Scheibe mit 2500 Teilstrichen kontrolliert und korrigiert in den Eumig »Metropolitan«-Geräten Gleichlaufschwankungen 15 000mal je Sekunde (links unten ein vergrößerter Teilausschnitt der Filmscheibe)

Hierzu war eine Drehzahlmessung mit ausreichender Genauigkeit, hoher zeitlicher Auflösung und geringem Rauschen notwendig. Das Problem wurde gelöst durch zwei Strichplatten mit je 2500-Strichen am Umfang, wobei die eine feststeht und die andere mit der Capstan-

Dr. Robert Scheiber ist Leiter der Elektronik-Entwicklung bei der Firma Eumig, Wiener Neudorf (Österreich).

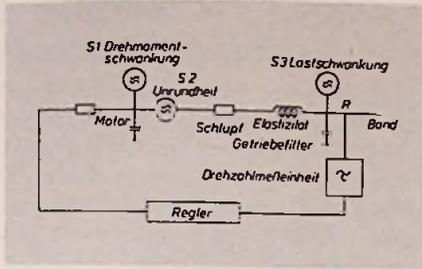


Bild 3. Ersatzschaltbild des Regelkreises

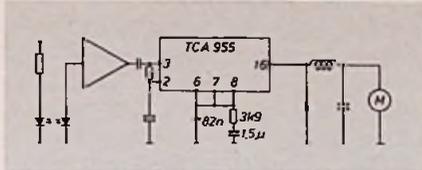


Bild 4. Schaltbild des Drehzahlreglers

welle umläuft (Bild 2). Bringt man diese Platten in eine Lichtschranke, so wird der Lichtstrahl mit einer Frequenz moduliert, die sich aus dem Produkt von Drehzahl und Stichzahl ergibt. Wegen der großen Mittelwertbildung ist das Frequenzrauschen der Einrichtung sehr klein und die regeltechnisch unangenehme Verzögerungszeit sehr kurz. Das erleichtert das Bemessen des Regelkreises. Beide Strichplatten können auf fotografischem Weg billig hergestellt und auch mit einfachen Mitteln ausreichend genau zentriert werden.

Das Problem des Getriebes wurde mit einem Reibgetriebe gelöst, wobei das kleinere, mit rd. 40 1/s rasch umlaufende Rad als Präzisionsteil in Metall ausgeführt ist, während das größere, mit rd. 6 1/s umlaufende, die Gummischicht trägt, weil sich seine Fehler weniger stark be-

merkbar machen und sich besser ausregeln lassen.

Das Ersatzschaltbild des Regelkreises zeigt Bild 3.

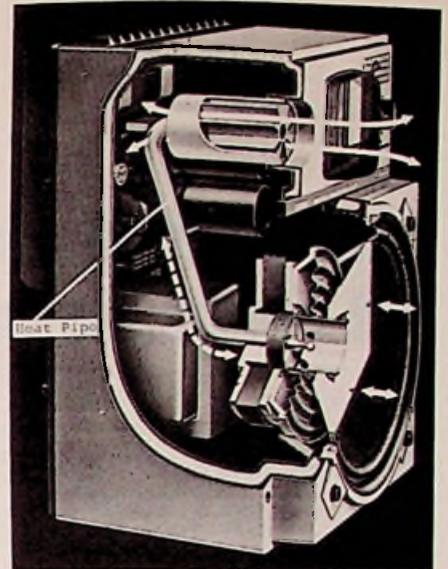
Die drei Störgrößen S1, S2, S3 sind bekannt; sie lassen sich verhältnismäßig leicht aus den mechanischen Toleranzen errechnen. Die Trägheitsmomente, die Elastizität und der den Getriebebeschleunigung darstellende Längswiderstand können ebenfalls teils durch Rechnung, teils durch Messung ermittelt werden. Die Auswirkung jeder Störung S auf die Regelgröße R wurde dann an einem Modell ermittelt, wobei auch die komplexe Verstärkung der Drehzahlmeßeinheit und des Reglers mit einzubeziehen ist.

Das so ermittelte Fehlerspektrum wurde mit einer Bewertungskurve gefaltet, und die auf diese Weise durchgeführte Optimierung des Reglers führte schließlich zu einer sehr einfachen Schaltung (Bild 4). Die gemessenen Gleichlaufschwankungen der Welle liegen nahe dem theoretischen Wert, und zwar unter 10^{-4} . Sie sind daher für den Gleichlauffehler des Gerätes zu vernachlässigen.

Neues Kühlsystem

Wenn es der Schwingspule zu warm wird . . .

»Heat pipe« heißt die neueste technische Entwicklung aus den Labors der Sony Corporation. Die Heat pipe ist sowohl für die Entwicklung von Lautsprechern als



Einen Großteil der schädlichen Verlustwärme kann man von der Schwingspule abführen, wenn der Lautsprecher an eine Heat pipe angeschlossen ist.

auch in der Verstärkertechnik von großem Nutzen. Bei diesem Nebenprodukt der Weltraumtechnik handelt es sich um ein dünnes Rohr mit einem Kapillarsystem, in dem eine chemische Flüssigkeit zirkuliert, mit dessen Hilfe unerwünschte Hitzeentwicklungen in Sekundenbruchteilen weitergeleitet und dann abgestrahlt werden können. Das Gerät wird in der Zukunft bei verschiedenen Hi-Fi-Komponenten Verwendung finden. Bei den kleinen aktiven Boxen der neuen Falcon-Serie von Sony macht zum Beispiel die Heat pipe die Schwingspulenverlustwärme fast unwirksam, wodurch ein Schalldruck erreicht wird, wie man ihn sonst nur bei großen Boxen kennt.

Frequenzschreiber von 20 - 20000 Hz
20 - 200 KHz mit eingebautem Sinusgenerators
Maximale Abweichung ± 0,5 dB

HiFi-Qualität wird meßbar!

Der neue **Audio Tracer** bewältigt jetzt alle Meßaufgaben im HiFi-technischen Bereich, die bisher nur im Labor mit großem apparativen Aufwand lösbar waren.

Anwendungsbereiche:

- Frequenzgangmessung
- Verstärker
- Filter
- Equalizer
- Tonbandgeräte
- Lautsprecher
- Kopfhörer
- Mikrofone
- Tonabnehmer
- Beschleunigungsaufnehmer
- Ultraschall-Wandler

- Geophone
- Übertragungsverhalten von Räumen
- Optimierung von ELA-Anlagen (=Über alles Frequenzgang, Equalizing)
- Einmessung von HiFi-Anlagen (optimale Wahl der Lautsprecher und deren Aufstellung)

- Überwachung der Gesamtakustik von Studios und Studioanlagen
- Telephoniesysteme
- Zeitabhängigkeit von Pegeln
- Lärmpegelüberwachung
- Geräuschpegelkontrolle an Maschinen und Einrichtungen

TONACORD Postfach 1444 D-2330 Eckernförde

Langzeittests an Pegeln aller Art

Spannungsübertragungsfunktion Regelschaltungen, nichtlineare Systeme (Ausgangsspannung: Eingangsspannung (DC) im Bereich von 60 dB)

Telefon (04351) 4 11 22
Telex: 029319 (heldt)

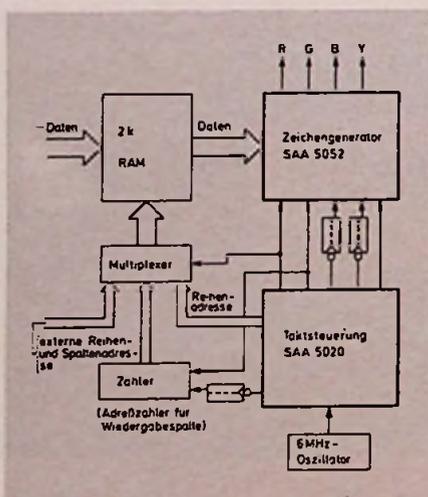
Digitaltechnik im Fernsehgerät

Höherer Bedienungskomfort mit einem vielseitigen Zeichen-Generator

Die alleinige Angabe der Kanalnummer auf dem Bildschirm sagt dem Fernsehzuschauer meist nur wenig über den eingestellten Sender. Abhilfe schafft hier ein von der Firma Valvo entwickelter Zeichen-Generator, mit dem die Kanalnummer durch frei wählbare alphanumerische und grafische Zeichen ergänzt werden kann. Einfach wird auch das Stellen von Schaltuhren: Sie sind im Dialogbetrieb zu programmieren, wobei miteingegebene Kurzbezeichnungen die Art des eingestellten Programms angeben.

Haben Fernsehgeräte und Videorecorder einen programmierbaren Programmspeicher oder eine programmierbare Schaltuhr, dann besteht beim Benutzer solcher Systeme der Wunsch – oft sogar die Notwendigkeit, den Speicherinhalt in

Bild 1. Blockschaltung des Video-Display-Generators (VDG), aufgebaut mit den Videotext-Schaltungen SAA 5020 und SAA 5052 (Valvo)



Form von Listen oder Tabellen sichtbar zu machen. In Verbindung mit dem mikrocomputergesteuerten Abstimmssystem VTS von Valvo ist das möglich: Auf dem Bildschirm kann eine Liste der Programmspeicherplätze und der abgespeicherten Kanalnummern abgebildet werden, wobei das noch nicht sichtbare Erstellen der Liste automatisch während des Belegvorganges des Programmspeichers erfolgt. Erst auf Knopfdruck wird dann die Liste auf dem Bildschirm ausgeschrieben. Die wichtigsten technischen Merkmale dieses Konzepts (Bild 1) sind:

- kostengünstiger Aufbau mit zwei LSI-Schaltungen und wenigen zusätzlichen Standardschaltungen;
- RGB-Schnittstelle zum Fernsehgerät;
- Zeichengröße auch für größeren Betrachtungsabstand geeignet;
- gute Lesbarkeit;
- 20 Zeichen je Zeile, 12 Zeilen;
- 96 Zeichen, 5 × 9 Zeichenfeld;
- 64 grafische Zeichen (2 × 3 Dot-block);
- 32 Steuerzeichen für Farben, Blinken, Einzeleinblendungen;
- stabiles Einblenden durch Quarzsteuerung.

Kanalnummern sagen vielen nur wenig

Die einer Programmtaste zugeordneten Kanalnummern sind für den Fernsehzuschauer in der Regel nichtssagend. Viel aussagekräftiger ist da eine Bezeichnung der Sendeanstalt (ZDF, ARD) oder des Herkunftslandes (BEL, NL), was allerdings das Eingeben von Alphazeichen erfordert. Der vom Mikrocomputer gesteuerte Video-Display-Generator erlaubt das auf einfache Weise – ohne Tastatur. Mit Hilfe eines Zeichenrades werden auf dem Bildschirm (an einer Zeichenstelle) die Buchstaben, in der Rei-

Beispiel: Eingabe der Schaltzeit

Dienstag 20 Uhr 15 Kanal 12		
Ein-gabe	Anwei-sung	Anzeige
SET-TIMER		
	TAG?	? DI
2	ZEIT?	DI ?? : ??
2	ZEIT?	DI 2? : ??
0	ZEIT?	DI 20 : ??
1	ZEIT?	DI 20 : 1?
5		DI 20 : 15
PROG/ KANAL?		
1	PROG?	DI 20 : 15 P1?
2		DI 20 : 15 P12
LIST		

Bild 2. Das Programmieren der Schaltzeit (20 Uhr 15) wird durch den Dialogbetrieb erheblich vereinfacht. SET-TIMER und LIST sind Funktionstasten zum Durchführen des Programms

henfolge des Alphabetes, durch Drehen des Zeichenrades eingeblendet. Nach der Wahl eines Zeichens wird es durch Knopfdruck eingeschrieben und automatisch auf die folgende Zeichenstelle weitergeschaltet. Diese einfache Methode ermöglicht in Verbindung mit zwei weiteren Steuertasten das problemlose Eingeben von Sender-Kurzbezeichnungen. Hat der Benutzer die Kanalnummer durch die Senderkurzbezeichnung ergänzt, so wird diese Bezeichnung (zum Beispiel ARD) beim Betätigen einer Programmtaste für kurze Zeit auf dem Bildschirm eingeblendet.

Schaltuhren – kinderleicht gestellt

Das Programmieren von Schaltuhren erfolgt meistens nach einem vorgegebenen Ablauf, der für den Benutzer oft nicht sehr übersichtlich ist. Mit Hilfe von Bedienanweisungen, eingeblendet auf dem Bildschirm, kann man in so einem Fall Hilfsinformationen vermitteln. Wer schon einmal versucht hat, und sei es nur bei der Digitaluhr am Handgelenk, nach längerer Pause ein Stell-Programm ohne Hilfe auszuführen, der wird den Wert solcher Bedienanweisungen zu schätzen wissen. Als Beispiel ist in Bild 2 der Programmierablauf bei der Eingabe einer Schaltzeit dargestellt.

Nach dem Betätigen der Taste LIST ist die Eingabe abgeschlossen, und die eingegebene Schaltzeit wird nach Wochentagen und Uhrzeit einsortiert und zusammen mit bereits programmierten Schaltzeiten auf dem Bildschirm aufgelistet. Im Zusammenhang mit einer Vielzahl von Schaltzeiten kann es für den Benutzer wichtig sein, den Programmtyp (etwa Nachrichten, Oper) zu kennzeichnen. Für das Eingeben von Kurzbezeichnungen kann dann ebenfalls das bereits beschriebene Zeichenrad verwendet werden. In diesem Anwendungsfall gibt es häufiger Programmierungen, so daß das Zeichenrad ein Bestandteil des Gebers bei der Fernbedienung sein wird.

Bekanntgemachte Patentanmeldungen

Vorrichtung an einem automatischen Plattenspieler oder Plattenwechsler mit Kommandoscheibe zur selbsttätigen Einstellung

Patentanspruch: Vorrichtung an einem automatischen Plattenspieler oder Plattenwechsler mit Kommandoscheibe zur selbsttätigen Einstellung der Aufsetzstelle des Tonarmes auf den Rand einer zum Abspielen auf den Plattenteller gelegten Schallplatte, wobei der Tonarm die Aufsetzstelle durch Anschlagen an eine von einer Abtastvorrichtung eingestellte Kulissenstufe eines um eine horizontale Achse schwenkbaren doppelarmigen Kulissenhebels zugewiesen erhält und die vom Tonarm abgetasteten Kulissenstufen an einem Hebelarm des Kulissenhebels in einer horizontalen Ebene vorgeordnet sind, dadurch gekennzeichnet, daß der andere Hebelarm des Kulissenhebels vertikal aufeinanderfolgende Ku-

lissenstufen aufweist, welche bei einer Schwenkung des Kulissenhebels die Höhenstellung eines Wipphebels abtasten, dessen einer Arm die Bewegung eines nach oben unter Federdruck stehenden und senkrecht angeordneten Taststiftes mitmacht, der das Vorhandensein eines Schallplattenrandes in einem vorgegebenen Abstand vom Drehzentrum des Plattentellers abtastet und dessen anderer Arm nach Maßgabe einer Steuerkurve auf der Kommandoscheibe die Aufwärtsbewegung des Taststiftes freigibt oder rückgängig macht.

DBP.-Anm. G 11 b, 17/06. AS 2 521 869
Bekanntgemacht am 12.4.1979

Anmelder: Philips Patentverwaltung GmbH, 2000 Hamburg

Erfinder: Georg Cukrowski, 1000 Berlin

Piezoelektrischer Wandler

Patentanspruch: Piezoelektrischer Wandler, bei dem ein Antriebsglied, beispielsweise eine Membran, über ein Kopplungsglied mit einem einseitig eingespannten stabförmigen piezoelektrischen Wandlerelement verbunden ist, das als aus mehreren Platten bestehender Bieger mit mindestens einer Zwischenelektrode ausgeführt ist, dadurch gekennzeichnet, daß als Kopplungsglied eine zu diesem Zweck auf der freischwingenden Stirnseite des Wandlerelementes verlängerte, abgewinkelt herausgeführte Zwischenelektrode dient.

DBP.-Anm. H 04 r, 17/02. AS 2 119 892
Bekanntgemacht am 12.4.1979

Anmelder: Institut für Nachrichtentechnik, DDR 1160 Berlin

Erfinder: Helmut Vorbrodt, DDR 1170 Berlin

Als Abzweigschaltung ausgebildetes spulenloses Bandfilterglied

Patentanspruch: Als Abzweigschaltung ausgebildetes spulenloses Bandfilterglied, bestehend aus ohmschen Widerständen, Kondensatoren, Verstärkern und frequenzabhängigen negativen Widerständen (FDNR), bei dem in den Längszweigen ohmsche Widerstände und im Querschnitt ein Zweipol aus Widerständen und einem frequenzabhängigen negativen ohmschen Widerstand (FDNR) liegt, dadurch gekennzeichnet, daß zur Nachbildung eines Bandpasses in T-Schaltung mit etwa gleichen Serienresonanzkreisen in den Längszweigen und der Parallelschaltung von unterschiedlich abgestimmten Serienresonanzkreisen im Querschnitt dem aus der Serienschaltung eines ohmschen Widerstandes und eines FDNR be-

stehenden Querschnittes der spulenlosen Schaltung ein ohmscher Widerstand parallel geschaltet ist.

DBP.-Anm. H 03 h, 11/00. AS 2 314 381
Bekanntgemacht am 11.1.1979

Anmelder: Siemens AG, Berlin und München

Erfinder: Dipl.-Ing. Klaus Panzer, Weidach

Magnetsystem für einen akustischen Wandler

Patentanspruch: Magnetsystem für einen akustischen Wandler, der aus einem Hauptmagnet und einem damit zusammenarbeitenden ferromagnetischen Kreis besteht, wobei eine ferromagnetische Oberplatte mit einem zentral liegenden Kern einen ringförmigen Nutzlufspalt bildet und der Kern gegenüber der Oberplatte mittels eines mit der Oberplatte verbundenen Zentrierelementes zentriert ist, das sich größtenteils an der Unterseite des Nutzlufspaltes befindet, dadurch gekennzeichnet, daß das Zentrierelement mit der Oberplatte ein Ganzes bildet und aus demselben Material besteht.

DBP.-Anm. H 04 r, 9/02. AS 2 233 656
Bekanntgemacht am 5.4.1979

Anmelder: N. V. Philips' Gloeilampenfabrieken, Eindhoven (Niederlande)

Erfinder: Derk Kleis, Eindhoven (Niederlande)

Einrichtung zur Wiedergabe von in einer spiralförmigen Rille aufgezeichneten Hochfrequenzsignalen

Patentanspruch: Einrichtung zur Wiedergabe von modulierten Hochfrequenzsignalen, die in einer spiralförmigen Rille eines Aufzeichnungsträgers aus einheitlichem Material als unebenes Muster mit Berg- und Tal-Struktur aufgezeichnet sind, das von einer aus hartem Material bestehenden Abtastnadel abgetastet wird, die an einem mechanisch-elektrischen Wandler gehalten ist und das Abtastergebnis auf den mechanisch-elektrischen Wandler überträgt, welcher das Abtastergebnis in ein elektrisches Wiedergabesignal umsetzt, dadurch gekennzeichnet, daß der Aufzeichnungsträger und das unebene Muster aus formstabilem Material bestehen, daß die Abtastnadel in einer die Abtaststrichung enthaltenden, zur Oberfläche des Auf-

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

zeichnungsträgers vertikalen Ebene kippbar gehalten ist und die dem modulierten Hochfrequenzsignal entsprechenden Bergkuppen des unebenen Musters abtastet und daß der mechanisch-elektrische Wandler die Änderungen des Kippwinkels in das elektrische Wiedergabesignal umsetzt.

DBP.-Anm. G 11 b, 3/00. AS 2 525 369
Bekanntgemacht am 15.3.1979

Anmelder: Matsushita Electric Industrial Co., Ltd., Kadoma, Osaka (Japan)

Erfinder: Tadashi Nagaoka, Nishinomiya (Japan)

Lautsprecher

Patentanspruch: Lautsprecher mit einem Gehäuse, mit einer daran gehaltenen Membrane und mit einem Antrieb für diese Membrane, dadurch gekennzeichnet, daß diese Membrane durch starre Stützelemente am schalldurchlässigen, gitterförmigen Gehäuse an vielen über die Fläche verteilten Punkten abgestützt ist, wobei die Stützelemente mit der Membrane einen spitzen Winkel bilden und in annähernd parallelen Flächen liegen, und wobei die zwischen den Abstützpunkten liegenden Abschnitte der Membrane steif sind und die Einrichtung zur Einleitung des Schalls so mit der Membrane verbunden ist, daß die gesamte akustische Antriebsbewegung oder wenigstens eine merkliche Komponente in die Richtung senkrecht zur Richtung der Abstützelemente fällt.

DBP.-Anm. H 04 r, 7/00. AS 2 649 771
Bekanntgemacht am 29.3.1979

Anmelder, zugleich Erfinder: Oskar Heil, 8032 Gräfelfing

Verfahren und Anordnung zur Speicherung von Videobildern zur selektiven Bildwiedergabe derselben

Patentanspruch: Verfahren zur Speicherung von Komponentenbildern, welche matrixförmig zusammengesetzt ein Großbild ergeben, auf den Spuren eines zyklischen Pufferspeichers zur selektiven Wiedergabe eines Bildausschnittes in der Größe eines Komponentenbildes auf einem Fernsehbildschirm nach dem Zeilensprungverfahren, bei dem ein Fernsehbild durch zeilenweise Verschachtelung zweier Teilbilder dargestellt wird, welche auf einer Spur des zyklischen Pufferspeichers gespeichert sind, dadurch gekennzeichnet, daß die Information der Komponentenbilder auf dem zyklischen Pufferspeicher derart angeordnet ist, daß mit der ersten vertikalen Rückführperiode des Teilbildes eines Fernsehbildes die erste Zeile des Feldes

des in der gleichen Spalte der matrixförmigen Anordnung der Komponentenbilder nachfolgenden Komponentenbildes beginnt und daß mit der ersten horizontalen Rückführperiode einer jeden Zeile die Zeile mit der gleichen Zeilenzahl des in der gleichen Reihe der matrixförmigen Anordnung der Komponentenbilder nachfolgenden Komponentenbildes beginnt.

DBP.-Anm. H 04 n, 5/76. AS 2 156 423
Bekanntgemacht am 29.3.1979

Anmelder: International Business Machines Corp., Armonk

Erfinder: James G. Belleson, Pacifica, Calif.

Cassettentonbandgerät- und Zusatzgerät-Kombination

Patentanspruch: Cassettentonbandgerät- und Zusatzgerät-Kombination, bei der ein mit Verstärker und Lautsprecher ausgerüstetes Cassettentonbandgerät eine Kupplungsfläche mit mehreren Kontaktbuchsen und einer Lagebestimmungsaussparung aufweist und ein Zusatzgerät eine Kupplungsfläche mit mehreren Kontaktstiften und einem Lagebestimmungsstift aufweist, wobei bei einer Kupplung des Zusatzgerätes mit dem Tonbandgerät die Kontaktstifte in elektrisch leitenden Eingriff mit den Buchsen und der Lagebestimmungsstift in mechanischen Eingriff mit der Lagebestimmungsaussparung kommen, dadurch gekennzeichnet, daß die Kupplungsfläche des Tonbandgerätes eine Gewindebohrung aufweist, im Zusatzgerät eine Verbindungsschraube drehbar gelagert ist, die in gekuppeltem Zustand der beiden Geräte in die Gewindebohrung einschraubbar ist, und daß das Zusatzgerät im gekuppelten Zustand über die Kontaktstifte und Kontaktbuchsen an eine im Tonbandgerät enthaltene Stromquelle angeschlossen ist.

DBP.-Anm. H 05 k, 11/00. AS 2 557 177
Bekanntgemacht am 5.4.1979

Anmelder: Olympus Optical Co., Ltd., Tokio

Erfinder: Masanobu Sato, Hachioji (Japan)

Cassette

Patentanspruch: Cassette mit einem Cassetten-Gehäuse und einer im Cassetten-Gehäuse drehbar gelagerten Spule zum Auf- und Abspulen von bandförmigem Mikrofilm, dadurch gekennzeichnet, daß das Cassetten-Gehäuse einen Schlitz zum Einführen des Films in das Cassetteninnere aufweist, daß ein nachgebendes oder nachgebend gelagertes Endlosband vorgesehen ist, wel-

ches über mehrere Führungsrollen gespannt ist und in an sich bekannter Weise über einen großen Umfangsbereich am Spulenkern, insbesondere an der dem Schlitz abgewandten Seite des Spulenkerns anliegt, daß von einer ersten Anzahl von Führungsrollen wenigstens drei am Cassetten-Gehäuse ortsfest und eine weitere Führungsrolle relativ zum Spulenkern in im wesentlich radialer Richtung beweglich oder etwa auf einem Kreisbogen um eine vom Schlitz etwa eine Kantenlänge der Cassette entfernt liegende Drehachse schwenkbar gelagert und betriebmäßig federnd an den Spulenkern angedrückt ist, wobei das Endlosband über eine im Bereich des Schlitzes ortsfest angeordnete erste Umlenkrolle zum Spulenkern und von hier zur beweglich gelagerten Umlenkrolle geführt ist, so daß das durch den Schlitz in das Cassetteninnere eingeführte Filmende beim Umlaufen der Spule und des Endlosbandes zwischen dem Endlosband und dem Spulenkern festgeklemmt und um den Spulenkern herumgeführt wird.

DBP.-Anm. G 03 b, 17/26. AS 2 526 483
Bekanntgemacht am 12.4.1979

Anmelder: Agfa-Gevaert AG, 5090 Leverkusen

Erfinder: Josef Pfeifer, 8025 Unterhaching; Wilfried Hofmann, 8021 Taufkirchen; Traugotte Liermann, 8025 Unterhaching

Reversibler elektroakustischer Wandler

Patentanspruch: Reversibler elektroakustischer Wandler, insbesondere für Fernsprechapparate, der als Mikrofon, Telefon und Tonrufschallquelle einsetzbar ist, gekennzeichnet durch im einzelnen an sich bekannte folgende Merkmale:

- als Membran ist eine dünne biegesteife Platte vorgesehen,
- die Platte ist an ihrem Rande schwimmend gelagert,
- an der Platte sind ein- oder beidseitig ein piezoelektrisches Wandlerelement oder mehrere piezoelektrische Wandlerelemente befestigt,
- die piezoelektrischen Wandlerelemente sind bei Verwendung des Wandlers als Mikrofon gleichphasig hintereinander und bei Verwendung des Wandlers als Schallsender gleichphasig parallel geschaltet.

DBP.-Anm. H 04 r, 17/00. AS 2 120 001
Bekanntgemacht am 22.3.1979

Anmelder: Institut für Nachrichtentechnik, DDR 1160 Berlin

Erfinder: Dr.-Ing. Gert Kaszynski, DDR 1609 Senzig; Klaus Lindstädt, DDR 1199 Berlin

Vorrichtung zur Wiedergabe eines auf einen Aufzeichnungsträger aufgezeichneten Videosignals

Patentanspruch: Vorrichtung zur Wiedergabe eines auf einen Aufzeichnungsträger aufgezeichneten Videosignals mit einer mit der Helligkeitsinformation des Videosignals frequenzmodulierten Trägerwelle, dadurch gekennzeichnet, daß zum Detektieren eines Signalaussetzers in dem von dem Aufzeichnungsträger abgelesenen Signal die Vorrichtung mit einer ersten und einer zweiten Frequenzteilerstufe versehen ist, die gegebenenfalls über ein erstes Filter das von dem Aufzeichnungsträger abgelesene Signal empfangen, wobei die erste Frequenzteilerstufe ein erstes Teilsignal liefert, von dem aufeinanderfolgende Nulldurchgänge den Nulldurchgängen der ansteigenden Flanken der modulierten Trägerwelle entsprechen, während die zweite Frequenzteilerstufe ein zweites Teilsignal liefert, von dem aufeinanderfolgende Nulldurchgänge den Nulldurchgängen der abfallenden Flanken dieser modulierten Trägerwelle entsprechen, welche Vorrichtungen weiter enthält: ei-

nen ersten Frequenzmodulator zum Demodulieren des ersten Teilsignals, einen zweiten Frequenzdemodulator zum Demodulieren des zweiten Teilsignals und eine erste Vergleichsschaltung zum Mit-einandervergleichen des ersten demodulierten und des zweiten demodulierten Teilsignals, die ein Ausgangssignal liefert, das das Auftreten eines Signalaussetzers anzeigt.

Audioverstärker für zweikanalige Wiedergabe

Patentanspruch: Audioverstärker für zweikanalige Wiedergabe, der zwischen zwei Verstärkerstufen als Mitteneindrucks-(Balance-)Steller in jedem Kanal ein Potentiometer enthält, dessen Steller mit demjenigen des anderen verbunden ist (Tandempotentiometer) und die gegensinnig in die Verstärker eingeschleift sind, wobei eine direkte elektrische Verbindung vorgesehen ist zwischen ihrer Mitteneinstellung und ihrem dem Masseanschluß gegenüberliegenden (sog. heißen) Ende ihrer Widerstandsschicht, dadurch gekennzeichnet, daß die Potentiometer einen Mittenabgriff haben, der

mittels eines außen angebrachten Leiterstückes mit dem heißen Ende verbunden ist, und daß die Impedanz der dem Steller jeweils nachgeschalteten Verstärkerstufe wenigstens das 3fache derjenigen des Nennwertes des Balancestellers beträgt.

DBP.-Anm. H 03 g, 3/02. AS 2 253 987
Bekanntgemacht am 1. 2. 1979

Anmelder: Siemens AG, Berlin und München

Erfinder: Dipl.-Ing. Karl-Otto Pasemann, Neunkirchen

Abtaster zur Abtastung von Verformungen eines relativ zu ihm bewegten Trägers

Patentanspruch: Abtaster zur Abtastung von Verformungen eines relativ zu ihm bewegten Trägers, insbesondere zum Abtasten von auf plattenförmigen Trägern in Rillenform gespeicherten hochfrequenten Signalen, wobei am Wandlerkörper Anschlüsse zur Entnahme der Signale vorgesehen sind, dadurch gekennzeichnet, daß mindestens eine der beiden Anschlußstellen der Anschlüsse mit einem elastischen Isolierlack überzogen

Schweiz

Renommiertes, sehr solventes

Elektronik-Unternehmen

mit langjährigen Vertretungen erster Marken

zu verkaufen

Die Firma ist sehr hoch eigenfinanziert u. überdurchschnittlich ertragsstark.

Verkaufspreis sFr. 5,3 Mio.

Eine schrittweise Übernahme ist möglich.

Zuschriften erbeten an Chiffre 990 Zx

Orell Füssli Werbe AG., Postfach, 8022 Zürich

Damit es in Ihren Geräten schön kühl bleibt, haben wir 35 verschiedene Lüfter und Gebläse entwickelt.



Ob Sie die Elektronik in Schaltschränken kühl halten oder Schweißgeräte vor Überhitzung schützen müssen, PAPST-Gerätelüfter meistern jede Aufgabe, denn außer 35 Grundtypen gibt es noch mehr als 200 Varianten.

Mit dem patentierten Außenläufermotor als Antrieb ergeben sich bei

raumsparender Bauweise hohe Luftleistungen und niedriges Geräusch, bei stabilem Drehzahlverhalten.

Fordern Sie den Prospekt L 130 an. Er enthält Angaben über Gerätelüfter und -gebläse bis 400 m³/h.

Im Katalog M 185 finden Sie Daten bis 1600 m³/h.



PAPST-MOTOREN KG

Postfach 35

D-7742 St. Georgen/Schwarzwald

Telefon (0 77 24) *81-1

Telex 07 92 413

und der ganze Abtaster mit einer Abschirmung in Form einer aufgebracht, elektrisch leitenden Schicht versehen ist.
DBP.-Anm. G 11 b, 3/46. AS 2 065 069
Bekanntgemacht am 1.2.1979

Anmelder: TED Bildplatten AG AEG-Telefunken-Teledac, Zug (Schweiz)
Erfinder: Dipl.-Ing. Eduard Schüller, 2000 Wedel; Dr.-Ing. Gerhard Dickopp; Hans-Joachim Klemp; Horst Redlich, Berlin

Verfahren zur stereofonen Tonübertragung

Patentanspruch: Verfahren zur stereofonen Tonübertragung, bei dem zwei Signale auf einer Tonspur, vorzugsweise einer optischen Tonspur, aufgezeichnet und die beiden Signale von der Tonspur abgetastet werden, bei dem die von der Tonspur abgetasteten Signale zur Bildung eines Summensignals vereinigt werden, das von einem mittleren Lautsprecher wiedergegeben wird, während die abgetasteten Signale über einen linken und einen rechten Lautsprecher wiedergegeben werden, dadurch gekennzeichnet, daß die beiden aufgezeichneten Signale durch Mischung von drei Signalen L, C und R erhalten werden, die die Information des linken Kanals, des Mittenkanals und des rechten Kanals darstellen, so daß ein zusammengesetztes Signal $L + kC$ und ein zusammengesetztes Signal $R + kC$ gebildet werden, wobei k ein Bruch ist, der kleiner als 1 ist und vorzugsweise praktisch gleich $\frac{1}{2}$ ist, und daß die beiden zusammengesetzten Signale beim Abspielen von der Aufzeichnung mit einer größeren Amplitude als das Summensignal, jedoch mit einer Verzögerung gegenüber der Wiedergabe des Summensignals wiedergegeben werden.

DBP.-Anm. H 04 r, 5/00. AS 2 559 593
Bekanntgemacht am 22.3.1979
Anmelder: Dolby Laboratories Inc., San Francisco, Calif.
Erfinder: Robert A. Berkovitz, Lexington, Mass.; Kenneth J. Gundry, London

Vorrichtung zum Einlegen und Auswerfen von Magnetbandcassetten bei Cassetten-tonbandgeräten

Patentanspruch: Vorrichtung zum Einlegen und Auswerfen von Magnetband-Cassetten bei Cassetten-tonbandgeräten, mit einer parallel zur Verschiebungseinrichtung der Cassette im Gerätegehäuse mit dieser über einen Mitnehmer zwischen einer Einlege- und Auswurfstellung (erste Stellung) und einer Betriebsstellung (zweite Stellung) ver-

schiebbaren Zahnstange, die beim Einschleiben der Cassette in Auswurfstellung mittels einer Zahnstangenfeder vorgespannt wird und die mit einem mit einer Steuerfläche einer Steuerplatte und einer Federanordnung zusammenwirkenden Ritzel derart in Eingriff steht, daß beim Einziehen der durch den Mitnehmer erfaßten Cassette das Ritzel im Sinne einer Unterstützung der Einzugsbewegung vorgespannt ist und daß beim Auswerfen, ausgelöst durch eine auf die Steuerfläche einwirkende Betätigungseinrichtung, das in die Zahnstange eingreifende Ritzel entriegelt wird, dadurch gekennzeichnet, daß

a) an einem exzentrischen Kurbelzapfen des Ritzels eine Kurbelstange angelenkt ist, an deren freiem Ende ein Steuerzapfen in Eingriff mit der Steuerfläche der Steuerplatte steht,

b) sich bei der Bewegung der Zahnstange zwischen ihren beiden Endstellungen der Kurbelzapfen zwischen einer ersten und einer zweiten Ritzelendstellung über den von dem freien Ende der Kurbelstange abgewandten Totpunkt bewegt,

c) die Steuerplatte in Radialrichtung relativ zum Ritzel zwischen einer ersten und einer zweiten Stellung verschiebbar und mittels einer Feder von diesem weg vorgespannt ist,

d) die Steuerfläche eine Raststellung für den Steuerzapfen, in der die Kurbelstange bei der Einlegebewegung der Cassette relativ zur Steuerplatte nur verschwenkbar ist, und eine Freigabestellung aufweist, in der die Kurbelstange bei der Auswurfbewegung der Cassette relativ zur Steuerplatte verschwenk- und verschiebbar ist,

e) durch die Betätigungseinrichtung der Steuerzapfen aus der Raststellung in die Freigabestellung bewegbar ist und
f) die Federkraft der Feder größer ist als die der Zahnstangenfeder.

DBP.-Anm. G 11 b, 25/06. AS 2 637 141
Bekanntgemacht am 5.4.1979
Anmelder: Sanyo Electric Co., Ltd., Moriguchi, Osaka (Japan)
Erfinder: Yasuo Sami, Yamatotakada, Nara (Japan)

Video-Bandgerät

Patentanspruch: Video-Bandgerät mit einer Bandspuleinrichtung, die eine Bandabgabe- u. Bandaufnahmespule aufweist, die beide drehbar auf der Deckplatte des Gerätes angeordnet sind, auf der ferner ein Hebel schwenkfähig angeordnet ist, der am Ende seines einen Schenkels ein Antriebsrad drehbar hält, das bei Schwenkung des Hebels in einer

Richtung mit der einen Spule in Berührung tritt, wobei ein Zwischenrad schwenkfähig auf der Platte angeordnet und ständig in Berührung mit dem Antriebsrad gehalten ist, und das bei Schwenkung des Hebels in der anderen Richtung mit der anderen Spule in Beziehung treten kann, wobei ferner ein erstes Steuerungsglied mit dem anderen Schenkel des Hebels in Verbindung treten kann, um das Antriebsrad aufgrund der Betätigung des Steuerungsgliedes in Antriebsstellung zur ersten Spule zu bringen, und ein zweites Steuerungsglied mit dem anderen Schenkel des Hebels in Verbindung treten kann, um das Zwischenrad in Antriebsstellung zur anderen Spule zu bringen, dadurch gekennzeichnet, daß ein Stellschieber mit Bezug auf den Hebel in dessen Längsrichtung gleitfähig angeordnet ist und eine im wesentlichen dreieckige Öffnung aufweist, in die ein am Hebel befestigter Stift eingreift, wobei der Hebel in seiner neutralen Stellung verriegelt ist, wenn der Stift in Berührung mit einem Scheitel der Dreiecksöffnung steht.

DBP.-Anm. H 04 n, 5/78. AS 2 033 540
Bekanntgemacht am 1.3.1979
Anmelder: Akai Electric Co. Ltd., Tokio
Erfinder: Tatsumi Nakano, Tokio

Spulenträger für die Schwingspule eines dynamischen Lautsprechers

Patentanspruch: Spulenträger für die Schwingspule dynamischer Lautsprecher, dadurch gekennzeichnet, daß an dem Spulenträger eine elektrische Kontaktierung angebracht ist, über die der Spulenträger auf einem bestimmten elektrostatischen Potential gehalten werden kann.

DBP.-Anm. H 04 r, 9/04. AS 2 739 557
Bekanntgemacht am 8.2.1979
Anmelder: Backes & Müller GmbH, 6650 Homburg
Erfinder: Wolfgang Backes, 6607 Quierschied-Saar;
Friedrich Müller, 6751 Otterbach

Verfahren zur Herstellung eines verlustbehafteten Hochfrequenzfilters

Patentanspruch: Verfahren zur Herstellung eines verlustbehafteten Hochfrequenzfilters aus einem Ferritrohr, welches die Form einer stranggepreßten Röhre hat und auf seiner Außenfläche mit einem Mantel aus dielektrischem Material verbunden ist, wobei die Schicht aus dielektrischem Material eine Elektrode in Form einer Metallüberzugsschicht trägt und eine weitere Elektrode auf der Innenfläche des Ferritrohres in gleicher Weise aufgebracht ist, dadurch gekennzeichnet,

net, daß die Schicht aus dielektrischem Material direkt auf die Außenfläche des Ferritrohres durch Elektrophorese niedergeschlagen wird.

DBP.-Anm. H 04 b, 15/00. AS 2 058 419
Bekanntgemacht am 11. 1. 1979

Anmelder: AMP Inc., Harrisburg, Pa.
Erfinder: William Baird Fritz, Harrisburg, Pa.

Entstörungsfilter

Patentanspruch: Entstörungsfilter vom Durchgangstyp mit einer gewickelten Drosselspule mit ferromagnetischem Kern in jedem Serienzweig und mit einem Kondensator oder einer Kondensatorkombination im Querszweig, welcher Kondensator oder welche Kondensatorkombination in einem zylindrischen oder becherförmigen Metallgehäuse angebracht ist, das an jedem Ende ein Isolationsstück aufweist, in welchem Anschlußterminale für das Filter befestigt sind, dadurch gekennzeichnet, daß die Drosselspulen außen an dem Kondensatorgehäuse derart angebracht sind, daß ihre Achsen im wesentlichen parallel zur Achse des Kondensatorgehäuses verlaufen und daß die Anschlußleitungen jeder Drosselspule mit je einem in den beiden Isolationsstücken befestigten Terminal verbunden sind.

DBP.-Anm. H 04 b, 15/02. AS 2 050 449
Bekanntgemacht am 4. 1. 1979

Anmelder, zugleich Erfinder: Dipl.-Ing. Gravs Larsen Lykke, Vanloese (Dänemark)

Optischer Entzerrer für die Signalübertragung über optische Mehrmoden-Wellenleiter

Patentanspruch: Optischer Entzerrer zur Signalübertragung über optische Mehrmoden-Wellenleiter für Nachrichtenverbindungen mit einem sprunghaften Brechungsindexprofil, einer Längsachse und einem kritischen maximalen Leitungswinkel der Lichtstrahlen zum Einsetzen in den Verlauf des Wellenleiters und zum Verbinden zweier Wellenleiterabschnitte, wobei er die aus dem ersten Wellenleiterabschnitt austretenden und von ihm aufgefangenen Lichtstrahlen so ablenkt, daß jeder entlang der Achse aus dem ersten Wellenleiterabschnitt austretende Strahl in die Richtung des maximalen Leitungswinkels des zweiten Wellenleiterabschnitts gebracht wird und in diesen eintritt und jeder in der Richtung des maximalen Leitungswinkels des ersten Wellenleiterabschnitts aus diesem austretende Strahl in die Richtung der Achse des zweiten Wellenleiterabschnitts gebracht wird und in diesen eintritt, dadurch

gekennzeichnet, daß diese Ablenkung als Reflexion durch wenigstens einen von einem der Wellenleiterabschnitte ausgehende Lichtstrahlen reflektierenden Spiegel bewirkt wird und der bzw. jeder Spiegel den Querschnitt eines Ellipsensegments hat, dessen Brennpunkte die geometrischen Mittelpunkte der Enden der Wellenleiterabschnitte sind.

DBP.-Anm. H 04 b, 9/00. AS 2706331
Bekanntgemacht am 4. 1. 1979

Anmelder: CSELT-Centro Studi e Laboratori Telecomunicazioni S.p.A., Turin (Italien)

Erfinder: Petro di Vita, Turin; Riccardo Vannucci, Rom

Verzerrungsarmer, niederfrequenter Gegentakt-Leistungsverstärker

Patentanspruch: Verzerrungsarmer, niederfrequenter Gegentakt-Leistungsverstärker für B- und AB-Betrieb mit einem Transistor eines ersten Leitfähigkeitstyps, einem zweiten Transistor eines zweiten Leitfähigkeitstyps, dessen Basis mit dem Kollektor des ersten Transistors verbunden ist, einem dritten Transistor vom genannten zweiten Leitfähigkeitstyp, einem vierten Transistor vom genannten ersten Leitfähigkeitstyp, dessen Basis mit dem Kollektor des dritten Transistors verbunden ist, einer ohmschen Verbindung zwischen den Kollektoren des zweiten und vierten Transistors, einem zwischen den Emitttern des ersten und dritten Transistors liegenden Widerstand, einer ersten Diode, deren Anode an den Emitter des ersten Transistors angeschlossen ist, und einer zweiten Diode, deren Kathode an den Emitter des dritten Transistors angeschlossen ist, dadurch gekennzeichnet, daß die Kathode der ersten Diode an den Kollektor des zweiten Transistors und an eine Last angeschlossen ist, daß die Anode der zweiten Diode an den Kollektor des vierten Transistors und ebenfalls an die Last angeschlossen ist und daß zwischen den Basiselektroden des ersten und dritten Transistors ein Vorspannkreis liegt.

DBP.-Anm. H 03 f, 3/183. AS 2 409 929
Bekanntgemacht am 18. 1. 1979

Anmelder: Shin-Shirasuna Electric Corp., Nagoya, Aichi

Erfinder: Mamoru Sekiya, Nagoya, Aichi (Japan)

Verfahren zum Herstellen von Mehrspurmagnetköpfen aus Ferrit

Patentanspruch: Verfahren zum Herstellen von Mehrspurmagnetköpfen aus Ferrit, bei welchem zwei aus Ferrit bestehende Kernelemente an den Spaltflächen mittels einer Glasschicht zu einem

einen längsverlaufenden Spalt aufweisenden Kernkörper verbunden werden, in den Kernkörper an der dem Spalt gegenüberliegenden Seite und senkrecht zum Spalt verlaufende Nuten, die gleichen Abstand voneinander, gleiche Breite und gleiche Tiefe haben, eingeschnitten werden und Abschirmplatten aus Ferrit in die Nuten eingesetzt und mit dem Kernkörper durch eine Glasschicht verbunden werden, dadurch gekennzeichnet, daß vor dem Einsetzen der Abschirmplatten in die Nuten des Kernkörpers zumindest entweder die Abschirmplatten oder die Wandungen der Nuten mit einem hochschmelzbaren isolierenden Beschichtungsmaterial versehen werden, daß nach dem Einsetzen der Abschirmplatten in die Nuten in der Nähe der Spalten zwischen den Abschirmplatten und den Wandungen der Nuten Stücke aus Glas, das einen niedrigeren Schmelzpunkt als das zur Verbindung der Kernelemente verwendete Glas und das zur Beschichtung der Wandungen der Nuten bzw. der Abschirmplatten verwendete Beschichtungsmaterial aufweist, angeordnet werden, und daß anschließend die Anordnung erwärmt wird, so daß die Glasstücke schmelzen und das Glas in die Spalten zwischen den Abschirmplatten und dem Beschichtungsmaterial bzw. zwischen dem Beschichtungsmaterial und den Wandungen der Nuten eindringt.

DBP.-Anm. G 11 b, 5/42. AS 2 507 557
Bekanntgemacht am 15.3.1979

Anmelder: NGK Insulators, Ltd., Nagoya, Aichi (Japan)

Erfinder: Soichiro Matsuzawa, Toyoake (Japan)

Bändchenlautsprecher

Patentanspruch: Bändchenlautsprecher mit in einem Magnetsystem aus Dauermagneten in dessen Luftspalten angeordneten Tonwiedergabe-Bändchen, dadurch gekennzeichnet, daß die Tonwiedergabe-Bändchen aus einzelnen elektrisch leitenden Streifen auf einer gemeinsamen dielektrischen Unterlage parallel zueinander längs des jeweiligen Tonwiedergabe-Bändchens bestehen, und daß zum Ausgleich von Magnetfeldinhomogenität in dem jeweiligen Tonwiedergabe-Bändchen zugeordneten Luftspalt die Stärke des Stroms durch die einzelnen elektrisch leitenden Streifen entsprechend gewählt ist.

DBP.-Anm. H 04 r, 9/06. AS 2 558 490
Bekanntgemacht am 22.3.1979

Anmelder, zugleich Erfinder: Aleksej F. Kasatkin; Jurij V. Smirnov; Ilya A. Feldmann, Moskau

Eine günstige Prognose

Die Mikroelektronik – eine Herausforderung an passive und elektromechanische Bauelemente

Als sich vor etwa 10 Jahren die integrierten Schaltungen durchzusetzen begannen, sagte man den diskreten Bauelementen – insbesondere den passiven – nur noch eine Zukunft mit abnehmenden Marktchancen voraus. Das galt insbesondere für Widerstände, die ja ebenfalls wie aktive Bauelemente auf einem Chip integriert werden können. Die Entwicklung ist aber anders verlaufen: Zum Beispiel enthält heute ein Farbfernsehgerät mit schon fast selbstverständlichem Bedienungskomfort nicht weniger, sondern durchschnittlich über 20% mehr diskrete Widerstände als eines, das vor 10 Jahren ohne Verwendung von ICs rein diskret aufgebaut wurde.

Bei den passiven Bauelementen entwickeln sich Sensoren, wie PTC- und NTC-Widerstände, nicht mehr im Windschatten der zunehmenden Integration, sondern nehmen eine ausgeprägte Vorrangstellung ein. So steht und fällt denn auch die umfassende Verwendung hochintegrierter Schaltungen – insbesondere die von Mikroprozessoren – mit der Fähigkeit der Bauelementeindustrie, leistungsfähige und dabei preisgünstige Sensoren bereitstellen zu können.

Kostenentwicklung

Eine wichtige Ursache für die wachsende Bedeutung der Mikroelektronik ist die starke Abnahme der Kosten je elektronischer Funktion. Sie ließ sich erreichen durch Verbesserungen in der Fertigungs-

Dieser Beitrag geht auf einen Vortrag zurück, den Dr. H. Weinerth, Leiter des Hauptbereichs Technik bei der Firma Valvo, Hamburg, anlässlich der »elektronica 78« gehalten hat.

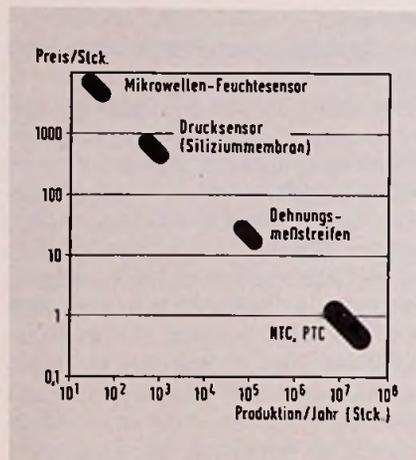


Bild 1. Entwicklungstrends bei Sensoren

technik, noch viel stärker aber dadurch, daß die Kosten je Bauelement in einer integrierten Schaltung weit unter denen von diskreten Bauelementen liegen. Die Hauptursache für die Kostenabnahme liegt also in der Integration selbst. Analoges Vorgehen ist bei passiven Bauelementen nur beschränkt durchführbar. So ist eine Entwicklung in Richtung eines etwas höheren Integrationsgrades zum Beispiel das Herstellen von Widerstandsnetzwerken (bis zu 20 Widerständen); doch diese Technik führt zur Zeit eher zu noch höheren Herstellungskosten je Widerstand als diskrete Lösungen. Kostenvorteile können also praktisch nur über eine verbesserte Produktionstechnik erzielt werden.

Heutzutage ist ein Hersteller von passiven Bauelementen nur dann konkurrenzfähig, wenn er die modernste derzeit verfügbare Technik verwendet. Dazu gehört bereits standardmäßig ein Magnetron-Aufspütern der Widerstandsschichten sowie ein Strukturieren und Trimmen der

Widerstände unter Anwendung von YAG- und CO₂-Lasern.

Bei Sensoren wird die Entwicklung stark durch die vom Markt benötigten Stückzahlen bestimmt (Bild 1). Ein Beispiel für hohe Stückzahlen und günstige Kosten sind die Temperatursensoren. Andere Sensoren dagegen befinden sich teilweise noch in einem früheren Stadium. Das kann sich noch hemmend auf die umfassende Verwendung sowohl der Sensoren selbst als auch der nachgeschalteten Elektronik auswirken. So gesehen ist es ein deutliches Kennzeichen für die Schlüsselfunktion der Sensoren, wobei aber die Entwicklung sensorgesteuerter Systeme vorerst noch am Anfang steht; dies ist auf zwei Tatsachen zurückzuführen:

- Erst in den letzten Jahren sind die Kosten elektronischer Funktionen so stark zurückgegangen, daß neue breite Anwendungsgebiete erschlossen werden konnten,
- die zunehmende Bedeutung elektronischer Systeme auf allen Bereichen fördert ihrerseits den zusätzlichen Einsatz von Sensoren. Die entsprechenden Systeme lassen sich dann häufig mit einem vergleichsweise geringen Mehraufwand bauen.

Die Frage der Wirtschaftlichkeit kann nicht isoliert von der Montagetechnik betrachtet werden, denn bereits seit einigen Jahren nimmt die Bedeutung der automatischen Bestückung zu. Dies ist ein unausweichlicher technischer Trend. Zur Illustration sei erwähnt, daß den Materialkosten für Widerstände bei manueller Bestückung doppelt so hohe Montagekosten gegenüberstehen, die sich durch automatisches Bestücken schon halbieren lassen, wobei die Entwicklung durchaus noch nicht abgeschlossen ist. Passive Bauelemente müssen daher heute durchweg für automatische Bestückung ausgelegt sein.

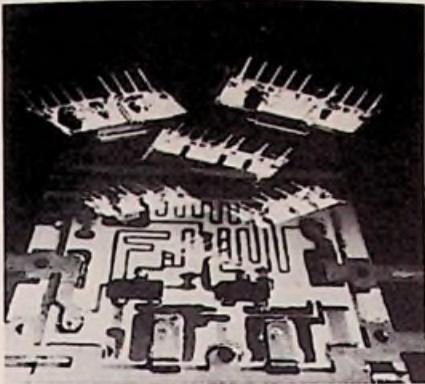


Bild 2. Antennenverstärker in Hybrid-Bauweise

Gefahr durch Hybridschaltungen?

Eine weitere Herausforderung für die passiven Bauelemente ist neben den integrierten Schaltungen die Hybridtechnik, bei der es seit einiger Zeit neue Ansatzpunkte für die Anwendung im Konsumbereich gibt. Bild 2 zeigt als Beispiel einen Antennenverstärker für den UHF-Bereich. Diese früher nur für professionelle Anwendung benutzte Montageform vereinigt in sich die folgenden Vorteile:

- Geringer Raumbedarf,
- kostengünstige automatische Bestückung,
- die Möglichkeit, Widerstände aller Größenordnungen und Kondensatoren niedriger Kapazität in die Schaltung zu integrieren,
- genauer Abgleich der Widerstände über Laserverfahren,
- hohe Flexibilität (das heißt, spezielle Systeme können im Vergleich zu spezifi-

schon integrierten Schaltungen kurzfristig realisiert werden),
○ hohe Zuverlässigkeit und Lebensdauer.

Hybridschaltungen stellen für die passiven Bauelemente eine ernstzunehmende Herausforderung dar, wenn es gelingt, monolithisch nicht integrierbare Schaltungen mit vermindertem Einsatz (etwa der Hälfte) von diskreten passiven Bauelementen herzustellen. Die Zukunft wird zeigen, ob die passiven Bauelemente den Verlust dieses Teilmarktes werden hinnehmen müssen, oder ob es gelingt, durch Bereitstellen technisch überlegener, montagefreundlicher und preisgünstiger Alternativen dieser Herausforderung zu begegnen.

Technische Entwicklungstrends

Betrachtet man den prozentualen Anteil verschiedener Bauelementegruppen an elektronischen Geräten, dann wird die Zunahme des Anteils an integrierten Schaltungen deutlich (Bild 3). Man erkennt, daß der relative Anteil von Schaltern, Konnektoren und Kondensatoren noch ansteigt, bei den Röhren aber schon fast verschwunden ist. Wird noch der starke Zuwachs des Elektronik-Weltmarktes berücksichtigt (Bild 4), ist zu hoffen, daß auch der Markt für Widerstände zumindest erhalten bleibt.

Die technische Herausforderung an passive und elektromechanische Bauelemente ist eine Konsequenz der sich immer weiter ausdehnenden Anwendungsgebiete. Dieses erfordert einen geringeren Raumbedarf je Bauelement, eine immer weitergehende Störsicherheit gegenüber mechanischer, chemischer und

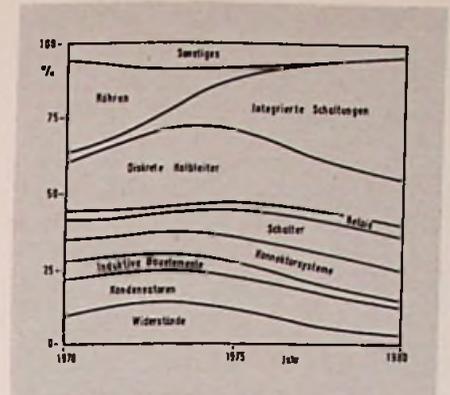


Bild 3. Relativer Anteil verschiedener Bauelementegruppen in elektronischen Geräten (ohne Bildröhren)

thermischer Beanspruchung, und immer größere Zuverlässigkeitsanforderungen. Im folgenden seien die passiven und elektromechanischen Bauelemente in vier willkürliche Kategorien aufgeteilt:

1. Bauelemente mit absolut und relativ abnehmendem Marktpotential, wie Potentiometer und Drehkondensatoren.
2. Bauelemente mit absolut steigendem, aber relativ abnehmendem Marktpotential, wie Widerstände, Spulen und Transformatoren.
3. Bauelemente mit absolut und relativ ansteigendem Marktpotential, wie Kondensatoren, Konnektoren, Schalter, Relais, Elektromotore und Materialien.
4. Bauelemente mit stark ansteigendem Marktpotential, wie Sensoren (NTC, PTC, ...), Quarze und Glasfaserleitungen.

Zunächst einige Anmerkungen zu den Kategorien 2 und 3: Eine Folge der modernen Integrationstechnik ist das Zu-

Anzeigenschluß
für
FUNK-TECHNIK
Heft Nr. 8/79
ist am
16.7.79

Für Geschäfte die täglich 30-70 Posten
kontrollieren, aufgliedern und sichern müssen gibt es nichts besseres, als eine MOGLER-Schreibkasse. Verlangen Sie Offerte 188 oder Tel.: 07131/53061. MOGLER-Kassenfabrik, Postfach 2680, D-7100 Heilbronn

IMRA
Bildröhren-Spezialist
seit 1959

Deutschlands ältester Fachversand für fabrikneue und systemerneuerte Color- und S/W-Bildröhren
Unser Lieferprogramm: Fernseh-, Oszillographen-, Monitor-, und alle Typen von Spezial-Bildröhren
Fordern Sie kostenlos neueste Liste an
IMRA-Bildröhren 4054 Nettetal 2
Kehretraße 83 Telefon (0 21 57) 64 20

Isolierschlauchfabrik
gewebefaltige, gewebelose, Glas-selensilicon- und Silicon-Kautschuk-
Isolierschläuche
für die Elektro-,
Radio- und Motorenindustrie
Werk: 1 Berlin 21, Huttenstr. 41-44
Tel: 030 / 391 7004 — FS: 0181 885
Zweigwerk: 8192 Geretsried 1
Rotkehlichenweg 2
Tel: 081 71 / 600 41 — FS: 0526 330

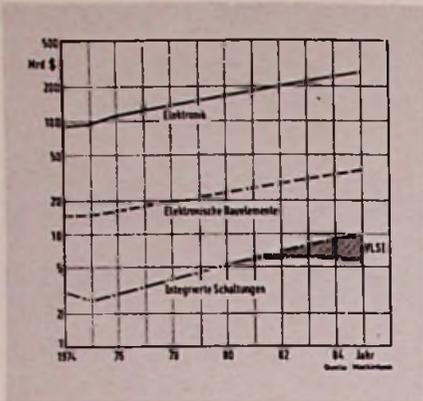


Bild 4. Entwicklung des Elektronik-Weltmarktes (Bild: Mackintosh)

sammenfassen immer größerer Funktionsbereiche in einzelnen integrierten Schaltungen. Das bringt notwendigerweise eine prozentuale Abnahme von peripheren Bauelementen, insbesondere von Widerständen, Kondensatoren und Konnektoren. Auf der anderen Seite ist die Anwendung solcher Schaltungen nicht denkbar ohne periphere Funktionen, die grundsätzlich nicht integriert werden können. Eine typische Anwendung ist das Entstören von Versorgungsleitungen, das effektiv nur mit großen, nicht integrierbaren Kapazitäten durchzuführen ist. Die relative Abnahme passiver Komponenten wird aber mehr als aufgewogen durch das rasche Wachstum in neuen Markt Bereichen, die erst durch die moderne Integrationstechnik ermöglicht wurden.

Bild 5. Eisenloser Gleichstrommotor für den Capstan-Antrieb in Cassetten-Decks



Widerstände

Ein typisches Beispiel für einen neuen Markt auch für passive Bauelemente ist der Taschenrechner, der ab 1979 neben den aktiven Bauelementen mit rd. 4 Widerständen sowie einem Kondensator bestückt sein wird. Aufgrund der hohen Verkaufszahlen von Taschenrechnern je Jahr (etwa 100 Mio. Stück Weltmarkt), ist das ein nicht unwesentlicher neuer Beitrag. Die technische Entwicklung bei Widerständen geht dabei in Richtung auf kleine Abmessungen bei kleiner werdenden Leistungen.

Kondensatoren

Bei Kondensatoren hoher Kapazität ist der Philips-Forschung ein wichtiger Durchbruch gelungen. Während man bisher im wesentlichen Naß-Elektrolyt- und Tantalkondensatoren benutzte, deren Lebensdauer beschränkt ist, stehen heute Trocken-Elektrolytkondensatoren mit Aluminiumelektroden zur Verfügung, deren Zuverlässigkeit alles bisher Dagewesene übertrifft. Es ist zu erwarten, daß sich diese Kondensatoren nicht nur auf dem professionellen, sondern langfristig auch auf dem Konsumsektor durchsetzen werden.

Motore

Insbesondere die modernen Tonübertragungstechniken fordern eine schnelle Weiterentwicklung auf dem Gebiet der Elektromotore. Gleichstrommotore für direkten Capstanantrieb (Bild 5) werden in hochwertigen Cassettengeräten eingesetzt und neue Ausführungen haben nicht nur integrierte Tachometer, Schwungradscheiben und Entstörglieder, sondern fordern auch einen Maximalschlag der Welle von weniger als 1 µm, was unter anderem Luftlager erfordert. Mit dieser früher kaum denkbaren niedrigen Toleranz lassen sich Gleichlaufschwankungen unter 0,8% erzielen, zu Kosten, die für eine Konsumanwendung vorstellbar sind. Nun aber zu einigen Bauelementen der Kategorie 4.

Sensoren

Eine der wichtigsten Konsequenzen der Größtintegration ist, daß die moderne Datenverarbeitung sowie Steuer- und Regeltechnik kostengünstig dezentralisiert und damit dem einzelnen Verbraucher nutzbar gemacht werden können. Als Voraussetzung dafür sind die Steuergrößen isolierter Systeme individuell zu erfassen. Ein breiter Markt wird so vor allem in der Autoelektronik entstehen.

Die Vielzahl von Meßdaten muß durch Sensoren erfaßt und in einem zentralen Prozessor verarbeitet werden. Ausgedehnte Anwendungsmöglichkeiten sind ferner bereits jetzt auf dem Haushaltsgerätesektor erkennbar. Man denkt dabei an neue energie- und zeitsparende bedienungsfreundliche Konzepte, wie das Steuern von Waschprogrammen nach dem Grad der Verschmutzung der Wäsche, das Steuern des Spülvorganges nach dem pH-Wert der Lauge und einer spezifisch angepaßten Zusammensetzung der Waschmittel.

Heute verfügt man erst über leistungsfähige und kostengünstige Temperatursensoren (NTC- und PTC-Widerstände), aber zahlreiche neue Sensoren befinden sich im Forschungs- oder einem frühen Entwicklungsstadium. Ein Beispiel hierfür sind Sensoren, die Halbleitereffekte gezielt ausnutzen. Die mechanische Verspannung eines Halbleiterkristalls bewirkt beispielsweise eine Widerstandsveränderung, die sich zum Messen des Druckes heranziehen läßt, wenn man einen Meßwiderstand auf die Halbleitermembrane eindiffundiert.

Quarze

Da in der Digitaltechnik die Zeitbasis eine entscheidende Rolle spielt, werden Quarze eine wichtige Funktion übernehmen. So muß fast jeder Mikroprozessor mit einem quarzgesteuerten Takt betrieben werden, und auch der Markt für Quarzuhren hat sich in den letzten Jahren stark entwickelt; eine Sättigung ist hier noch nicht abzusehen. Schätzungen sagen aber voraus, daß sich 1983 in Westeuropa und den USA in jedem Haushalt durchschnittlich 10 Quarze befinden werden.

Glasfaser

Die Vorteile der lichteoptischen Übertragung mit Glasfaserleitungen lassen sich erst bei der Anwendung großintegrierter Schaltungen voll nutzen. Deshalb ist in den nächsten Jahren mit einem breiten Anwendungsspektrum in der digitalen Informationsübertragung auf lange und kurze Distanzen zu rechnen. Vielfältige Anwendungen in der breitbandigen Übertragung von Computerdaten und Bildinformationen liegen auf der Hand. In Flugzeugen, Schiffen und Kraftwerken können dann Informationen ohne Rücksicht auf äußere Störeinflüsse weitergeleitet werden. Der Übergang von Step-Index auf Graded-Index-Profil ist bereits vollzogen, und in den achtziger Jahren wird

der Übergang auf Monomodern-Fiberleitungen erfolgen, deren Übertragungsverluste deutlich niedriger liegen.

Zusammenfassung

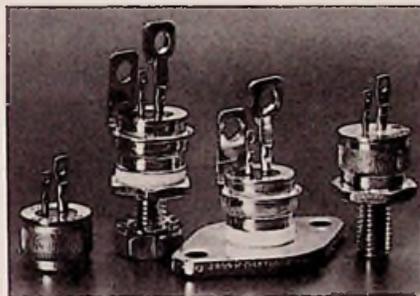
Passive Bauelemente werden auch in Zukunft ihren festen Platz auf dem Markt der elektronischen Bauelemente haben, obwohl die Integrationstechnik viele der früheren Anwendungsmöglichkeiten aufgehoben hat. Die Hersteller von passiven Bauelementen müssen aber – wie in der Vergangenheit – auch in Zukunft beweisen, daß sie es verstehen, moderne Techniken zum Herstellen leistungsfähiger und dabei preisgünstiger Bauelemente einzusetzen und flexibel auf die Anforderungen zeitgemäßer Montagetechniken eingehen können.

Das Beispiel der Sensoren zeigt, daß eine enge Wechselbeziehung zwischen dem Wachstum des Elektronikmarktes und den passiven Bauelementen besteht. Dies ist aber auch eine notwendige Voraussetzung für die gesicherte Existenz von passiven Bauelementen in der Zukunft, denn die Abnahme des relativen Anteils diskreter Bauelemente je Funktion wird auch in Zukunft anhalten und kann nur durch ein Wachstum des Gesamtmarktes überkompensiert werden.

thode bewirkt eine garantiert hohe Arbeitsgeschwindigkeit und soll jeden Latch-up-Effekt unterbinden. Das Gehäuse des Bausteins hat DIL-Format und 16 Anschlüsse.

Gehäuse-Palette für Triacs und Thyristoren

Von der Firma General Electric hat die Nucletron Vertriebs GmbH, München, Triac-Zellen bis 600 V/40 A und Thyristoren bis 1200 V/35 A im Programm. Diese Bauelemente sind in verschiedenen Gehäuseausführungen verfügbar. Die Einpreßausführung ist sehr preiswert und bietet auch ein optimales Kühlen der Halbleiterzelle, doch hat sie große spannungsführende Kühlflächen und bedarf bei der Montage des umständlichen Einpreßvorganges. Leichter hat man es da



Triacs und Thyristoren der Firma General Electric gibt es in diesen Gehäuseausführungen

mit der Gewindebolzen-Ausführung, die allerdings auch eine elektrische Verbindung zum Kühlkörper mit sich bringt, wenn man auf diverse Isolierscheiben, Beilagscheiben und Sprengringe verzichtet. Ausführungen mit isoliertem Gewindestutzen erfordern hier weniger Aufwand; der Wärmewiderstand ist jedoch größer. Schließlich gibt es noch ein Gehäuse mit TO-3-Flansch, das besonders einfach in der Handhabung ist und nur einen Wärmewiderstand von $2,15^{\circ}\text{C}/\text{W}$ hat.

Analogverzögerungsleitung

Der Baustein SAD 4096, erhältlich bei der Hot Electronic GmbH, 8012 Ottobrunn, ist ein monolithisches Charge-Transfer-Verzögerungselement (Ladungs-Verschiebung) das 4096 Speicherzellen hat. Die Schaltung ist in N-Kanal Eimerket-

tentechnik aufgebaut und verzögert ein analoges Signal mit 2048 Taktperioden. Dazu wird das Signal mit der Taktfrequenz abgetastet und die einzelnen Samples (Signalproben), die dem Augenblickswert des Signals haben in die Eimerkettenleitung „eingelassen“. Das verzögerte Ausgangssignal hat dann zwar eine treppenförmige Abstufung, die aber durch einfache Filter am Ausgang unwirksam wird. So sind auch bei langer Verzögerung noch hohe Übertragungsgüten möglich. Die Verzögerungszeit wird von der Taktfrequenz f nach der Beziehung $T = 2048/f$ bestimmt, so daß die Verzögerungszeit mit abnehmender Taktfrequenz zunimmt. Der zulässige Bereich für die Taktfrequenz wird mit 4 kHz bis 2 MHz angegeben; das ergibt Verzögerungszeiten von 1 ms bis 512 ms. Gleichmaßen groß ist der Dynamikbereich, der über 70 dB beträgt (S/N). Charakteristische Anwendungen für eine Analogverzögerungsleitung sind Klang- und Nachhalleffekte, die Datenbufferung, die Tonhöhenkorrektur bei Bandgeschwindigkeits-Schwankungen oder die Zeitbasiskorrektur.

*

Hochvolttransistoren. Valvo ergänzt die Hochvoltreihe mit den Typen BUT 11 und BUT 11 A. Der maximale Kollektorstrom wird mit 5 A angegeben, die Kollektor-Emitter-Sperrspannung mit 400 V und 450 V. Beide Ausführungen haben ein TO-220-Gehäuse.

Kleintthyristor. Kleintthyristoren können manchmal durch Störspannungen bei höheren Temperaturen unerwünscht zünden. Nicht so der Typ TIC 108 von Texas Instruments, dessen Zündstrom garantiert oberhalb von $200\ \mu\text{A}$ und unterhalb von 1 mA liegt. Der Thyristor hat ein TO-220-Gehäuse, einen zulässigen Dauergrenzstrom von 3,2 A und Sperrspannungswerte von 100 V (TIC 108 A) bis 800 V (TIC 108 N).

Leistungstransistoren. Die bewährte Typenfamilie BD 201 bis BD 204 von Valvo wird um die 8-A-Leistungstransistoren BDX 77/78 erweitert, die eine Kollektor-Emitter-Sperrspannung von 80 V und eine maximale Gesamtverlustleistung von 60 W haben.

Trafo für Schaltnetzteile. Die ITT Bauelemente Gruppe entwickelte Trafos mit Netztrennung (Ausführung NTT-xxx/43) für eine Leistungsübertragung bis 200 W. Alle Sicherheitsforderungen nach IEC

Neue Bauelemente

Pegelwandler von TTL auf CMOS

Die Firma Mittel (Vertrieb: Atlantik Elektronik GmbH, München) stellt mit dem Baustein MD 4104 B einen in CMOS-Technologie aufgebauten IC vor, der vier Pegelwandler von 5-V-TTL-Pegel auf 15-V-CMOS-Pegel enthält. Außer den Dateneingängen und Datenausgängen hat der Schaltkreis noch Komplementausgänge: Da alle Ausgänge in 3-States-Technik ausgeführt sind, steht einer Verwendung in Bus-orientierten Systemen nichts im Wege. Die Ausgänge sind gebuffert und können einen maximalen Strom von 10 mA abgeben. Für die Spannungsversorgung benötigt der Baustein außer dem Eingang und Ausgang gemeinsamen Bezugspotential 0 V noch die beiden Spannungen U_1 und U_2 ($U_1 = -0,5\ \text{V}$ bis $18\ \text{V}$, $U_2 = -0,5\ \text{V}$ bis U_1). Eine besondere Herstellungsme-

und VDE werden erfüllt. Die Werte der Ausgangsspannungen bleiben auch bei stark schwankender Belastung sehr stabil. Durch Abschirmungen wird die Störstrahlung unschädlich gemacht.

Operationsverstärker. Eindrucksvolle Daten hat der Breitband-Operationsverstärker TDA 1078 von Valvo: Verstärkungs-Bandbreiten-Produkt 1200 MHz, Anstiegsgeschwindigkeit 600 V/ μ s, Leerlaufverstärkung 50 dB, Eingangsimpedanz 200 k Ω , äquivalentes Eingang-Rauschsignal an 50 Ω bei 5 MHz Bandbreite ist 50 μ V. Die Versorgungsspannung darf zwischen ± 3 V und ± 12 V liegen, und für die Ausgangsspannung steht ein Bereich von $-2,6$ V bis $+2,8$ V zur Verfügung. Anwendungsbeispiele: HF-Verstärker, schnelle Spannungsfolger und Komparatoren, Buffer-Verstärker für schnelle A/D- und D/A-Wandler oder als Koax-Kabel-Treiber. Bei Abnahme von 1000 Stück kostet der Baustein 8 DM.

PAL-Decoder. Mit dem IC TDA 3560 stellt Valvo einen PAL-Decoder vor, der alle Funktionen für das Verarbeiten des aus dem Bild-ZF-Verstärker kommenden Signals bis zu den Videoendstufen enthält. Auch das Luminanzsignal wird verarbeitet, und externe RGB-Signale können einblendend werden.

Schalter. Von der Firma Matsushita, Hamburg gibt es Schalter mit Dreh-, Kipp- oder Druckfunktion (Baureihe EAS), die zwischen Bedienelement und Schaltermechanik ein einige Zentimeter langes flexibles Zwischenstück haben. Der Platzbedarf an einer Frontplatte ist damit gering.

Zeilenrafo mit integrierter Diode. Von der ITT Bauelemente Gruppe Europa wurde für ein 42-cm-Farbfernsehgerät mit 20 kV Hochspannung der Zeilenrafo TFAT 920-001 mit integrierter Diode entwickelt.

Elektrolyt-Kondensatoren. Die Kondensatoren der Baureihe „ES“ von Matsushita (Deutsche Niederlassung: Matsushita Electric Sales (Europe) Verkauf GmbH, Hamburg) haben kleine Abmessungen, eine lange Lebensdauer und eine niedrige Impedanz. Daten: Kapazitätsbereich 0,47 μ F bis 2200 μ F, Nennspannung 6,3 V bis 100 V.

CB-Radio-Synthesizer. Der Schaltkreis 11 C 84 von Fairchild ist in Low-Power-Schottky-Technologie aufgebaut und

enthält alle für ein PLL-System notwendige Funktionen einschließlich einem „geteilt-durch-n-Zähler“, einem Phasenfrequenz-Komparator und einem 10,24-MHz-Oszillator (Quarz extern). Die Kanalwahl erfolgt digital durch das Anlegen der Information im BCD-Code. Der Chip hat ein 16poliges Gehäuse und benötigt eine Betriebsspannung von 5 V.

Horizontal-Oszillator. Die Integrierte Schaltung TDA 2676 der Firma Valvo ist eine Horizontal-Oszillatorkombination mit einem zweiten Phasenvergleich zwischen Zeilenrücklauf und Oszillator.

Infrarot-Sender und -Empfänger. Texas Instruments bringt mit den Bausteinen TIL 38 (Sender) und TIL 100 (Empfänger) zwei aufeinander abgestimmte Bauelemente für Infrarot-Fernsteuerungen auf den Markt. Der Sender hat ein klares 5-mm-Epoxydgehäuse und bei 100 mA eine Strahlungsleistung von 12 mW (auf 940 nm Wellenlänge). Der Empfänger mit Infrarotfilter hat bei 10 V Sperrspannung und 2,5 μ W/mm² Beleuchtungsstärke einen Stromfluß von 15 μ A.

Elkos im Farad-Bereich. Ungepolte Al-Elkos mit Kapazitäten von 0,1 F bis 10 F (100 F) und trotzdem kleinen Abmessungen bietet die Firma Matsushita, Hamburg, an. Die Nennspannung beträgt 1,6 V und die Kapazitätstoleranz $\pm 20\%$.

Anzeige-Decodierer mit Treiber. Die Firma Intersil (Vertrieb: Spezial-Electronic, München-Bückerberg) bietet zwei 4stellige Anzeige-Decodierer in CMOS-Technik an: Den Baustein ICM 7211 für 4stellige 7-Segment-Flüssigkristallanzeigen und den Baustein ICM 7212 für 4stellige (nicht gemultiplexte) 7-Segment-LED-Anzeigen.

Steckverbinder. Passend zu ihrem Steckverbindersystem Gds A bietet die Harting Elektronik GmbH, 4992 Espelkamp, eine Federleiste an, die eine 15polige Hochstromverbindung ermöglicht. Das Berühren spannungsführender Teile ist ausgeschlossen, so daß auch die Anwendung als Extern-Anschluß zulässig ist.

Breitbandverstärker. Das Modell 603 L der Firma ENI (Vertrieb: Kontron Elektronik GmbH, 8057 Eching) ist ein volltransistorisierter Klasse-A-Verstärker, der im Frequenzbereich von 0,8 MHz bis 1000 MHz eine Dauerleistung von 3 W abgeben kann ($v = 40$ dB). Diese Leistung ist

auch bei beliebiger Fehlanpassung am Ein- und Ausgang zulässig; Schwingungen treten dabei nicht auf.

Miniatur Keramik-Trimmer. Mit Abmessungen von 2,3 mm Durchmesser und 1,2 mm Höhe passen die Mini-Trimmer der Serie ECR-TN von der Firma Matsushita, Hamburg, sogar in Armbanduhren. Die minimale Kapazität ist 6,5 pF die maximale 25 pF.

Elkos für Netzteile. Die Kondensatoren des Typs 602 DX von der Sprague Elektronik GmbH, Frankfurt, wurden für maximalen Wirkungsgrad im Ein- und Ausgang von Netzteilen entwickelt (geringe Verluste und hohe überlagerbare Wechselspannung). Ausführungen in zehn Gehäusegrößen mit Nennspannungen bis 250 V und Kapazitäten bis 330 mF sind lieferbar.

Hochvolt-Leistungstransistoren. Mit den Typen BU 426 und BU 426 A bietet Texas Instruments NPN-Leistungstransistoren mit gutem Schaltverhalten an: $t_r = 100$ ns. Die Kollektor-Emitter-Sperrspannung hat Werte von 375 V und 400 V, die Kollektor-Basis-Sperrspannung solche von 800 V und 900 V; für die Sättigungsspannung wird bei 2,5 A ein Wert von 1,5 V angegeben. Beide Transistoren haben TO-3-Plastikgehäuse und sind für Farbfernsehgeräte, Schaltnetzteile, Motorsteuerungen oder zum Schalten induktiver Lasten verwendbar.

Schottky-Gleichrichter. Abgesehen von der Sperrgleichspannung (35 V) hat der Gleichrichter USD 535 von Unitrode, 8025 Unterhaching, bessere Daten als der teurere Standardgleichrichter SD 51.

Leuchtdioden. Von der Litronix GmbH, 8068 Pfaffenhofen, wurden mit der Serie RL 4480 verschiedene LED-Lampen vorgestellt, die bei gleichem Flußstrom (20 mA) unterschiedlich hell leuchten (0,8 mcd bis 2,5 mcd).

Leistungstransistoren. Die Firma Valvo brachte mit den Serien BDT 62/BDT 63 PNP- und NPN-Leistungstransistoren für Kollektorströme von maximal 10 A heraus. Die im TO-220-Gehäuse eingebauten Transistoren haben für die Kollektor-Emitter-Sperrspannung Werte von 60 V bis 120 V. Als Gesamtverlustleistung werden 90 W angegeben. Der Wert der Gleichstromverstärkung ist bei 3 A größer als 1000.

Computer-Schaltkreise

Weiterentwicklung zur Ein-Mikrometer-Technologie

Experimentelle Silizium-Mikroschaltkreise in Ein-Mikrometer-Technologie, die bisher unerreichte Leistungskennzahlen in der Silizium-Technologie aufweisen, wurden von IBM Wissenschaftlern in fünf Vorträgen auf dem Anfang Dezember 1978 in Washington abgehaltenen »International Electron Devices Meeting« beschrieben. Die Schaltkreise erreichen eine nahezu zehnfache Steigerung der Schaltkreisdichte gegenüber der heutigen Technologie und arbeiten dreibis viermal schneller als frühere Schaltkreise des gleichen Typs bei nur einem Zehntel der Verlustleistung.

Die nach mehrjährigen Forschungsarbeiten von IBM Ende letzten Jahres vorgestellten Computer-Schaltkreise dürften die kleinsten Logik-Schaltkreise in Silizium-Technologie sein, die bis dahin in großen Anordnungen hergestellt wurden. Mit dieser Technologie können auf einem Chip mehr als 10 000 logische Verknüpfungen oder 256 000 Speicherzellen hergestellt werden. In die Untersuchungen eingeschlossen waren der Komponenten- und Schaltkreisentwurf, die Lithographie und andere Herstellungsprozesse. Auf bipolare Transistoren wird der größte Teil der Prozeß-Technologie angewendet, doch basieren die Arbeiten in erster Linie auf MOS-FETs mit polykristallinen Silizium-Steuerelektroden (Gates). Die reine Schaltzeit bei MOS-FET-Schaltkreise beträgt 230 ps, in einer für Computer typischen Auslegung (fan-in und fan-out von 3) liegt sie bei 1,1 ns. Die Verlustleistung je Logik-Element beträgt 0,17 mW.

In den Vorträgen wurde auch über Forschungsergebnisse bei Temperaturen des flüssigen Stickstoffs (77 K oder 196°C berichtet, bei der die Schaltzeiten etwa dreimal kürzer als bei Raumtemperaturen sein sollten. Messungen bestäti-

gen diese Voraussage und zeigten eine Schaltgeschwindigkeit von 100 ps für Einzelschaltkreise und eine von 460 ps in der computergerechten Ausführung. Die Verlustleistung ist dann etwa 0,37 mW je Logik-Element.

Die Schaltkreise werden aus Verarbeitungs- und Anreicherungs-N-Kanal-FETs zusammengesetzt, deren Kanal-Längen im Entwurf einen Wert von 1,3 µm haben und die im Herstellungsprozeß bis zu 1 µm erreichen können. Die zuvor angegebenen Leistungskennzahlen gelten für solche Ein-Mikrometer-Schaltkreise, und auch hier bestätigten Messungen vorausgegangene Simulationen. Zusätzlich zu den Test-Schaltkreisen für Leistungsmessungen wurden komplexe programmierbare logische Matrizen mit maximal 4000 logischen Schaltern hergestellt, die Teile eines Mikroprozessors darstellen. Über Testergebnisse dieser Matrizenlogik soll noch im Frühjahr dieses Jahres berichtet werden.

Bemessung der Schaltkreiskomponenten

Wenn man die Abmessungen von Schaltkreiskomponenten verkleinert, so erfordert das auch ein Reduzieren anderer Parameter einschließlich der Dicke der Gate-Oxidschicht, der Dotierungsgrade und der Spannungen. In der Ein-Mikrometer-Technologie ist die Dicke des Gate-Oxids 25 nm, und die Gebiete für Quelle und Senke werden durch Implantation von Arsen-Ionen dotiert. Die Eindringtiefe dieser Dotierung ist rd. 0,35 µm. Im Bereich unter dem Gate werden Bor-Ionen implantiert, wodurch man eine Schwellspannung von 0,6 Volt erhält. Bei den FETs, die die Aufgabe von Lastwiderständen übernehmen, wird eine dünne Schicht des Siliziums unter dem Gate implantiert, um die Schwellspannung in den negativen Bereich zu verschieben.

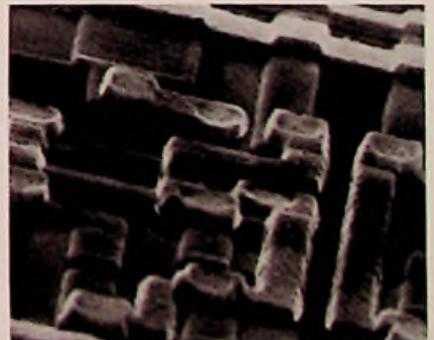
Lithographie

Alle lithographischen Prozesse werden mit einem bei IBM entwickelten computergesteuerten Elektronenstrahlsystem vorgenommen. Beim Herstellen der Ein-Mikrometer-FETs werden die lithographischen Strukturen mit einer maximalen Fehler-Abweichung von 0,1 µm hergestellt. Die Abweichungen in der Justage aufeinanderfolgender Schichten sind weniger als 0,3 µm.

Das Belichten des Wafers mit dem Elektronenstrahl erfolgt automatisch. Dazu sind auf dem Chip Justagemarken angebracht, die Sekundär-Elektronen aussenden, wenn der Elektronenstrahl auf sie trifft. Das System erkennt diese Signale und justiert danach den Strahl für das betreffende Chip. Dieser automatische Justiervorgang auf Chip-Ebene eliminiert ein sehr kritisches Problem in anderen lithographischen Prozessen: Die Fehljustierung infolge der geometrischen

Mit dem Rasterelektronenmikroskop aufgenommene Mikrophotographie eines Teils der Register auf dem Experimentellen Ein-Mikrometer-FET-Logik-Chip, das von IBM Forschern auf dem International Electron Devices Meeting im Dezember 1978 in Washington vorgestellt wurde.

(Bild: IBM)



Veränderung des Wafers durch die Hochtemperaturprozesse.

Auf einem runden Wafer mit 5,7 cm Durchmesser lassen sich 81 Chips herstellen mit Abmessungen von 4 mm × 4 mm. Die Computer-Steuerungsprogramme erlauben es, viele verschiedene Chip-Typen auf dem gleichen Wafer zu fertigen. Für das Layout der Chip-Muster wird ein interaktives computerunterstütztes Entwurfssystem benutzt. Die nach dem Entwurfsvorgang zur Verfügung stehenden Daten können direkt als Steuerinformationen für das Elektronenstrahlbeichungssystem verwendet werden.

Das Entwurfssystem führt einige Optimierungen aus. So werden beispielsweise große Sprünge des Elektronenstrahls weitgehend vermieden, und die Bestrahlungsdichte wird entsprechend der Musterdichte variiert, um Überbelichtungen durch benachbarte Strukturen zu kompensieren («proximity effect»). Der Elektronenstrahl läßt sich mit einer Geschwindigkeit von 4 Millionen Punkten je Sekunde von Punkt zu Punkt innerhalb eines Feldes von 2 mm × 2 mm bewegen. Er kann dabei 64 Millionen Punkte in diesem Feld ansteuern.

Der »Lift-Off-Prozeß«

Um mit dem von IBM vor mehreren Jahren entwickelten »Lift-Off-Prozeß« metallische Leitungen auf dem Wafer aufzubringen, benutzt man eine zweilagige Photolackschicht. Bei dem Prozeß wird die Lackschicht entsprechend dem gewünschten Leitungsmuster geöffnet und Metall aufgedampft. Der noch vorhandene Lack und nicht benötigtes Metall werden anschließend durch ein Lösungsmittel entfernt. Damit dieser Prozeß funktioniert, muß die Lackschicht ein Überhangprofil haben. Man erreicht dies, indem man als obere Lackschicht ein Material verwendet, das auf den Entwickler anders anspricht als die untere Schicht. Die untere Schicht wird im Entwickler stärker gelöst als die obere, so daß ein Überhang an der Oberfläche entsteht.

Einige Ätz-Prozesse vor dem Metallisierungsprozeß werden so ausgeführt, daß man durch die eben beschriebene Lift-Off-Technik ein negatives Muster aus Aluminium erzeugt, um eine Maske für reaktives Ionen-Ätzen zu erhalten. Dieses »Trocken-Ätzen« geschieht in einem Gasstrom aus Kohle-Tetrafluorid und Wasserstoff, der nur Siliziumdioxid, nicht jedoch das Silizium angreift.

Wenn die Abmessungen von FETs kleiner werden, wird das elektrische Feld in einigen Bereichen des Transistors so

groß, daß »heiße« Elektronen erzeugt werden; das sind Elektronen mit höherer als nur thermischer Energie. Diese Elektronen können in das Gate-Oxid injiziert und dort in »Fallen« festgehalten werden. Dieses unerwünschte Speichern von Ladung im Oxid verschlechtert die Charakteristik des FETs, insbesondere die Schwellspannung und die Steilheit. Nach ausführlichen Untersuchungen des Einflusses heißer Elektronen wurden Spannungsgrenzen gefunden, die diesen Effekt in tragbaren Grenzen halten.

Buchbesprechungen

Transistoren und Thyristoren. Grundlagen und Anwendungen. Band 5 der Reihe „Elektronische Festkörperbauelemente“. Von Reinhold Paul. 484 Seiten, 232 Bilder, 37 Tafeln, Ganzleinen. Preis 58 DM. Lizenzausgabe des VEB Verlag Technik, Berlin, für das Gebiet Bundesrepublik, Westberlin, Schweiz: Dr. Alfred Hüthig Verlag, Heidelberg.

Transistoren, Thyristoren, Feldeffekttransistoren sind auch heute noch – im Zeitalter der LSI-Schaltkreise – im Einsatz in der Elektrotechnik und Elektronik unentbehrliche Halbleiterbauelemente. Das Buch hat sich zum Ziel gesetzt, die grundsätzliche Arbeitsweise der Bauelemente, ihre Klemmeigenschaften und ihr Verhalten im Grundstromkreis eingehend zu erläutern. Durch die ausführliche Beschreibung der zugrundeliegenden Mathematik wird die Phänomenologie der Halbleiterbauelemente transparenter gestaltet. Der Inhalt: PNP-Anordnung. Bipolartransistor – PNP-, PNPNP-Anordnungen. Steuer- und nichtsteuerbare Vier- und Fünfschichtelemente – Sperrschichtfeldeffekttransistor. MIS-Dreipol-anordnung. MIS-Transistor.

Rauschen in der Nachrichtentechnik. Von Horst Schymura. 121 Seiten, 59 Bilder, 30 Aufgaben, broschiert. Preis 29,80 DM. Hüthig & Pflaum Verlag, München/Heidelberg.

Über das vielseitige Problem Rauschen findet sich in den verschiedensten Werken theoretisches und spezielles Wissen, aber stets werden nur Teilgebiete berücksichtigt. Daher ist es schwierig, für einen speziellen Vorgang über das Rauschen, das man beseitigen oder nutzen

will, Lösungen in der Literatur zu finden. In diesem Buch ist alles notwendige Wissen darüber in einem absichtlich knappen Rahmen zusammengefaßt, wobei die Theorie mit Rücksicht auf den Praktiker auf ein Minimum des Unerläßlichen begrenzt wurde. Der Autor behandelt die in der Praxis wichtigen Rauschkenngößen und Rauscharten sowie die Verfahren zum Berücksichtigen und zum Verringern des Rauschens in Schaltungen; schließlich gibt er auch einen Einblick in das Messen der Rauschgrößen. Das Buch – eine Monographie des Rauschens – ist daher eine echte Hilfe für den in der Praxis stehenden Elektronik-Ingenieur, der es als Nachschlagewerk benutzen kann. Für Studierende der Nachrichtentechnik eignet es sich als begleitendes Studienbuch.

Terminkalender für Fachveranstaltungen

10.09. – 14.09.1979

München

9th European Solid State Device Research Conference
Auskünfte: VDE-Zentralstelle Tagungen, Stresemannallee 21, 6000 Frankfurt 70

17.09. – 20.09.1979

Brighton

9th European Microwave Conference
Auskünfte: VDE-Zentralstelle Tagungen, Stresemannallee 21, 6000 Frankfurt 70

18.09. – 20.09.1979

Southampton

5th European Solid State Circuits Conference
Auskünfte: VDE-Zentralstelle Tagungen, Stresemannallee 21, 6000 Frankfurt 70

19.09. – 21.09.1979

Amsterdam

2nd International Conference in Integrated Optics and Optical Fiber Communication and 5th European Conference on Optical Communication
Auskünfte: VDE-Zentralstelle Tagungen, Stresemannallee 21, 6000 Frankfurt 70

20.09. – 26.09.1979

Genf

Telecom '79 – 3. Weltausstellung des Fernmeldewesens
Auskünfte: Orgexpo, Quai Ernest Ansermet 18, CH-1211 Genf 4

Integration auf Kunststofffolien

Neue Integrations-Technik für passive Bauelemente im Hochfrequenzbereich

Dipl. Phys. Werner Maiwald, München

Wenn die Bauelemente-Integration auf Halbleiterbasis technisch nicht möglich oder wirtschaftlich nicht vertretbar ist, kann eine spezielle Integration von passiven Bauelementen auf Kunststofffolien, die »Sicufol«-Technik (Siemens-Cu-Folien-Technik), eine vorteilhafte Alternative sein. So zum Beispiel in der Analogtechnik, wo passive Bauelemente oft frequenzbestimmende und deshalb wesentliche Funktionen haben. Insbesondere für Anwendungen im Frequenzbereich von etwa 1 MHz bis 1 GHz können dann in passive integrierte Netzwerke mit Induktivitäten, Kapazitäten und Widerständen herkömmliche diskrete Halbleiter und andere Bauelemente eingesetzt werden.

Für analoge Hochfrequenzschaltungen mit hohen Güte- und Konstanzanforderungen werden bei der Sicufol-Technik Laminate (geschichtete Platten) aus Kupfer und FEP (ein Kunststoff) verwendet, aus denen Flachspulen (Induktivitäten von maximal 10 μH , Güte bis 150), Kondensatoren (Kapazitäten bis 0,5 nF $\tan\delta \leq 10^{-3}$) und Leiterbahnen hergestellt werden können. Als Beispiel für die Leistungsfähigkeit der Technik wird eine Antennenweiche beschrieben. Sie ist ein rein passives, aus 6 Induktivitäten und 6 Kapazitäten bestehendes Netzwerk, das vollständig integriert werden kann. Eine sehr viel komplexere Schaltung ist ein im Labor hergestellter VHF-UHF-Kombituner. Von den insgesamt 142 passiven

Bauelementen wurden auf einer Fläche von $100 \times 150 \text{ mm}^2$ 102 integriert, und zwar Flachspulen, Kondensatoren und Abgleichelemente. Die Baugruppe ist wie eine doppelseitig kaschierte Leiterplatte ausgeführt und kann nach dem Bestücken gelötet und abgeglichen werden.

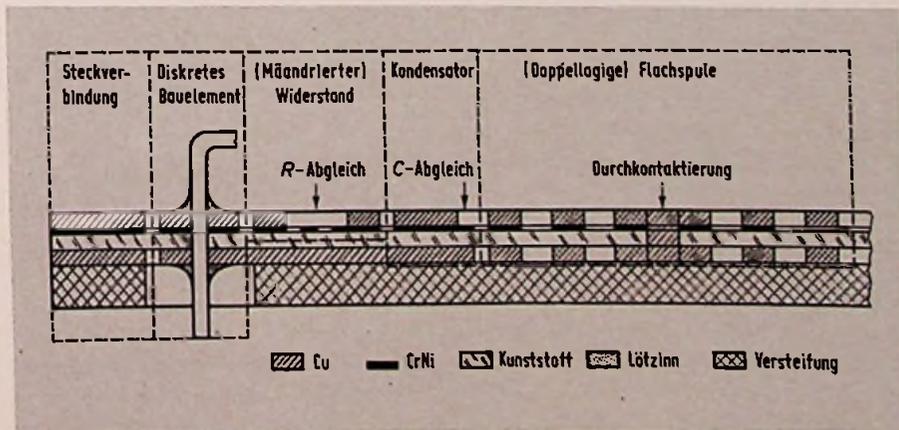
Darum hat die Sicufol-Technik Zukunft

Die Fortschritte auf dem Gebiet der Halbleitertechnologie waren in den letzten Jahren sehr beeindruckend. Naturgemäß haben sich dabei die größten Erfolge beim Integrieren aktiver Bauelemente gezeigt. Obwohl in dieser Technologie auch das Herstellen von Widerständen und Kondensatoren, wie sie vor allem in der Digitaltechnik verwendet werden, möglich ist, kommt sie zur Integration passiver Bauelemente für allgemeine Anwendung nicht in Frage. Denn vor allem in der Analogtechnik werden Kapazitäten, Induktivitäten und Widerstände in großer Anzahl benötigt, die zum Teil als frequenzbestimmende Bauteile hohen elektrischen Anforderungen genügen müssen. Abgesehen von der Möglichkeit,

beliebige, nicht genormte Werte zu erreichen, sollten dann besonders die Kapazitäten oder Induktivitäten abgleichbar sein.

Aus wirtschaftlichen und elektrischen Gründen (wegen der hohen Reproduzierbarkeit) wurden deshalb auch für die passiven Bauelemente Integrationstechniken entwickelt, deren bekannteste die Dickschicht- und die Dünnschichttechnik sind. Doch hinsichtlich der Kosten und der Breite des Anwendungsbereichs erfüllen sie in vielen Fällen nicht alle gestellten Anforderungen. Die im folgenden beschriebene Integration auf Kunststofffolien – die Sicufol-Technik – eröffnet hier ganz neue Möglichkeiten für das wirtschaftliche Herstellen von Spulen, Kondensatoren und Widerständen, wie sie vor allem für Anlogschaltungen im Frequenzgebiet von etwa 1 MHz bis 1 GHz benötigt werden. Diese passiven integrierten Netzwerke können zudem mit allen bisher üblichen und deshalb preiswerten elektronischen Bauelementen bestückt werden, wobei sich auch für die Herstellung der gesamten Baugruppe große wirtschaftliche Vorteile ergeben können.

Bild 1. Grundsätzlicher Aufbau einer Sicufol-Schaltung im Querschnitt



Dipl. Phys. Werner Maiwald ist Mitarbeiter im Sektor Anwendungstechnik des Unternehmens-Bereiches Bauelemente bei der Siemens AG, München. Der Autor dankt allen Mitarbeitern der Sicufol-Arbeitsgruppe, die sehr zum Gelingen dieser Arbeit beigetragen haben.

Der Aufbau einer Sicufol-Schaltung

Hinter der Sicufol-Technik steckt die Idee, für die Integration von R, L und C flexible Metall-Kunststoff-Laminat zu verwenden, die in kostengünstigen Bandverfahren hergestellt und weiter-

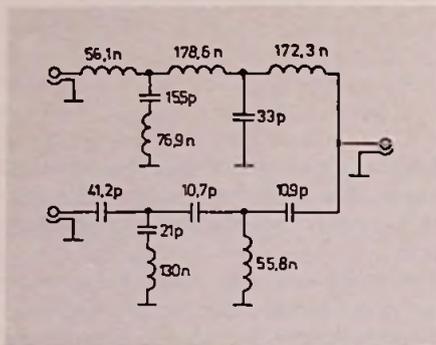
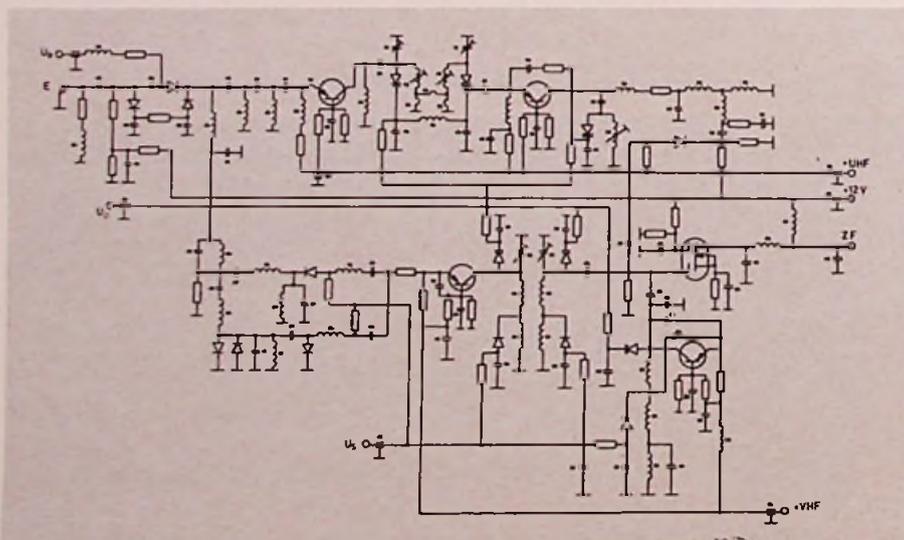


Bild 2. Schaltbild einer Antennenweiche, die als Sicufol-Baugruppe aufgebaut wurde



Bild 3. Sicufol-Baugruppe der Antennenweiche aus Bild 2 in Originalgröße

Bild 4. Schaltplan eines Kombituners, der in Sicufol-Technik aufgebaut wurde. Die mit einem Stern gekennzeichneten Bauteile konnten integriert werden



verarbeitet werden können. Das Laminat hat als Träger eine dünne hochfrequenzgeeignete Kunststoffolie, die manchmal noch als Dielektrikum dient, und zwei Kupferfolien, die man auf beiden Seiten des Trägers anbringt. Zwischen Kupfer und Kunststoff können sich noch Widerstandsschichten befinden; durch fotochemische Verfahren sind dann Kapazitäten, Induktivitäten, Widerstände und alle notwendigen Verbindungen und Anschlußpunkte herzustellen. Zum Erhöhen der mechanischen Stabilität und zum Schutz der Schaltung kann das strukturierte Laminat noch ein- oder beidseitig versteift oder umhüllt werden (Bild 1). Eine besondere Ausführung der Baugruppe darf man sogar wie eine gewöhnliche Leiterplatte mit nicht integrierbaren diskreten Bauelementen bestücken, löten und abgleichen. Auch das Auswechseln dieser Bauelemente ist dann in gewohnter Weise möglich.

Zur Laminatherstellung können als Kunststoffe die elektrisch, thermisch und mechanisch geeigneten Werkstoffe Polyimid, Perfluoräthylenpropylen (FEP), Polytetrafluoräthylen (PTFE) od. ähnliche verwendet werden. Die Vorteile des Kupfers als Metallbelag sind die hohe elektrische u. Wärme-Leitfähigkeit, die gute Eignung für das Löten, das Schweißen und andere Verbindungstechniken, die leichte Bearbeitbarkeit und der niedrige Preis. Der Preis ist ein wichtiger Gesichtspunkt, weil er bei der erforderlichen Leiterbahndicke stark in die Kosten eingeht.

Als Widerstandsschicht wird – wie in der Dünnschichttechnik – CrNi verwendet.

Fertigungstechnisch werden derzeit R-L-C-Netzwerke auf Polyimidfolie und L-C-Netzwerke auf FEP-Folie beherrscht, wobei das Verwenden von FEP in den Fällen notwendig ist, in denen es auf verlustarme und gleichbleibende Kapazitäten ankommt. Das ist besonders im Hochfrequenzbereich der Fall, wo die Kapazitäten oft frequenzbestimmend sind und die Qualität der Schaltung entscheidend beeinflussen.

So erhält man die gewünschten R-L-C-Werte

Durch das beidseitige Strukturieren der Kupfer- und gegebenenfalls auch der Widerstandsbeläge können Kondensatoren mit Kapazitätswerten bis etwa 0,5 nF hergestellt werden. Ihre Toleranz wird überwiegend durch die Dicke der Kunststoffolie bestimmt und liegt – auch für kleinste Werte – meist in den Grenzen $\pm 10\%$. Dabei sind beliebige, also auch nicht genormte Werte herstellbar, was für die Schaltungsentwicklung von großem Vorteil ist. Es gibt jedoch mehrere Wege, die Kapazitäten notfalls abzugleichen; zum Beispiel Teile einer zugehörigen Elektrode abtrennen oder den aus einer dünnen Metallschicht bestehenden Teil der Elektrodenfläche abtragen (Bild 1). Die typischen Eigenschaften von Sicufol-Kondensatoren sind in Tabelle 1 zusammengefaßt.

Der negative Temperatur-Koeffizient (TK) der Sicufol-Kondensatoren ist aus Kompensationsgründen insbesondere bei Schwingkreisen erwünscht, die Halbleiter enthalten, da diese einen positiven TK haben.

Spulen können in Form von Flachspulen sowohl auf der Oberseite als auch auf der Unterseite des Laminats angebracht werden. Bei übereinander angeordneten zweilagigen Spulen, bei denen sich die Induktivität infolge der besonders engen magnetischen Kopplung gegenüber einer gleich ausgebildeten einlagigen Spule etwa vervierfacht ($L \sim n^2$), kann man Induktivitätswerte bis zu 10 μH erreichen. Die Güte wird dabei auch von der Größe der Spulenfläche und von der Dicke der Kupferfolien bestimmt. Im eingangs erwähnten Frequenzbereich sind so bei Kupferfolien der Dicke 20 ... 40 μm Güten bis etwa 150 zu erzielen. Andererseits kann man für breitbandige Filteranwendungen auch Spulen mit geringer Güte herstellen, um zusätzliche Dämpfungswiderstände einzusparen. Die Induktivitätswerte sind mit sehr hoher Genauigkeit reproduzierbar (etwa 0,1%) und falls doch ein Abgleich aus Kompen-

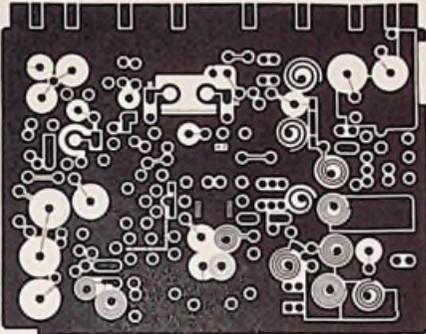
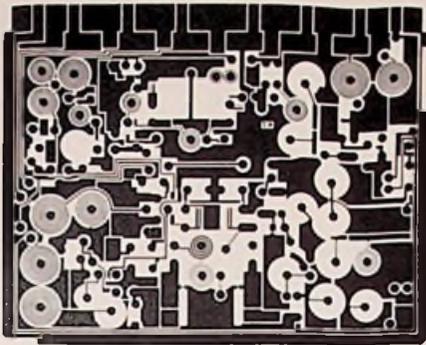


Bild 5. Layout der Sicufol-Schaltung für den Kombituner aus Bild 4 (Ober- und Unterseite)

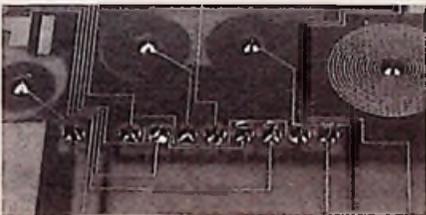


Bild 6. Durchkontaktierung nach der Lappenmethode. Von der Bauelementeseite wird ein »Lappen« durch das dünne Laminat gedrückt und anschließend im Lötbad geschwält

sationsgründen notwendig ist, kann man ihn mit bekannten Mitteln, wie Schraubkern, Drahtbügel oder dem Trennen von Leiterbahnen durchführen. Die zwischen Kupfer und Polyimid eingeschlossene Widerstandsschicht (Bild 1) ermöglicht die Integration von Widerständen im Werte-Bereich von etwa 10 Ω bis 500 kΩ. Da die verwendete Metallschicht sehr dünn ist, beeinflusst sie die elektrische Funktion der Schaltung auch dann nicht, wenn sie sich unterhalb der Cu-Strukturen der anderen Bauelemente befindet. Der gewünschte Widerstandswert wird durch die geometrische Form der Schicht bestimmt und kann am vorteilhaftesten mit der Fotoätztechnik er-

	Polyimid (25 μm)	FEP (13 μm)
Flächenkapazität C/A (pF/mm ²)	1,2	1,5
Temperaturkoeffizient TK _c (· 10 ⁻⁶ /K)	undefiniert ¹⁾	-550
Kapazitätzunahme durch Feuchte ΔC/C (bei 100 MHz)	7%	1%
Durchschlagsspannung U _D (kV)	>3	>3
Verlustfaktor tan δ · 10 ⁻³		
trocken		
1 kHz	3	0,6
1 MHz	7	0,6
100 MHz	8	1,1
92% rel. Feuchte 40°C		
1 kHz	5	0,9
1 MHz	4	1,2
100 MHz	12	2,6
1) Der Feuchteinfluß überwiegt		

Tabelle 1. Wichtige Eigenschaften von Sicufol-Kondensatoren bei verschiedenen Laminaten

zielt werden. So kommt man auf Toleranzgrenzen von etwa ±10%; durch einen zusätzlichen Abgleich (zum Beispiel Laser) ist im Bedarfsfall jedoch eine wesentlich größere Genauigkeit möglich (bis 0,1%). Der Flächenwiderstand hat einen Wert von 20 Ω/□ bis 300 Ω/□, der Temperaturkoeffizient ist durch die Zusammensetzung des Widerstandsmaterials zwischen 0 und 600 · 10⁻⁶/K einstellbar und die Konstanz der Widerstandswerte erreicht die sehr guten Ergebnisse von CrNi-Widerständen auf Hartsubstraten. Bei der Baugruppenentwicklung in Sicufol-Technik sind einige Besonderheiten zu beachten, die sich vor allem aus dem Frequenzgebiet und aus der zweidimensionalen Leitungsführung der Schaltung ergeben. Durch umfangreiche Voruntersuchungen wurden die schaltungstechnisch notwendigen Unterlagen erstellt, die nun für alle ähnlichen Anwendungen zur Verfügung stehen.

Anwendungsbeispiele

Aus der Vielzahl der Schaltungen im HF-, VHF- und UHF-Bereich, die sich von der Art und vom Wertebereich der Bauelemente her besonders für den Aufbau in Sicufol-Technik eignen, wurden zur näheren Erläuterung ein einfaches passives Netzwerk in Form einer Frequenzweiche und eine sehr komplizierte Analogschal-

tung am Beispiel eines im Experimentierstadium befindlichen Fernseh-tuners ausgewählt. Für beide Schaltungen wurde FEP als Dielektrikum verwendet. Wie bei allen Integrationstechniken kommt es auch hier nicht so sehr auf die Anzahl der verwendeten Bauelemente an, so daß sich bedeutende Vorteile für die Schaltungsentwicklung ergeben können.

Frequenzweichen

Frequenzweichen im VHF-UHF-Gebiet bestehen meist aus Spulen und Kondensatoren mit niedrigen Werten und aus wenigen zusätzlichen Widerständen, Übertragern und dergleichen. Schaltungen, die nur aus L- und C-Elementen bestehen, lassen sich dann oft vollständig integriert herstellen, und in vielen anderen Fällen kann die Schaltung zumindest optimal an die Sicufol-Technik angepaßt werden. In Bild 2 und Bild 3 ist eine Antennenweiche für den Rundfunk- und Fernseh-Bereich dargestellt: Sie enthält 6 Kapazitäten und 6 Induktivitäten; ein Abgleich ist bei den vorliegenden Anforderungen nicht notwendig. Die Baugruppe wurde auf beiden Seiten mit Hartpapier versteift und kann wie eine gewöhnliche Leiterplatte gehandhabt werden. Ein weiteres Beispiel für eine VHF-UHF-Frequenzweiche sind die Antennensteckdosen. Da sie in großem Um-

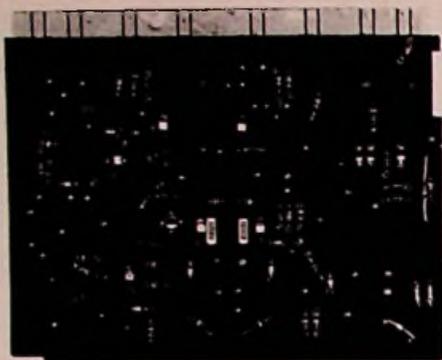


Bild 7. Fertig bestückte Sicufol-Schaltung des Kombituners

fang benötigt werden, ist eine Entwicklung von diskret aufgebauten Steckdosen auf Sicufol-Baugruppen im Gange. Sie ist inzwischen soweit gediehen, daß bereits die Fertigung vorbereitet wird.

Fernsehtuner

Ein Fernsehtuner für den VHF- und UHF-Bereich ist eine sehr komplexe Analogschaltung, deren vollständige Integration in Halbleitertechnologie in absehbarer Zeit nicht möglich sein wird. Eine zweckmäßige Alternative der Weiterentwicklung besteht nun darin, die Halbleiter in der jetzigen Form zu verwenden und die passiven Bauelemente

möglichst integriert herzustellen. Dabei werden besonders an die Induktivitäten und Kapazitäten hohe Anforderungen bezüglich Güte, Konstanz und Abgleichbarkeit (zur Kompensation der Halbleiterstreuungen) gestellt. Die Werte der Widerstände sind demgegenüber weit weniger kritisch.

Die hier vorgestellte Experimentier-Baugruppe eines Kombituners besteht im Eingangsteil aus einem PIN-Diodenregler, im UHF-Teil aus Vorstufe, Bandfilter und selbstschwingendem Mischer sowie im VHF-Teil aus Eingangsfilter, Vorstufe, Bandfilter, Oszillator und dem Mischer mit MOS-Tetrode (Bild 4).

Aufgrund der Kondensator-Daten aus Tabelle 1 und den erforderlichen Spulengüten war es dann möglich, auf einer Fläche von 100 x 150 mm² 90 zum Teil abgleichbare Kondensatoren und Flachspulen der insgesamt 145 passiven Bauelemente zu integrieren (Layout Bild 5). Die Baugruppe ist beidseitig mit Hartpapier verstärkt und enthält Aussparungen an den Stellen, an denen die zu hybridierenden Bauelemente eingesetzt und die Durchkontaktierungen (Bild 6) vorgenommen werden müssen. Nach dem Bestücken kann man die Sicufol-Schaltung wie eine gewöhnliche zweiseitig kaschierte Leiterplatte im Bad löten und anschließend abgleichen. Die komplette Baugruppe zeigt Bild 7.

Die Sicufol-Baugruppe hat bei gleichen elektrischen Eigenschaften, wie sie ein herkömmlich aufgebauter Tuner bietet, noch einige Vorteile:

- Wirtschaftliche Teilfertigung im Bandverfahren,
- gute Reproduzierbarkeit der Schaltung,
- geringer, automatisierbarer Abgleich,
- nahezu freie Wahl für die Zahl und die Werte von L und C (Schaltungsoptimierung mit CACD, keine Einengung durch Normwerte),
- Durchkontaktierungen an beliebigen Stellen mit sehr geringem Aufwand,
- kleine Zahl von Lötstellen und höhere Zuverlässigkeit.

Investitionskosten erfordern hohe Stückzahl

Die vielfältigen Möglichkeiten bei der Integration passiver Bauelemente können nur optimal genutzt werden, wenn eine enge Zusammenarbeit zwischen den Kunden oder Anwendern und dem Bauelementehersteller besteht, wie es beispielsweise bei der Entwicklung und Herstellung von integrierten Halbleiterschaltkreisen üblich ist. Doch setzt die wirtschaftliche Herstellung in beiden Fällen wegen der Investitions- und Entwicklungskosten eine ausreichend große Stückzahl voraus.

FUNK TECHNIK

Fachzeitschrift für die gesamte Unterhaltungselektronik

Erscheinungsweise: Monatlich

Vereinigt mit „Rundfunk-Fernseh-Großhandel“

Verlag und Herausgeber

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

Verlagsanschriften:

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

Gesellschafter:

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

Verlagsleitung:

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

Koordinatlon:
Fritz Winzinger

Verlagskonten:

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

Redaktion

Chefredakteur:
Dipl.-Ing. Wolfgang Sandweg

Redakteure:

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

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

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

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

Anzeigen

Anzeigenleiter:
Walter Sauerbrey

Hüthig & Pflaum Verlag
Anzeigenabteilung „Funk-Technik“
Postfach 20 19 20
8000 München 2
Telefon (0 89) 18 60 51
Telex 5 216 075 pfla

Paketanschrift:
Lazarettstraße 4
8000 München 19

Gültige Anzeigenpreisliste
Nr. 11b vom 1. 9. 1977



Vertrieb

Vertriebsleiter:
Peter Bornscheuer

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

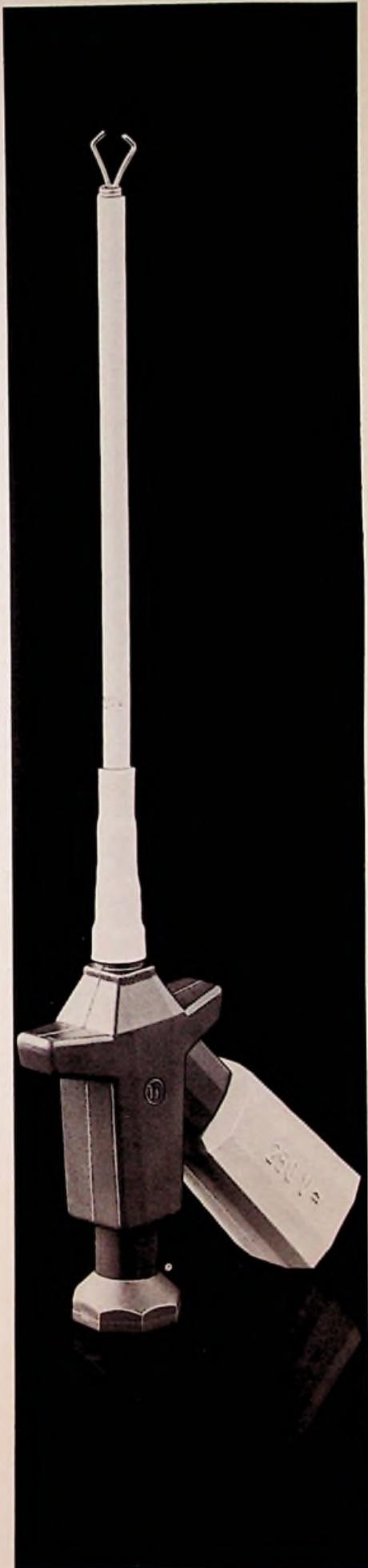
Bezugspreis: Einzelheft DM 7,- ab
Verlag inklusive Mehrwertsteuer zuzüglich
Port. Jahresabonnement Inland
DM 80,- + DM 12,- Versandkosten.
Jahresabonnement Ausland DM 80,-
+ DM 22,80 Versandkosten.

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

Bei unverschuldetem Nichterscheinen
keine Nachlieferung oder Erstattung.

Druck

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



Neu: Die 250V Klemmprüfspitze

Klemmprüfspitzen von Hirschmann sind für unzählige Elektro/Elektronik-Labors in der ganzen Welt zum Begriff geworden. Man bezeichnet sie kurz und bündig als »Kleps«. Neu für alle, die diese praktischen Laborhilfen kennen, schätzen und brauchen, ist der Kleps 250, der auch für den Einsatz bei Netzstrom (250 V) ausgelegt ist.

Das wurde erreicht durch verstärkte Isolierteile im Griff- und Arbeitsbereich und durch einen PVC-Isolierschutz an der Einsteckbuchse für 1-polige Stecker. Besonderheit: Der flexible Schaft der neuen Hirschmann Klemmprüfspitze ist lötkolbenfest.

Ob große oder Miniatur-Klemmprüfspitzen, ob Schnellspannstecker oder Abgreifklemmen, ob »berührungssichere« Polklemmen, Querlochstecker, Vollkontakt- und Büschelstecker – Hirschmann bietet das ganze große Programm an patenten Laborhilfen. Überzeugen Sie sich. Fordern Sie Informationsmaterial an!

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



Hirschmann

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

Coupon für
Informationsmaterial über
»Hirschmann Laborhilfen«

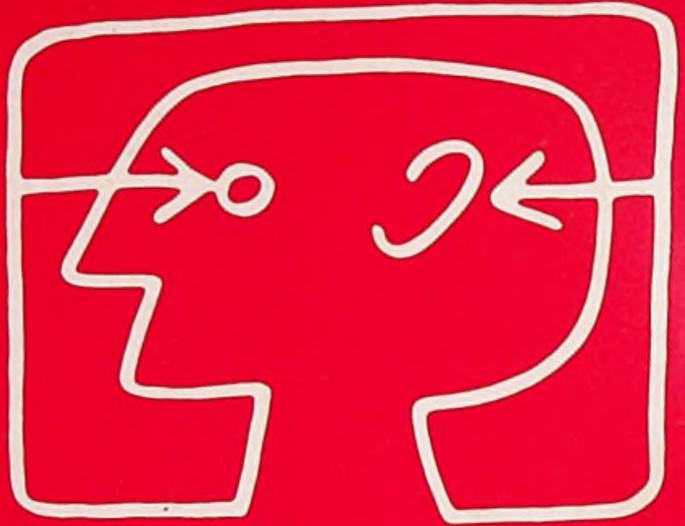


IV.79.51. 5

Internationale Funkausstellung 1979 Berlin 24.8.-2.9.

Hören - Sehen - Aufzeichnen

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



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

Hotel-Reservierungen
und Berlin-Informationen:
Verkehrsamt Berlin
Europa-Center D-1000 Berlin 30
Telefon: (030) 2 12 34
Telex: 01 83 356 vaber d

HiFi - TV - AV

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

Bitte übersenden Sie mir Ihr Informationsmaterial

Name

Anschrift

Telefon



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

AMK Berlin

Ausstellungs-Messe-Kongress-GmbH

Postfach 191740 Messedamm 22
D-1000 Berlin 19
Telefon (030) 3038-1
Telex 0182908 amkb d

1255 Woltersdorf
125 Goethestr. 11

2 7 15333

Mickel, G.