

1 Januar 1980
35. Jahrgang
ISSN 0016-2825

FUNK TECHNIK

Fachzeitschrift für die gesamte Unterhaltungselektronik



KATHREIN Monoka

Qualifikation
wird
sichtbar

Mit
mehr Leistung
B III-Kanalantennen
für jeden
Kanal

- mit gestrecktem Dipol, optimiert für jeden Kanal
- mit Praktiker-Anschlußgehäuse
- Elemente aus Vollmaterial, mechanisch und funktionell optimierter Querschnitt – neue Stabil-Halterungen

- selektiv, störfest gegen Fremdsignale
- mit überragender Rückdämpfung
- mit einem Gewinn von 11,5 bzw. 13 dB für Monoka 110 bzw. 130.

KATHREIN-Monoka – B III-Kanalantennen.

Die neue Perspektive. Für alle Empfangsanlagen, auch für schwierigste!
Von Profis für Profis gemacht.

Qualität macht ihren Weg

KATHREIN

Antennen · Electronic · Communications-Anlagen

Postfach 260 8200 Rosenheim 2 Telefon 08031/184-1

Berichte über neue Entwicklungen

- Rundfunk-Empfänger:
Telefunken entwickelt
ein neues Abstimmssystem W 1

Werkstatt und Service

- Anregung zum Nachbau:
Halbgerät mit Eimerkettenschaltung
Neue Bauelemente W 14
W 20

Professionelle Anwendungen

- Videobänder:
Am Schneidetisch ist die Schere
längst passé W 23

Titelbild

Gut lachen hat Maja Chiburdanidze, Weltmeisterin der Schachspielerinnen und Schach-Großmeisterin aus der UdSSR. Sie spielte kürzlich auf einem europäischen Schachturnier in Bad Kissingen gegen den Computer „Commodore Chess Mate“ (im Bild rechts) und besiegte den auf Schwierigkeitsgrad 8 programmierten, knapp 300 DM teuren Zwerg in 30 Minuten mit 23 Zügen.

Dieser Wettkampf mit seiner Publikumswirksamkeit sollte im Fachhandel für Unterhaltungselektronik eigentlich wie ein Alarmsignal wirken, denn derartige Computer werden zusammen mit ihren vielen Varianten die ganz großen Umsatzbringer der achtziger Jahre. Das abgebildete Modell stammt aus dem Kaufhaus, wo die Verkäufer solchen neuartigen Artikelgruppen größte Aufmerksamkeit widmen. Ob der traditionelle Fachhandel dieses Geschäft an sich ziehen kann, hängt davon ab, ob er sich sehr schnell und sehr gründlich mit Software beschäftigen wird – es ist allerhöchste Zeit für ihn. (Bild: Metropress)

Technikgeschichte

- Batterien:
Galvani war nicht der Erste W 27

Fachliche Bildung

- Praktischer Umgang mit Bauelementen:
Transistoren unter die Lupe genommen;
Teil 4: Bipolare Transistoren für
NF-Vorstufen (I) W 28
- Lehrgang für Radio- und Fernsehtechniker:
Einführung in die Digitaltechnik;
12. Folge: Zahlensysteme und Codes (II) W 35
- Resonanz-Transformation:
Die Anpassung von Impedanzen (I) W 38

SIEMENS

Das Mikro-Quartett bringt Musik ins Geschäft

Neues Siemens-HiFi-System 666 microcompact

Gala-Vorstellung für Ihre Kunden: mit den vier HiFi-Kompaktbausteinen von Siemens. Applaus für

gute Stimmung, weil das Preis-/Leistungs-Verhältnis stimmt;

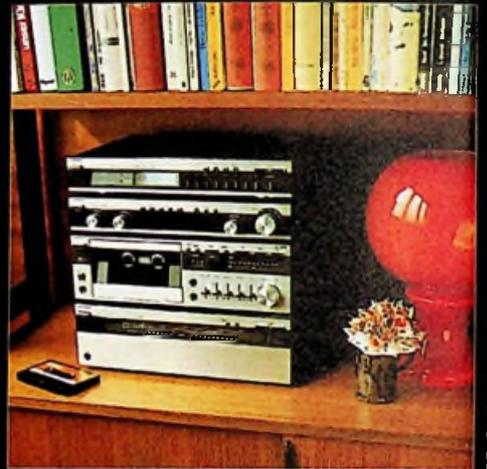
breite Anerkennung, weil Kenner das ausgereifte europäische HiFi-Konzept von Siemens bevorzugen;

reife Leistung, weil die virtuose Technik Ihr Publikum aufhorchen läßt;

gelungene Auftritte, weil das kompakte, fortschrittliche Design überall ankommt;

große Namen, weil Siemens und qualifizierte Fachhändler für ihr gemeinsames Engagement bei HiFi-Geräten der Spitzenklasse bekannt sind. Der Erfolg des Mikro-Quartetts ist auch Ihr Erfolg!

Hat Platz in jedem Bücherregal.



SE 51/8001



Wenn Sie mehr über das System 666 und die anderen Siemens-HiFi-Systeme wissen wollen, dann schreiben Sie bitte an:
Siemens, ZVW 15,
D-8000 München 1,
Postfach;
A-1010 Wien,
Nibelungengasse 15

Rundfunk-Empfänger:

Telefunken entwickelt ein neues Abstimmssystem

Ing. (grad.) Otto Klank, Dipl.-Ing. Dieter Rottmann, Hannover

Ausgehend von der im Jahre 1975 herausgebrachten numerischen Frequenzanzeige, stellt Telefunken nun ein vielseitiges Abstimm- und Steuerungssystem vor. Dieser zweite Schritt in Richtung Digitaltechnik ermöglicht den Bau komfortabler Geräte, die unter anderem mit numerischer Frequenz- oder Kanalzahleneingabe und dem schrittweisen Weiterschalten auf mehr als 40 gespeicherten Stationen aufwarten können. Zur Zeit wird das System in einem AM/FM-Tuner erprobt, dessen Vorserie bereits angelaufen ist.

Der Tuner TT 750 enthält als erstes Gerät die neue Abstimm-Schaltung, die hier nur in den Wellenbereichen UKW und MW arbeitet. Grundsätzlich ist das Abstimmssystem jedoch auch für Empfänger mit zusätzlichen oder allen für Rundfunkempfang zugelassenen Wellenbereichen geeignet. Darüber hinaus kann es noch die NF-Betriebsarten (zum Beispiel TA, TB) steuern. Alle Ausstattungs-Merkmale, die das Abstimmssystem bietet, sind in Tabelle 1 zusammengefaßt.

Otto Klank ist Laborleiter in der Rundfunk-Entwicklung, und Dieter Rottmann ist Entwicklungsingenieur in der Rundfunk-Vorentwicklung. Beide sind Mitarbeiter der Telefunken Fernseh und Rundfunk GmbH, Hannover.

System-Beschreibung

Im UKW-Bereich ist das Frequenzraster, also der Frequenzwert eines Abstimmsschrittes, bei numerischer Eingabe auf 10 kHz festgelegt und bei Handabstimmung oder Suchlauf auf 50 kHz. Für den MW-Bereich wird generell ein 1-kHz-Frequenzraster verwendet. Bei Handabstimmung und Suchlauf wurde bewußt für FM ein Frequenzraster von 50 kHz gewählt, mit dem einerseits auf über 99% der europäischen Sender einwandfrei abgestimmt werden kann, und mit dem auch die Handabstimmung einfacher ist als beim feinen 10-kHz-Frequenzraster. Außerdem gewährleistet das 50-kHz-Frequenzraster beim automatischen Suchlauf noch eine eindeutige Abstimmung und Anzeige.

Das feinere Raster mit Schritten von 10 kHz soll ein genaues Abstimmen auf die wenigen außerhalb des Rasters von 100 kHz bzw. 50 kHz liegenden Sender sicherstellen, und außerdem eine geringfügige Fehl Abstimmung ermöglichen, so daß auch starke dicht benachbarte Sender, gut zu empfangen sind. Der maximale Frequenzfehler beim Abstimmen, ist im UKW-Bereich rd. $\pm 2,5$ kHz und im MW-Bereich rd. ± 250 Hz.

„FLL“ statt „PLL“

Im Gegensatz zum vielfach angewandten PLL (Phase locked loop)-

Verfahren wird beim Telefunken Abstimmssystem ein auf Frequenzvergleich und Regelung beruhendes Verfahren angewandt, das auch mit Frequency locked loop (FLL) bezeichnet wird. Gegenüber dem PLL-Prinzip bestehen folgende Unterschiede und Gründe, die für „FLL“ sprechen:

○ Über die Frequenzmessung ist eine echte Kontrolle der Oszillator- oder Empfangsfrequenz möglich, was sich bei der Überwachung der Oszillatorfunktion, der Bereichsgrenzen, bei Handabstimmung und im Suchlauf auf günstige Weise bemerkbar macht (Abschnitte: Elektronische Handabstimmung und Automatischer Sendersuchlauf).

○ Die Frequenzen der Abstimmvorgänge liegen in der Größenordnung von 1 Hz und damit außerhalb des NF-Bereiches, so daß störende Auswirkungen besser zu unterdrücken sind.

○ Die für den Regelvorgang notwendigen Steuerinformationen können, da die Regelfrequenzen sehr niedrig sind, direkt mit Hilfe von digitalen Schaltungen gewonnen werden. Das heißt, daß der Regelvorgang direkt von einem digitalen Prozessor oder Kontrollschaltkreis ausgeführt werden kann. Bei PLL ist es nicht ohne weiteres möglich, für den Phasenvergleich einen digital organisierten Prozessor zu benutzen.

○ Das aus den beiden Hauptkomponenten Frequenzzähler (IC) und Mikroprozessor bestehende Konzept

- Europäische Frequenz-Bereichs-Grenzen (Bundespost) berücksichtigt; andere Grenzwerte sind maskenprogrammierbar.
- Beim Überschreiten der Bereichsgrenzen (durch Fehleingabe oder bei Handabstimmung), Blinken der Anzeige mit dem jeweiligen zulässigen Grenzwert.
- Automatisches Umschalten auf Frequenz-Unterbereiche (Aufteilung der AM-Frequenzbereiche zur Optimierung der Selektions- und Großsignalverhältnisse).
- Korrekturtaste („Correct“) für den Neubeginn bei falscher Eingabe mit Strichlinie für Speicherplatzeingabe.
- Numerische Frequenz- oder bei FM auch Kanal-Anzeige.
- Numerische Eingabe der Frequenz- und Kanal-Zahlen, wobei zusätzliche Informationen, wie Dezimalpunkt, „+“ oder „-“ (Kanal) oder GO (bedeutet Ende der Ein-

- Bis zu 10 weitere, den Frequenzbereichstasten zugeordnete Speicherplätze; mit Frequenz-Werten innerhalb des betreffenden Bereiches programmierbar; Aufruf mit jeweiliger Bereichstaste.
- Schrittweises Absuchen der Speicherplätze unabhängig vom gerade eingestellten Betriebs-Zustand des Systems; beginnend mit dem angezeigten Speicherplatz oder mit „00“, wenn keine Anzeige vorhanden war.
- Zweistellige 7-Segment-Speicherplatzanzeige.
- Strichlinie zu Beginn einer Dateneingabe; Eingabetaste „Station“ kann gleichzeitig als Korrekturtaste benutzt werden.
- Vollautomatisches Umschalten zwischen allen Betriebsarten mit dem jeweiligen Bedienvorgang; dadurch werden alle anderen auch unvollständigen Vorgänge abgeschlossen.

- gabe d.h. Abstimmbefehl) automatisch berücksichtigt werden.
- Optoelektronische Handabstimmung mit einer geschützten Drehscheibe und Infrarot-Lichtschranken; bei jeder Abstimm- oder Betriebsstellung wirksam.
- Automatischer Sender-Suchlauf unter Berücksichtigung des mit externem Mutingregler einstellbaren Empfangspegels; bei jeder Betriebsstellung wirksam; „Dauerlauf“ mit einer Sekunde „Halt“ je Station.
- Einspeichern und Wiederaufruf von 40 Frequenz- oder Kanalzahlen mit beliebiger Bereichszugehörigkeit in Verbindung mit einem nichtflüchtigen Speicher; Bereichsinformation wird mit abgespeichert; automatische Bereichsumschaltung beim Wiederaufruf.
- Automatischer Aufruf des Speicherplatzes 00 beim Einschalten des Gerätes.

Tabelle 1. Diese Ausstattungs-Merkmale bietet das neue Abstimmssystem von Telefunken

kann auf einen Frequenzähler reduziert und dann in einfacheren Rundfunkempfängern auch mit Frequenzeinrastung (Locking) eingesetzt werden.

○ Der Abstimmvorgang verläuft kontinuierlich, das heißt, ohne Frequenzsprünge. Dies hat Vorteile bei der Handabstimmung, da während des Abstimmvorgangs praktisch keine zusätzlichen Signalsprünge am Demodulatorausgang entstehen und der NF-Kanal (Lautsprecher) eingeschaltet bleiben kann.

○ Letztlich ist für einfache Empfängerkonzepte auch die Handabstimmung mit Potentiometer möglich, wobei die Frequenz beim Abstimmen mit der Potentiometerspannung auf den gewünschten Wert gebracht und danach elektronisch gehalten wird.

Die eingegebene Frequenz- oder Kanalzahl wird, wie später noch genauer erläutert, über einen „Datenverarbeitungsteil“ und ein Zwischenregister im Kontroll-Schaltkreis in ein Register des Frequenzähler-Schaltkreises „transportiert“ und steht an den Ausgängen des Registers dauernd zur Verfügung (Bild 1). In einem Vergleich-

cher wird die vom Frequenzähler ermittelte Oszillatorfrequenz 100 mal je Sekunde mit der Sollzahl im Register verglichen und daraus die Information „>“ oder „<“ für das Analogregelteil gewonnen, das über eine steuerbare Stromquelle die Abstimmspannung am Kondensator auf die Sollgröße einstellt und nachgeregelt. Die Änderungsgeschwindigkeit des Vorganges bestimmen drei externe Widerstände (R 38, R 40 und R 42 in Bild 2). Daraus ergeben sich für den eigentlichen Abstimmvorgang drei annähernd dekadisch gestufte Geschwindigkeiten (Höchstwert etwa 100 V/s).

Die Regelinformation auf der Abstimmspannung verursacht eine Geräuschspannung, deren Wert aber sehr niedrig ist (Geräuschspannungs-Abstand bei UKW rd. 100 dB, bei MW rd. 85 dB), so daß sie gegenüber der Geräuschspannung des eigentlichen Empfangsteils vernachlässigt werden kann.

Während eines Abstimmvorgangs wird bei jedem Überschreiten des Sollwertes (Wechsel von „>“ auf „<“ oder umgekehrt) die Geschwindigkeit um eine Stufe reduziert, bis am Ende nur noch die Feinregelung oder Driftkor-

rektur übrigbleibt. Reicht die Treffgenauigkeit dann nicht aus, wird die langsamste Geschwindigkeitsstufe mit entsprechender Richtung automatisch wieder eingeschaltet und durch Tastung des betreffenden Ausgangs nochmals um den Faktor 5 (20% Einschaltedauer) verringert. Der Abstimmvorgang ist in Bild 3 dargestellt.

Bei der Driftkorrektur im eingeregelteten Zustand beträgt die Regelgeschwindigkeit nur etwa 1/100 der langsamsten Geschwindigkeitsstufe. Das reicht aus, um die Entladung des Abstimmspannungs-Kondensators durch Leckströme des Kondensators oder der angeschlossenen Schaltkreise auch unter ungünstigsten Betriebsbedingungen zu kompensieren. Aus dem niedrigen Wert resultiert auch der sehr gute Geräuschabstand der Abstimmspannung.

Elektronische Handabstimmung

Beim Abstimmen eines Empfängers werden im allgemeinen zwei verschiedene Methoden angewandt: Einmal das Absuchen des gesamten Bandes nach einem bestimmten

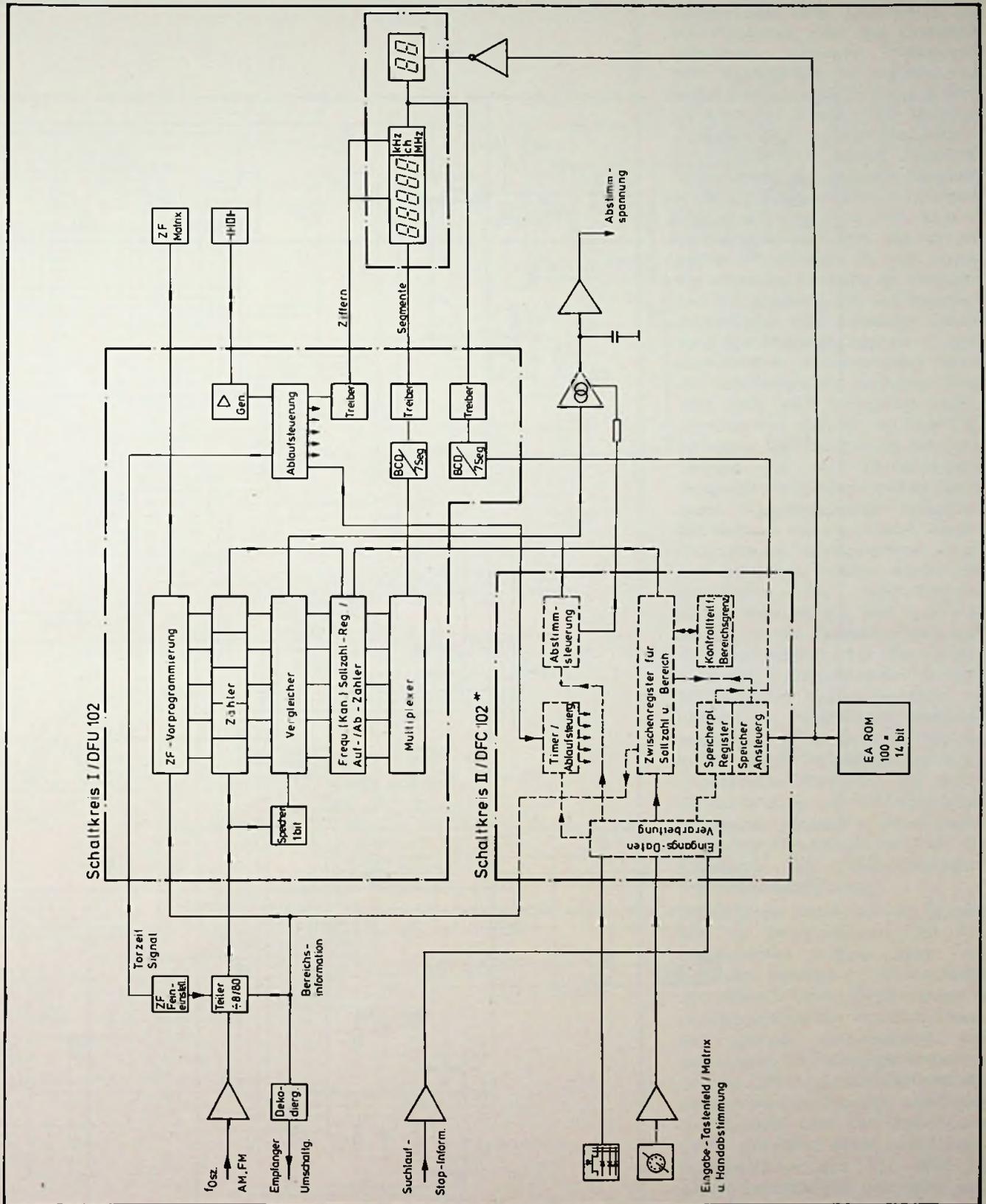


Bild 1. Vereinfachte Blockschaltung des neuen Telefunken-Abstimmsystems. *) Darstellung entspricht der Funktion des Schaltkreises und nicht seiner wirklichen Organisation

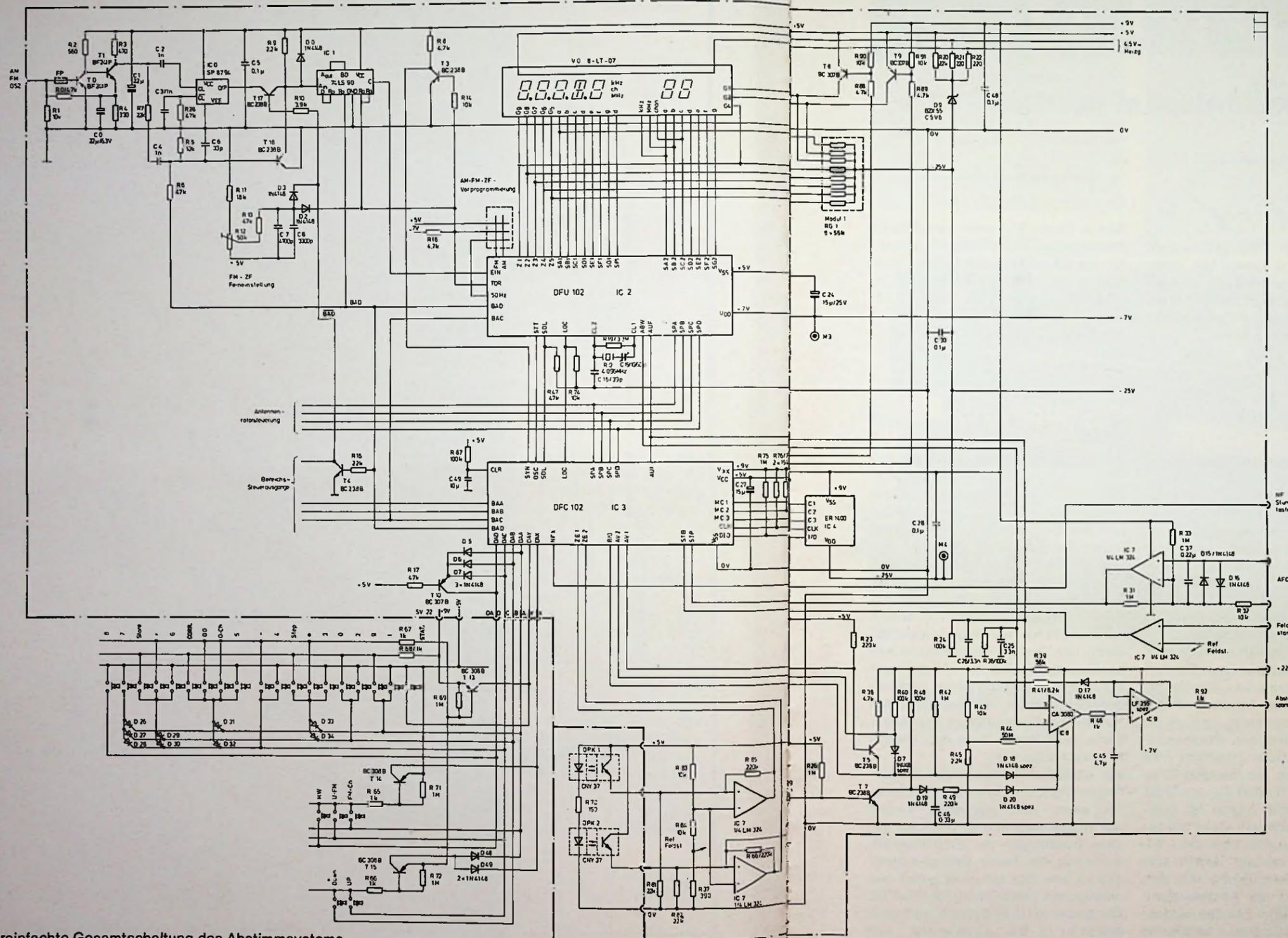


Bild 2. Vereinfachte Gesamtschaltung des Abstimmsystems

Sender oder einer bestimmten Art von Programm, oder das Einstellen bestimmter bekannter Frequenzen oder Kanalzahlen. Im letzteren Fall bietet eine numerische Eingabe oder ein Abrufen des Senders vom Speicher sicherlich den höchsten Bedienkomfort. Um sich jedoch möglichst schnell über das gesamte Programmangebot zu informieren und Vergleiche durchführen zu können, ist eine Handabstimmung nach wie vor am besten geeignet, da sie neben der laufenden Kontrolle der Frequenzen (Kanalzahlen) und des Programmangebotes eine beliebige Steuerung des Abstimmvorgangs mit entsprechenden Verweilphasen sowie ein Abstimmen von kritischen Sendern nach Gehör ermöglicht. Daraus ergeben sich zugleich wichtige Forderungen: Die Abstimmung des Empfängers soll dem Bedienvorgang möglichst genau folgen und es dürfen keine Frequenzsprünge entstehen, die sich bei eingeschalteter Niederfrequenz als unangenehmes Rumpeln bemerkbar machen würden. Ein Abschalten der Niederfrequenz kommt nicht infrage, weil dann wiederum nur das Einstellen bekannter Stationen möglich wäre. Daß der Bau einer gut funktionierenden Handabstimmung im Zusammenwirken mit elektronisch kontrollierten Abstimm-Systemen nicht einfach ist, beweisen auf dem Markt befindliche Empfänger angesehener Hersteller, bei denen die Forderungen zum Teil nicht erfüllt wurden und die sich in dieser Beziehung dann ungünstiger verhalten, als Empfänger mit Drehkondensator- oder Diodenabstimmung.

Bei dem hier beschriebenen System wird die Drehbewegung des Abstimmknopfes mittels einer mit Schlitzen versehenen Drehscheibe und zweier Infrarot-Lichtschranken in zwei gegeneinander versetzte Impulsinformationen umgewandelt, aus denen dann die Richtungsinformation und die Zahl der Abstimmsschritte abgeleitet werden. Die dazu verwendeten Bauteile sind die Optokoppler OPK1 und OPK2 sowie zwei Operationsverstärker aus IC7 (Bild 2), die als Schmitttrigger geschaltet sind und eine Entstehung von Abstimmimpulsen infolge Rauschens oder Erschütterungen des Abstimmteils ver-

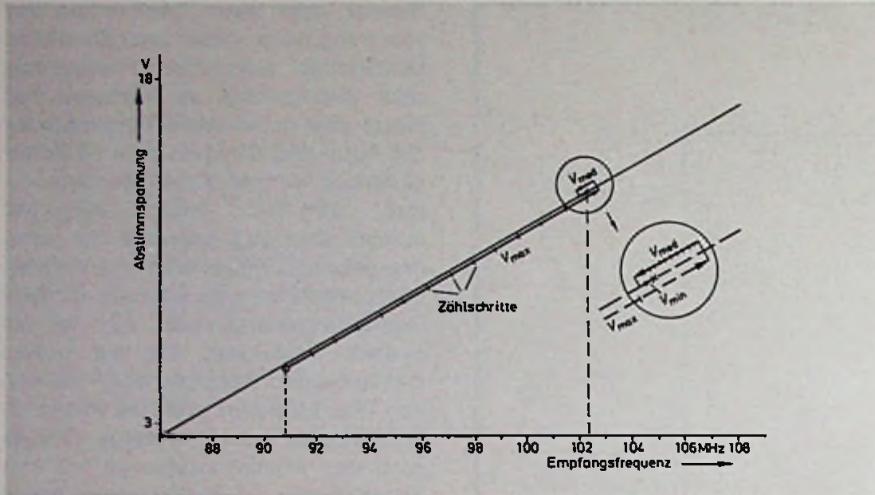


Bild 3. Beispiel eines Abstimmvorgangs im UKW-Bereich. Zunächst wird mit der höchsten Geschwindigkeit v_{max} auf die Sollfrequenz zugehalten. Beim Überschreiten der Sollfrequenz kehrt sich die Abstimmrichtung um, und mit der mittleren Geschwindigkeit v_{med} wird die Sollfrequenz erneut überschritten. Daraufhin wird die langsamste Geschwindigkeit v_{min} eingeschaltet, mit der man schließlich die Sollfrequenz erreicht

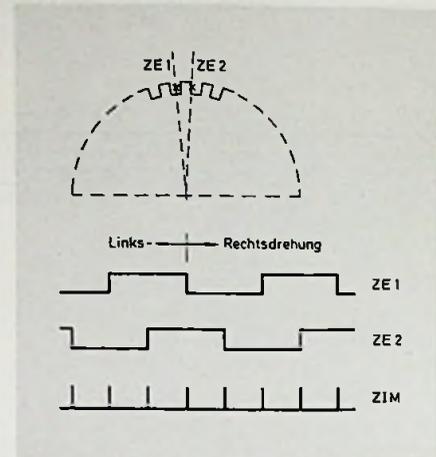


Bild 4. Oben: Mit einer geschlitzten Drehscheibe und zwei Lichtschranken werden die Impulse für die Handabstimmung gewonnen. unten: ZE 1, ZE 2 Impulsverläufe am Ausgang der beiden Lichtschranken; ZIM intern abgeleitete Zählimpulse (DFC 102)

hindern. Den Vorgang der Impulsge-
winnung zeigt Bild 4.

Je nach Wellenbereich werden ein,
zwei oder vier Abstimmsschritte je
Schlitz erzeugt. Die Richtungsinfo-
rmation ergibt sich durch die logische
Verknüpfung der Zustände vor und
nach dem Sprung eines Signals mit
dem während dieser Zeit konstanten
anderen Signal. So bedeuten zum
Beispiel „0“/„1“ Sprünge von ZE2
während ZE1 = „0“ und „1“/„0“
Sprünge von ZE2 während ZE1 = „1“
eine Aufwärtsregelung und die je-
weils umgekehrten Sprünge bei glei-
chen Zuständen von ZE1 eine Ab-
wärtsregelung. Entsprechendes gilt
für die Sprünge von ZE1 bei konstan-
tem Signal ZE2. Da für beide Impuls-
signale insgesamt 2×2 zeitlich ge-
trennte Sprünge je Schlitz möglich
sind, können, wie bereits erwähnt,
maximal 4 Abstimmsschritte je Schlitz
erzeugt werden.

Im Fall niedriger Abstimmgeschwin-
digkeit wird nun die Zahl im Sollzahl-
register (Bild 1) je Abstimmschritt um
einen Rasterschritt – bei MW um
1 kHz oder bei UKW um 50 kHz –
verändert, wobei sich dann automa-

tisch die niedrigste Abstimmge-
schwindigkeit (eine Stufe höher als
die ständig vorhandene Driftkorrek-
tur) einschaltet und den Schritt nach-
regelt. Diese Geschwindigkeit ist
noch so niedrig, daß sie auch
bei ständigem Ein- und Abschalten
keine störenden Abstimmssprünge
verursacht. Die maximale Folgege-
schwindigkeit beträgt dabei etwa 10
Abstimmsschritte pro Sekunde.

Bei höheren Abstimmraten wird eine
zusätzliche Geschwindigkeitsinfo-
rmation durch Verstärken, Gleichrich-
ten und Sieben der Impulse von der
Drehscheibe gewonnen und direkt
dem Bias-Eingang des Stromregel-
verstärkers CA 3080 zugeführt (Bild
2). Hierzu dienen die Bauteile C 29,
T 7, D 19, C 46, R 48, R 49, und D 20.
Dieses zusätzliche Signal ist prak-
tisch kontinuierlich und steigt mit zu-
nehmender Drehzahl. Über den Wi-
derstand R 48 besteht zudem eine
multiplikative Verknüpfung mit dem
absoluten Wert der Abstimmspan-
nung, so daß wie im Fall des langsa-
men Abstimmvorgangs annähernd
proportional zur Abstimmsteilheit ge-
steuert wird.

Da bei hoher, Abstimmgeschwin-
digkeit die Zahl im Sollzahlregister nicht
mehr in richtiger Weise aufbereitet
werden kann, wird ab einer bestimm-
ten Geschwindigkeit nur die der
Drehrichtung entsprechende Ab-
stimmrichtung gesetzt und der Wert
der gezählten Frequenz 5 mal je Se-
kunde ins Sollzahlregister übertra-
gen. Zu diesen Zeitpunkten stimmt
die Sollzahl mit dem augenblicklichen
durch den Drehknopf gewählten Ab-
stimmzustand überein. Stoppt nun
der Vorgang zwischen zwei Übertra-
gungszeitpunkten, so stellt eine Au-
tomatik mit der zuletzt im Sollzahlre-
gister enthaltenen Zahl den Gleich-
zustand wieder her.

Die Kombination der beiden Verfah-
ren ermöglicht auch mit Digitaltech-
nik einen kontinuierlichen Verlauf
der Abstimmspannung, und das ge-
naue Nachfolgen der Empfängerab-
stimmung bei hoher Drehgeschwin-
digkeit, wie dies bei einer guten me-
chanischen Abstimmung der Fall ist.
Der gesamte UKW-Bereich wird dann
schon in rd. 6 s „durchfahren“, und
der gesamte MW-Bereich in 12 s
(zwei Teilbereiche in jeweils 6 s).

Renault 4 Transporter

Eine Idee hat sich durchgesetzt

Bis heute in Deutschland über 40.000 mal.



Das hat seine Gründe:

1. Sparsam wie der Renault 4
Schon bei der Anschaffung. Bescheiden im Verbrauch. Wirtschaftlich im Einsatz, bei Steuern und Versicherung.
Transporter 850: 7,0 l/100 km*.
Natürlich Normalbenzin.

*nach DIN-Norm bei 90 km/h

2. Erprobte Zuverlässigkeit
Im Renault 4 millionenfach bewährte Technik: Robuste 25 kW (34 PS)-Motoren, Vorderradantrieb, Einzelradaufhängung, Zweikreisbremssystem mit Blockierverhinderung durch Bremskraftregler.

3. Platz für »Alles«
Schon der Renault 4 Transporter 850 hat Platz für 1,8 Kubikmeter und für 350 kg Nutzlast. Und im Renault 4 Transporter 1100 bringt man bequem 2,35 Kubikmeter unter. Und 395 kg Nutzlast.

4. Problemlos in der Wartung
Die bewährten Motoren sind besonders wartungsfreundlich. Langlebige Karosserie durch Tauchlackierung, Hohlraumversiegelung und Unterbodenschutz. Renault 4 Transporter stehen auch als Gebrauchte hoch im Kurs.

RENAULT-LEASING-SYSTEM
Nur für die Nutzung zahlen.
Ohne Kapitalbindung, mit zusätzlicher Steuerersparnis.
Sofortfinanzierung durch die RENAULT CREDIT BANK.

RENAULT



Wußten Sie, daß Renault in Deutschland das viertgrößte Kundendienst-Netz aller Automarken hat? Mit über 1.600 Kundendienststellen!

Renault empfiehlt **elf** Motorenöle.

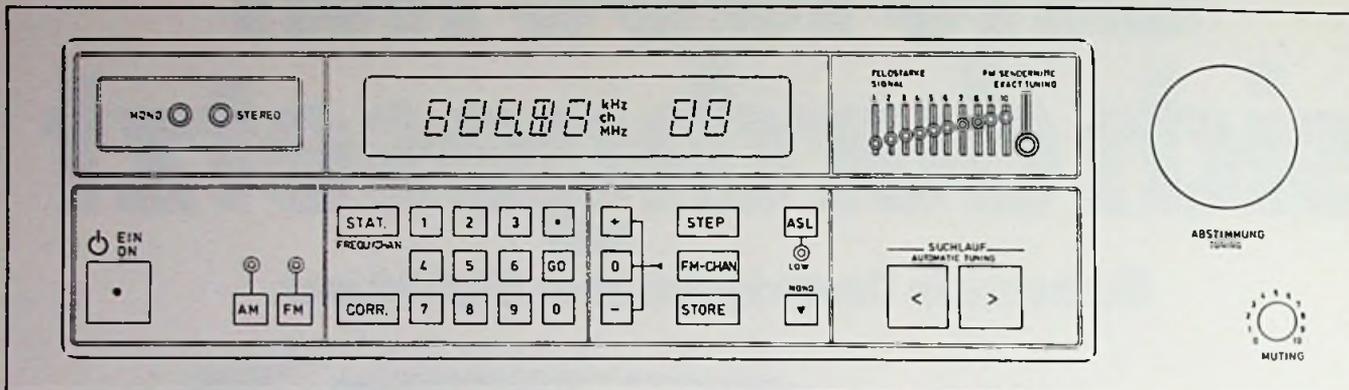


Bild 5. Bedien- und Anzeigefeld des Tuners TT 750

Automatischer Sender-Suchlauf

Der automatische Sender-Suchlauf ist in beiden Richtungen möglich, wobei als Stoppinformation die Nulldurchgangsspannung von FM-Diskriminatoren am ZF-Ausgang dient. Bei FM ist das der Demodulator, bei AM eine zusätzliche Demodulatorstufe mit einem IC TBA 120, die ebenfalls ein Nulldurchgangssignal liefert (nicht dargestellt). Zusätzlich kann das Stoppsignal von einer extern wählbaren Bedingung, wie „nur Stereosender“ oder wie beim TT 750 vom Erreichen eines ausreichenden Empfangspegels abhängig sein.

Liegt ein Suchlaufbefehl vor, wird vom Controller (DFC 102) zunächst die getastete mittlere Geschwindigkeit für die vorgegebene Richtung solange gesetzt, bis ein Stoppunkt überschritten wird. Dann veranlaßt der Controller einen Richtungswechsel, und die getastete unterste Geschwindigkeit wird eingeschaltet, bis der Stoppunkt erneut erreicht wird. Unterdessen hat der Frequenzzähler die Oszillatorfrequenz laufend gemessen und ins Soll- bzw. Anzeigeregister übertragen. Die beim zweiten Stopp gemessene Frequenz wird festgehalten und automatisch nachgeregelt. Bei einem Aufwärts-Suchvorgang findet die Richtungsumkehr mit der niedrigsten Geschwindigkeit zweimal statt, so daß zum Schluß in beiden Suchrichtungen die gleiche Richtung für die genaue Bestimmung

der Frequenz maßgebend ist. Dies führt bei Stationen, die zwischen zwei Rasterpunkten liegen (AM 1 kHz, FM 50 kHz), stets zum gleichen Stopp und Anzeigergebnis.

Das jeweilige Diskriminatorsignal wird richtungsabhängig ausgewertet, das heißt, daß bei allen Aufwärtsvorgängen nur „-“/„+“ Sprünge und bei allen Abwärtsvorgängen nur „+“/„-“ Sprünge gewertet werden. Ansonsten würden „falsche Stopps“ an den Flanken entstehen.

Beim einmaligen Betätigen der Suchlauf-taste („>“ oder „<“) stoppt der Empfänger bei dem nächsten empfangenen Sender. Im Falle einer Dauerbetätigung wird dagegen bei jedem Sender 1 s lang verharrt und dann in derselben Richtung weitergesucht. Dieses Prinzip gilt auch für die Zusatz-Stoppbedingung, so daß nur auf den Sendern, die diese Bedingung erfüllen, für 1 s angehalten wird. Bei allen anderen Sendern besteht dann jedoch eine Haltezeit von 50 ms (die vom Benutzer nicht bemerkt wird), um dem Empfänger das Einschwingen des Zusatzsignals zu ermöglichen.

Die Gesamt-Suchlaufzeit beträgt für einen Frequenzbereich rd. 10 s (Stopps nicht gerechnet). Bei dieser Geschwindigkeit und unter Berücksichtigung der bei jedem empfangenen Sender dekadisch verminderten Geschwindigkeit, kann ein Tiefpaß-Filter mit sehr niedriger Grenzfrequenz zum Sieben des Stoppsignals

verwendet werden ($R\ 35/C\ 37\ f_0 \approx 7\ \text{Hz}$). Das bringt ein gutes Trennen des NF-Anteils vom Stoppsignal, so daß Fehlstopps ausgeschlossen sind.

Die Funktion des Kontrollschaltkreises

Der 40polige NMOS-IC DFC 102 zur digitalen Frequenzkontrolle hat den Aufbau eines 1-Chip-Microcomputers, und übernimmt die im folgenden näher beschriebenen Funktionen: Informationsübernahme vom Bedienfeld und vom Handabstimmrad, Wellenbereichssteuerung des Tuners, Informationsaustausch mit Zähler-IC DFU 102 und Senderspeicher, einstellen der Abstimmgeschwindigkeit und überwachen der Wellenbereichsgrenzen.

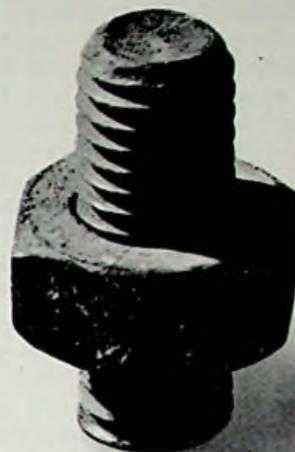
Eingabe über Tastenfeld

Mit Ausnahme der Handabstimmung werden die Informationen vom Bedienfeld (Bild 5) über eine Codierschaltung mit Dioden in den Kontrollschaltkreis übernommen. Dies ermöglicht einen störfreien Betrieb des Tastenfeldes mit reinen Gleichspannungen. Durch eine besondere Codierschaltung ist, wie im letzten Abschnitt noch näher beschrieben wird, der Aufwand für diese Codierung auf ein Minimum beschränkt. Der 6stellige Eingabe-Dualcode (Tabelle 2) enthält vier über die beiden Binärzei-

chen DAX und DAY ansprechbare Funktionsgruppen: Wellenbereichswahl, Frequenz- oder FM-Kanaleinstellung, Speicherplatzwahl und Suchlauf. Die vier Binärzeichen DAA bis DAD unterscheiden die Einzelanweisungen jeder Gruppe. Um sofort eine eindeutige Empfangssituation zu bekommen, wird mit der Wellenbereichstaste automatisch ein Abstimmvorgang auf eine zuvor ausgewählte und abgespeicherte Vorzugsfrequenz oder auf einen Vorzugskanal dieses Bereiches ausgeführt. Im Tuner TT 750 stehen zum Beispiel die Bereiche FM, mit der Auswahl Frequenz- oder Kanalanzeige, und MW (nur Frequenz) zur Verfügung. Das abwechselnde Drücken der Tasten „FM“ und „FM-chan.“ führt dort zur Umrechnung zwischen Frequenz- und Kanalwert.

Mit einem übersichtlichen kleinen Tastenfeld werden sowohl die Frequenzen als auch die Speicherplätze ausgewählt. Als Unterscheidungsmerkmal muß bei Frequenz- oder Kanalwahl, eine zusätzliche Taste (mit „Station“ gekennzeichnet) betätigt werden. Sie unterbricht die augenblickliche Betriebsart, indem die NF über den Mute-Ausgang des Kontroll-ICs stumm geschaltet wird. Auf dem 5stelligen Feld der 7-Segment-Anzeige leuchtet das unterste Segment jeder Stelle auf – als Hinweis auf den noch fortzuführenden Eingabevorgang. Jede der folgenden Zifferneingaben ersetzt dann von links nach rechts einen der leuchtenden Balken.

Die numerische Eingabe von FM-Kanälen (300-kHz-Raster) erfolgt daraufhin ein- oder zweistellig mit nachfolgender Kennzeichnung durch eines der Zeichen „0“ für Kanalmitte, „-“ oder „+“ für 100 kHz Abweichung der Senderfrequenz von Kanalmitte. Diese Kennzeichnung wird zugleich als Abschluß der Kanaleingabe interpretiert und setzt den Abstimmvorgang in Gang. Frequenzeingaben in MHz mit Dezimalpunkt und zwei weiteren Stellen (für UKW) oder in kHz (für MW) werden ebenfalls als vollständige Eingaben erkannt. Mit Hilfe der Taste „GO“ kann nach einem Dezimalpunkt die Anzeige mit Nullen aufgefüllt werden (beim TT 750 nur im UKW-Bereich zu verwenden).



Lockern Sie festsitzende Probleme ganz einfach – mit Kontakt 60®, 61, WL und Tuner 600.

Wenn es weder vor noch zurück geht, sind plötzliche Erfolge um so verblüffender. Mit KONTAKT 60® zum Beispiel lösen sich festsitzende Schrauben wie von selbst: ein zusätzlicher Vorteil der Elektronik-Sprays von Kontakt-Chemie.

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

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

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

Informations-Coupon

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

Firma _____

Name _____

Ort _____

Straße _____ Tel. _____



KONTAKT
CHEMIE 7550 Rastatt
Postfach 1609
Telefon 07222 / 34296

Funktion	DAY	DAX	DAD	DAC	DAB	DAA
1	x	0	0	0	0	1
2	x	0	0	0	1	0
3	x	0	0	0	1	1
4	x	0	0	1	0	0
5	x	0	0	1	0	1
6	x	0	0	1	1	0
7	x	0	0	1	1	1
8	x	0	1	0	0	0
9	x	0	1	0	0	1
0	x	0	1	0	1	0
STEP	0	0	1	0	1	1
UHR	0	0	1	1	0	0
CORRECT	0	0	1	1	0	1
STORE	0	0	1	1	1	0
STATION	1	0	0	0	0	0
Dezimalpunkt	1	0	1	0	1	1
-	1	0	1	1	0	0
GO	1	0	1	1	0	1
+	1	0	1	1	1	0
FM-Kanal	0	1	0	0	0	1
FM-Frequenz	0	1	0	1	0	0
MW 1	0	1	1	0	0	0
MW 2	0	1	1	0	0	1
Suchlauf aufwärts ohne Bedingung	1	1	1	1	0	0
Suchlauf abwärts ohne Bedingung	1	1	1	0	1	0
Suchlauf aufwärts mit Bedingung	1	1	1	1	0	1
Suchlauf abwärts mit Bedingung	1	1	1	0	1	1
Suchlauf Stopp-Bedingung	1	1	1	1	1	0
Suchlauf Reset Stopp-Bedingung	1	1	1	1	1	1

Tabelle 2. Eingangscodes vom Bedienfeld zum Kontrollschaltkreis. „x“-Bit darf beliebigen Wert haben

Nach vollständiger Eingabe wird die angezeigte Zahl automatisch so weit nach rechts verschoben, daß die Stellenzuordnung derjenigen im Zähler entspricht, und ein direkter Vergleich möglich ist.

Die Speicherplatzabfrage ist als vermutlich häufigste Bedienform besonders einfach gestaltet und bevorrechtigt. Durch einfaches Abrufen der Speicherplatznummern 00 bis 39 wird der dort eingespeicherte Sender abgestimmt und die Speicherplatznummer im rechten Teil der Anzeige dargestellt. Um entscheiden zu können, ob die erste eingegebene Ziffer die Einer- oder Zehnerstelle darstellen soll, muß bei den Speicherplatznummern 0 bis 3 eine Null vorangestellt werden; der gleiche Eingabe-

mode kann auch für den gesamten Nummernbereich 0 bis 9 angewendet werden. Die Taste „Store“ ermöglicht das Abspeichern jeder angezeigten Frequenz und des zugehörigen Bereiches auf dem nachfolgend eingetasteten Speicherplatz oder dem zugehörigen Bereichsspeicherplatz. Einen fortlaufenden Aufruf der Speicherplätze in steigender Reihenfolge besorgt die „Step“-Taste. Sie kann von beliebiger Stelle ausgehend weiterführen.

Die Taste „Correct“ ermöglicht das sofortige Löschen jeder noch nicht abgeschlossenen oder fehlerhaften Eingabe. In jedem Fall ist mit „Correct“ ein Stummasten des NF-Ausgangs verbunden. Nach „Correct“ kann wieder mit einer neuen Spei-

cherplatzeingabe oder mit jeder anderen Eingabe begonnen werden. Falls eine neue Stationswahl gewünscht wird, ist es auch möglich, anstatt „Correct“ gleich die Taste „Station“ zu benutzen. Eine weitere Codekombination erlaubt noch die Uhrzeitanzeige mit einem zusätzlichen IC.

Wellenbereichssteuerung und Bereichsbegrenzung

Der Kontroll-IC gibt an vier weiteren Ausgängen BAA bis BAD einen Bereichscode aus, der dem Eingabecode für die Wellenbereiche entspricht (Tabelle 2) und nach folgendem Leitbild aufgebaut ist: Einfaches Steuern der zu den Bereichen gehörenden Umschaltvorgänge im Frequenzzähler-IC DFU 102 (zum Beispiel Frequenz- oder Kanalzählmodus, Austasten bestimmter Stellen der Anzeige) sowie einfaches Umschalten des AM- und FM-Empfangsteiles. Diese Steuerung übernehmen die beiden Ausgänge BAC und BAD, wobei BAD die Umschaltung AM/FM und BAC die Kennzeichnung der AM-Hauptbereiche MW (LW)/KW oder des FM-Frequenz- oder Kanalmodus übernimmt. Die Nutzung aller 4 Binärzeichen erlaubt das Umschalten von 10 Wellenbereichen und 5 Audiofunktionen (TA, TB).

Bei Frequenz- oder Kanaleintastung wird der Bereichscode automatisch durch eine interne Logik nach folgenden Gesichtspunkten erzeugt.

FM-Kanal: Ein- oder zweistellige Zifferneingabe mit Abschluß „+“, „-“ oder „0“.

FM-Frequenz: Vier- oder fünfstellige Zifferneingabe mit Dezimalpunkt nach der 2. oder 3. Stelle.

MW: Drei- oder vierstellige Zifferneingabe (ohne Dezimalpunkt).

Beispiele:

3/1/- entspricht Kanal 31 -100 kHz
1/0/0./4/GO entspricht FM 100, 40 MHz

8/2/8 entspricht MW 828 kHz

Mit dem letzten Tastendruck wird der Tuner sofort auf den erkannten Bereich geschaltet und abgestimmt.

Die „Umrechnung“ zwischen FM-Frequenz und Kanal geschieht auf folgende Weise:

Sperrern der Regelausgänge;

Umschalten der Zählbetriebsart (ein-

schließlich Vorprogrammierung); Übernahme des Zählerergebnisses in das Soll- und Anzeigeregister; Freigabe der Regelung.

Hierbei wird während dieser kurzen Zeitspanne wie auch beim normalen Regelvorgang das Speichern der Abstimminformation im Kondensator ausgenutzt.

Beim Abstimmvorgang müssen bestimmte Frequenzgrenzen eingehalten werden, um den Vorschriften der Bundespost zu genügen. Ferner ist es für die Herstellung der Geräte und für deren Anwendung zweckmäßig, den Empfang auf die eigentlichen Rundfunkbereiche zu beschränken. Mit dem Tuner TT 750 sind die in Tabelle 3 aufgeführten Frequenzbereiche abzustimmen, deren Grenzen im Kontrollschaltkreis gespeichert sind. Das Erreichen einer Bandgrenze wird durch das Blinken des Grenzwertes im 2-Hz-Rhythmus angezeigt und das System auf diesen Wert abgestimmt. Gleichzeitig schaltet sich die Stummtastung ein.

Außerdem ist aus Gründen optimaler Empfangseigenschaften der MW-Bereich in zwei Unterbereiche aufgeteilt, deren Umschaltung jedoch nach außen kaum in Erscheinung tritt, da die Automatik auch bei Handabstimmung und Suchlauf nur einige zehntel Sekunden benötigt und exakt vom Endwert des einen Bereiches auf den um einen Rasterschritt veränderten Wert im anderen Bereich wechselt. Insbesondere eine Hysterese von 50 kHz ermöglicht nach einem Wechsel eine kontinuierliche Abstimmung nach beiden Seiten. Für einen KW-Bereich ist eine ähnliche Aufteilung in vier Bereiche vorgesehen. Die Einhaltung der Grenzwerte bezieht sich auf alle eingegebenen Zahlen direkt und im Fall von Handabstimmung und Suchlauf auch auf die vom Zähler ermittelten Frequenzwerte. Die betreffenden Zahlenwerte werden 100 mal in der Sekunde verglichen.

Senderspeicherbetrieb und Antennenrotorsteuerung

Speicher für Frequenzen oder Kanäle samt zugehörigen Wellenbereichen ist ein nicht flüchtiges EAROM (electrically alterable ROM). Es enthält 100 Worte mit jeweils 14 bit und

kann in zwei 14-bit-Worten die Werte für eine Station abspeichern. Von den insgesamt 50 Frequenz(Kanal)-Bereichsspeicherplätzen sind 40 frei wählbar und 10 den Bereichen oder Unterbereichen zur Aufnahme einer Vorzugsfrequenz fest zugeordnet. Beim Einschalten des Tuners wird die im Speicherplatz 00 abgelegte Frequenz ausgelesen und abgestimmt. Der Senderspeicher wird vom Kontrollschaltkreis über fünf Anschlüsse gesteuert: Einer Taktleitung CLK, die nur während des Lese- oder Schreibzyklusses aktiv ist, einer Adresse- und Datenverbindung DIO und drei Steuerleitungen C 1 bis C 3, von denen zugleich zwei wegen der begrenzten Zahl von Anschlüssen außerhalb des Ein- und Auslesens über die Transistoren T 8 und T 9 die Multiplexsteuerung der Speicherplatzanzeige übernehmen. Die Segmentinformation für die Anzeige wird im BCD-Code über die Anschlüsse SPA bis SPD dem Zähler-IC zugeführt, der dafür einen getrenn-

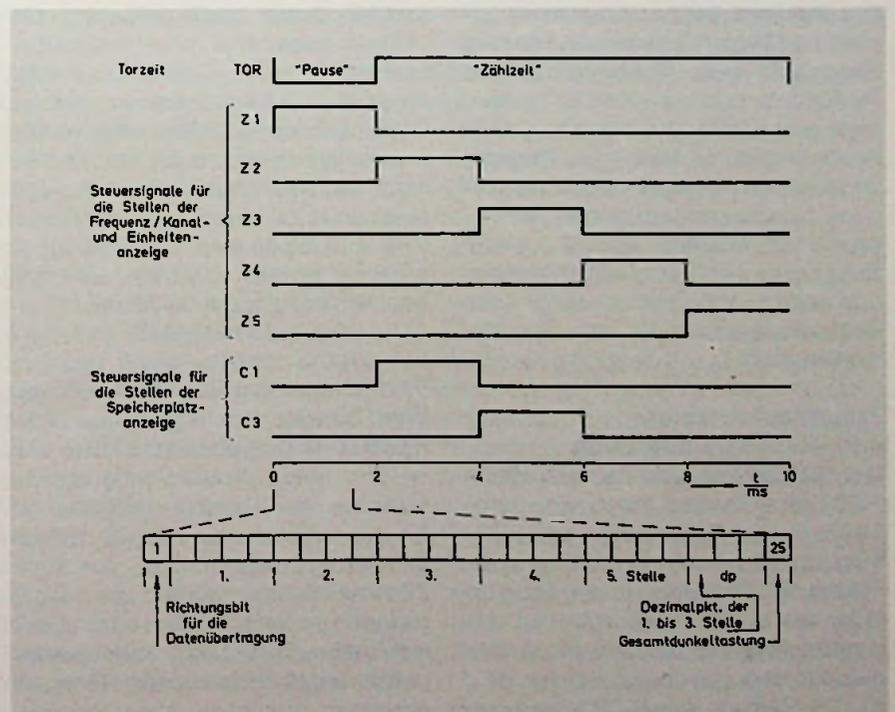
ten Decoder und die Ausgangsstufen enthält. Der BCD-Code enthält auch die Informationen über die anzuzeigenden Einheiten (MHz, kHz oder ch). Sie werden zeitlich zusammen mit der Multiplexphase der ersten Frequenzanzeigenstelle übertragen (Bild 6).

Zusätzlichen Komfort bietet beim Tuner TT 750 die Antennenrotorsteuerung für den UKW-Bereich in Verbindung mit den Speicherplätzen 0 bis 7

FM-Frequenz:	87,4 MHz bis 108,1 MHz
FM-Kanal:	2- bis 70+ ch
MW-Bereich 1:	510 kHz bis 900 kHz
MW-Bereich 2:	850 kHz bis 1609 kHz

Tabelle 3. Empfangsbereiche des Tuners TT 750

Bild 6. Zähl- und Anzeigeyklus mit Torzeit, Steuersignalen für die Anzeigen und seriellem Datenwort für die Datenübertragung zwischen Zähler- und Kontrollschaltkreis



oder den Speicherplätzen mit den Endziffern 0 bis 7. Dazu dient eine Decoderschaltung, die ebenfalls von den Anschlüssen SPA bis SPD im Zusammenhang mit der FM-Schaltspannung (17 V) und den beiden Multiplexsignalen für die Speicherplatzanzeige gesteuert wird (Schaltung nicht dargestellt). Diese Decoderschaltung schaltet automatisch die voreingestellten Potentiometer für die gewünschte Rotorstellung ein. Werden die Speicherplätze 0 bis 7 nicht gewählt oder sind sie nicht mit FM-Sendern belegt, so schaltet die Steuerung auf ein Potentiometer für allgemeine Steuerung um.

Serieller Datenfluß

Eine serielle Datenverbindung besteht zwischen den Frequenzsollregistern des Zähl- und des Kontrollschaltkreises. Dem Zähler wird die digital eingegebene oder aus dem nicht flüchtigen Speicher ausgelesene Frequenz einschließlich Dezimalpunkt mitgeteilt. Außerdem werden noch besondere Informationen, zum Beispiel für Dezimalpunkt und Balkenanzeige, ausgegeben.

Die Funktion des Zählerschaltkreises

Der Baustein DFU 102 ist ein 4 1/2-stelliger Zähler-Schaltkreis, der im Gegensatz zum Kontrollschaltkreis (NMOS) „noch“ in PMOS-Technologie hergestellt wird, um das direkte Ansteuern einer 8stelligen Fluoreszenzanzeige mit 30 V Betriebsspannung zu ermöglichen. Neben dem eigentlichen Zähler enthält dieser Schaltkreis noch ein Sollzahlregister und einen Vergleicher sowie den Zeitbasisgenerator für das Gesamtsystem (Bild 1).

Zeitablaufsteuerung und Vorprogrammierung

Der Schaltkreis arbeitet mit einem 4,096-MHz-Quarz, von dem durch Teilung das Taktsignal von 1,024 MHz für den Kontrollschaltkreis, die Torzeit für das Rücksetzen der Vorteiler sowie die Synchronisation des Kontrollschaltkreises und die Anzeigesteuerung gewonnen werden (Bild 6). Die Zeit für einen Zähl- und An-

TOR	50Hz	U _{DD}	FMZF	AMZF
			MHz	kHz
L		L*	10,64	455
			10,67	459
			10,70	460
D*	L		10,73	468
	D		10,76	462

L* Leitungsverbindung

D* Diodenverbindung zu FMZF oder/und AMZF

Tabelle 4. ZF-Vorprogrammierung durch Verknüpfen von Strobo- oder Konstantanschlüssen mit dem ZF-Auswahleingang für AM oder FM

zeigezyklus beträgt 10 ms bei einer Zählzeit von 8 ms und einer Anzeigzeit von 2 ms je Stelle.

Der Zähler kann maximal bis 39999 zählen. Ein Zwischenspeicher am Zähleingang nimmt am Ende der Zählzeit zusätzlich den Zustand der letzten externen Vorteilerstufe auf und gibt eine Information zur Frequenzfeinregelung (Driftkorrektur). Die bei FM-Betrieb 100-kHz-Schritte zählende Dezimalteilerstufe wird bei FM-Kanalbetrieb auf eine Teilung durch drei umgeschaltet, so daß die höherwertigen Stufen Kanalzahlen im 300-kHz-Raster zählen. Die Zählerstände dieser Stufe ergeben die „+“/„-“ Anzeige: 0 $\hat{=}$ „-“; 1 $\hat{=}$ Kanalmitte, 2 $\hat{=}$ „+“. Da die vom Zähler ermittelte Oszillatorfrequenz um die Zwischenfrequenz höher liegt, als die Empfangsfrequenz, wird die Zählerkette vor Zählbeginn auf den Wert Null minus ZF gesetzt. Zählerstand 0 wird mit maximalen Zählumfang +1 erreicht (40000 = 00000). Es ergeben sich dann folgende Werte:

AM: 40000 - 460 = 39540

FM: 40000 - 1070 = 38930

Für FM-Kanalbetrieb ergibt sich ein Wert, der der Empfangsfrequenz bei Kanal 0 (Untergrenze 86,9 MHz) entspricht; unter Berücksichtigung der veränderten Teilungsverhältnisse im Frequenzähler und der ZF ist der Zählerstand dann 07420.

ZF-Keramikfilter werden im allgemeinen in verschiedenen Gruppen mit unterschiedlichen Mittenwerten geliefert. Um Filter dieser Gruppen einsetzen zu können, bietet der DFU

102 die Möglichkeit, die ZF-Vorprogrammierung von außen in 30-kHz-Schritten zu verändern. Dazu werden Brücken und/oder Dioden (Tabelle 4) zwischen die Strobesignalausgänge „Tor“ oder „50 Hz“ und die „AM“- oder „FM-ZF“-Auswahleingänge gelegt (AM und FM voneinander unabhängig).

Eine Zusatzschaltung mit den Bauelementen R 11, 12, 13, C 7, 8, D 2, 3 (Bild 2) ermöglicht außerdem eine ZF-Feineinstellung über einen Bereich von etwa 50 kHz, so daß die Genauigkeit der ZF im System letztlich der von exakt abgeglichenen Spulenfiltern gleichkommt. Mit dieser Schaltung wird die Torzeit am Anfang und damit der Zählbeginn der externen Vorteiler verzögert (positive Aufladung von C7/8 während der Zählpause und Entladung, das heißt, Verzögerung mit dem Torzeitsignal über D2), was ein Verringern des Zählergebnisses und damit eine Erhöhung der ZF bedeutet. Die Dioden-Verbindung über D3 zum invertierten AM-Bereich-Steuersignal BAD macht die Torzeit-Beeinflussung bei AM unwirksam.

Serielle Datenübertragung und Datenvergleich

Das Datenschieberegister im Zählerschaltkreis „enthält“ 20 bit für die Sollfrequenz oder Kanalzahl und weitere 4 bit für die Dezimalpunktsteuerung oder Dunkelastung der Gesamtanzeige. Diese Informationen werden bei statischem Betrieb 100 mal je Sekunde geliefert. Außerdem werden für Handabstimmung und Suchlauf Befehle für eine Auf- oder Abwärtssteuerung übertragen. Bei Handabstimmung wirkt der 20stellige Datenregisterteil auch als fünfstelliger Dezimal-Vorwärts/Rückwärtszähler für die bei niedrigeren Abstimmungsgeschwindigkeiten übertragenen Auf- und Ab-Steuerimpulse.

Bei der Handabstimmung mit hoher Abstimmungsgeschwindigkeit und beim Suchlauf wird jedoch das Zählergebnis vom Frequenzähler ins Daten-(Soll-)Register und über die serielle Datenleitung in den Kontrollschaltkreis übertragen. Diese Betriebsart und die Datenrückübertragung wird vom Kontrollschaltkreis über das erste Bit nach Zählende gesteuert.

In einem parallel angesteuerten und seriell auswertenden Vergleich werden die im Datenregister gespeicherte Sollzahl und die vom Zähler ermittelte Frequenz- oder Kanalzahl einmal je Zählzyklus verglichen. Eine Auswerterschaltung liefert in Abhängigkeit von den Vergleichsergebnissen die Informationen Auf, Ab und Loc (Frequenzeinrastung). In den Vergleich ist auch die vom Eingangslatch (Speicher 1 Bit) aufgenommene Endstellung des Vorteilers mit einbezogen (Bild 7).

Anzeigesteuerung

Die fünfstellige Frequenz/Kanalanzeige, die Einheitenanzeige und die zweistellige Speicherplatzanzeige werden mit fünf Multiplexphasen vom Zählerschaltkreis und vom Kontrollschaltkreis überlappend angesteuert. Der Ablauf der einzelnen Multiplexphasen ist in Bild 6 veranschaulicht. Diese Art der Steuerung hat die Vorteile, daß die Einschaltdauer der einzelnen Stellen auch bei einer achtstelligen Anzeige noch $\frac{1}{5}$ der Gesamtzeit beträgt und die Signale zudem in einfacher Weise zusammen mit der Torzeit aus dem Zeitsteuerenteil entnommen werden können (TOR = Z1).

Schaltungskniffe

Vorverstärker und Teiler

Da der PMOS-Frequenzzähler-IC nur Frequenzen bis 4 MHz direkt verarbeiten kann, wird das vom Oszillator gelieferte Signal durch zwei bipolare Lowpower-Frequenz-Teiler (IC 0 und IC 1) mit resultierendem Teilungsfaktor von 8 bei AM und 80 bei FM heruntergeteilt. Der eine Teiler (IC 1) wird mit dem Torzeitsignal (TOR) angesteuert. Hierdurch erreicht man eine bessere Konstanz des Zählerergebnisses und damit die hohe Gleichmäßigkeit der Regelung. Da der Hochfrequenz-Teiler SP 8794 (IC 0) kein Reset hat, werden die Teiler über die Transistoren T 2 und T 6 derart umgeschaltet, daß der mit dem Torsignal angesteuerte stets wirksam ist. Hierzu muß bei AM der Teilungsfaktor über eine Rückkopplung vom Ausgang D auf den Reseteingang RO (1), sowie über das AM-

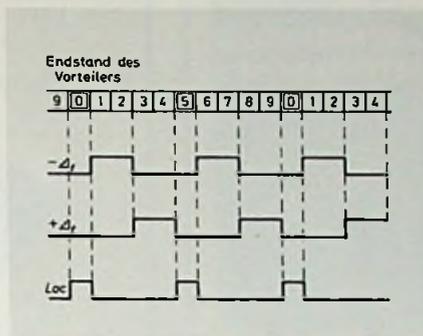


Bild 7. Regelinformation der digitalen Driftkorrektur in Abhängigkeit vom Endstand des Vorteilers

Schaltensignal BAD und den zweiten Reseteingang RO (2) von 10 auf 8 umgeschaltet werden. Ein für AM und FM gemeinsamer, zweistufiger Vorverstärker dient zur Entkopplung zwischen Oszillator und Zähleringang. Die Oszillatorsignale des AM- und FM-Teils sind im Gerät bereits über Entkopplungsglieder zusammengeschaltet und werden über eine gemeinsame Leitung dem Abstimmsystem zugeführt.

Stromversorgung und Einschaltvorgang

Dem Baustein (Bild 2) werden als Versorgungsspannung 16 V Wechselspannung und aus dem Tuner +22 V zum Generieren der Abstimmungsspannung angeboten. Im Baustein selbst werden die Spannungen +5 V und -7 V für die allgemeine Versorgung sowie +9 V und -25 V für die EAROM-Ansteuerung und für die Anzeige (nur -25 V und +5 V) erzeugt. Die Treiberausgänge des DFU 102 sind Transistoren, die mit dem Source an +5 V liegen und bei Nichtansteuerung einen offenen Drainausgang mit einem Sperrstrom unter $10 \mu\text{A}$ bei -25 V darstellen. Das reicht aus, um die Segmente dunkel zu steuern.

Alle Stellenausgänge (Gitter der Röhren) werden über Ableitwiderstände von $56 \text{ k}\Omega$ nach -25 V gezogen. Da die Katode mittels Z-Diode D 7 um mindestens 5 V über diesem Potential liegt, ergibt das für die Gitter die gewünschte negative Vorspannung.

Das Zeitkonstantenglied R 87/C 49 hält nach dem Einschalten des Gerätes den Kontrollschaltkreis für rd. 0,5 Sekunden auf Reset, so daß das folgende Auslesen des Speicherplatzes 00 und die Abstimmung erst dann erfolgen kann, wenn alle Betriebsspannungen ihren Sollwert erreicht haben.

Eingabecodierung

Mit Hilfe der 9-V-Versorgung wird der Aufwand an Dioden für die Tastatureingabecodierung erheblich reduziert. Die Dioden zu den BCD-Signalleitungen für die Werte 0 bis 7 (DAA bis DAC) haben eine Doppelfunktion: Die über +5 V geschalteten Signalleitungen sind für die Werte 0 bis 7 und die über +9 V geschalteten sind für die Werte 8 bis 15 zuständig und schalten über T 10 den Eingang DAD. Gruppenunterscheidungen werden mit Hilfe der Schalt-Transistoren T 13 bis T 15 vorgenommen (Eingänge DAX, DAY).

Löten an MOS-Bauteilen

Lötgriffel mit Temperatur-Regler

Die Cooper Group Deutschland GmbH, 7122 Besigheim, hat unter der Marke „Weller“ den Lötgriffel T 3000 herausgebracht. Der elektronische Regelmodul ist im Griff untergebracht und ermöglicht das stufenlose Einstellen von Temperaturen zwischen $200 \text{ }^\circ\text{C}$ und $450 \text{ }^\circ\text{C}$. Durch die genaue Temperaturregelung, den Potentialausgleich und durch das Schalten der Heizwicklung im Nulldurchgang der Versorgungsspannung, ist der T 3000 besonders für Lötarbeiten an empfindlichen MOS-Bauteilen geeignet. Der Lötgriffel kann ohne Zwischenschalten einer Regleinheit unmittelbar an einer zentralen Niederspannungsversorgung (24 V) betrieben werden. Ist das nicht möglich, eignet sich dafür selbstverständlich auch einer der Weller-Sicherstransformatoren der Serie 21021. Zum Werkzeug gehört noch der LötKolbenhalter „KH-2“, und weil es Teil der „Temtronic“-Serie ist, passen auch die 17 verschiedenen „Longlife“-Lötspitzen der „ET“-Serie.

Anregung zum Nachbau:

Hallgerät mit Eimerkettenleitung

Ing. (grad.) Hans Thoma, Schwabach

Die Hallspirale und der Bandhall waren lange Zeit die einzigen Verfahren Hall künstlich zu erzeugen. Das beiden gemeinsame und mit Nachteilen behaftete mechanische Prinzip hat mittlerweile durch hochintegrierte Schaltkreise „elektronische Konkurrenten“ bekommen: Schieberegister ermöglichen den Bau eines digitalen Hallgerätes, und für analoge Hallgeräte gibt es Eimerkettenleitungen. So kommt das Mustergerät des Autors mit 20 Eimerketten-ICs vom Typ TDA 1022 auf eine Verzögerungszeit von 250 ms und erreicht eine Bandbreite von etwa 8 kHz.

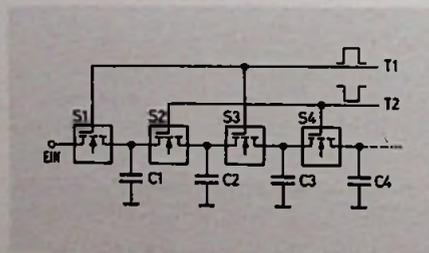
Von den beiden Verfahren ein Signal zu verzögern, wird das digitale zweifelsohne seiner Aufgabe besser gerecht als das analoge. Der folgeschwerste Nachteil der einfacheren analogen Signalverzögerung ist der mit zunehmender Verzögerungszeit abnehmende Signal/Rausch-Abstand, so daß keine beliebig langen Verzögerungszeiten möglich sind. Für einen hohen Signal/Rausch-Abstand muß demnach die Zahl der „Verzögerungs-ICs“ möglichst niedrig sein. Dem stehen jedoch eine ausreichende Verzögerungszeit und Bandbreite entgegen.

Für das beschriebene Hallgerät wurde ein annehmbarer Kompromiß zwischen diesen gegenläufigen Forderungen gefunden, indem die Verzögerungszeit auf 250 ms und die Bandbreite auf rd. 8 kHz beschränkt wurde.

Die Eimerkette transportiert Ladungen

Ähnlich wie die Eimerkette, die man früher zum Löschen von Bränden aufstellte, arbeiten die monolithisch integrierten Eimerketten-Bausteine. Statt Wasser werden Ladungen transportiert, die über MOSFET-Transistoren von einem „Kondensator-Eimer“ in den nächsten gelangen (Bild 1). Aber woher kommen die Ladungen die weitergereicht werden sollen? Sie stammen vom Nf-Signal, das man verzögern möchte. Dieses Signal liegt am Eingang der Verzögerungsleitung und kann den Kondensator C1 zunächst nicht aufladen, wenn der MOSFET-Transistor in Block S1 sperrt. Wird der Transistor jedoch für einen Augenblick leitend, dann kann sich der Kondensator auf den Momentanwert des Nf-Signals aufladen – er erhält also die erste Ladung.

Bild 1. Grundschialtung einer Eimerkettenleitung

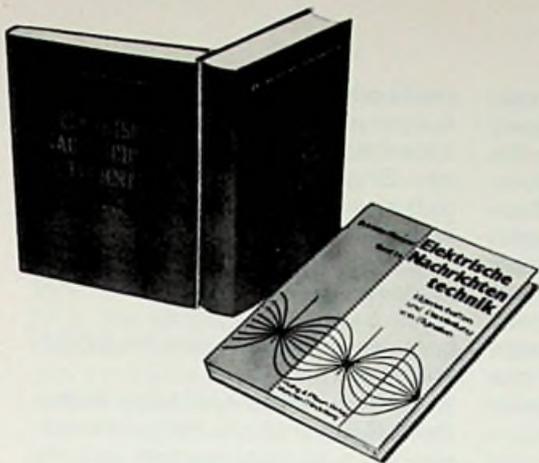


Ladungen sind Drängler

Das Steuersignal mit dem der Transistor in Block S1 leitend wird, ist das Taktsignal T1. In Bild 1 ist noch die Leitung eines weiteren Taktsignals T2 gezeichnet. Mit diesem Signal wird genau in dem Augenblick der Transistor in Block S2 geöffnet, wenn das Taktsignal T1 den Transistor in Block S1 sperrt. Die Ladung in C1, das heißt, der gespeicherte Augenblickswert des Nf-Signals, wird also an den Kondensator C2 weitergereicht. Danach ist C1 für die Aufnahme einer weiteren Signalprobe bereit. Kommt die Signalprobe, dann gibt im gleichen Augenblick C2 seine Ladung an C3 ab, und C2 ist zur Übernahme der neuen Signalprobe bereit. Dieser Vorgang setzt sich immer weiter fort, so daß nach einer bestimmten Verzögerungszeit, die Ladungen am Ende der Eimerkettenleitung auftauchen. Durch das Abtasten des Nf-Signals sind im Ausgangssignal Störanteile enthalten (Bild 2), die mit einem Tiefpaß-Filter unterdrückt werden müssen.

Die beiden Taktsignale T1, T2 sorgen dafür, daß zwischen zwei geladenen Kondensatoren immer ein leerer ist, der die „Information“ übernimmt. Das ist jedoch nur möglich, wenn die beiden Taktsignale genau gegenphasig sind. Außerdem ist die Frequenz der Taktsignale identisch mit der Abtastfrequenz für das Nf-Signal, die nach „Shannon“ mindestens den doppelten Wert der höchsten Nf-Frequenz haben muß.

Beim Studium und in der Praxis vieltausendfach bewährt.
Elektrische Nachrichtentechnik



Dr.-Ing. Heinrich Schröder
 Dr.-Ing. Günther Rommel
Band 1a: Eigenschaften und Darstellung von Signalen

1978, 10., völlig neu bearbeitete Auflage. 412 Seiten mit 179 Abbildungen und Tabellen, Kunststoffeinband, DM 59,80.

ISBN 3-8101-0045-5

Der Fortschritt in der Nachrichtentechnik war in den letzten beiden Jahrzehnten so groß, daß die heute zu stellenden Anforderungen an die theoretischen Kenntnisse von dem ursprünglichen Band 1 nicht mehr ausreichend erfüllt werden können.

Der Band 1 des Werkes Elektrische Nachrichtentechnik mußte daher völlig neu konzipiert werden. Er wird durch den Band 1a mit dem Untertitel »Eigenschaften und Darstellung von Signalen« ersetzt, der die Kennfunktionen und Kenntnisse von periodischen sowie - neu aufgenommenen - von einmaligen determinierten und stationären zufallsbedingten Signalen behandelt. Mit Hilfe der jetzt in die Neubearbeitung eingeführten Begriffe wie Spektralfunktion, Korrelationsfunktion und spektrale Leistungsdichte werden dann Signale betrachtet, die durch Modulation und Codierung umgewandelt werden. Die Eigenschaften schwingungsmodulierter Signale werden behandelt. Bei den modernen Verfahren der digitalen Modulation auftretenden Probleme der Analog-Digital-Wandlung und der Codierung werden innerhalb dieses Werkes erstmals dargestellt. Ebenfalls neu aufgenommene Betrachtungen über den Nachrichtengehalt von gesendeten und empfangenen, bei der Übertragung gestörter Signale schließen die Überlegungen ab.

In Vorbereitung:
 Band 1b: Signaländerungen auf dem Übertragungsweg.
 (Erscheint Frühjahr 1980)

Dr.-Ing. Heinrich Schröder
Band 2: Röhren und Transistoren mit Ihren Anwendungen bei der Verstärkung, Gleichrichtung und Erzeugung von Sinusschwingungen

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

Hüthig & Pflaum

Der Band 2 behandelt die Eigenschaften von Röhren und Transistoren an Prinzipschaltungen.

Innerhalb der Abschnitte über Verstärkung, Gleichrichtung und Erzeugung von Sinusschwingungen werden aus Prinzipschaltungen moderne Schaltungen der Nachrichtentechnik entwickelt. Gegenkopplung, Rauschen, Arbeitspunktstabilisierung gegen Temperatureinflüsse und Exemplantreuungen, Katodenverstärker und Gleichrichterschaltungen werden ausführlich behandelt.

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

Band 3: Grundlagen der Impulstechnik und Ihre Anwendung beim Fernsehen
 1976, 764 Seiten, 549 Abbildungen, 59 Rechenbeispiele, 22 Aufgaben, Ganzleinen, DM 56,-.
 ISBN 3-8101-0017-X

In diesem Band 3 sind die Probleme der Impulstechnik behandelt. Sinn und Aufgabe dieses Bandes ist es, neben der reinen Impulstechnik auch die Beziehungen zur Nachrichtentechnik sinusförmiger Signale, wie Sprache und Musik, herzustellen.

Pressestimmen zu Band 1a.

Eine gute Hilfe, sich in die Technik der modernen Nachrichtentechnik einzuarbeiten.

»Praktiker«

Schließt eine Lücke zwischen der einführnden, überwiegend beschreibenden und der mathematisch anspruchsvolleren Literatur.

»Elektronik Journal«

Wenn sich auch das Buch zunächst an Studenten von Fachhochschulen wendet, so kann es auch Studienanfängern an Hochschulen als ausgezeichnete Einführungslektüre empfohlen werden.
 »ntz - nachrichtentechnische Zeitschrift«

Im Buchhandel oder beim Verlag erhältlich.

Hüthig & Pflaum Verlag
 Lazarettstr. 4, 8000 München 19
 Im Welher 10, 6900 Heidelberg 1

Ihr Fachberater

Jahrbuch 80 der Unterhaltungselektronik

Von der Diode zum Mikroprozessor, ein Übersichtsaufsatz des Herausgebers, geht auf weitere Möglichkeiten ein, wie der Mikroprozessor die Geräte der Unterhaltungselektronik weiter verbessern kann. In diesem Beitrag geht es um die Modernisierung der digitalen Abstimmung und Anzeige, die seit einigen Jahren unter Ausnutzung der elektronischen Abstimmung mit Dioden die analoge Abstimmung der Rundfunk- und Fernsehempfänger ersetzt. Es werden einige ganz neue Systeme beschrieben, die von Entwicklern für die 80er Jahre konzipiert wurden. Dieser Abschnitt ergänzt den im Jahrbuch 78 erschienenen Hauptbeitrag über den Einsatz der Mikroprozessoren in der Unterhaltungselektronik.

Die weiteren Kapitel.

Wo ist was genormt.

Hier sind alle für die Unterhaltungselektronik wichtigen DIN-Normen alphabetisch geordnet zusammengestellt. Diese Übersicht enthält die für die Praxis wichtigen endgültigen Daten, d. h. also keine Vornormen oder Norm-Entwürfe.

Who is Who in der Unterhaltungselektronik.

Diese inzwischen recht beliebte gewordene Anschriftensammlung der leitenden technischen und kaufmännischen Persönlichkeiten wurde wieder entsprechend ergänzt und erweitert (soweit sie der Redaktion für diese Ausgabe mitgeteilt wurden).

Tabellen, die für das praktische Arbeiten wichtig sind, ergänzen den Inhalt dieses unentbehrlichen Taschenbuches.

Vorzugspreis für Abonnenten

Für unser Jahrbuch bieten wir einen Vorzugspreis an, wenn Sie zur Fortsetzung bestellen. Wir gewähren dann einen Preisnachlaß von 20% auf den jeweils gültigen normalen Verkaufspreis. Im Falle der Ausgabe 80 also statt DM 11,80/Abo-Preis DM 9,50 (zuzüglich Porto). Das Abo kann jährlich bis spätestens 30. 6. für das folgende Jahr gekündigt werden.

In der Ausgabe 1980 werden folgende Themen behandelt:

Tonarm und Tonabnehmer: Durch die HiFi-Technik, besonders durch die Stereo-Technik, wurde und wird auch in den 80er Jahren die Schallplatte eine technisch und wirtschaftlich interessante Gebiet der Unterhaltungselektronik. In der Bundesrepublik Deutschland allein wurden etwa 200 Millionen Schallplatten produziert und verkauft. Eine ausgefeilte Wiedergabetechnik ist die Voraussetzung für die heute geforderte HiFi-Qualität. Der Beitrag, der von Mitarbeitern eines führenden Unternehmens der deutschen Phonindustrie verfaßt wurde, behandelt die verschiedenen Arten von Tonabnehmern, Eigenschaften des Tonarms, der Abtaststifte und Fragen der Lebensdauer von Schallplatten.

Hüthig & Pflaum Verlag · München/Heidelberg

Bestellschein

- Jahrbuch der Unterhaltungselektronik 1980, DM 11,80.
 Jahrbuch der Unterhaltungselektronik 1980, Abo-Preis DM 9,50.

Vor- und Zuname

Straße

Plz/Ort

Datum

Unterschrift

Hüthig & Pflaum Verlag, Im Welher 10, 6900 Heidelberg 1

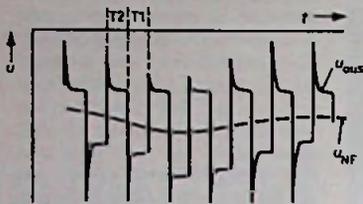


Bild 2. Durch das Abtasten wird dem Nutzsignal ein Störsignal überlagert

Verzögern allein genügt nicht

Die Verzögerungszeit t_v der gesamten Eimerkettenleitung folgt aus der Zahl der wirksamen Eimerstufen n und aus der Taktfrequenz f_T :

$$t_v = \frac{n}{2f_T} \quad (1)$$

Damit ein „echtes“ Hallsignal entsteht, genügt es jedoch nicht, dem Originalsignal nach der Verzögerungszeit t_v alleine das verzögerte Signal folgen zu lassen. Es muß vielmehr das verzögerte Signal auf den Eingang der Ei-

merkettensleitung zurück geführt werden, damit es wiederholt verzögert wird. Das ständige durchlaufen der Eimerkette kostet dem Signal aber Energie, so daß am Ausgang der Verzögerungsleitung schließlich ein Hallsignal zur Verfügung steht, dessen Amplitude mit längerer Halldauer stetig abnimmt. Das „Einschleusen“ des verzögerten Signals in die Eimerkette, übernimmt ein Mischer, der auch das Originalsignal in die Verzögerungsleitung einspeist.

Die Schaltung des Mustergerätes

Im vollständigen Schaltplan des Hallgerätes (Bild 3) sind wegen der besseren Übersicht für einige Baugruppen Blöcke eingezeichnet, deren Wirkungsweise und Schaltung in späteren Abschnitten genauer erklärt werden.

Eingangsstufe

Das Hallgerät verträgt mit der angegebenen Beschaltung eine maximale Eingangsspannung von $U_{\text{eff}} = 0,5 \text{ V}$. Das genügt, um das Hallgerät an einem Mischpult zu betreiben. Sind Instru-

mente oder Signalquellen mit anderen Ausgangsspannungen vorhanden, so ist dem durch eine andere Beschaltung des Eingangsverstärkers Rechnung zu tragen. Seine Verstärkung ist vom Widerstandswert R_{K2} abhängig:

$$R_{K2} = \frac{1,5 \text{ V} \cdot 68 \text{ k}\Omega}{U_x} \quad (2)$$

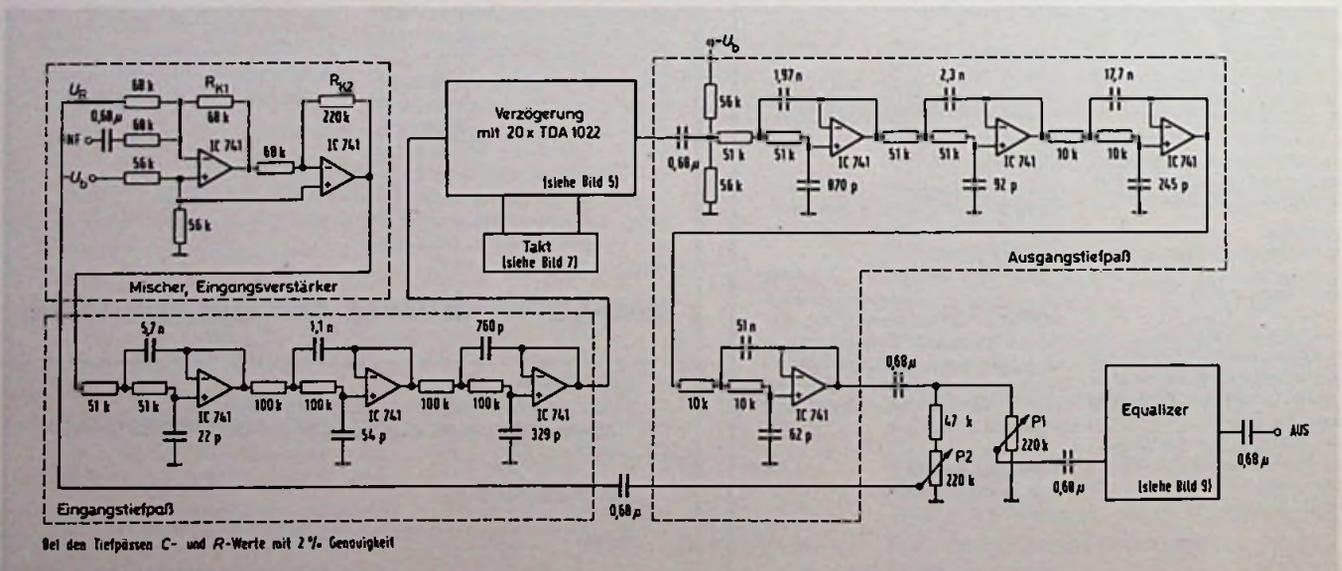
U_x maximaler Effektivwert der Signalspannung

Wird der Gegenkopplungs-Widerstand R_{K2} gemäß der Formel bemessen, dann ist sichergestellt, daß die Ausgangsspannung des Eingangsverstärkers $1,5 \text{ V}$ nicht überschreitet und folgende Baugruppen nicht übersteuert.

Selbstverständlich ist es auch zulässig für R_{K2} ein Potentiometer zu verwenden, wenn häufig Signalquellen unterschiedlicher Spannung angeschlossen werden. Zum Potentiometer sollte man aber noch einen Widerstand in Reihe schalten (Wert etwa $1/10$ des Potentiometer-Widerstandes), damit ein Kurzschließen des Operationsverstärkers ausgeschlossen ist.

Der Mischer ermöglicht das „Verknüpfen“ des Originalsignals (NF) mit dem verzögerten Signal (U_R) ohne gegenseitige Beeinflussung. Bis auf die Be-

Bild 3. Gesamtschaltung des Hallgerätes



Schaltung des nicht-invertierenden Eingangs, ist der Mischer ein als Addierer geschalteter Operationsverstärker ($v = 1$). Die beiden 56-k Ω -Widerstände am nicht-invertierenden Eingang sind notwendig, weil der Operationsverstärker von einer asymmetrischen Betriebsspannung versorgt wird. Die Widerstände sorgen dafür, daß das Ruhepotential am Ausgang des Operationsverstärkers auf dem halben Wert der Betriebsspannung (-15 V) liegt. Erst so ist das symmetrische Aussteuern überhaupt möglich. Der nicht-invertierende Eingang des Eingangsverstärkers ist ebenfalls an den 56-k Ω -Spannungsteiler angeschlossen, damit auch dieser Operationsverstärker ein symmetrisches Aussteuern zuläßt.

Eingangstiefpaß

Wie bereits erwähnt wurde, entstehen beim Abtasten des Nf-Signals Verzerrungen. Der Eingangstiefpaß verhindert nun, daß diese Verzerrungen unnötig hohe Werte annehmen, indem er die Bandbreite des Eimerketten-Eingangssignals begrenzt. Wäre das nicht der Fall, könnten durch Summen- oder Differenzbildung entstehende Störsignale die Wiedergabegüte stark beeinträchtigen. Dazu ein Beispiel: Das Frequenz-Spektrum des Nf-Signals reiche bis 16 kHz. Damit ist die minimale Abtastfrequenz mit 32 kHz festgelegt. Kommt es nun an irgendeiner Stelle des Übertragungsweges zu einer Übersteuerung, dann kann zum Beispiel die 1. Oberwelle einer 14-kHz-Signalkomponente mit dem Abtastsignal ein Störsignal mit der Frequenz 4 kHz erzeugen. Ein Eingangstiefpaß, der die Bandbreite des Signals zum Beispiel auf 8 kHz begrenzt, hätte diesen Fehler verhindert. Je steilflankiger der Tiefpaß ist, desto größer ist die Welligkeit im Durchlaßbereich. Um hier den günstigsten Kompromiß zu finden, wurden mit Filtern verschiedenen Typs langwierige Versuche durchgeführt, aus denen schließlich ein Tschebyscheff-Filter sechster Ordnung hervorging (Steilheit 36 dB/Oktave). Zum Bau des Filters wurden 3 aktive RC-Filter verwendet, denn Induktivitäten hoher Güte, wie sie für passive Filter notwendig wären, hätten die Kosten des Hallgerätes stark in die Höhe getrieben.

Das Übertragungsverhalten des Eingangstiefpasses (Bild 4) zeigt deutlich drei „Wellen“, die von den RC-Filtern hervorgerufen werden. Beim Nachbau des Filters ist darauf zu achten, daß dieser Kurvenverlauf durch parasitäre Kapazitäten erheblich verändert werden kann. Die Leitungen zwischen den Bauteilen müssen daher so kurz wie möglich sein. Wenn das nicht ausreicht, sollte man versuchen, dem Kurvenverlauf in Bild 4 durch Ändern der niedrigen C-Werte möglichst nahe zu kommen. Beim Mustergerät mußte zum Beispiel der 22-pF-Kondensator durch einen 10-pF-Kondensator ersetzt werden.

Eimerkettenleitung

Für die Eimerkettenleitung wurden 20 ICs vom Typ TDA 1022 benutzt. Jedes IC hat 512 integrierte Eimerstufen und darf mit einer Taktfrequenz von 5 kHz...500 kHz betrieben werden. Nach Gl. 1 folgt daraus eine maximale Verzögerungszeit von 51,2 ms und eine minimale Verzögerungszeit von 0,512 ms je Schaltkreis. Alle 20 ICs nehmen bei einer Versorgungsspannung von -15 V nur einen Strom von insgesamt 6 mA auf.

Für einen möglichst großen Aussteuerbereich schreibt das Datenblatt an Pin 13 des ICs eine Spannung vor, die 1 V positiver als die Betriebsspannung sein muß. Die maximal zulässige Eingangsspannung hat dann einen Spitzenwert von 3,5 V, und der Klirrgang des Ausgangssignals ist bei dieser Eingangsspannung 1%. Mit einem Lastwiderstand von 47 k Ω beträgt die Durchgangsdämpfung je IC 4 dB. Nur 2,5 dB Durchgangsdämpfung muß man berücksichtigen, wenn statt des ohmschen Lastwiderstandes eine Konstantstromquelle verwendet wird. Das ist bei langen Verzögerungszeiten vorteilhaft, wenn nach einigen ICs ein Zwischenverstärker die Durchgangsdämpfung kompensiert. Je weniger Zwischenverstärker nötig sind, desto weniger wird nämlich auch der sehr gute Signal/Rausch-Abstand der ICs (74 dB) in Mitleidenschaft gezogen. Im Mustergerät folgt erst jedem vierten Eimerketten-IC ein Zwischenverstärker (Bild 5).

Über den Spannungsteiler mit Potentiometer P1 wird der im Datenblatt ge-

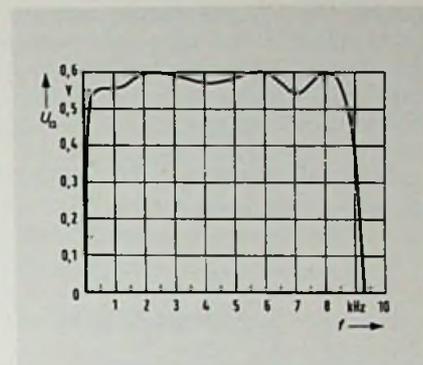


Bild 4. Übertragungsverhalten des Eingangstiefpasses (Steilheit: 36 dB/Oktave)

forderte Arbeitspunkt der ICs auf -5 V eingestellt (Eingang 5). Die Arbeitspunkt-Einstellung von jeweils 4 ICs kann von diesem einen Spannungsteiler besorgt werden. Da insgesamt 20 ICs vorhanden sind, ist die Einstellung fünfmal vorzunehmen. Sie gelingt am besten, wenn an die Eingänge der 5 Eimerketten-Kaskaden jeweils ein Sinussignal gelegt wird, dessen Amplitude so groß sein muß, daß sie von den ICs begrenzt wird. Mit dem Potentiometer P1 wird nun der Arbeitspunkt verändert, bis das Signal symmetrisch begrenzt wird. Ist kein Oszilloskop vorhanden, muß man die Spannung an Pin 5 auf -5 V einstellen.

Die Konstantstromquellen am Ausgang der ICs liefern einen Strom von etwa 300 μ A und sorgen für eine Durchgangsdämpfung von 10 dB je Eimerketten-Kaskade. Der Zwischenverstärker hebt diese Dämpfung in etwa auf.

Taktgenerator

Die Frequenz des Taktsignals ist einstellbar von 20 kHz bis 50 kHz und ermöglicht Verzögerungszeiten von 102 ms...256 ms.

Bild 6 zeigt die Grundschaltung der Takterzeugung: Im Einschaltmoment habe die Ausgangsspannung U_a L-Pegel; Punkt 3 führt dann H-Pegel. Der Kondensator C lädt sich also über die Widerstände R_1 und R_2 nach einer e-Funktion auf. Mit der Kondensator-

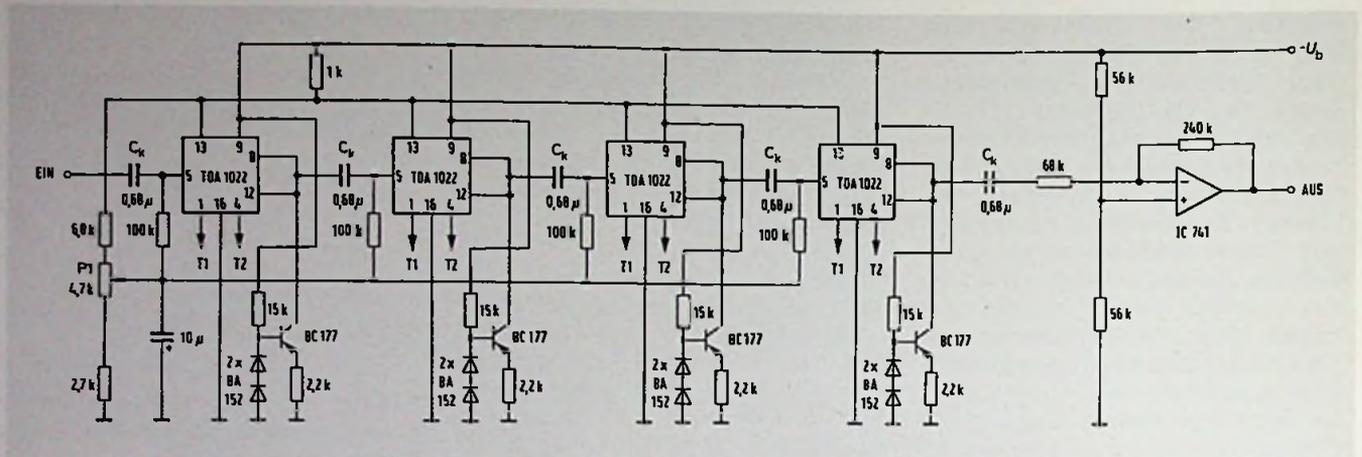


Bild 5. Kaskadenschaltung von vier Eimerketten ICs. Nach jeweils vier ICs folgt ein Zwischenverstärker zum Ausgleich der Dämpfungsverluste. Diese Schaltung ist insgesamt fünfmal aufzubauen.

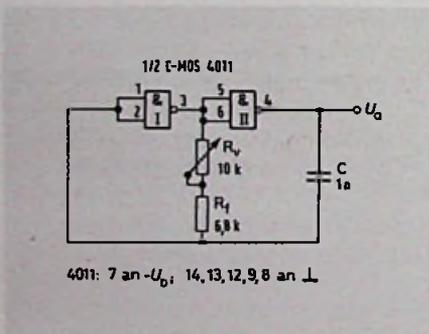


Bild 6. Grundsaltung des Taktgenerators

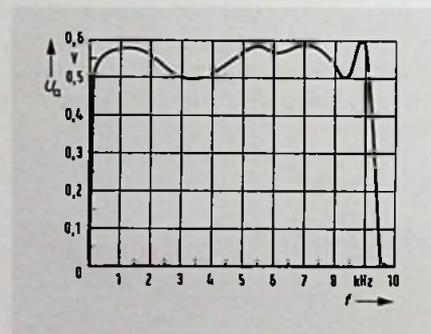
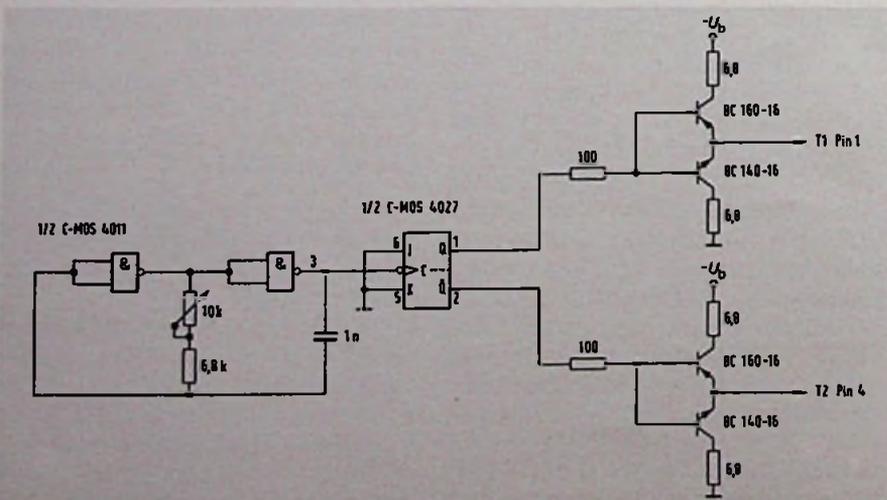


Bild 8. Übertragungsverhalten des Ausgangstiefpasses (Steilheit: 48 dB/Oktave).

Bild 7. Vollständiger Taktgenerator. Mit dem Flipflop werden gegenphasige Taktsignale gewonnen, die durch die beiden Verstärkerstufen belastungsunabhängig sind



Spannung wächst die Spannung an den Eingängen von Gatter I, das beim Erreichen der Schwellspannung kippt, so daß Punkt 3 L-Pegel und Punkt 4 H-Pegel annimmt. Der Kondensator entlädt sich nun solange, bis das Gatter I erneut kippt und die eingangs angenommenen Pegelverhältnisse wieder ein Aufladen des Kondensators zur Folge haben. Die Frequenz mit der dieser Vorgang abläuft, ist durch das Potentiometer R_v in den Grenzen 40 kHz und 100 kHz einstellbar. Die Werte müssen doppelt, so hoch sein wie die Grenzen der Taktfrequenz, weil das Ausgangssignal U_a ein Flipflop steuert, das bekanntlich eine Frequenzteilung durch 2 vornimmt (Bild 7). Mit dem Flipflop werden auf einfache Weise die beiden gegenphasigen Taktsignale T1, T2 gewonnen. Die darauffolgenden Verstärker machen die Signale belastungsunabhängig (Anstiegs- und Abfallzeit der Taktimpulse dürfen laut Datenblatt nur 5% der Taktdauer ausmachen).

Ausgangstiefpaß

Aufgabe des Ausgangstiefpasses ist es, das Nutzsignal von den Verzerrungen zu befreien, die durch das Abtasten dem Originalsignal überlagert wurden. Der Ausgangstiefpaß ist wie der Eingangstiefpaß vom Tschebyscheff-Typ und hat mit 8,5 kHz auch die gleiche Grenzfrequenz (Bild 8). Versuche

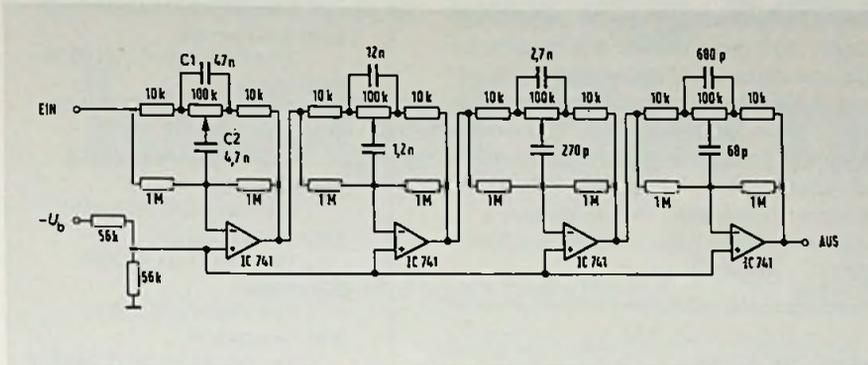


Bild 9. Schaltungsvorschlag für einen 4stufigen Equalizer

Mittenfrequenz des Kanals in Hz	C1	C2
32	180 nF	18 nF
64	100 nF	10 nF
125	47 nF	4,7 nF
250	22 nF	2,2 nF
500	12 nF	1,2 nF
1000	5,6 nF	560 pF
2000	2,7 nF	270 pF
4000	1,5 nF	150 pF
8000	680 pF	36 pF

Tabelle 1. Kapazitätswerte für die frequenzbestimmenden Kondensatoren des Equalizers

ergaben jedoch, daß erst ein Filter achter Ordnung zufriedenstellende Ergebnisse bringt. In Bezug auf parasitäre Kapazitäten gilt für den Ausgangstiefpaß das selbe wie für den Eingangstiefpaß.

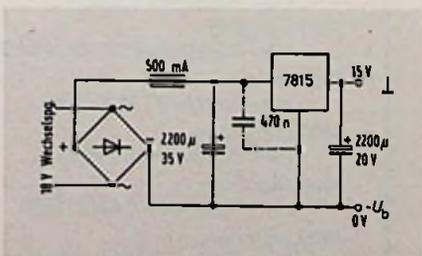
Equalizer

Der Equalizer ist für die Funktion des Hallgerätes nicht unbedingt erforderlich, ermöglicht aber ein effektvolles Verändern des Klangs. Gegenüber der einfachen Höhen- und Tiefenabsenkung bietet er zahlreiche Variationen des Klangbildes. Im Mustergerät wurde ein 4stufiger Equalizer (Bild 9) für die Mittenfrequenz 125 Hz, 500 Hz, 2 kHz und 8 kHz vorgesehen. Die Werte der frequenzbestimmenden Kondensatoren C1, C2 sind Tabelle 1 zu entnehmen. Der Equalizer ermöglicht eine Anhebung und Absenkung um ± 12 dB und kann durch Zwischenschalten oder Anfügen weiterer Stufen beliebig erweitert werden. Außerhalb ihres Wirkungsbereiches lassen die einzelnen Sufen das Signal nämlich unverändert durch.

Netzteil

Die Betriebsspannung der Eimerketten-ICs muß einen Wert zwischen -10 V und -18 V haben, so daß ein preiswerter 15-V-Spannungsregler verwendbar ist (Bild 10). Der IC sollte auf einen Finger-Kühlkörper montiert

Bild 10. Netzteil des Hallgerätes mit Festspannungsregler



werden, wobei der 470-nF-Kondensator (kurze Anschlußdrähte!) vor „wildem“ Schwingungen schützt. Damit noch Zusatzschaltungen anzuschließen sind, zum Beispiel eine Aussteuerungsanzeige, wurde das Netzteil für 500 mA bemessen und ein 10-W-Transformator verwendet. Die Stromaufnahme des Hallgerätes alleine beträgt etwa 200 mA.

Erfahrungsbericht

Das Hallgerät wurde vom Autor im Juli 1978 gebaut. Seitdem wird es von einer Musikgruppe jede Woche etwa 20 Stunden benutzt und ist noch nie ausgefallen. Gegenüber dem Bandhall hat das Gerät eine sehr hohe mechanische Stabilität und einen großen zulässigen Temperaturbereich (-20 °C bis 80 °C). Außerdem ist es unempfindlich gegen Feuchtigkeit, die beim Bandhall oft „jaulen“ zur Folge hat. Ein Nachteil des elektronischen Hallgerätes ist die geringe Bandbreite, die beim Bandhall bis zu 4 kHz größer sein kann. Allerdings ist die Bandbreite beim Bandhall von der Betriebszeit abhängig, und sie wird durch Bandverschleiß bereits nach wenigen Stunden erheblich abnehmen.

Leistungs-Mosfets

Die letzte Hürde ist genommen

Wie International Rectifier ankündigt, sind die Restspannungen bei einer neuen Serie von Leistungs-Mosfets vergleichbar mit den $U_{CE(sat)}$ -Werten bipolarer Transistoren. Damit entfällt das letzte Hindernis, das der allgemeinen Verwendung von Leistungs-Mosfets im Wege stand. Die einzigartigen Vorteile der Mosfets gegenüber bipolaren Transistoren können jetzt vollausgenutzt werden.

Die bisherigen Vorteile bleiben erhalten

Die neuen Hexfet-Transistoren basieren auf einer Chip-Konstruktion, bei

ein Kontakt, der sich lohnt

- 1000 Berlin
Herr Ehrcke 030/882 7246
Herr Rathjen 030/882 7246
- 2000 Hamburg
Herr Becker 040/349191
- 2350 Neumünster
Herr Necker 043 21/48656
- 2800 Bremen
Herr Berger 04 21/314076
- 2900 Oldenburg
Herr Maass 0441/255 26
- 3000 Hannover
Herr Sander 05 11/16351
- 3300 Braunschweig
Herr Uhl 05 31/44236
- 3500 Kassel
Herr Kern 05 61/121 14
- 4000 Düsseldorf
Herr Meissner 02 11/350336
- 4060 Viersen
Herr Windheuser 02162/17044
- 4100 Duisburg
Herr Sandler 0203/28581
Herr Schmolinke 0203/28581
- 4330 Mülheim
Herr Isaak 0208/47 2947
- 4350 Recklinghausen
Herr Berger 0 23 61/2 10 81
- 4400 Münster
Herr Hans 0251/40398
- 4600 Dortmund
Herr Schlotterose 0231/528691
- 4650 Gelsenkirchen
Herr Ausmeier 0209/1941
- 4370 Marl-City
Herr Einbrodt 02365/170 05
- 4750 Unna
Herr Petersen 02303/12658
- 4800 Bielefeld
Herr Farthmann 05 21/66096
- 5000 Köln
Herr Giesen 02 21/210861
Herr Hiegemann 02 21/210861
- 5090 Leverkusen
Herr Klein 0 214/4 60 16
- 5100 Aachen
Herr Coenen 0241/5040 16
- 5600 Wuppertal
Herr Neumann 0202/444401
- 5620 Velbert
Herr Stahlberg 0 2124/4351
- 6000 Frankfurt/M.
Herr Buschhorn 06 11/280841
- 6300 Giessen
Herr Reimers 0641/77041
- 6500 Mainz
Herr Hothum 06131/93006
- 6600 Saarbrücken
Herr Wirzinger 0681/330 11
- 6800 Mannheim
Herr Nagel 06 21/25951
- 7000 Stuttgart
Herr Biedermann 07 11/244750
- 7900 Ulm
Herr Breckle 07 31/6 09 99
- 7600 Offenburg
Herr Stalter 0781/7 20 12
- 8000 München
Herr Dahlmann 089/597891
- 8500 Nürnberg
Herr Schuster-Woldan 09 11/203674
- 8600 Bamberg
Herr Braun 0951/25199
- 8960 Kempten
Herr Schall 0831/22084

der in einer für LSI-Bauteile üblichen Packungsdichte sechseckige Source-Zellen enthalten sind. Das bringt ein Verringern des Restwiderstands-Wertes $R_{DS(on)}$ im Verhältnis von 3:1 für eine gegebene Chipgröße. Damit können bei einem Majoritätsträger-Transistor zum erstenmal Stromdichten erzielt werden, die denen von Minoritätsträger-Bauteilen nahekommen. Erhalten bleiben alle anderen Vorzüge der Feldeffekt-Transistoren: hohe Eingangsimpedanz, schnelles Schalten, kein Sekundär-Durchbruch und problemloses Parallelschalten. Darüber hinaus liegen die Kennwerte für Spannung, Strom und Verlustleistung auf dem heutigen Niveau bipolarer Transistoren. Die Hexfet-Struktur eignet sich sehr für Serienfertigung und nutzt die Siliziumfläche genauso gut wie die bipolare Technologie. Das bedeutet eine große Annäherung der Fertigungskosten.

Diese Ausführungen sind schon zu haben

Die Hex-Transistoren stehen zunächst in folgenden Serien zur Verfügung: IRF 150/IRF 350 für höhere Leistungen und IRF 130/IRF 330 für mittlere Leistungen. Die bald folgende Serie IRF 430 bringt die ersten Mosfets für 500 V. In absehbarer Zeit werden die Hex-Transistoren von International Rectifier in allen Chipgrößen für 500 V zur Verfügung stehen.

Der IRF 150 ist für 100 V, 28 A Dauerstrom, 70 A Pulsstrom ausgelegt und hat den außerordentlich niedrigen Restwiderstand $R_{DS(on)}$ von max. 0,055 Ω . Beim typischen Wert von 0,04 Ω und 25 A Drainstrom beträgt die Restspannung nur 1,0 V. Der IRF 350 ist für 400 V, 11 A Dauerstrom, 25 A Pulsstrom ausgelegt mit einem max. Restwiderstand von 0,3 Ω . Damit können Dauerlasten von 4,4 kW geschaltet werden. IRF 150 und IRF 350 haben eine Dauerverlustleistung von 150 W bei 25 °C Gehäusetemperatur. Der transiente Wärmewiderstand Sperrschicht/Gehäuse beträgt 0,83 kW bei einer max. zulässigen Sperrschichttemperatur von 150 °C.

Die Werte für Spannungen und Restwiderstände der Hex-Serien IRF 130 und IRF 430 entsprechen im wesentlichen denen der bereits existierenden Mosfet-Typen von International Recti-

fier. Die Bedeutung dieser Typen liegt darin, daß die gleichen Kennwerte für Spannungen und Restwiderstände auf einer Chipfläche erreicht werden, die nur einem Drittel der von bisherigen Mosfets entspricht und damit Kosteneinsparungen erlaubt. Alle Hex-Transistoren haben ein TO-3-Gehäuse. Alle diese Hex-Typen haben das Standard-T-03-Gehäuse.

Neue Bauelemente

BCD-codierte Schalter. Die Firma ddm Hopt + Schuler GmbH + Co. KG, 7210 Rottweil, bietet BCD-codierte Drehschalter an, die mit einem Schraubendreher zu betätigen sind. Es gibt Ausführungen für das Betätigen von oben oder von der Seite, mit DiL-Rastermaßen oder einem Linien-Raster von 2,54 mm.

Leuchtdiode für Wechselstrom. An das 220-V-Netz (mit Vorwiderstand) kann die Leuchtdiode MV 5094 von General Instrument/Monsanto (Vertrieb: Alfred Neye Enatechnik, Quickborn-Hamburg) angeschlossen werden. Die rot leuchtende LED hat bei 20 mA Flußstrom eine Lichtstärke von 0,8 mcd. Ein Montageclip gehört zum Lieferumfang.

3-V-Batterie. Die „Varta lith“ Batterien der Varta Batterie AG, Hannover, haben die doppelte Energiedichte gegenüber alkalischen Batterien. Damit ist bei gleichem Volumen die Betriebsdauer doppelt so lang. Weitere Vorteile: Geringe Selbstentladung, betriebssicher von -20 °C bis 60 °C, nicht ätzender ungiftiger Elektrolyt.

Spannungsteiler. Texas Instruments, Freising, ergänzt den Spannungsregler LM 317 (1,2 V...37 V) um die Ausführung LM 317 A, bei der die Toleranz der Ausgangsspannung nur $\pm 1,6\%$ beträgt (ohne Widerstandsteiler). Der Baustein hat ein TO-220-Gehäuse.

Sprachgenerator. Alle Sprachelemente für einen Wortschatz von 20 Wörtern, sind mitsamt der Steuerung in dem IC UAA 1003 von Intermetall untergebracht. Der Speicherbedarf ist geringer als 30 Kbit. Anwendungen: „Sprechende Uhr“, Anrufbeantworter, durchgeben von Warn- oder Bedienanweisungen.

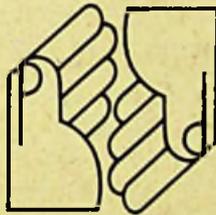
Die Verkaufsförderung der KKB kostet Sie nichts.

Finanzierungen mit der KKB sind wie Barverkäufe:
schnell, einfach, risikolos.

Ein Finanzierungs-Angebot macht Sie stark im härter werdenden Wettbewerb. Das neue KKB-Service-Programm enthält alles, was Sie wissen müssen. Alles, was Sie brauchen, um Kunden zu werben und sofort zu bedienen. Damit aus Einmalkäufern Dauerkunden werden.

Bitten Sie den KKB-Bereichsleiter in Ihrer Nähe – siehe linke Spalte – zu einem offenen Gespräch. Er hat Ihnen mehr als Geld anzubieten.

**PARTNER
FÜR DIE**



**KUNDEN-
PFLEGE**

KKB

Bank für den privaten Kunden

KKB

Bank für den privaten Kunden

Videobänder:

Am Schneidetisch ist die Schere längst passé

Ing. Gerd Tollmien, Hamburg

So richtig geschnitten und geklebt wurden Videobänder nur in der Pionierzeit der magnetischen Fernsehbild-Aufzeichnung. Die Mängel waren nämlich so gravierend, daß die Einführung des elektronischen Bandschnitts nur eine Frage der Zeit war. Er wird inzwischen vollkommen beherrscht, und sogar Prozeßrechner unterstützen den Cutter bei seiner Arbeit. Alles das hat der Autor in seinem Beitrag hineingepackt, der einen umfassenden Einblick in die heute (und gestern) üblichen Schneide-Verfahren bei den Rundfunk-Anstalten gibt.

In der Anfangszeit der magnetischen Fernsehbild-Aufzeichnung (abgekürzt MAZ genannt) wurden die damit aufgenommenen Fernsehproduktionen wie Live-Sendungen behandelt. Das heißt, die Produktion, ob Fernsehspiel oder Unterhaltungssendung, mußte in einem Zuge durchgespielt und aufgezeichnet werden, eben wie eine Live-Sendung. Eine nachträgliche Veränderung des Inhalts war nicht möglich.

Zuerst ging's auch ohne Schneiden

Der Vorteil der magnetischen Fernseh-aufzeichnung bestand nur darin, daß die Produktion lange vor dem Sende-

termin in Ruhe aufgenommen werden konnte. Die Mitwirkenden brauchten auch nicht am Tage der Sendung anwesend zu sein, wodurch das disponieren leichter wurde. Außerdem war es möglich, bei einer Störung die Aufzeichnung abzubrechen und neu zu beginnen. Bei kleineren Produktionen (Interviews) konnte das Aufnahmeteam schließlich mehrere Fassungen aufzeichnen und nur die beste kam in die Sendung. Die anderen wurden gelöscht, und das Band stand wieder für andere Aufzeichnungen zur Verfügung. Mit dieser Aufzeichnungstechnik gab man sich jedoch nicht lange zufrieden, denn eine nachträgliche Bearbeitungsmöglichkeit der MAZ-Produktionen war oft dringend notwendig.

Wie bei Tonbändern: Mechanischer Bandschnitt

Die damals zur Bildaufzeichnung verwendeten MAZ-Maschinen arbeiteten mit einem 2 Zoll breiten Magnetband, wie es auch heute noch bei den großen Studiomaschinen der Fall ist. Die Videospuren liegen auf diesem Magnetband fast senkrecht zur Bandlaufrichtung. „Geschrieben“ werden die Spuren mit vier Magnetköpfen, die sich auf einer schnell rotierenden Kopfscheibe befinden; der Winkel von Kopf zu Kopf beträgt 90°.

Das Band wird hohl gekrümmt so an der Kopfscheibe vorbeigeführt, daß immer nur ein Kopf die Aufzeichnung durchführt. Dabei gibt es am Anfang

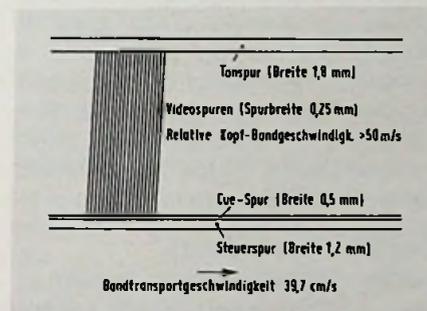


Bild 1. Querspur-Aufzeichnung beim 2-Zoll-Studioband

und Ende jeder Spur eine Überlappungszone, in der der folgende Kopf schon die Aufzeichnung übernimmt, so daß es nicht zu Unterbrechungen kommt.

Das Kopfrad macht 250 Umdrehungen in der Sekunde. Daraus folgt bei einer Bandgeschwindigkeit von 39,7 cm/s eine relative Kopf/Bandgeschwindigkeit von über 50 m/s. Bei dieser hohen Aufzeichnungs-Geschwindigkeit kann ein Videosignal mit einer Bandbreite von über 5 MHz aufgezeichnet werden, wie es für ein qualitativ hochwertiges Fernsehbild notwendig ist.

Die Ton- und Steuersignale werden an den Kanten des Magnetbandes mit eigenen Magnetköpfen auf gesonderten Spuren aufgezeichnet. Sie sind deshalb gegenüber dem Videosignal zeitlich versetzt (0,6 s).

Ing. Gerd Tollmien hat die produktions-technische Leitung der NDR-Fernsehstudios in Hamburg Wandsbek.

Den Austastlücken auf der Spur

Damit ein Bandschnitt bei der Wiedergabe keine Störungen verursachte, war er dort anzubringen, wo sich eine Vertikalaustastlücke befand. Diese Stelle mußte auf dem Band gesucht werden. Das geschah mit einer Flüssigkeit, die feinste Eisenpartikelchen enthielt und mit der das Magnetband bestrichen wurde. Dadurch konnten die aufgezeichneten Magnet Spuren für das Auge sichtbar gemacht werden. Die Austastlücke zu finden war nun kein Problem mehr, weil auf der Steuerspur spezielle „Schneideimpulse“ zum Vorschein kamen. Hier durfte der Cutter den Schnitt genau wie beim herkömmlichen Tonband mit der Schneidelehre anbringen.

Waren das Ende eines Aufzeichnungsteiles, im Folgenden „Take“ genannt, und der Anfang des folgenden geschnitten, so mußten beide Teile sehr sauber mit Hinterkleber zusammengesetzt werden. Der Übergang durfte keine Unterbrechung der Bildwiedergabe verursachen.

Der Bild/Ton-Versatz durfte nicht übersehen werden

Dieser Schneidevorgang war zeitraubend, schwierig auszuführen und erforderte viel Routine. Auch mußte jeder Schnitt vor Beginn der Produktion überlegt und festgelegt werden, denn der Bild/Ton-Versatz war ja zu berücksichtigen. Der Cutter konnte also nicht überall dort schneiden, wo er gern wollte, sonst hätte er an der Schneidestelle für eine Übergangszeit von 0,6 Sekunden einen nicht zum Bild passenden Ton oder der Lautsprecher bliebe stumm.

Deshalb wurden die Schnitte an die Stellen der Aufnahme gelegt, an denen das Ende der vorherigen Szene die gleiche Tonmodulation aufwies, wie der Beginn der folgenden. Bei Unterhaltungssendungen mit Publikum legte man den Schnitt gern in den Applaus zwischen zwei Auftritten. Der Toningenieur mußte aber darauf achten, daß der Applaus die gleiche Lautstärke hatte und auch gleich klang. Während des Applauses machte sich der Bild/Ton-Versatz durch den Bandschnitt nicht bemerkbar.

Wenngleich diese Schneidetechnik seinerzeit auch erfolgreich war, so genügte sie den Ansprüchen wegen

ihrer beschränkten Anwendungsmöglichkeit und ihrer Mängel nicht lange. Daher wird der mechanische Bandschnitt heute kaum noch angewendet.

Bei Schrägspur-Aufzeichnung kein mechanischer Bandschnitt

Bei den MAZ-Geräten, die mit schmalen Magnetbändern arbeiten (1 Zoll, $\frac{3}{4}$ Zoll oder $\frac{1}{2}$ Zoll), ist ein mechanischer Bandschnitt nicht möglich, denn bei diesen Geräten geschieht die Aufzeichnung auf sehr langen, schräg verlaufenden Spuren. Erst dadurch ist es möglich, trotz schmalen Band eine genügend hohe Relativgeschwindigkeit Kopf/Band auf technisch günstige Weise zu erreichen. Die schrägliegenden Videospuren haben dann eine Länge von maximal 43 cm.

Der „elektronische“ Schnitt

Nun wurden Verfahren entwickelt, mit denen es möglich ist, auf elektronischem Wege MAZ-Aufnahmen nachträglich zu bearbeiten, sie zu „schneiden“.

Wenn auch der Begriff des „Schneidens“ hier wörtlich nicht mehr zutrifft, so wird er trotzdem verwendet, ähnlich dem „Bildschnitt“ bei Fernsehsendungen, bei denen auch nichts mehr „geschnitten“ wird. Der Begriff „Schnitt“ kommt vom Film, wo auch heute noch tatsächlich geschnitten wird. Hier aber ist mit „Schnitt“ die Montage, das Zusammenfügen einzelner Aufzeichnungsteile zu einem Gesamtwerk gemeint. Für den elektronischen Schnitt hat sich der Begriff „editing“ eingebürgert (to edit = redigieren).

Überspielen nach Zeitplan

Beim elektronischen MAZ-Schnitt handelt es sich überwiegend um Überspielvorgänge von einer MAZ-Maschine auf eine andere. Dabei werden die einzelnen Takes zu einem lückenlosen Ganzen zusammengesetzt. Das Überspielen der Takes erfolgt dabei nur nach dramaturgischen, nach künstlerischen oder produktionsinhaltlichen Überlegungen, kaum aber nach technischen Gesichtspunkten. Um den Bild/Ton-Versatz muß man sich nicht mehr kümmern.

Während beim mechanischen Schnitt Bild und Ton, unter Berücksichtigung des Zeitversatzes, nur zusammen ge-

schnitten werden konnten, ist es beim elektronischen Schnitt, im folgenden kurz E-Schnitt genannt, völlig anders. Hier hat man die Möglichkeit, Bild und Ton gemeinsam und synchron, aber auch voneinander getrennt, zu schneiden und zu bearbeiten.

Die einzelnen Takes einer Produktion können für sich aufgezeichnet und in einem späteren Arbeitsgang aneinander „geschnitten“ werden. Das kann mit zwei MAZ-Maschinen geschehen; auf einer Maschine wird abgespielt und auf der zweiten aufgenommen. Das Überspielen des ersten Takes ist kein Problem, er wird nur kopiert. Dann wird das Ende des ersten Takes auf dem Aufnahmeband markiert und die Maschine mit Hilfe der Banduhr um 10 Sekunden zurückgefahren. Anschließend sucht man auf dem Wiedergabeband den Beginn des zweiten Takes, markiert ihn und fährt auch dieses Band um 10 Sekunden zurück. Nun werden beide Maschinen gemeinsam gestartet und nach genau 10 Sekunden Laufzeit die Aufnahme-MAZ auf „Aufnahme“ geschaltet. Damit beginnt das Überspielen des zweiten Takes. Stimmt die Einstellungen beider MAZ-Bänder, so ist der Übergang vom ersten zum zweiten Take gelungen, und die weiteren Takes werden in der gleichen Weise überspielt.

Wehe wenn die Uhr falsch ging!

Bei diesem Verfahren war es immer ein Problem, beide Maschinen so laufen zu lassen, daß Bild und Ton an den Schneidestellen gut zusammenpaßten und keine Lücken oder unerwünschte Auslöschungen entstanden. Wurde zum Beispiel die Aufnahmemaschine etwas zu früh auf „Aufnahme“ geschaltet, konnte vom vorherigen Take etwas gelöscht werden, was nicht mehr zu ersetzen war. Oder aber es kam noch keine Modulation von der Zuspieldmaschine, so daß am Fernsehschirm kurzzeitig kein Bild war.

Elektronische Schneidebefehle

Für einen fehlerlosen E-Schnitt benutzt man heute elektronische Schneidebefehle (cues). Das sind Tonsignale, die in Form kurzer Impulse auf einer gesonderten Spur, der Cue-Spur des MAZ-Bandes, aufgezeichnet werden.

Die Aufzeichnung eines Cue-Impulses geschieht dabei zwangsläufig in Vollbildabständen, daß heißt, stets in den Vertikalaustastlücken. Das muß sein, damit die dadurch ausgelöste Umschaltung der Aufnahme-MAZ keine Bildstörungen mit sich bringt.

Das Überspielen der einzelnen Takes läuft nach folgendem Verfahren ab: Auf dem Aufnahmeband wird das Ende des ersten bereits überspielten Takes gesucht, exakt festgelegt und dann durch einen Cue-Impuls (edit cue) elektronisch markiert. Der Cutter drückt dazu nur die Cue-Taste am Bediengerät. Dann wird das MAZ-Band um genau 10 Sekunden zurückgefahren und noch ein zweiter Cue (remotecue) gesetzt. Anschließend wird das Band soweit zurückgefahren, daß es etwa 15 bis 20 Sekunden vor dem Schneidepunkt steht. Nun wird auf dem Zuspieldband der Anfang des zu überspielenden Takes festgelegt und das Band soweit zurückgefahren, daß es genau 10 Sekunden vor dem gewünschten Schnittzeitpunkt liegt (10 s vor edit). Jetzt werden beide Maschinen verkoppelt und die Aufnahmemaschine gestartet. Der Remote-Cue-Impuls (10 s vor edit) startet nun seinerseits automa-

tisch die Zuspieldmaschine. Der Edit-Cue-Impuls schaltet automatisch die Aufnahme-MAZ auf „Aufnahme“ und der Schnitt wird ausgelöst, der Überspielvorgang beginnt. Am Ende des Takes werden beide Maschinen manuell gestoppt.

Auf einem Monitor kann der gesamte Vorgang beobachtet werden, so daß man sofort sehen kann, ob der Schnitt den Vorstellungen entspricht. Ist das nicht der Fall, wird der Vorgang wiederholt. Auf diese Weise wird Take an Take nahtlos aneinandergefügt.

Bei diesem Verfahren ist es gleichgültig, in welcher Reihenfolge sich die einzelnen Takes auf den Wiedergabebändern befinden. Bei Fernsehspielen wird man zum Beispiel alle Szenen, die in einer Dekoration oder an einem bestimmten Aufnahmeort spielen, nacheinander aufnehmen, unabhängig davon, wo sie später im Spielablauf ihren endgültigen Platz haben.

Der Schnitt wird simuliert

Beim Ausschuchen der zu überspielenden Takes können die Schnitte auch simuliert werden. Dabei arbeiten die beiden Maschinen, Aufnahme- und Zuspield-MAZ so, als würde der Überspielvorgang tatsächlich erfolgen,

aber sie bleiben beide auf „Wiedergabe“ geschaltet. An den Schneidestellen wird lediglich der Wiedergabemonitor durch die Steuerelektronik von der Aufnahme- auf die Wiedergabe-MAZ umgeschaltet. Dadurch erhält der Betrachter den Eindruck eines tatsächlichen Schnittes. So hat man die Möglichkeit, sich vor der wirklichen Ausführung eines Schnittes von seiner wirksamen Gestaltung zu überzeugen. Gefällt das Schnittergebnis nicht, kann man den Cue-Impuls so lange verschieben, also Löschen und neu setzen, bis der optimale Schnitt erzielt ist. Dann erst erfolgt der wirkliche Schnitt.

Assemble Modus – wenn's brennt

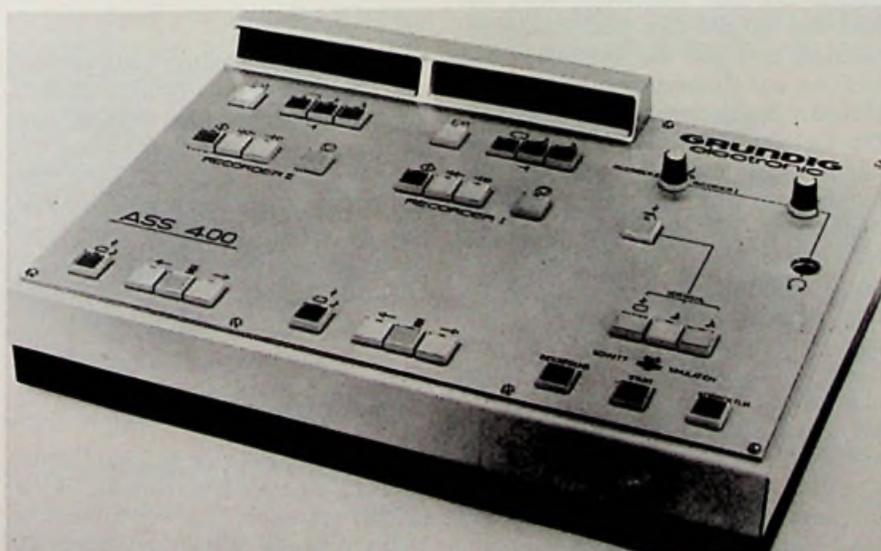
Dieses Schneideverfahren (assemble – zusammensetzen) ist auch unter dem Namen Add-on-Schnitt bekannt. Die einzelnen Takes einer Produktion werden hier gleich bei der Aufzeichnung zusammengesetzt. Es wird vor allem bei kleineren Produktionen beispielsweise Magazinen, die aus gemischten Takes bestehen, angewendet.

Ein Beispiel zur Erklärung: Eine Produktion beginnt mit einem Vorspann, der vom Filmgeber zugespielt wird. Dann soll ein Moderator im Studio eine Einführung sprechen, worauf ein weiterer Filmbeitrag folgt. Dann kommt wieder der Moderator mit einer Überleitung, abgelöst durch einen Bericht, der auf einem MAZ-Band vorliegt, dann wieder der Moderator usw.

Zuerst ist der Vorspann wie gewohnt auf die Aufnahme-MAZ zu überspielen. Am Ende wird, wie oben beschrieben, ein Cue-Impuls auf das Aufnahmeband gesetzt und die Maschine 10 bis 15 Sekunden zurückgefahren. Inzwischen wird die Studiokamera zur Aufnahme-MAZ durchgeschaltet. Im Studio befindet sich ein Bildmonitor, auf dem der Moderator den Aufzeichnungsvorgang beobachten kann. Nach dem Starten der Aufnahme-MAZ schaltet der Cue-Impuls am Schneidepunkt die Maschine auf „Aufnahme“.

Der Moderator konnte bis dahin auf seinem Monitor das Ende des Filmvorspanns sehen, aber nach dem Schnitt sieht er das Bild der Studiokamera, also sich selbst. Das ist für ihn das Zeichen zum Beginn seiner Moderation. Er spricht seinen Text,

Bild 2. Für den elektronischen Schnitt bei Grundig 1-Zoll-Videorecordern wurde das automatische Schneidesystem „ASS 400“ entwickelt. Mit ihm können zwei Recorder (Aufnahme- und Zuspieldmaschine) so gesteuert werden, daß ein automatisches Ausführen des Schnitts und die Schnittsimulation möglich ist.



wonach die MAZ gestoppt wird. Nun ist auf diese Weise sein Take nahtlos an den Vorspann angefügt, „angeschnitten“. Am Ende dieses Takes wird wieder auf dem Aufnahmeband ein Cue-Impuls aufgezeichnet und das Überspielen des Filmbeitrages geschieht in bekannter Weise. Ob die einzelnen Beiträge von einer MAZ-Maschine, vom Filmgeber oder einer Studiokamera zugespielt werden, ist gleichgültig.

Nach dem Filmbeitrag kommt wieder die Studiokamera mit dem Moderator; anschließend folgt die Überspielung des MAZ-Beitrages. So werden die einzelnen Takes der ganzen Produktion während des Studiotermins sofort nahtlos auf dem Aufnahmeband zusammengesetzt, so daß am Ende der Studiozeit bereits das fertige Sendeband zur Verfügung steht.

Das Assemble-Verfahren hat den Vorzug einer schnellen Produktionsarbeit, und bei Studiobeiträgen kann das Kopieren der Aufnahme von einem MAZ-Band auf ein zweites entfallen. Es wird also Band, Maschinenkapazität, Zeit und Personal gespart. Auf der anderen Seite wird von allen Mitwirkenden schnelle Arbeit verlangt; der Regisseur muß sich beispielsweise sofort entscheiden, ob eine Aufzeichnung seinen Vorstellungen entspricht und sendereif ist. Wiederholungen, das Aufzeichnen mehrerer Fassungen und das Aussuchen der besten Version nach Ende der Produktion und in aller Ruhe sind nicht möglich. Auch müssen hierbei alle Takes in chronologisch richtiger Reihenfolge aufgezeichnet werden, was bei anderen Verfahren nicht sein muß. Das sind die Gründe, warum diese Arbeitsweise überwiegend für kleinere Produktionen angewendet wird.

Schneiden am fertigen Band: Mit dem Insert-Modus kein Problem

Beim E-Schnitt ist es möglich, aus einem fertigen MAZ-Band an beliebiger Stelle einen Teil herauszunehmen (zu Löschen) und durch einen neuen Teil zu ersetzen (to insert = einfügen). So kann eine fehlerhafte Aufnahme durch eine richtige ersetzt werden, oder an Stelle eines Szenenbildes wird eine Graphik eingesetzt.

Beim Insert Modus wird, im Gegensatz zum Assemble Modus, die bisherige

Steuerspur nicht gelöscht. Man arbeitet jedoch auch hier mit Cue-Schneideimpulsen. Soll zum Beispiel die Einfügung, das Insert, von einer MAZ zugespielt werden, so geschieht das Starten der Zuspielmaschine und die Umschaltung der Aufnahme-MAZ durch Cue-Impulse. Am Ende der Einfügung wird vom Cue-Impuls die Aufnahme-maschine wieder zurückgeschaltet. Die elektronische Schneideeinrichtung sorgt dafür, daß bei diesen Schneidevorgängen der Versatz vom Löschen zum Aufnahmekopf berücksichtigt wird und es nicht zu Bildlücken oder Doppelaufzeichnungen kommen kann.

Die Simulation des E-Schnittes hat sich besonders beim Insert Modus als sehr vorteilhaft erwiesen, denn ein einmal ausgeführter Insert-Schnitt kann nur bedingt wiederholt werden. Gerade beim Insert Modus ist es von Vorteil, daß Bild- und Toninformationen getrennt bearbeitet werden können. Soll nämlich in ein bestehendes Band an Stelle eines Szenenbildes eine Graphik eingefügt werden, so muß der Originalton, vielleicht ein Kommentar, unter der Graphik bestehen bleiben.

Automatische Schneideverfahren

Neue MAZ-Schneideverfahren arbeiten mit einem „Zeitcode“ (time code); das ist eine Art elektronische Bildkennzeichnung, Bildnummerierung.

Schon bei der Aufnahme wird der Zeitcode auf der Cue-Spur mit aufgezeichnet und gibt die Kennzeichnung in Form von Zeitangaben in Stunden, Minuten, Sekunden und Vollbildern an. Die kleinste Zeiteinheit ist dabei die Länge eines Vollbildes, also $\frac{1}{25}$ Sekunde, und wird als „Frame“ (engl.) bezeichnet. Der Zeitcode kann mit Hilfe einer Code-Leseeinrichtung bei der Vorführung des MAZ-Bandes auf dem Monitor sichtbar gemacht werden. Dadurch ist es möglich, sich jede Stelle des Bandes zu merken und auch in kurzer Zeit wiederzufinden.

Mit einem „Datenzeilen-Encoder“ können die Zeitmarkierungen auch in die Vertikalaustastlücke des Bildsignals eingesetzt werden. So kann man bei MAZ-Geräten mit Schrägspurauf-

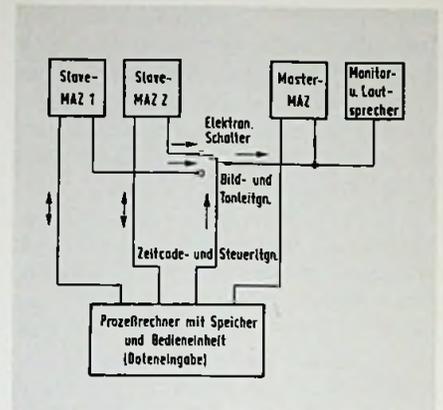


Bild 3. Stark vereinfachte Darstellung einer Einrichtung für den automatischen E-Schnitt mit Zeitcode

zeichnung auch im Standbild die Zeitmarkierung jedes einzelnen Bildes sichtbar machen.

Prozeßrechner im Schneiderraum

Heute gibt es sogar schon automatische Schneideeinrichtungen, die mit einem Prozeßrechner arbeiten. Dieser ist imstande, mit Hilfe der Zeitmarkierungen jede bestimmte Bandstelle zu finden und das MAZ-Band entsprechend zu positionieren. Dabei muß die gesuchte Zeitmarkierung vorher dem Rechner eingegeben werden. Der Rechner verfügt über einen Speicher und kann auf diese Weise eine große Anzahl nacheinander aufzusuchender Zeitmarken speichern; praktisch eine ganze Schnittliste.

Mit Hilfe des Prozeßrechners und seiner Schnitt-Programmierungseinrichtung kann das Suchen und Positionieren der Bandstellen, das Starten und Verkoppeln der am E-Schnitt beteiligten MAZ-Maschinen sowie das Auslösen der einzelnen Schnitte vollautomatisch aufgrund des Zeitcodes erfolgen. Ein zusätzlicher Cue-Impuls ist bei dem Verfahren nicht erforderlich.

Arbeitstrennung

In der Praxis hat sich für den Schneideablauf eine Arbeitstrennung als vorteilhaft erwiesen: Das Aussuchen der Takes und die Schnittfestlegung ge-

schiebt in einem besonderen Arbeitsgang; der eigentliche E-Schnitt wird dann später gesondert ausgeführt. Systeme, bei denen die Schnittpfestlegung und anschließende Schnittpausführung auf 2-Zoll-Studiomaschinen erfolgen, nennt man On-Line-Systeme. Von Off-Line-Systemen spricht man, wenn die Schnittpfestlegungen auf semiprofessionellen MAZ-Maschinen erfolgen und der anschließende eigentliche E-Schnitt auf den Studiomaschinen durchgeführt wird.

Das Off-Line-System ist rationell
Muß der Schneideablauf rationell sein, so arbeitet man nach dem Off-Line-System. Dazu werden, entweder gleich bei der Produktion von jedem Take zwei Arbeitsbänder auf Video-Cassettengeräten aufgezeichnet, oder sie werden anschließend von der Studio-MAZ kopiert. Dabei wird in jedem Falle der Zeitcode mit übernommen.

Mit Hilfe der Arbeitsbänder werden nun in aller Ruhe die einzelnen Takes herausgesucht und die Schneidepunkte entsprechend den Zeitmarkierungen festgelegt. Und zwar Anfang und Ende eines jeden Takes. Dabei können die Bänder, je nach Wunsch, im Normalgang, Schnellgang, Langsamgang oder im Standbild betrachtet werden. So ist eine bildgenaue Festlegung jeder Schnittstelle möglich. Zeitmarken der Schnittstellen können nun handschriftlich festgehalten oder sofort in den Prozeßrechner eingegeben und gespeichert werden.

Auch bei dieser Arbeitsweise mit den Cassettengeräten ist es möglich, die Schneidevorgänge zu simulieren, damit man sich vor dem eigentlichen Schnitt einen Eindruck von seiner Wirkung machen kann. Der Schnitt kann so lange simuliert werden, bis das Ergebnis zufriedenstellend ist, erst dann werden die entsprechenden Zeitmarken gespeichert. Die Schnittdaten können bei einigen Anlagen auch auf Lochstreifen oder Magnetband-Cassette extern gespeichert werden, um für einen später liegenden E-Schnitt-Termin griffbereit zu sein.

Ein Ansichtsband für Regisseure
Weiterhin kann man mit den Cassettengeräten auch eine Art „Ansichts-Sendeband“ herstellen, daß heißt, alle

ausgesuchten Takes werden auf eine dritte Cassette so überspielt und zusammengeschnitten, wie es später beim Sendeband auf der 2-Zoll-Maschine sein wird. Auf diese Weise kann sich der Programmverantwortliche oder Regisseur vor der Ausführung des E-Schnittes einen Gesamteindruck von der Produktion verschaffen und Änderungen der Schnittstellen veranlassen.

Von Meistern und Sklaven
Nachdem mit Hilfe der Arbeitskopien alle Schnitte aufgrund ihrer Zeitmarken festgelegt und im Rechner gespeichert sind, kann der eigentliche Schnitt der 2-Zoll-Bänder erfolgen. Vor Beginn des eigentlichen Schnittes wird das Aufnahmeband (Masterband) seinerseits mit einem eigenem Zeitcode versehen, der aber nicht identisch mit dem Zeitcode der Wiedergabebänder ist (hier Slave-Bänder genannt). Die Zeitmarkierungen des Masterbandes werden in den Ablauf des nun folgenden automatischen E-Schnittes mit einbezogen.

Beim automatischen E-Schnitt arbeitet man mit einer Aufnahmemaschine, der Master-MAZ, und mit mehreren Zuspieldmaschinen als Slave-MAZ. Es spielt dabei keine Rolle, wo sich die einzelnen Takes auf den Zuspieldbändern befinden. Der Rechner sucht sie sich aufgrund ihrer Zeitmarken und steuert automatisch den gesamten E-Schnitt. Die Zuspieldbänder werden so vor- und zurückgefahren, daß die Takes auf der Master-MAZ in chronologisch richtiger Reihenfolge aufgezeichnet werden. Das Ergebnis ist ein fertiges lückenloses Sendeband.

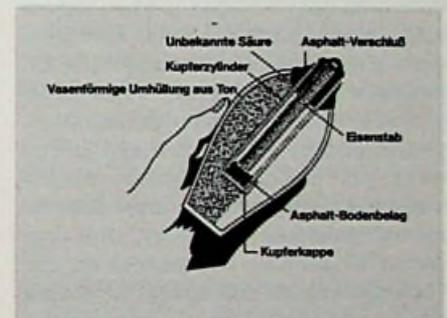
Der „weiche“ Schnitt

Bei allen Schneidevorgängen muß man sich nicht auf das abrupte Aneinanderfügen der Takes beschränken. Es können weiche Übergänge, Überblendungen, Schwarzblenden und Trickblenden ausgeführt werden. Die Durchführung der Übergänge und die Länge der Überblendungen können ebenfalls automatisch ausgeführt werden, nach entsprechender Speicherung der Befehle im Rechner. Neben den Bildübergängen können auch die Tonübergänge in Form von Überblendungen ausgeführt werden.

Batterien

Galvani war nicht der Erste

Wie die Varta Batterie AG mitteilt, ist es im Römer-Pelizaeus-Museum, in Hildesheim gelungen, den hieb- und stichfesten Nachweis für die Gebrauchstüchtigkeit einer rd. 2000 Jahre alten Batterie zu erbringen. Gegenstand der Untersuchung war die originalgetreue Nachbildung einer Vase aus gebranntem Ton, die im Jahre 1936 beim Ausgraben einer parthischen Siedlung im Nahen Osten gefunden wurde. Das seltsame „Innenleben“ der Vase – ein Kupferzylinder und ein oxydierter Eisenstab mit Resten von Bitumen und Blei – führte schon zum Zeitpunkt der Ausgrabung zu der Vermu-



Aufbau der 2000 Jahre alten Parther-Batterie aus dem Nahen Osten (Varta)

tung, es könne sich hier um eine Batterie handeln. Nach weiteren Funden konnten sich die Archäologen sogar von der Fertigungsmethode ein Bild machen: Dünnes Kupferblech wurde zu einem Zylinder von etwa 12 cm Länge und 2,4 cm Durchmesser geformt und verlötet, mit einer Lötmasse aus einer Zinn-Blei-Legierung. Den Boden des Zylinders bildete eine dichtschießende Kupferkappe, die nach innen mit Bitumen isoliert wurde. Oben war der Zylinder mit einem Bitumenpfropfen verschlossen. Bitumen, früher auch „Erdpech“ genannt, wurde seinerzeit häufig zur Einbalsamierung verwendet. Durch den Bitumen-Pfropfen ragte – gegen das Kupfer isoliert – ein etwa 11 cm langer Eisenstab tief in den Zylinder hinein. □

Praktischer Umgang mit Bauelementen:

Transistoren unter die Lupe genommen

Teil 4: Bipolare Transistoren für NF-Vorstufen (I)

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

Vorstufentransistoren

Da sich die Eigenschaften, Daten und Anwendungen von Transistoren für kleine Verlustleistungen (maximal etwa 1 W) wesentlich von solchen für größere Verlustleistung unterscheiden, wird hier nochmals eine Unterscheidung gemacht. Es gibt keine klare Grenze für diese Unterteilung, sondern fließende Übergänge, aber der Überblick wird doch besser.

Transistoren für NF-Verstärker

Der Begriff „NF“ (Niederfrequenz) gilt für einen Frequenzbereich, der sich soweit nach hohen Frequenzen hin erstreckt, bis sich die Kennwerte des Transistors ändern. Dies kann je nach

Typ (zum Beispiel Ge-Transistor AC 151) schon bei der oberen Frequenzgrenze des Hörbereiches (rd. 15 kHz) eintreten; bei HF-Typen aber auch erst bei vielen Megahertz.

Ein Transistor hat zwar nur 3 Anschlüsse, aber einer davon – je nach Schaltung entweder der Emitter (Emitterschaltung), der Kollektor (Kollektorschaltung) oder die Basis (Basis-schaltung) – ist immer wechselstrom-mäßig mit dem Ausgangs- und dem Eingangskreis verbunden. Der Transistor ist also ein unsymmetrischer Vierpol und es ist auch üblich, ihn so zu betrachten. Mit den Vierpolersatzgrößen und den daraus gewonnenen Gleichungen läßt sich dann die Wirkungsweise des Transistors in der Schaltung gut beschreiben. In Bild 39 ist der Transistor schematisch als Vierpol angegeben.

Es gibt nun vielerlei Möglichkeiten, die Eingangsgrößen eines Transistors

mit seinen Ausgangsgrößen zu verknüpfen. Für den Bereich niedriger Frequenzen haben sich die „h“-Parameter (Hybrid-Parameter; gemischte Größen) durchgesetzt. Diese h-Parameter sind reelle Größen, die in den Datenbüchern für einen bestimmten Arbeitspunkt angegeben werden.

Für die Verknüpfung zwischen Eingangs- und Ausgangsgrößen gilt:

$$u_1 = h_{11} \cdot i_1 + h_{12} \cdot u_2 \quad (37)$$

$$i_2 = h_{21} \cdot i_1 + h_{22} \cdot u_2 \quad (38)$$

u_1, i_1 Wechselstrom-Eingangsgrößen
 u_2, i_2 Wechselstrom-Ausgangsgrößen

Wird nun in den Gln. 37 und 38 jeweils eine der Strom- oder Spannungsgrößen gleich Null gesetzt, so ergibt sich die Definition der anderen Größe.

$$h_{11} = \left(\frac{u_1}{i_1} \right)_{u_2=0} \quad (39)$$

Kurzschluß-Eingangswiderstand

$$h_{21} = \left(\frac{i_2}{i_1} \right)_{u_2=0} \quad (40)$$

Kurzschluß-Stromverstärkung $\beta \approx B$

$$h_{12} = \left(\frac{u_1}{u_2} \right)_{i_1=0} \quad (41)$$

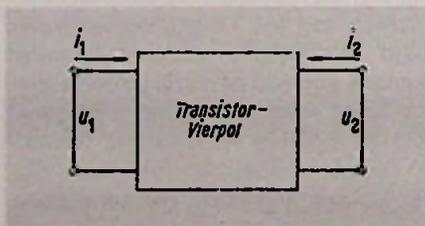
Leerlauf-Spannungsrückwirkung

$$h_{22} = \left(\frac{i_2}{u_2} \right)_{i_1=0} \quad (42)$$

Leerlauf-Ausgangsleitwert

Ein Parameter hat die Dimension eines Widerstandes (h_{11}), ein anderer die

Bild 39. Transistor als Vierpol dargestellt



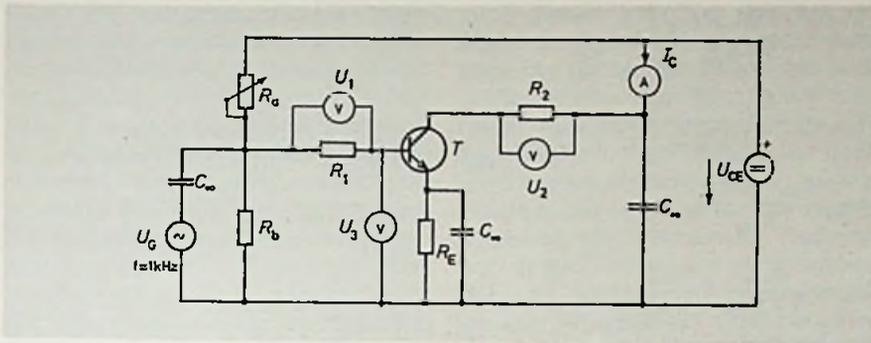


Bild 40. Meßschaltung zur Ermittlung der Größen h_{11} und h_{21}

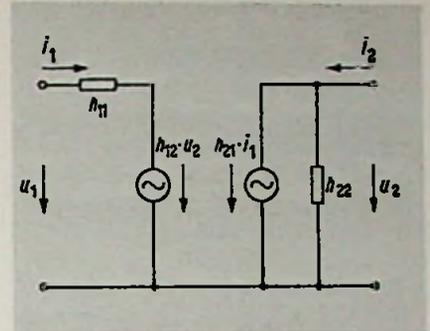


Bild 42. Niederfrequenzersatzschaltbild mit h -Parametern für einen Transistor

Dimension ein Leitwertes (h_{22}) und zwei sind dimensionslos (h_{21} und h_{12}); deshalb auch die Bezeichnung gemischte Parameter. Der Grund für diese Festlegung ist das einfache Berechnen der Parameter anhand von Meßergebnissen, die im allgemeinen bei der Frequenz $f=1$ kHz ermittelt werden. Es ist aber nicht notwendig, die Meßfrequenz genau einzuhalten, da sich bei keinem Transistor etwas ändert, wenn ein von 1 kHz etwas abweichendes Meßsignal verwendet wird. In Bild 40 ist eine Schaltung zur Messung von h_{11} und h_{21} und in Bild 41 eine Schaltung für die Messung von h_{22} und h_{12} gezeigt. Nach Bild 40 gilt:

$$i_1 = \frac{U_1}{R_1}$$

$$i_2 = \frac{U_2}{R_2}$$

Damit wird

$$h_{21e} = \frac{U_2}{R_2} \cdot \frac{R_1}{U_1} = \frac{U_2}{U_1} \cdot \frac{R_1}{R_2} \quad (43)$$

und

$$h_{11e} = \frac{U_3}{U_1} \cdot R_1 \quad (44)$$

U_1 , U_2 und U_3 sind Effektivwerte

Um die Voraussetzung der Definition von h_{21} und h_{11} zu erhalten (Gln. 39, 40), darf die Kollektor-Wechselspannung u_2 nur sehr klein sein ($u_2 \ll U_{CE}$), das heißt, der Widerstand R_2 muß einen niedrigen Wert haben. Da es aber Voltmeter mit hohem Innenwiderstand

und Vollausschlag für 10...100 mV gibt (Transistorvoltmeter, Digitalvoltmeter), läßt sich diese Forderung für R_2 leicht erfüllen. Der gewünschte Arbeitspunkt (Kollektorstrom) wird mit R_a eingestellt und durch den Emitterwiderstand R_E stabilisiert. Alle mit „ C_∞ “ bezeichneten Kondensatoren müssen eine so hohe Kapazität haben, daß ihr kapazitiver Widerstand vernachlässigbar klein bleibt. Kritisch ist hier vor allem der Emitterkondensator.

Ein Parallelschwingkreis in der Basisleitung des Transistors (Bild 41) erfüllt die Forderung für $i_1=0$, und durch den niedrigen Spulen-Gleichstromwiderstand kann gleichzeitig ungehindert der Basisstrom zugeführt werden. Auch hier wird mit R_a der Arbeitspunkt eingestellt, jedoch der Generator am Ausgang angeschlossen. Damit er nicht übermäßig belastet wird, ist noch R_1 vorgesehen. Sollte bei größeren Strömen die Gleichspannung an R_1 zu groß werden, dann kann die Spannung U_{CE} nicht mehr am Gleichspannungs-Versorgungsgerät (U'_{CE}) abgelesen werden; sie muß dann nach R_1 gemessen werden.

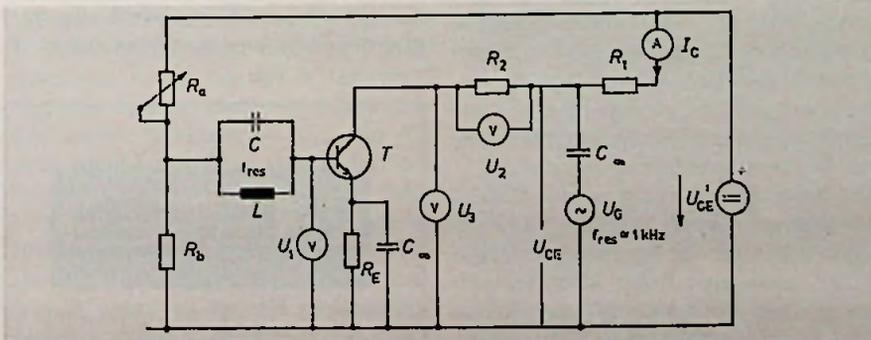
Es gilt für die Größe h_{22} :

$$h_{22e} = \frac{\Delta I_C}{\Delta U_{CE}} = \frac{i_2}{u_2} = \frac{U_2}{R_2} \cdot \frac{1}{U_3} = \frac{U_2}{U_3} \cdot \frac{1}{R_2} \quad (45)$$

und für h_{12} :

$$h_{12e} = \frac{U_1}{U_3} \quad (46)$$

Bild 41. Meßschaltung zur Ermittlung der Größen h_{22} und h_{12}



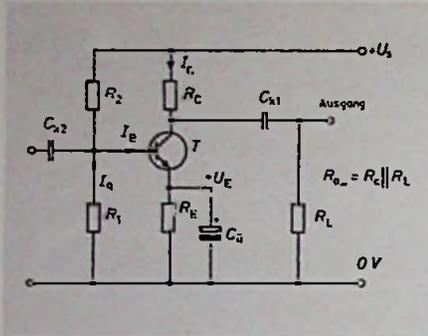


Bild 43. RC-Verstärker in Emitterschaltung

$$h_{21b} = -\frac{h_{21e}}{1+h_{21e}} \approx -1 \quad (48)$$

$$h_{12b} = -\frac{h_{21e} - \det h_e}{1+h_{21e}} \approx \quad (49)$$

$$\approx -\frac{h_{12e} - \det h_e}{h_{21e}} \quad (50)$$

$$h_{22b} = \frac{h_{22e}}{1+h_{21e}} \approx \frac{h_{22e}}{h_{21e}} \quad (51)$$

mit der Abkürzung:

$$\det h_e = h_{11e} \cdot h_{22e} - h_{12e} \cdot h_{21e} \quad (52)$$

$$\det h_b = \frac{\det h_e}{1+h_{21e}} \quad (53)$$

(det: Determinante)

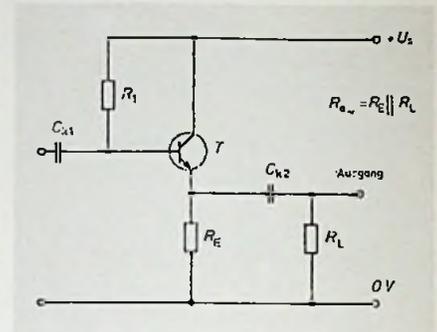


Bild 44. RC-Verstärker in Kollektorschaltung

Um die Kenngrößen des Transistors, hier also die h -Parameter, besser in der Schaltung verstehen zu können, ist es zweckmäßig, ein Ersatzschaltbild des Transistors mit diesen Kenngrößen aufzustellen (Bild 42).

Wenn es auch nicht betont wurde, so geht doch aus den Bildern 40 und 41 hervor, daß bisher immer nur die Emitterschaltung betrachtet wurde. In den Datenbüchern werden auch durchweg die h -Parameter in Emitterschaltung angegeben. Damit es keine Verwechslung gibt, wird häufig noch der kleine Buchstabe „e“ hinzugefügt, also h_{11e} , h_{12e} , h_{21e} und h_{22e} .

Bei der Aufstellung der Gleichungen für die Schaltung (Eingangs- und Ausgangswiderstand, Strom- und Spannungsverstärkung) könnte man für jede der drei Schaltungsarten (Emitterschaltung, Basisschaltung und Kollektorschaltung) verschiedene Gleichungen unter Verwendung der (gegebenen) h_e -Parameter festlegen. Es ist aber üblich, für alle drei Schaltungsarten gleichartige Gleichungen zu benutzen und dafür die h -Parameter der Emitterschaltung in h -Parameter für die Basisschaltung oder Kollektorschaltung umzurechnen. Eine andere Umrechnungsart hat wenig Sinn, weil immer von der gegebenen Größe ausgegangen werden muß.

Umrechnung in die Basisschaltung:

$$h_{11b} = \frac{h_{11e}}{1+h_{21e}} \approx \frac{h_{11e}}{h_{21e}} \quad (47)$$

Umrechnung in die Kollektorschaltung

$$h_{11c} = h_{11e} \quad (54)$$

$$h_{12c} = 1 \quad (55)$$

$$h_{21c} = -(h_{21e} + 1) \approx -h_{21e} \quad (56)$$

$$h_{22c} = h_{22e} \quad (57)$$

$$\det h_c \approx 1 + h_{21e} \approx h_{21e} = -h_{21c} \quad (58)$$

Bild 43 zeigt die Emitterschaltung als RC-Verstärker, eine häufige Anwendung dieser Schaltungsart. Das zu verstärkende Signal wird über C_{k1} in die Basis des Transistors eingespeist und verstärkt am Lastwiderstand R_L über C_{k1} wieder abgenommen. Als Wechselstrom-Lastwiderstand $R_{a\sim}$ wirkt hier die Parallelschaltung des Kollektorwiderstandes R_C und des Lastwiderstandes R_L (die Spannungsquelle U_s wirkt wechselstrommäßig als Kurzschluß). Der benötigte Gleichstromarbeitspunkt wird durch den Spannungsteiler R_1, R_2 und den Emitterwiderstand R_E festgelegt. Damit die Verstärkung infolge einer Wechselstromgegenkopplung nicht zu klein wird, hält C_E das Emitterpotential wechselstrommäßig auf Null. In dieser Schaltungsart ist die Leistungsverstärkung am größten, da sowohl eine hohe Spannungsverstärkung wie auch eine hohe Stromverstärkung möglich ist. Die Kollektorschaltung wird in Bild 44 vorgestellt. Diese Schaltung ermöglicht zwar keine Spannungsverstärkung, aber eine hohe Stromverstärkung. Das Produkt aus Spannungs- und Stromverstärkung (Leistungsver-

stärkung) ist dann selbstverständlich kleiner als bei der Emitterschaltung. Die Anwendung der Kollektorschaltung ist mit dem hohen Eingangswiderstand und dem niedrigen Ausgangswiderstand begründet. Auch hier ist sowohl der Eingang als auch der Ausgang gleichstrommäßig durch Koppelkondensatoren getrennt. Als Wechselstrom-Lastwiderstand $R_{a\sim}$ muß diesmal die Parallelschaltung des Emitterwiderstandes R_E mit dem Lastwiderstand R_L betrachtet werden.

Da die Basisschaltung mit RC-Kopplung im NF-Bereich kaum Bedeutung wegen des sehr niedrigen Eingangswiderstandes hat, wurde als Beispiel ein HF-Verstärker gewählt (Bild 45). Solche Schaltungen werden besonders wegen der sehr geringen Rückwirkung zwischen Eingang und Ausgang bei Hochfrequenz (über 100 MHz) gewählt. Die Koppelwicklung L_k am Eingang paßt den hochohmigen Schwingkreis L, C an den niedrigen Eingangswiderstand der Basisschaltung an. Bei der Basisschaltung ist die Stromverstärkung etwa gleich 1 und die Spannungsverstärkung hoch.

für Kfz. Maschinen, Werbung

PVC-Klebeschilder

FINNEN-BAU- u. Magnet-Schilder

BICHLMEIER 82 Ro-Kastenau

Erlenweg 17 Tel. 08031/31315

Damit ist auch hier die Leistungsverstärkung wesentlich geringer als in der Emitterschaltung. Gerade bei der Verstärkung von Signalen mit sehr hoher Frequenz ist der praktisch rückwirkungsfreie Betrieb aber so vorteilhaft, daß die geringere Leistungsverstärkung in Kauf genommen wird. Selbstverständlich sind auch Hochfrequenzverstärker in Emitterschaltung möglich; nur muß dann mehr Aufwand für eine Neutralisation der Schwingneigung getrieben werden. Für eine Schaltung nach Bild 45 gelten allerdings die h -Parameter nicht mehr, es müssen dann die komplexen y -Parameter angewandt werden. Mit diesem Bild sollte nur eine praktische Anwendung der Basisschaltung gezeigt werden.

Die h -Parameter sind nun keine konstanten Werte, sondern hängen teilweise stark vom Arbeitspunkt (I_C ; U_{CE}) ab. In den Bildern 46 und 47 sind die Strom- und die Spannungsabhängigkeit der h -Parameter dargestellt. Bei der Stromabhängigkeit der h -Parameter fällt besonders die starke Abhängigkeit von h_{11e} und h_{22e} auf. h_{11e} fällt etwa proportional zum Kollektorstrom; h_{22e} steigt etwa proportional mit diesem an. Die Abhängigkeit von h_{21e} und h_{12e} vom Kollektorstrom ist viel geringer und bei Strömen ab etwa 1 mA zu vernachlässigen. Daß die Stromverstärkung h_{21e} (β) bei sehr kleinen Kollektorströmen absinkt, wurde schon besprochen; das Stromverstärkungsmaximum ist hier sehr breit und liegt im Bereich von 1 bis 10 mA.

Daß die Werte der beiden h -Parameter h_{11e} und h_{21e} bei steigender Spannung ansteigen, wurde auch schon in einem anderen Zusammenhang festgestellt (Änderung der Basisweite w_{off} durch die Kollektorspannung). Aber diese Änderung ist gering (linearer Maßstab in Bild 47; logarithmischer Maßstab in Bild 46) gegenüber der Änderung der h -Parameter h_{11e} und h_{22e} mit dem Kollektorstrom. Die beiden Parameter h_{12e} und h_{22e} sind bis auf den Bereich sehr geringer Kollektorspannung (der kaum in Frage kommt) noch weniger von der Kollektorspannung abhängig. Aus den Bildern 46 und 47 kann somit entnommen werden, daß es für die meisten Anwendungsfälle genügt, nur die Strom-

abhängigkeit von h_{11e} und h_{22e} zu berücksichtigen; häufig ist sogar auch noch die Größe h_{22e} wegen des sehr großen Wertes parallel zum viel kleineren Außenwiderstand $R_{a\sim}$ zu vernachlässigen. Dann bleibt nur noch die Stromabhängigkeit von h_{11e} übrig. Da die Bilder 46 und 47 nur die relative Änderung der h -Parameter, bezogen auf einen bestimmten Arbeitspunkt angeben, müssen die Kennwerte für diesen Arbeitspunkt (üblicherweise $I_C = 2 \text{ mA}$ und $U_{CE} = 5 \text{ V}$) bekannt sein. Bild 48 zeigt diese Werte für den

Transistor BC 212, der nur 2 Stromverstärkergruppen A und B hat, andere Typen haben bis zu 3 Gruppen.

Mit den in Bild 48b angegebenen Gleichstromverstärkergruppen und einem Verlauf der Stromverstärkung ähnlich wie in Bild 23 (Maximum bei 10 mA) kann Gl. 21 nachgeprüft werden. Beim Arbeitspunkt $I_C = 2 \text{ mA}$ muß also β größer als B sein, was aus dem Vergleich von Bild 48a und b gut zu ersehen ist.

Da nicht immer Kennwerte und Kennlinien zur Verfügung stehen, können

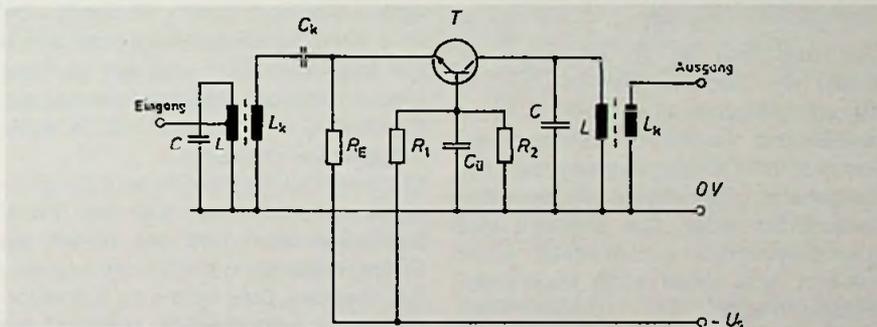
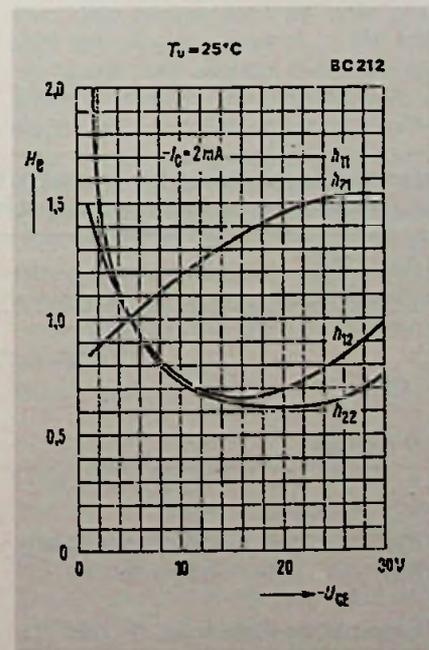
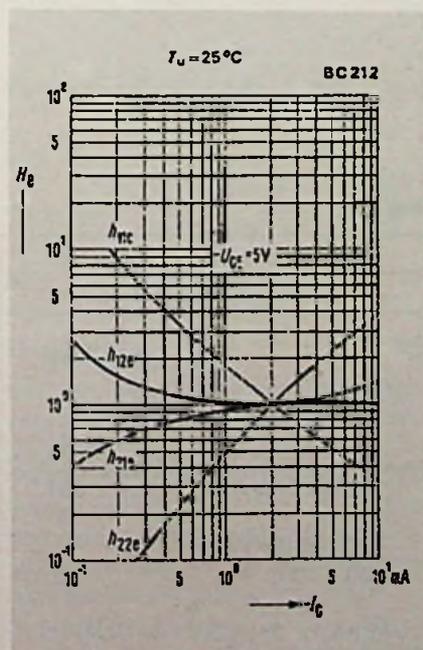


Bild 45. HF-Verstärker in Basisschaltung mit Anpassungstransformatoren

Bild 46. Abhängigkeit der h -Parameter vom Kollektorstrom, bezogen auf $I_C = 2 \text{ mA}$ (Siemens)

Bild 47. Abhängigkeit der h -Parameter von der Kollektorspannung, bezogen auf $U_{CE} = 5 \text{ V}$ (Siemens)



die wichtigsten h -Parameter bzw. deren Verknüpfung auch theoretisch (zumindestens in gewissen Grenzen) berechnet werden. Wird die allgemeine Transistorgleichung 16 nach U_{BE} differenziert, so ergibt sich die Steilheit S des Transistors.

$$I_C = I_{C_{BO}} \cdot e^{\frac{U_{BE}}{U_T}} \quad (16)$$

$$\frac{\partial I_C}{\partial U_{BE}} = \frac{1}{U_T} \cdot I_{C_{BO}} \cdot e^{\frac{U_{BE}}{U_T}} = \frac{I_C}{U_T} = S \quad (58)$$

Die Steilheit ist also dem Kollektorstrom direkt proportional. Für die Steilheit kann man aber auch einen anderen Ausdruck schreiben:

$$S = \frac{h_{21e}}{h_{11e}} = \frac{I_C}{U_T} \quad (59)$$

für $I_C \leq (20 \dots 50) \text{ mA}$

Wie aus Bild 46 zu erkennen ist, bleibt die Stromverstärkung h_{21e} im Bereich zwischen etwa 1 mA bis 10 mA annähernd konstant, während der Kurzschluß-Eingangswiderstand h_{11e} umgekehrt proportional mit dem Kollektorstrom sinkt. Die Steilheit muß also proportional zum Kollektorstrom steigen, was eben auch theoretisch gefunden wurde.

Beispiel: Wie groß ist die Steilheit theoretisch und praktisch berechnet beim Transistor BC 212 A und B für $I_C = 2 \text{ mA}$?

Nach Gl. 58 ergibt sich:

$$S = \frac{2 \cdot 10^{-3} \text{ A}}{26 \cdot 10^{-3} \text{ V}} = 77 \text{ mS}$$

und aus Gl. 59 folgt

Stromverstärkungsgruppe A:

$$S_1 = \frac{220}{2,7 \cdot 10^3 \Omega} = 81,5 \text{ mS}$$

Stromverstärkungsgruppe B:

$$S_2 = \frac{330}{4,5 \cdot 10^3 \Omega} = 73,3 \text{ mS}$$

Mittelwert der beiden Meßwerte:

$$S = \sqrt{S_1 \cdot S_2} = \sqrt{81,5 \cdot 73,3 \text{ mS}^2} = 77 \text{ mS},$$

also dasselbe wie theoretisch berechnet.

Für einen Strom $I_C = 1 \text{ mA}$ ergibt sich eine Steilheit von 38,5 mS bei $U_T = 26 \text{ mV}$; praktisch wird aber oft nur ein Wert von (33...35) mS je Milliampere erreicht. Man kann also sagen: Steilheit $S = (33 \dots 38,5) \text{ mS}$ je Milliampere Kollektorstrom.

Die theoretische Berechnung gilt allerdings nur soweit, als sich der Basisbahnwiderstand und der Abfall der Stromverstärkung noch nicht bemerkbar machen. Dies ist bis zu Kollektorströmen von maximal (20...50) mA der Fall. Um diese Behauptung nachzuprüfen, wurde bei einigen Transistoren die Steilheit ermittelt. Das Ergebnis dieser Messungen zeigt Bild 49: Für den Transistor BC 140 ist bei

$I_C = 20 \text{ mA}$ schon die Grenze erreicht, bei der die Abweichung zwischen dem theoretisch ermittelten Wert und dem Meßwert unzulässig groß wird; bei den Leistungstransistoren BD 109 oder 2 N 3055 ist die Näherung dagegen bis $I_C = 50 \text{ mA}$ brauchbar.

Ebenso wie die Steilheit S kann auch der Kurzschlußeingangswiderstand h_{11e} theoretisch berechnet werden.

Aus Gl. 58 ergibt sich:

$$\frac{\partial U_{BE}}{\partial I_C} = \frac{U_T}{I_C} = \frac{\partial U_{BE}}{\beta \partial I_B} = \frac{1}{\beta} \cdot h_{11e}$$

oder

$$h_{11e} = \beta \cdot \frac{U_T}{I_C} \quad (60)$$

für $I_C = (20 \dots 50) \text{ mA}$

Nun soll Gl. 60 wieder beim Transistor BC 212 A und B nachgeprüft werden.

Beispiel: Wie groß ist theoretisch der Kurzschluß-Eingangswiderstand für den Transistor BC 212 A und B bei $I_C = 2 \text{ mA}$? Vergleich mit den Werten aus Bild 48 a ($\beta = h_{21e}$)

BC 212 A:

$$h_{11e} = 220 \cdot \frac{26 \cdot 10^{-3} \text{ V}}{2 \cdot 10^{-3} \text{ A}} = 2,86 \text{ k}\Omega$$

(2,7 k Ω Vergleichswert)

BC 212 B:

$$h_{11e} = 330 \cdot \frac{26 \cdot 10^{-3} \text{ V}}{2 \cdot 10^{-3} \text{ A}} =$$

= 4,29 k Ω (4,5 k Ω Vergleichswert)

Die Abweichungen zwischen Theorie und Praxis erreichen also etwa $\pm 5\%$; bei der starken Streuung der Parameter ein sehr geringer Fehler. Selbstverständlich gelten auch bei der Berechnung von h_{11e} die Grenzen für den Kollektorstrom (20...50 mA). Da bei NF-Vorverstärkern selten ein größerer Kollektorstrom als (10...20) mA benötigt wird, können also mit genügender Genauigkeit die Werte von h_{11e} und S berechnet werden, ohne daß hierfür Kennlinienfelder nötig wären. Aus den beiden Vierpol-Grundgleichungen 37 und 38 können nun die für eine Schaltungsberechnung benötigten Gleichungen für den Eingangs- und Ausgangswiderstand sowie für die Strom- und Spannungsverstärkung

Bild 48. Kennwerte für den Transistor BC 212

a) h -Parameter; b) Gleichstromverstärkung

B-Gruppe	A	B	b)
$-I_C$ (mA)	$B (I_C/I_B)$	$B (I_C/I_B)$	
0,01	>90	150	
2	170 (120 bis 220)	290 (180 bis 460)	
100	120	200	
B-Gruppe	A	B	a)
h_{11e}	2,7 (1,6 bis 4,5)	4,5 (3,2 bis 8,5)	k Ω
h_{12e}	1,5	2	10^{-4}
h_{21e}	220 (125 bis 260)	330 (240 bis 500)	—
h_{22e}	18 (<30)	30 (<60)	μS
Dynamische Kenndaten ($T_U = 25^\circ\text{C}$): $-I_C = 2 \text{ mA}$; $-U_{CE} = 5 \text{ V}$; $f = 1 \text{ kHz}$			

abgeleitet werden. Nachstehend sind die Ergebnisse angegeben.

Eingangswiderstand

$$R_{e\text{ing}} = \frac{u_1}{i_1} = \frac{h_{11} + \text{deth} \cdot R_{a\sim}}{1 + h_{22} \cdot R_{a\sim}} \quad (61)$$

$$\text{deth} = h_{11} \cdot h_{22} - h_{12} \cdot h_{21} \quad (51)$$

$R_{a\sim}$ Wechselstrom-Lastwiderstand, z. B. $R_C \parallel R_L$ (Bild 43) oder $R_E \parallel R_L$ (Bild 44). Für eine weitere Vorstufe, die z. B. in Bild 43 vor die dort abgebildete Verstärkerstufe geschaltet wäre, ist der Wechselstrom-Lastwiderstand der ersten Stufe

$$R_{a\sim} = R_1 \parallel R_2 \parallel R_{e\text{ing}} \parallel R_C$$

($C_2 = \infty, C_{k2} = \infty, C_{k1} = \infty$).

Ausgangswiderstand

$$R_{a\text{usg}} = \frac{u_2}{i_2} = \frac{h_{11} + R_{g\sim}}{h_{22} \cdot R_{g\sim} + \text{deth}} \quad (62)$$

$R_{g\sim}$ Wechselstrom-Generatorwiderstand

In Bild 43 ist $R_{g\sim} = R_1 \parallel R_2 \parallel R_x$
 R_x Ausgangswiderstand der Vorstufe

Spannungsverstärkung

$$v_u = \frac{u_2}{u_1} = - \frac{h_{21} \cdot R_{a\sim}}{h_{11} + \text{deth} \cdot R_{a\sim}} \quad (63)$$

Stromverstärkung

$$v_i = \frac{i_2}{i_1} = \frac{h_{21}}{1 + h_{22} \cdot R_{a\sim}} \quad (64)$$

Leistungsverstärkung

$$v_p = v_u \cdot v_i \quad (65)$$

Näherungsbeziehungen

Für viele Anwendungsfälle ist es unnötig, die Gleichungen 61 bis 64 in der hier geschriebenen Form anzuwenden, weil sie sich bei Beachtung der tatsächlich vorhandenen Größen noch wesentlich vereinfachen lassen. In vielen Fällen, besonders bei komplizierten Schaltungen, kann nur bei Verwendung einfacher Näherungsbeziehungen der Überblick gewahrt bleiben.

Für die **Emitterschaltung** gilt mit $R_{a\sim} \leq 5 \text{ k}\Omega$, was meistens erfüllt ist:

$$v_{uo} = - \frac{h_{21e} \cdot R_{a\sim}}{h_{11e} + \text{deth}_e \cdot R_{a\sim}} \approx$$

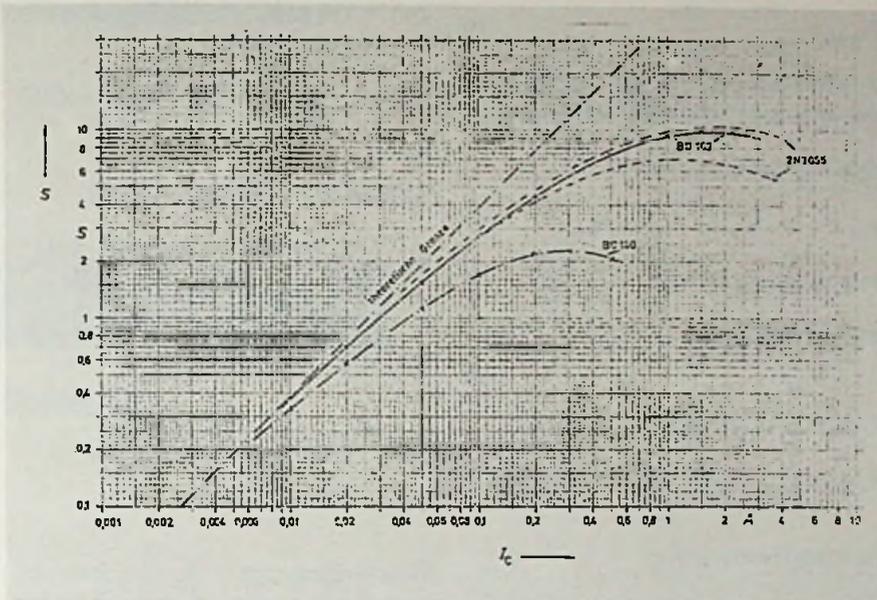


Bild 49. Steilheit S als Funktion des Kollektorstromes für die Transistoren BC 140; BD 109 und 2 N 3055

$$\approx - \frac{h_{21e}}{h_{11e}} \cdot R_{a\sim} = -S \cdot R_{a\sim} \quad (66)$$

$$\text{deth}_e \cdot R_{a\sim} \ll h_{11e}$$

und mit Gl. 58:

$$v_{uo} \approx - \frac{I_C}{U_T} \cdot R_{a\sim} \quad (67)$$

$$v_{io} = \frac{h_{21e}}{1 + h_{22e} \cdot R_{a\sim}} \approx h_{21e} \quad \text{mit}$$

$$h_{22e} \cdot R_{a\sim} \ll 1$$

$$v_{io} \approx h_{21e} \quad (68)$$

$$R_{e\text{ing}/e} = \frac{h_{11e} + \text{deth}_e \cdot R_{a\sim}}{1 + h_{22e} \cdot R_{a\sim}} \approx h_{11e}$$

$$R_{e\text{ing}/e} \approx h_{11e} \quad (69)$$

Bei der Betrachtung der Spannungsverstärkung in Emitterschaltung wurde gefunden, daß $\text{deth}_e \cdot R_{a\sim} \ll h_{11}$ ist; bei der Stromverstärkung stellte sich heraus, daß $h_{22e} \cdot R_{a\sim} \ll 1$ ist. Es können also im Zähler und Nenner diese beiden Größen in der Summe näherungsweise weggelassen werden.

Betrachtet man den Eingangswiderstand $R_{e\text{ing}/e}$ bei sehr großem Außen-

widerstand $R_{a\sim}$, so findet man durch Vergleich mit den Daten von Transistoren, daß der Minimalwert des Eingangswiderstandes etwa $h_{11e}/2$ beträgt. Der Eingangswiderstand schwankt also zwischen dem Kurzschluß-Eingangswiderstand h_{11e} und etwa dem halben Wert bei sehr großem Außenwiderstand $R_{a\sim}$. Es soll hier nicht überraschen, daß bei Vergrößerung von $R_{a\sim}$ der Eingangswiderstand nicht größer, sondern kleiner wird. Da die Ausgangsspannung der Emitterschaltung in Gegenphase zur Eingangsspannung liegt (Minuszeichen in Gl. 66 und Gl. 67), wird bei dessen Vergrößerung die Rückwirkung zum Eingang größer und deshalb der Eingangswiderstand kleiner.

$$R_{a\text{usg}} = \frac{h_{11e} + R_{g\sim}}{h_{22e} \cdot R_{g\sim} + \text{deth}} \approx$$

$$\approx \frac{1}{h_{22e}} \quad \text{für } R_{g\sim} = \infty$$

Ähnlich wie beim Eingangswiderstand kann man auch hier beim Vergleich mit den Transistordaten feststellen, daß der Ausgangswiderstand bei sehr geringerem Wert für $R_{g\sim}$ etwa doppelt so groß wie bei $R_{g\sim} = \infty$ wird.

$$R_{\text{ausg}} \approx \frac{1}{h_{22e}} \dots \frac{2}{h_{22e}} \quad (70)$$

Zusammenfassung der Näherungsbeziehungen für die Emitterschaltung:

Spannungsverstärkung

$$v_{ue} \approx -S \cdot R_{a\sim} = -\frac{I_c}{U_T} \cdot R_{a\sim} \quad (67)$$

Phasendrehung 180°

Stromverstärkung

$$v_{ie} \approx h_{21e} \quad (68)$$

Eingangswiderstand

$$R_{\text{eing}} \approx h_{11e} \dots \frac{h_{11e}}{2} \quad (69)$$

Ausgangswiderstand

$$R_{\text{ausg}} \approx \frac{1}{h_{22e}} \dots \frac{2}{h_{22e}} \quad (70)$$

Beispiel: Es sollen für den Transistor BC 212 A die Größen v_{ue} , v_{ie} , R_{eing} und R_{ausg} bei $R_C = 3,3 \text{ k}\Omega$ und $R_L = 4,7 \text{ k}\Omega$ für die Emitterschaltung nach Bild 43 bei $R_{g\sim} = 3,9 \text{ k}\Omega$ einmal nach den genauen Gleichungen und dann nach den Näherungsbeziehungen berechnet werden. Vergleich der beiden Ergebnisse. $I_c = 2 \text{ mA}$; $U_{CE} = 5 \text{ V}$. Aus Bild 48 kann entnommen werden:

$$h_{11e} = 2,7 \text{ k}\Omega; \quad h_{21e} = 220;$$

$$h_{12e} = 1,5 \cdot 10^{-4}; \quad h_{22e} = 18 \cdot 10^{-6} \text{ S}$$

Hieraus kann $deth$ berechnet werden zu:

$$deth = \frac{2,7 \cdot 10^3 \cdot 18 \cdot 10^{-6}}{1,5 \cdot 10^{-4} \cdot 220} = 1,56 \cdot 10^{-2}$$

$$R_{a\sim} = \frac{3,3 \text{ k}\Omega \cdot 4,7 \text{ k}\Omega}{3,3 \text{ k}\Omega + 4,7 \text{ k}\Omega} = 1,94 \text{ k}\Omega$$

$$v_{ue} = -\frac{220 \cdot 1,94 \cdot 10^3 \Omega}{2,7 \cdot 10^3 \Omega + 1,56 \cdot 10^{-2} \cdot 1,94 \cdot 10^3 \Omega}$$

$$= -156 \text{ oder}$$

$$v_{ue} = -\frac{220 \cdot 1,94 \cdot 10^3 \Omega}{2,7 \cdot 10^3 \Omega} = -158$$

oder

$$v_{ue} = -\frac{2 \cdot 10^{-3} \text{ A}}{26 \cdot 10^{-3} \text{ V}} \cdot 1,94 \cdot 10^3 \Omega = -149$$

Die Abweichungen mit den verschiedenen Näherungsgleichungen betra-

gen +1% bzw. -4,7%, sie sind also zu vernachlässigen.

$$v_{ie} = \frac{220}{1 + 18 \cdot 10^{-6} \text{ S} \cdot 1,94 \cdot 10^3 \Omega} = 212,5$$

oder

$$v_{ie} \approx 220 \text{ (Abweichung +3,5\%)}$$

$$R_{\text{eing}} = \frac{2,7 \cdot 10^3 \Omega + 1,56 \cdot 10^{-2} \cdot 1,94 \cdot 10^3 \Omega}{1 + 18 \cdot 10^{-6} \text{ S} \cdot 1,94 \cdot 10^3 \Omega} =$$

$$= 2,638 \text{ k}\Omega \text{ oder}$$

$$R_{\text{eing}} \approx 2,7 \text{ k}\Omega \text{ (Abweichung +2\%)}$$

$$R_{\text{ausg}} = \frac{2,7 \cdot 10^3 \Omega + 3,9 \cdot 10^3 \Omega}{18 \cdot 10^{-6} \text{ S} \cdot 3,9 \cdot 10^3 \Omega + 1,56 \cdot 10^{-2}} =$$

$$= 76,9 \text{ k}\Omega \text{ oder}$$

$$R_{\text{ausg}} = \frac{1}{18 \cdot 10^{-6} \text{ S}} \dots \frac{2}{18 \cdot 10^{-6} \text{ S}} =$$

$$= 55,56 \text{ k}\Omega \dots 111 \text{ k}\Omega$$

Die Abweichungen bei der Berechnung mit den viel einfacheren Näherungsgleichungen sind so gering, daß sich der Aufwand mit den genauen Gleichungen kaum lohnt.

Für die Kollektorschaltung gilt: ($R_{a\sim} \leq 5 \text{ k}\Omega$!)

$$v_{uc} = -\frac{h_{21c} \cdot R_{a\sim}}{h_{11c} + deth_c \cdot R_{a\sim}} = \frac{(h_{21c} + 1) \cdot R_{a\sim}}{h_{11c} + (h_{21c} + 1) \cdot R_{a\sim}} \approx 1, \quad (71)$$

da $h_{11c} \ll h_{21c} \cdot R_{a\sim}$

$$v_{ic} = \frac{h_{21c}}{1 + h_{22c} \cdot R_{a\sim}} = -\frac{h_{21c} + 1}{1 + h_{22c} \cdot R_{a\sim}} \approx -h_{21c} \text{ da (72)}$$

$$h_{22c} \cdot R_{a\sim} \ll 1$$

$$R_{\text{eing}/c} = \frac{h_{11c} + deth_c \cdot R_{a\sim}}{1 + h_{22c} \cdot R_{a\sim}} = \frac{h_{11c} + (h_{21c} + 1) \cdot R_{a\sim}}{1 + h_{22c} \cdot R_{a\sim}} \approx h_{11c} + h_{21c} \cdot R_{a\sim} = h_{11c} (1 + S \cdot R_{a\sim}) \quad (73)$$

oder nach Umformung:

$$R_{\text{eing}/c} = \frac{h_{11c}}{1 - v_{uc}} \quad (74)$$

Selbstverständlich darf in Gl. 74 für v_{uc} nicht der Wert 1 eingesetzt werden,

weil sonst der Eingangswiderstand unendlich groß würde. Hier muß der genaue Wert genommen werden.

$$R_{\text{ausg}/c} = \frac{h_{11c} + R_{g\sim}}{h_{22c} \cdot R_{g\sim} + deth_c} \approx \frac{h_{11c} + R_{g\sim}}{h_{22c} \cdot R_{g\sim} + h_{21c} + 1} \approx \frac{h_{11c} + R_{g\sim}}{h_{21c}} \text{ da} \quad (75)$$

$$h_{22c} \cdot R_{g\sim} \ll h_{21c}$$

Für den Sonderfall, daß $R_{g\sim}$ sehr klein ist, kann Gl. 75 noch vereinfacht werden:

$$R_{\text{ausg}/c} \approx \frac{1}{S} \quad (76)$$

Zusammenfassung der Näherungsbeziehungen für die Kollektorschaltung:

$$v_{uc} \approx 1 \quad (71)$$

Keine Phasendrehung

$$v_{ic} \approx -h_{21c} \quad (72)$$

$$R_{\text{eing}/c} \approx h_{11c} + h_{21c} \cdot R_{a\sim} = h_{11c} (1 + S \cdot R_{a\sim}) = \frac{h_{11c}}{1 - v_{uc}} \quad (73, 74)$$

$$R_{\text{ausg}/c} \approx \frac{h_{11c} + R_{g\sim}}{h_{21c}} \quad (75)$$

oder für $R_{g\sim} \ll h_{11c}$:

$$R_{\text{ausg}/c} \approx \frac{1}{S} \quad (76)$$

(Wird fortgesetzt)

Neue Service-Unterlagen

Autoradios

Blaupunkt. Essen-Stereo CR/US, Lübeck CR/Super-Arimat, Coburg-Stereo CR, Coburg-Stereo CR/Super-Arimat, Limburg-Mono, Toulouse CR Mono, Baden-Baden Stereo, Limburg-Stereo, Motorregel-Platte 1451 A1 und 7822 A2.

Philips. 22 AC 894.

Lehrgang für Radio- und Fernsehtechniker:

Einführung in die Digitaltechnik

12. Folge: Zahlensysteme und Codes (II)

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

20. Rechnen im Dual- und Sedezimalsystem

Additionen und Subtraktionen erfolgen im Dual- und Sedezimalsystem fast so wie im Dezimalsystem. Der Unterschied besteht lediglich darin, daß der Übertrag nicht den Wert 10, sondern beim Dualsystem den Wert 2, beim Sedezimalsystem den Wert 16 hat. Die Grundrechenregeln für Dualzahlen sind in Bild 20.1. aufgeführt. Als Übung soll die Summe der Dualzahlen 1011

(dezimal 11) und 1001 (dezimal 9) ermittelt werden. Wir gehen, wie es auch bei Dezimalzahlen üblich ist, von der niederwertigsten Stelle aus und addieren Stelle für Stelle (Bild 20.2.).

Die Addition zweier Sedezimalzahlen ist in Bild 20.3. dargestellt. Zuerst werden auch hier die niederwertigsten Stellen addiert, und ein Übertrag der nächsthöheren Stelle hinzugefügt. Will man das Ergebnis im Dezimalsystem kontrollieren, ein Tip: C entspricht der dezimalen 12, 12 · 16 ist 192 + 2 = 194. In Bild 20.4. wird von der Dualzahl 1101 die Dualzahl 1011 abgezogen. Wieder mit der niederwertigsten Stelle beginnend, ziehen wir Stelle für Stelle ab, wobei ein eventueller Übertrag von der nächsthöheren Stelle abgezogen wird. Als Ergebnis der Subtraktion bekommt man die Dualzahl 0010.

Das gleiche machen wir in Bild 20.5. mit den beiden Sedezimalzahlen B3H und 9FH. Fangen wir wieder bei der niederwertigsten Stelle an und subtrahieren dann Stelle für Stelle. Das Ergebnis ist 14H entsprechend der Dezimalzahl 20. Bei der Datenverarbeitung, wo mit speziellen Digitalschaltungen (Addieren)

$$\begin{array}{l} 0+0=0 \\ 1+0=1 \\ 0+1=1 \\ 1+1=1 \text{ (+Übertrag 1)} \end{array}$$

Bild 20.1. Rechenregeln für die Addition von Dualzahlen

$$\begin{array}{r} \phantom{\text{Überträge:}} \phantom{\text{dezimal}} \\ \phantom{\text{Überträge:}} \phantom{\text{dezimal}} \\ \phantom{\text{Überträge:}} \phantom{\text{dezimal}} \\ \hline \text{Überträge: } 1 \phantom{\text{dezimal}} \\ \phantom{\text{Überträge:}} 10100 \phantom{\text{dezimal}} \end{array}$$

Bild 20.2. Addition der Dualzahlen 1011 und 1001

$$\begin{array}{r} \phantom{\text{Überträge:}} \phantom{\text{dezimal}} \\ \phantom{\text{Überträge:}} \phantom{\text{dezimal}} \\ \phantom{\text{Überträge:}} \phantom{\text{dezimal}} \\ \hline \text{Überträge: } 1 \phantom{\text{dezimal}} \\ \phantom{\text{Überträge:}} 0C2H \phantom{\text{dezimal}} \end{array}$$

Bild 20.3. Addition der Sedezimalzahlen AFH und 13H

Anzeigenschluß für FUNK-TECHNIK

Heft Nr. 3/80 ist am 8. 2. 80

Farbbildröhren heute bestellen, morgen einbauen

- Industrie-Qualität erleichtert den Service
- Noch preiswerter durch unseren Nettopreis
- Lieferung frachtfrei, Nahbereich Express frei
- Altkolbenrücklieferung auf unsere Kosten
- Bei Garantie immer Voraussatz frachtfrei
- Alles für F.S.-Service und Antennenbau

Liste für Werkstätten und Fachhändler gratis

Rauschhuber Fachgroßhandlung, Gaußstraße 2, 8300 Landshut
Telefon (08 71) 13 88, Tag und Nacht für Sie dienstbereit



tatsächlich im Dualsystem gerechnet wird, sind die Grundrechnungsarten Subtraktion, Multiplikation und Division alle auf die Grundrechnungsart Addition zurückgeführt. In einer neuen Serie „Mikrocomputer“, die Anfang nächsten Jahres in der Funk-Technik erscheint, wird darauf genauere eingegangen.

21. Codieren von Zahlen

Codiert man eine Dezimalzahl, zum Beispiel die Zahl 593 in die Dualzahl 1001010001 um, so ergibt diese Kombination aus zehn Zeichen ein duales Zahlwort. Man spricht dann von einem Wort-Code.

BCD-Code (8-4-2-1-Code)

Eine andere Möglichkeit ist die ziffernweise Codierung. Dabei wird jede Ziffer

einer Zahl einzeln, binär codiert, so daß Binärwörter entstehen. Für unser Beispiel 593 – dezimal – heißt das, daß die Ziffern 5, 9, 3 einzeln als Dualzahlen geschrieben werden.

5	9	3
0101	1001	0011

Diesen Code nennt man Zifferncode. In Tabelle 10 sind einige gebräuchliche Coder- und Decoderschaltungen zur Umwandlung von Ziffern unterschiedlicher Zahlensysteme aufgelistet.

ASCII-Code

Ähnlich, wie man Ziffern in Dualzahlen codieren kann, gibt es auch Codes, mit denen man neben Ziffern auch Buchstaben in Binärwörter umschlüsseln kann. Einer der wichtigsten Codes in

der Digital- und Mikrocomputertechnik ist der ASCII-Code (sprich: aski, american standard code for information interchange).

Decoder für 7-Segment-Anzeige

In der Rundfunk- und Fernsehetechnik sind Anzeigen für Ziffern meist als 7-Segment-Anzeigen ausgeführt. Für die einzelnen Ziffern 0 bis 9 leuchten die in Bild 21.1. angegebenen Segmente auf. Zur Ansteuerung solcher 7-Segment-Anzeigen gibt es fertige BCD-7-Segment-Decoder und Hexadezimal-7-Segment-Decoder. Hier sind die Bausteine 7446A für BCD- und 9368 für Hexadezimalumwandlung gebräuchliche Typen. Die Wahrheitstabelle des Hexadezimal-Decoders ist in Bild 21.2. dargestellt.

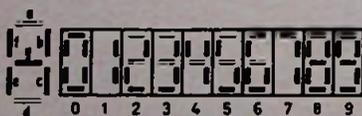
$$\begin{array}{r}
 1101 \text{ dezimal } 13 \\
 - 1011 \text{ dezimal } 11 \\
 \hline
 \text{neg. Übertrag } 1 \quad \quad \quad _ \\
 0010 \text{ dezimal } 2
 \end{array}$$

Bild 20.4. Subtraktion der Dualzahlen 1101 und 1011

$$\begin{array}{r}
 0B3H \text{ dezimal } 179 \\
 - 09FH \text{ dezimal } 159 \\
 \hline
 \text{neg. Übertrag } 1 \quad \quad \quad _ \\
 14H \text{ dezimal } 20
 \end{array}$$

Bild 20.5. Subtraktion der Sedezimalzahlen B3H und 9FH

Bild 21.1. Darstellung der Dezimalziffern 0 bis 9 mit einer 7-Segment-Anzeige



Segment-Identifizierung und Darstellung der möglichen Funktionen

Bezeichnung	Pro Electron	Funktion
74141	FLL 101	BCD-Dezimal-Decoder
74145	FLL 111	BCD-Dezimal-Decoder
74147	-	4-Bit-Dezimal-BCD-Umsetzer
7446A	FLL 121 U	BCD-7-Segment-Decoder
74154	FLY 141	4-Bit-Binärdecoder-Demultiplexer
74184	FLH 561	6-Bit-BCD-Binär-Umsetzer
74185	FLH 571	6-Bit-Binär-BCD-Umsetzer

Bild 21.2. Wahrheitstabelle des Hexadezimal-7-Segment-Decoders 9368

Tabelle 10. Bausteinübersicht einiger integrierter Decoderschaltungen

Dezimal-zahl	Eingänge				Ausgänge							7-Segment-Hexadez.-Anz.
	A ₃	A ₂	A ₁	A ₀	a	b	c	d	e	f	g	
0	L	L	L	L	H	H	H	H	H	H	L	0
1	L	L	L	H	L	H	H	L	L	L	L	1
2	L	L	H	L	H	H	L	H	H	L	H	2
3	L	L	H	H	H	H	H	H	L	L	H	3
4	L	H	L	L	L	H	H	L	L	L	H	4
5	L	H	L	H	H	L	H	H	L	H	H	5
6	L	H	H	L	H	L	H	H	H	H	H	6
7	L	H	H	H	H	H	H	L	L	L	L	7
8	H	L	L	L	H	H	H	H	H	H	H	8
9	H	L	L	H	H	H	H	L	L	L	H	9
10	H	L	H	L	H	H	H	L	H	H	H	A
11	H	L	H	H	L	L	H	H	H	H	H	B
12	H	H	L	L	H	L	L	H	H	H	L	C
13	H	H	L	H	L	H	H	H	H	L	H	D
14	H	H	H	L	H	L	L	H	H	H	H	E
15	H	H	H	H	H	L	L	L	H	H	H	F

Weitere Codes sind zum Beispiel in dem Buch „Von der Schaltalgebra zum Mikroprozessor“ angegeben, das der Autor im Franzis-Verlag veröffentlicht hat.

22. Sichern von Codes

Wenn mit einem Datensignal zum Beispiel die BCD-codierte Dezimalzahl 5 (0101) übertragen wird, kann es durchaus vorkommen, daß Störsignale auf dem Übertragungsweg das Binärwort 0101 verfälschen, und der Empfänger beispielsweise das Wort 0100 (4) aufnimmt.

Gegen das unbemerkte Verändern eines Datensignals kann man sich schützen, wenn der Code in dem die Nachricht übertragen wird „gesichert“ ist.

Das Sichern von Codes kann in zwei Schritten vorgenommen werden: durch Fehlererkennung und durch Fehlerkorrektur. Zur Fehlererkennung wird dem Binärwort noch eine Stelle hinzugefügt, die mit einem „Paritätsbit“ besetzt wird. Ob das Paritätsbit nun eine „1“ oder eine „0“ ist, hängt davon ab, wie viele „Einser“ im Binärwort selbst sind. Ist die Zahl der Einser gerade (Bild 22.1. oben) kann dem Paritätsbit eine „0“ zugeordnet werden; ist die Zahl der Einser ungerade, muß das Paritätsbit dann „1“ sein. Man spricht bei dieser Zuordnung von gerader Parität, bei ungerader Parität ist die Zuordnung genau umgekehrt. Beim Empfang des Binärwortes wird nun geprüft, ob die Parität des Binärwortes noch mit dem Wert des Paritätsbits übereinstimmt. Ist das nicht der

Fall, muß das Binärwort auf dem Übertragungsweg verändert worden sein, und es kann eine Wiederholung verlangt werden. Selbstverständlich wird es auch vorkommen, daß zum Beispiel aus einer „0“ eine „1“ und aus einer „1“ eine „0“ wird (im selben Wort). Anhand des Paritätsbits ist dieser Fehler dann nicht mehr zu erkennen, doch sind solche Fälle sehr selten.

Damit ein Fehler nicht nur erkannt, sondern auch automatisch korrigiert werden kann, muß die Paritätskontrolle erweitert werden. Mehrere Binärworte sind dazu in einem Block zusammenzufassen, dessen Spalten und Zeilen mit Paritätsbits versehen werden (Bild 22.2.). Zur Fehlerermittlung wird beim Empfang der Wort-Block horizontal und vertikal überprüft. In Bild 22.2. ist im

ORDNUNG MUSS SEIN

Der abgeschlossene Jahrgang Ihrer Fachzeitschrift wird als Nachschlagewerk wertvoll, wenn Sie Ihre „alten“ Hefte archivieren.

Unsere Sammelboxen und Einbanddecken helfen Ihnen dabei.

Bestellen Sie noch heute unter Angabe des gewünschten Jahrganges bei

FUNK
TECHNIK

VERTRIEBS-SERVICE
Postfach 102869
6900 Heidelberg 1

Die Sammelboxen für Ihre Zeitschrift kosten 14,80 DM/St., die Einbanddecken 9,80 DM/St.

Binärwort	Paritätsbit
1101001	0
1001001	1

Bild 22.1. Um Übertragungsfehler im Empfänger erkennen zu können, werden die Binärworte im Sender (hier auf gerade Parität) um ein „Paritätsbit“ ergänzt

	Paritätsbit
1101001	0
1001001	1
0110110	1
1010101	0

1001011	Prüfwort

Bild 22.2. Ein falsch übertragenes Binärwort kann nach der Überprüfung mit Paritätsbits (die waagerechten Paritätsbits bilden ein Prüfwort) automatisch korrigiert werden

dritten Wort die vierte Stelle falsch besetzt (0 statt 1). Bei der Überprüfung stößt man auf diese Stelle da in der dritten Zeile und in der vierten Spalte das Paritätsbit einen Fehler signalisiert, die betroffene Stelle also im Kreuzungspunkt liegen muß. Korrigiert wird das falsche Binärzeichen indem man es durch sein Komplementärzeichen ersetzt.

Auch beim Videotext wird zur Übertragung von Uhrzeit, Seitennummern und Steuerworten ein gesicherter Code, der „Hamming-Code“, verwendet. Er hat neben 4 „Informationsbits“ zur Darstellung der 16 Sedezimalziffern, noch 4 „Schutzbits“. (Wird fortgesetzt)

Was heißt DIN?

DIN steht seit 1975 für „Deutsches Institut für Normung e. V.“, und nicht etwa für „Deutsche Industri-Norm“ oder gar für „Das ist Norm“. Wie das Institut mitteilt, werden diese Fehlinterpretationen auch nicht zutreffender, wenn sie in manch einem Lexikon stehen.

Resonanz-Transformation:

Die Anpassung von Impedanzen (I)

Grafische Lösungen im Smith-Diagramm

Dipl.-Ing. Hans Peschl, Ritterhude

Genügt es im Nf-Bereich meist die Realteile von komplexen Widerständen anzupassen, so darf bei hohen Frequenzen der Imaginärteil keinesfalls vernachlässigt werden. Das Anpassungs-Netzwerk läßt sich zwar berechnen, doch führt die grafische Lösung im Smith-Diagramm viel schneller zum Ziel. Für alle die schon einmal mit dem Smith-Diagramm gearbeitet haben ruft der Autor die verschiedenen Lösungswege ins Gedächtnis zurück, und zeigt anhand praktischer Beispiele den beinahe schematischen Ablauf des Verfahrens.

In einer vorangegangenen Arbeit [1] wurde die Widerstandstransformation mit Hilfe von Blindwiderständen ausführlich untersucht. Um den physikalischen Hintergrund klar zu zeigen wurde dort nur der Fall der Transformation reiner Wirkwiderstände in einen ebenfalls rein ohmschen Widerstand anderen Wertes behandelt. In den meisten Fällen sind jedoch besonders im HF-Bereich komplexe Widerstände einander anzupassen.

Die rein rechnerische Behandlung des Problems ist einfach, doch wird die zahlenmäßige Auswertung häufig sehr umfangreich. Besonders dann, wenn anstelle von konzentrierten Schaltelementen, wie Spulen und Kondensatoren, für den Aufbau der Transformations-schaltung Leitungen benutzt werden. Mit Hilfe grafischer Lösungsverfahren erhält man dagegen das Ergebnis praktisch sofort ohne umständliche Rechnung. Hinzu kommt noch, daß bei den grafischen Lösungsverfahren der physikalische Vor-

gang der Impedanztransformation augenfällig erkennbar bleibt, und der Aufbau der Transformationsschaltung aus dem Transformationsweg selbst direkt abzulesen ist. Und nicht zuletzt lassen sich einige Übertragungsgrößen der Transformationsschaltung, die sonst erst berechnet werden müßten, bei geeignet gewählten grafischen Lösungsverfahren unmittelbar aus dem Diagramm ablesen. Für die grafische Lösung am besten geeignet ist das „Smith-Diagramm“ (Bild 1). Das ist eine Darstellung der komplexen Zahlenebene, wobei durch eine „Maßstabsverzerrung“ (konforme Abbildung) der auswertbare Zahlenbereich verhältnismäßig groß ist. „Rechenoperationen“ lassen sich in diesem Diagramm sehr leicht grafisch durchführen. Der Umgang mit dem Smith-Diagramm ist in [2] ausführlich besprochen. Diagrammvordrucke sind im Schreibwarenhandel erhältlich.

Angenommen sei zunächst der einfache Fall, daß ein komplexer Lastwiderstand an einen Generator mit rein ohmschen Innenwiderstand angepaßt werden soll.

Beispiel 1: Bei der Frequenz $f = 30 \text{ MHz}$ soll eine Lastimpedanz $Z_a = 19,1 \cdot e^{j78,8^\circ} \Omega$ an einen Generator mit dem Innenwiderstand $R_i = 75 \Omega$ angepaßt werden.

Aufgabe a). Die Transformationswege, die sich beim Benutzen von maximal 2 Blindwiderständen für den Aufbau der Anpassungs-Schaltung ergeben, sind in das Smith-Diagramm einzuzeichnen. Für den kürzesten Transformationsweg sind die Werte der Bauelemente anzugeben. Beim Smith-Diagramm ist es nicht ohne weiteres möglich, einen durch Betrag

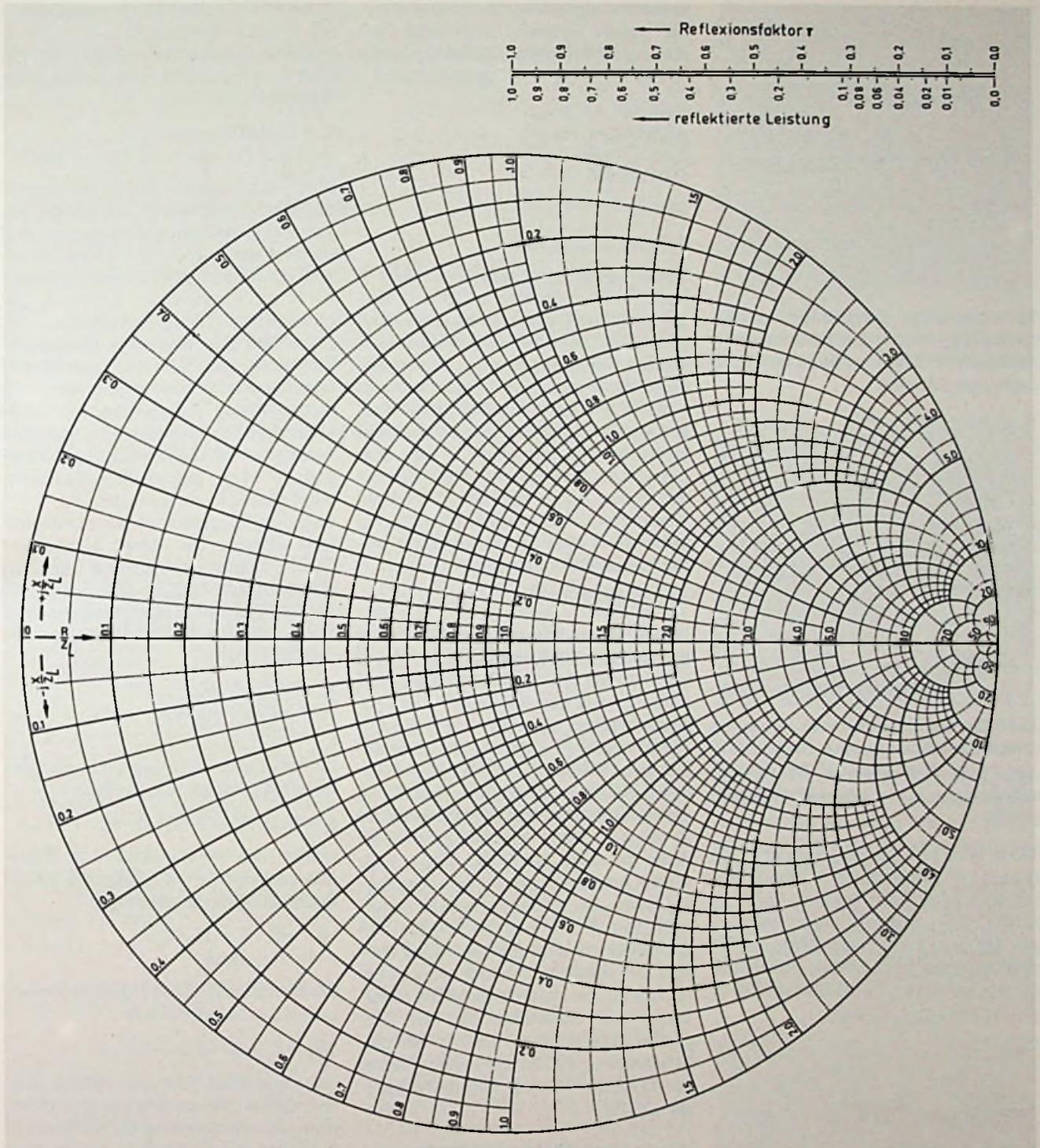


Bild 1. Handelsübliche (vereinfachte) Ausführung des Smith-Diagrammes

und Phasenwinkel beschrieben (also in Polarkoordinaten angegebenen) komplexen Widerstand oder Leitwert direkt als Punkt in das Diagramm einzuzeichnen. Vielmehr muß erst auf Realteil

und Imaginärteil umgerechnet werden:

$$Z_a = 19,1 \cdot e^{j78,8^\circ} \Omega = (3,74 + j18,73) \Omega = R_a + jX_a$$

Für das Einzeichnen dieses Punktes in

das Smith-Diagramm ist jetzt noch die Bezugsgröße Z_L als Normierungsgröße notwendig. Ihr Wert darf frei gewählt werden, doch sollte man darauf achten, daß sich entweder eine gut ablesbare Zah-

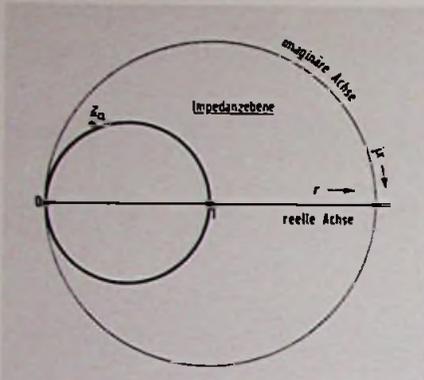


Bild 2. So werden der normierte Lastwiderstand \underline{z}_a und der normierte Innenwiderstand r_i (Punkt 1) in das Smith-Diagramm eingetragen

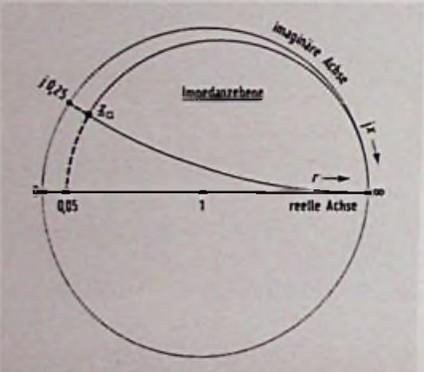
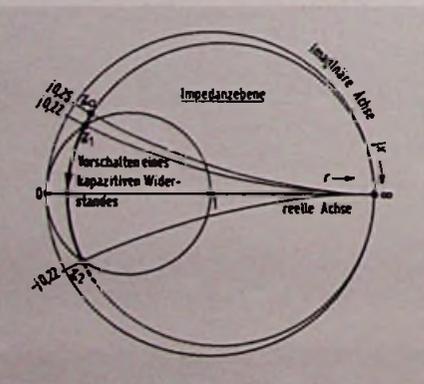


Bild 3. Der Kreis ist die Ortskurve eines komplexen Widerstandes. Sie entsteht wenn dem Widerstand R_i Blindwiderstände von $\pm j0 \dots \infty$ parallelgeschaltet werden

Bild 4. Wird zum Lastwiderstand \underline{z}_a ein kapazitiver Widerstand in Reihe geschaltet, verschiebt das den Punkt \underline{z}_a auf dem dick eingezeichneten Kreisbogen. Mit geeigneten Kapazitätswerten wird dann der gewünschte Realteil R_i der äquivalenten Parallelschaltung in den Punkten $\underline{z}_1, \underline{z}_2$ erreicht



lenrelation ergibt oder die für eine eventuelle weitere Auswertung günstige Darstellung. Im Beispiel hat die Bezugsgröße den Wert $Z_L = R_i = 75 \Omega$. Dann ergibt sich:

$$\begin{aligned} \underline{z}_a / Z_L &= (R_a + jX_a) / Z_L \\ &= Z_a / R_i = \underline{z}_a = r_a + jx_a \\ \underline{z}_a &= (3,74 + j18,73) \Omega / 75 \Omega = \\ &= 0,05 + j0,25 \end{aligned}$$

und

$$R_i / Z_L = r_i = 75 \Omega / 75 \Omega = 1$$

Beide Punkte (\underline{z}_a, r_i) lassen sich jetzt in das Diagramm einzeichnen (Bild 2); hierbei stellt das Diagramm die Impedanzebene dar. Die Aufgabe besteht nun darin, eine Kombination von 2 Blindwiderständen zu finden, so daß man vom Punkt \underline{z}_a zum Punkt r_i (1) gelangt. Dazu wird zuerst ein Kreis gezeichnet, der durch den Nullpunkt und den Punkt 1 des Diagramms geht und dessen Mittelpunkt auf der reellen Achse liegt (Bild 3). Dieser Kreis ist die Ortskurve für den komplexen Widerstand einer Parallelschaltung, wobei der normierte Widerstand

$$R_i / Z_L = r_i = R_i / R_i = 1$$

ist, der Wirkwiderstand also den Wert R_i hat, und der Blindwiderstand alle Werte von $-j\infty$ bis $+j\infty$ annehmen kann. Der Punkt \underline{z}_a muß also auf diesen Kreis gebracht werden, denn dort ist der gewünschte Realteil R_i gegeben. Ein Verschieben des Punktes \underline{z}_a in Richtung auf diesen Kreis hin ist durch Reihenschaltung eines kapazitiven Blindwiderstandes zu \underline{z}_a möglich. Dann wandert \underline{z}_a auf dem Kreis, der durch den Punkt 0,05 auf der reellen Achse und den Punkt ∞ des Diagramms geht, entgegen dem Uhrzeigersinn (Bild 4). Der Wert des kapazitiven Blindwiderstandes muß so gewählt werden, daß entweder Punkt \underline{z}_1 oder \underline{z}_2 erreicht wird. Die dazu notwendigen Daten lassen sich unmittelbar aus dem Diagramm ablesen: Der Punkt \underline{z}_a hat den Blindanteil $jx_a = j0,25$, der Punkt \underline{z}_1 einen von $j0,22$, und Punkt \underline{z}_2 hat den Blindanteil $-j0,22$.

Um also vom Punkt \underline{z}_a beispielsweise zum Punkt \underline{z}_1 zu gelangen, muß ein kapazitiver Blindwiderstand des normierten Wertes

$$\begin{aligned} -jx_1 &= -jX_1 / R_i = \\ &= -j(0,25 - 0,22) = -j0,03 \end{aligned}$$

vorgeschaltet werden. Das heißt, zu dem komplexen Abschlußwiderstand

\underline{z}_a ist der kapazitive Blindwiderstand $-jX_1 = -j0,03 \cdot R_i = -j2,25 \Omega$ in Reihe zu schalten (Bild 5a). Bei der Frequenz $f = 30 \text{ MHz}$ entspricht dem ein Kapazitätswert von

$$\begin{aligned} C_1 &= 1 / (2,25 \Omega \cdot \omega) = \\ &= 1 / (2,25 \Omega \cdot 2 \cdot \pi \cdot 3 \cdot 10^7 \text{ Hz}) = 2,36 \text{ nF} \end{aligned}$$

Wird jetzt zu dem in Bild 5a dargestellten Blindwiderstand jX_{p1} ein gleich großer, aber kapazitiver Blindwiderstand parallel geschaltet, so kompensieren sich die beiden Blindanteile, und übrig bleibt am Eingang der Schaltung der gewünschte Eingangswiderstand R_i (Bild 5b). Der Wert des Blindwiderstandes jX_{p1} läßt sich nicht unmittelbar dem Diagramm entnehmen. Aber eine zahlenmäßige Auswertung ist sofort möglich, wenn anstelle des komplexen normierten Widerstandes \underline{z}_1 der Kehrwert $y_1 = 1/\underline{z}_1$, also der komplexe normierte Leitwert eingetragen wird.

Im Smith-Diagramm ist diese Umwandlung einfach: Der Punkt \underline{z}_1 wird am Punkt 1 des Diagramms gespiegelt (Drehung um 180° im Diagramm, Bild 6). Das Diagramm stellt dann die komplexe Leitwertebene dar. Der so gewonnene Punkt

$$\begin{aligned} y_1 &= Y_1 / Y_L = \underline{y}_1 \cdot Z_L = \\ &= (G_1 + jB_1) / Y_L = g_1 + jb_1 = \\ &= 1 + j4,36 \end{aligned}$$

ist der normierte Leitwert der mittleren Schaltung von Bild 5a. Der Wert

$$g_1 = 1 = G_1 / Y_L = G_1 \cdot Z_L = G_1 \cdot R_i$$

besagt, daß der Wirkleitwert der Parallelschaltung $G_1 = 1/R_i$ beträgt. Der Blindanteil hat den normierten Wert

$$\begin{aligned} -jb_1 &= -jB_1 / Y_L = -jB_1 \cdot Z_L = \\ &= -jB_1 \cdot R_i = -j4,36. \end{aligned}$$

Dies entspricht einem induktiven Blindwiderstand mit dem Wert

$$1/B_1 = X_{p1} = R_i / 4,36 = 17,20 \Omega.$$

Ein kapazitiver Blindwiderstand gleicher Größe dazu parallel geschaltet bewirkt, daß der gesamte Blindleitwert zu Null wird und als Eingangswiderstand der Schaltung der Wert R_i alleine übrig bleibt. Mit einem Kapazitätswert von $C_{p1} = 1 / (\omega \cdot 17,2 \Omega) = 308 \text{ pF}$ läßt sich bei der gegebenen Frequenz $f = 30 \text{ MHz}$ diese Kompensation erreichen (rechte Schaltung Bild 5b). Das Zuschalten des Kondensators entspricht der Verschiebung des Punktes

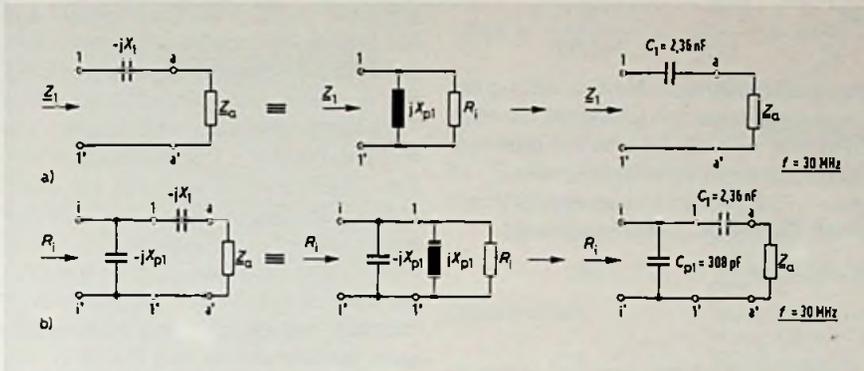


Bild 5. a) Der kapazitive Reihenwiderstand $-jX_1$ (links) verändert den Wert von Z_a so, daß die äquivalente Parallelschaltung (Mitte) den gewünschten Realteil R_1 hat. Bei der Frequenz $f = 30 \text{ MHz}$ bewirkt dies ein Kondensator mit der Kapazität $C_1 = 2,36 \text{ nF}$. b) Der kapazitive Parallelwiderstand $-jX_{p1}$ (links) verändert den Wert von Z_1 so, daß der Blindwiderstand jX_{p1} an den Klemmen $i-i'$ nicht mehr in Erscheinung tritt und nur R_1 übrigbleibt (Mitte). Bei $f = 30 \text{ MHz}$ bewirkt dies eine Kapazität $C_{p1} = 308 \text{ pF}$ (rechts)

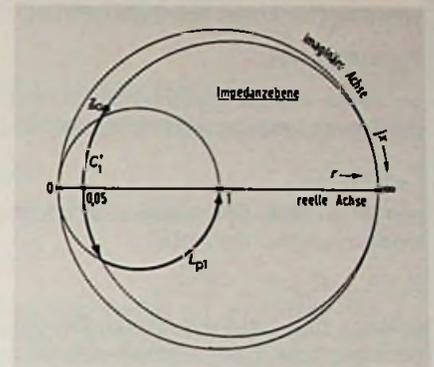


Bild 8. Der zweite mögliche Transformationsweg zur gewünschten Anpassung mit maximal 2 Blindwiderständen

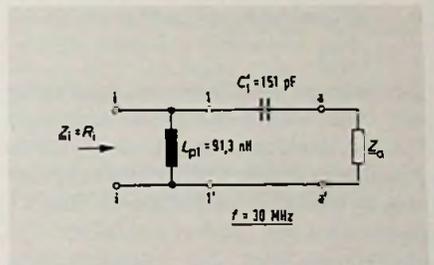


Bild 9. Bei der Frequenz $f = 30 \text{ MHz}$ ist für den zweiten Transformationsweg dieses Netzwerk notwendig

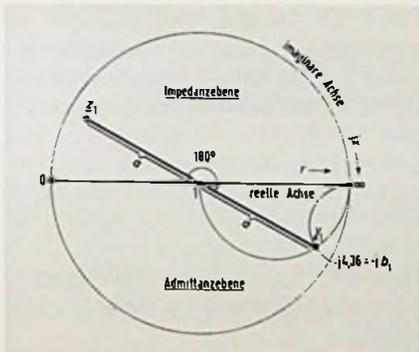
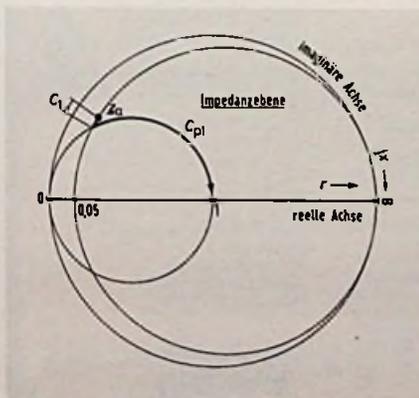


Bild 6. Der Übergang vom komplexen Widerstand auf den komplexen Leitwert (beide normiert) erfolgt durch Spiegeln am Punkt 1 des Smith-Diagrammes

Bild 7. Transformationsweg der Schaltung aus Bild 5 b (rechts)



Z_1 längs dem durch 1 und ∞ gezeichneten Kreis bis zum Punkt 1 (Anpassung). Wie Bild 7 zeigt, bewirkt das Zuschalten dieses Kondensators in der Impedanzebene das Verschieben des Punktes Z_1 entlang dem durch 0 und 1 gehenden Kreis bis zum Punkt 1. Der zweite Transformationsweg vom Punkt Z_a über Z_1 nach Z_2 und von dort nach 1 ist in Bild 8 dargestellt und die zugehörige Schaltung in Bild 9. Die Auswertung erfolgt nach dem obigen Vorgehen und ergibt:

$$-jx'_1 = -j0,47 \rightarrow C'_1 = 151 \text{ pF}$$

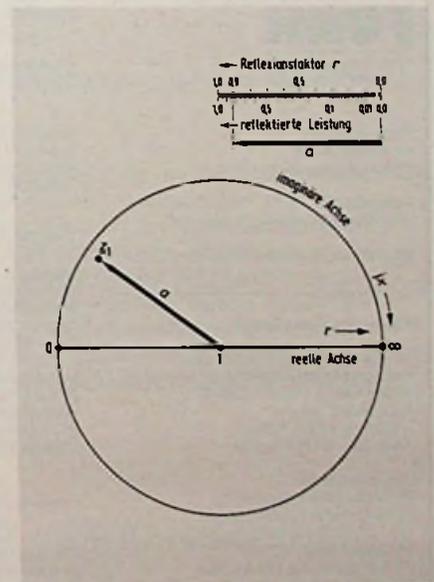
$$+jb'_1 = +j4,36 \rightarrow L_{p1} = 91,3 \text{ nH}$$

Selbstverständlich spielt bei der Frequenzabhängigkeit der Gesamtschaltung auch die Frequenzabhängigkeit von Z_a selbst eine Rolle.

Aufgabe b). Wie groß ist der Gewinn an Leistungsumsatz im Lastwiderstand Z_a , der sich durch die Impedanzanpassung ergibt? Die Anpassungsschaltung ist dabei als verlustfrei anzusehen.

Der Lastwiderstand Z_a ist auf den Innenwiderstand R_1 des Generators normiert. Damit wird das Smith-Diagramm gleichzeitig ein Reflexionsfaktor-Diagramm. Der Punkt Z_a beschreibt nach Größe und Phase den Reflexionsfaktor $r_a = r_a \cdot e^{j\varphi_a}$, der sich am Ausgang eines Generators mit dem Innenwiderstand R_1 ergibt, wenn der Generator mit dem Lastwiderstand Z_a abgeschlossen

Bild 10. Wird nicht angepaßt, so kann der Reflexionsfaktor r oder der Grad der reflektierten Leistung anhand der zusätzlichen Skalen im Smith-Diagramm sehr schnell ermittelt werden



wird. Der Generator liefert die Leistung

$$P_{\text{hin}} = U_0^2 / (4 \cdot R_i)$$

an seine Ausgangsklemmen. Infolge der Fehlanpassung wird der Anteil

$$P_{\text{refl}} = r_a^2 \cdot P_{\text{hin}}$$

wieder in den Generator „zurückgeworfen“ und nur der Anteil

$$P_a = P_{\text{hin}} - P_{\text{refl}} = P_{\text{hin}} - r_a^2 \cdot P_{\text{hin}}$$

gelangt zum Lastwiderstand. Bei Anpassung, also $Z_a = R_i$, ist der Reflexionsfaktor Null und im Lastwiderstand wird die maximal mögliche Leistung

$P_{\text{amax}} = P_{\text{hin}}$ umgesetzt. Somit ergibt sich für das Verhältnis

$$P_{\text{amax}} / P_a = P_{\text{hin}} / [P_{\text{hin}} (1 - r_a^2)] = 1 / (1 - r_a^2)$$

Den Betrag r_a des Reflexionsfaktors erhält man, indem die Entfernung vom Punkt 1 des Diagrammes nach Z_a in den Zirkel genommen und an dem rechten oberen Maßstab im Diagramm Bild 1 – beschriftet mit „Reflexionsfaktor r “ – abgetragen wird. Zur Verdeutlichung ist das Vorgehen nochmals im Bild 10 dargestellt.

Noch einfacher ist es, gleich den unteren rechten Maßstab – beschriftet mit „reflektierte Leistung“ – zu benutzen. Dies entspricht nach obigen Überlegungen dem Wert r_a^2 . Im vorliegenden Fall liest man ab: $r_a = 0,91$ oder $r_a^2 = 0,83$. Damit ergibt sich:

$$\frac{P_{\text{amax}}}{P_a} = \frac{1}{1 - r_a^2} = \frac{1}{1 - 0,83} = 5,88$$

Das heißt, daß nach der Anpassung der Leistungsumsatz im Lastwiderstand Z_a 5,88 mal so groß ist wie bei direktem Anschluß des Lastwiderstandes Z_a an die Generator-Ausgangsklemmen. Das bringt einen Leistungsgewinn

$$a = 10 \cdot \lg (P_{\text{amax}} / P_a) = 7,7 \text{ dB.}$$

(Schluß folgt)

Fachliteratur für den Techniker

Kfz-Elektronik im Selbstbau. Warn- und Schutzschaltungen, elektronische Zündungen. Von Jan Hendrik Jansen. Aus dem HOLLÄNDISCHEN übertragen von Arend Bokma. 3. Auflage, 102 Seiten, 70 Bilder, 5 Tabellen. Preis 7,80 DM Franzis-Verlag, München.

Der Trend elektromechanische Bauteile im Auto durch Elektronik zu ersetzen, ist besonders in Bastlerkreisen häufig zu beobachten. Die Zuverlässigkeit und Lebensdauer der Auto-Elektrik soll dadurch gesteigert werden. Hingegen agiert die Automobilindustrie – die es eigentlich wissen müßte – in diesen Dingen weitaus vorsichtiger und setzt auch heute noch vorwie-

gend die traditionelle Elektromechanik ein. Wer es dennoch nicht lassen kann, sein Auto zu „elektronisieren“, der findet in dem Doppelband der RPB-Taschenbuchreihe eine Fülle von Schaltbeispielen. Da werden zum Beispiel die Batteriespannung, der Lade-Strom, die Öltemperatur und die Beleuchtungsanlage überwacht, Blinklicht- und Scheibenwischer-Intervallschalter beschrieben, sowie Drehzahlmesser (analoge), Thyristorzündungen, ein automatisches Parklicht und eine Schaltung zum Erleichtern des Kaltstarts vorgestellt. Da die Schaltungsvorschläge durchweg einfach sind, stört das Fehlen von Platinenzeichnungen nicht. Die wichtigsten Daten und die Anschlußbelegung der verwendeten Halbleiter sind im Anhang zusammengefaßt. Bei den beschriebenen Thyristorzündungen müssen Transformatoren nach Angaben gewickelt werden. Dies ist bei allen Thyristorzündungen ein notwendiges Übel für den Hobby-Elektroniker. In einigen anderen Schaltungen verwendet der Autor jedoch ebenfalls Transformatoren, wo es nicht zwingend notwendig wäre. Die Funktionsbeschreibung der einzelnen Schaltungen kommt manchmal wegen überflüssiger Textpassagen zu kurz. So muß einem Autofahrer bestimmt nicht klar gemacht werden, daß bei Nieselregen die Frontscheibe nach einer Wischerbewegung wieder „durchsichtig“ wird.

FUNK TECHNIK

Fachzeitschrift für die gesamte Unterhaltungselektronik

Vereinigt mit „Rundfunk-Fernseh-Großhandel“

Erscheinungsweise: Monatlich

Verlag und Herausgeber

Dr. Alfred Hüthig Verlag GmbH
Verlagsgruppe Elektro-Welt
Im Weiher 10, Postf. 102869
6900 Heidelberg 1
Telefon (06221) 489-1
Telex 04 - 61727 huehd

Geschäftsführer:
Heinrich Gefers (Marketing)
Heinz Melcher (Zeitschriften)

Verlagskonten:
PSchK Karlsruhe 48545-753
Deutsche Bank Heidelberg
0265041, BLZ 67270003

Redaktion

Chefredakteur:
Dipl.-Ing. Wolfgang Sandweg

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

Anschriften:

Redaktion Funk-Technik
Lazarettstr. 4
8000 München 19
Telefon (089) 186051
Telex 05 - 29408 pflv

Handelsredaktion Funk-Technik
Redaktionsbüro W. + M. Sandweg
Weiherfeld 14
8131 Berg 2 OT Aufkirchen
Telefon (0 8151) 5669

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

Vertrieb

Vertriebsleiter:
Peter Bornscheuer

Anschrift:

Dr. Alfred Hüthig Verlag GmbH
Vertriebsabteilung
Im Weiher 10, Postf. 102869
6900 Heidelberg 1
Telefon (06221) 489-1
Telex 04 - 61727 huehd

Bezugspreis:
Einzelheft DM 7,- einschließlich Mehrwertsteuer zuzüglich Porto.
Jahresabonnement Inland DM 80,-
+ DM 12,- Versandkosten.
Jahresabonnement Ausland DM 80,-
+ DM 19,80 Verstandspesen.

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

Bei unverschuldetem Nichterscheinen keine Nachlieferung oder Erstattung.

Anzeigen

Anzeigenleiter:
Walter A. Holzapfel

Anschrift:

Dr. Alfred Hüthig Verlag GmbH
Anzeigenabteilung Funk-Technik
Im Weiher 10, Postf. 102869
6900 Heidelberg 1
Telefon (06221) 489 - 1
Telex 04 - 61727 huehd

Gültige Anzeigenpreisliste
Nr. 12 vom 1.7.1979



Druck

Richard Pflaum Verlag KG
Lazarettstr. 4
8000 München 19
Telefon (089) 186051
Telex 5216075 pfla

Hüthig
PUBLIKATION

Höhere Mathematik für Elektroniker



Vierpoltheorie

von Dr. Horst Rühl

Teil 1: Grundlagen und Vierpolzerlegung

1979, 221 S., 98 Abb., 3 Tab., zahlr. Beispiele und Aufgaben, Kunststoffeinfband, DM 32,80
ISBN 3-7785-0519-X
Reihe Hüthig Aufgabensammlung

Teil 2: Vierpolberechnung mit Knotenanalyse

1979, ca. 220 S., 97 Abb., zahlr. Beispiele und Aufgaben, Kunststoffeinfband, DM 32,80
ISBN 3-7785-0589-0
Reihe Hüthig Aufgabensammlung
(Bei geschlossener Abnahme von Teil 1 und 2
Gesamtpreis DM 58,60)

Der 1. Teil ist im wesentlichen der Darstellung der Vierpoleigenschaften in verschiedenen Matrizenformen und der Möglichkeit der Berechnung umfangreicher Netzwerke durch Zusammenschaltung von Einzelvierpolen gewidmet. Jeder Abschnitt der Aufgabensammlung ist dreigeteilt, wobei jedem Abschnitt ein kurzer theoretischer Teil, der die Problemstellung erläutert und das notwendige theoretische Rüstzeug vermittelt, vorangestellt ist. Eine Anzahl durchgerechneter Beispiele vertieft den theoretischen Teil und verdeutlicht die Besonderheiten bestimmter Rechenmethoden.

Im 2. Teil werden die Aussagen der Netzwerkanalyse auf Vierpolprobleme angewendet, wobei das Rechnen mit Ersatzschaltbildern bei Vierpolen mit und ohne Quellen ausführlich erläutert wird. Eingegangen wird im speziellen auf die Besonderheiten von Schaltungen mit Operationsverstärkern. Im übrigen gilt auch für diesen Teil die Dreiteilung der einzelnen Abschnitte, wie bereits zu Teil 1 erwähnt.

Matrizen und Determinanten in elektronischen Schaltungen

von Dr. Horst Rühl

1977, 284 S., 73 Abb., 7 Tab., Kunststoffeinfband,
DM 28,50
ISBN 3-7785-0402-9

Die mathematischen Grundlagen der Matrizenrechnung werden so abgehandelt, wie sie innerhalb der Elektrotechnik und speziell der Elektronik benötigt werden. Die mathematischen Grundlagen werden präzise erklärt, wobei die Probleme der Transformationen, Eigenwertprobleme und Matrizenfunktionen über die Grundvorlesungen hinaus berücksichtigt werden. Bei den elektrotechnischen Anwendungen wurden ausschließlich passive und aktive Netzwerke der Elektronik bevorzugt. Da die mathematischen Zusammenhänge durch viele Beispiele dargestellt sind, kann das Taschenbuch auch jederzeit zum Nachschlagen verwendet werden, was besonders für bereits in der Praxis stehende Ingenieure interessant ist. Für das Verständnis des Buches genügt der Stoff der mathematischen und elektrotechnischen Grundvorlesungen einer Fachhochschule bzw. einer technischen Hochschule.

Zweipole und Vierpole in elektronischen Schaltungen

von Dr. Horst Rühl

1975, 272 S., 110 Abb., 3 Bildtaf., 5 Tab., Kunststoffeinfband, DM 21,80
ISBN 3-7785-0337-5

Die Theorie der Netzwerke ist die Grundlage jedes Studiums an Technischen Hochschulen und Fachhochschulen. Der Autor führt in die mathematischen Grundlagen der Netzwerktheorie ein, indem er die Darstellung mit vielen Beispielen auf anwendungsbezogene Studiengänge ausrichtet. Neben der Definition der wichtigsten Netzwerkgrößen wird die umfassende mathematische Darstellungsmöglichkeit der Zusammenhänge durch die Matrizenrechnung erläutert.

98329

Mickan, G.

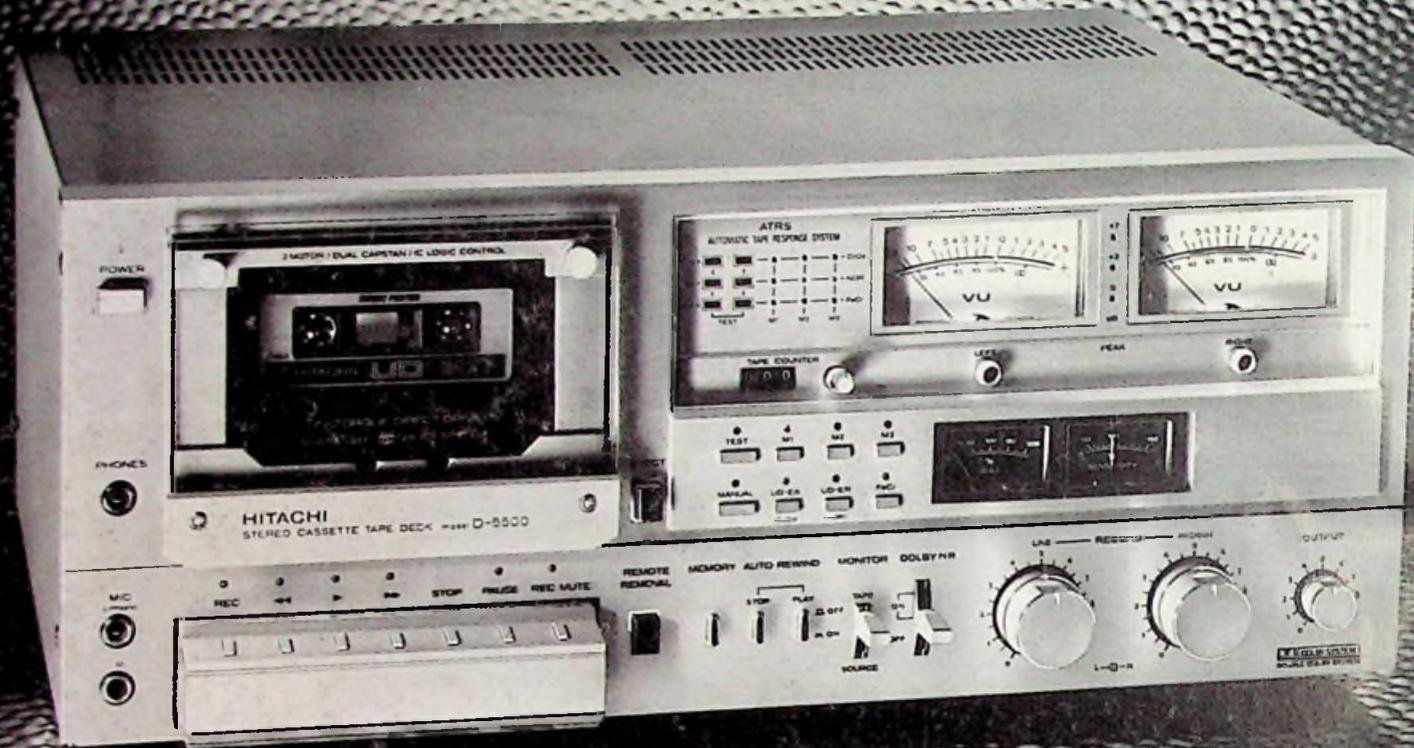
Z L 15023

1255 Waltersdorf
125 Goethestr. 11

Kto. 6732-45-2523



HITACHI INNOVATIVE TECHNOLOGY



Hitachi Hit – Hitachi Innovative Technology. Unter diesem Zeichen präsentiert Ihnen ein Unternehmen von Weltgeltung außergewöhnliche Innovationen.

In jeder Hitachi-Innovation steckt das technische Know-how und die Erfahrung, die Ihnen nur ein führender Hersteller bieten kann. Ständig mit an der Spitze, wenn es um marktgerechte Technologien geht, die Sie und Ihre Kunden zufriedenstellen.

Dieser Hitachi-Hit bietet Ihnen eine weitere Möglichkeit, das technische Niveau und die Attraktivität Ihres Angebotes zu erhöhen: D-5500, das „denkende“ HiFi-Tapedeck. Mit dem microcomputergesteuerten ATRS (Automatic Tape Response System) wird das Gerät automatisch und präzise auf die jeweilige Bandsorte eingemessen. Memory-Speicher für 3 Bandarten. Mit dem direktangetriebenen Unitorque-Motor werden die Gleichlaufschwankungen auf 0,09% reduziert. Das 3-Kopf-System ermöglicht Hinterbandkontrolle. Der abnehmbare Steuerblock mit IC-Logikschaltung ist auch als drahtlose Infrarot-Fernbedienung einsetzbar. DOLBY. Frequenz CrO₂ 20–20.000 Hz. Auto-Rewind. UKW-Stereofilter.

Hitachi Sales Europa GmbH, Mitglied des dhfi, Kleine Bahnstraße 8, 2000 Hamburg 54
Hitachi Sales Warenhandels-Gesellschaft m.b.H., Kreuzgasse 27, 1180 Wien

