

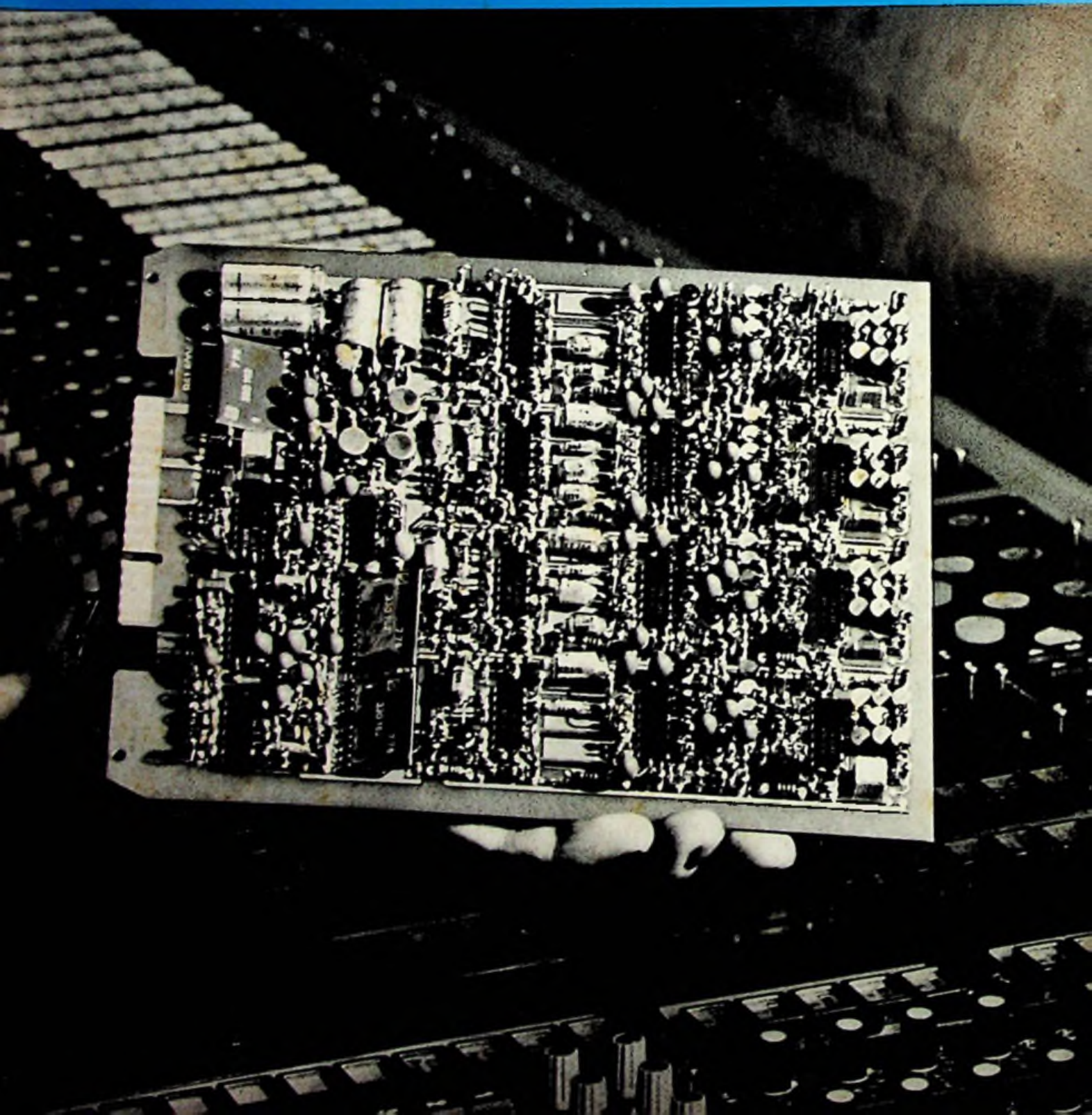
24

2. Dezember-Ausgabe 1976  
31. Jahrgang

# FUNK

# TECHNIK

Fachzeitschrift für Rundfunk, Fernsehen, Phono und Hi-Fi



**AKTUELL**

Informationen für  
den Rundfunk- und  
Fernsehhandel

**AKTUELL****SHARP****AKTUELL**

SHARP ELECTRONICS (EUROPE) GMBH  
Steindamm 11 · 2000 Hamburg 1  
Tel. (0 40) 24 75 55 · Telex 02 161 867

# SHARP hat die klaren Farben.

Und eine Reihe verkaufs fördernder Details mehr.

Es ist unser Bestreben, dem Fachhandel mit aktuellen Geräten und fairem Verhalten ein guter Partner zu sein. Heute und in Zukunft. Unsere Fernsehgeräte sind ein Ausdruck dieses Versprechens.

In Fernsehern von SHARP sind überzeugende Argumente „eingebaut“:

Linytron-plus mit „Black Stripes“ und In-Line-Schlitzmaske – das ist die Garantie für ein brillantes, scharfes Bild mit klaren Farben.

Die Linytron-plus-Bildröhre wurde technisch so durchgestaltet, daß eine Verzeichnung der Farben beim Erwärmen der Bildröhre (Betriebszustand) verhindert wird. Selbst nach langem, ununterbrochenen Fernsehen bleiben die Farben konstant. Eine Nach- bzw. Neureglung ist nicht erforderlich.

8 Sensortasten für die Programmwahl. Eine davon zusätzlich mit spezieller AV-Schaltung.

Ausgereifte Modultechnik mit steckbaren Einheiten. Einfacher und damit preiswerter Service.



SHARP C-1871 G  
Bilddiagonale 46 cm

Farbfernseher von SHARP haben die für die üblichen Wohnungen vernünftigen Bildschirmgrößen. Und passen mit ihrem zeitlosen Design zu jeder Einrichtung.



SHARP C-1471 G  
Bilddiagonale 36 cm



## Schwarz Weiß Fernseher

Neu im interessanten Portable-Programm von SHARP: 12P 30.

- Der leichte, zuverlässige Allround-Portable
- Für 220-V-Netzbetrieb oder 12-V-Batterie
- Volltransistorisiert, integrierte Schaltkreise
- In Rot und Weiß lieferbar
- Frontlautsprecher
- Teleskopantenne
- Anschlußmöglichkeit an 75-Ohm-Hausantenne
- Anschlußbuchse für Ohrhörer
- Kunststoffgehäuse mit Griffmulde

Wir informieren Sie gern ausführlich über unsere Farbfernseher und S/W-Geräte.



Partner  
des Fachhandels.  
Heute und in Zukunft.

## Forschung und Entwicklung

### Störunterdrückung

Dickkopp, G.: Ein neues Kompander-System für die Störunterdrückung  
AEG-Telefunken stellt unter der Bezeichnung „Telcom“ ein Kompander-System zur Unterdrückung von Störsignalen vor, die dem Nutzsignal innerhalb einer Übertragungseinrichtung zugesetzt werden. Aufbau und Wirkungsweise werden beschrieben . . . . . 808

### Bandpaßfilter

Parker, D. W., Pratt, R. G., Smith, F. W. und Stevens, R.: Filter auf der Basis von akustischen Oberflächenwellen (2. Teil)  
Mit der Erfindung der Interdigitalstruktur wurde es möglich, akustische Oberflächenwellen in Systemen der Informationsübertragung einzusetzen. In den Mullard Research Laboratories wurden Computer-Methoden zum Entwurf von Filtern mit vorgegebener Frequenzcharakteristik ausgearbeitet. Damit hat man auch analoge Bandpaßfilter entwickelt, die als Zwischenfrequenzfilter in Fernsehempfängern geeignet sind . . . . . 811

### Fernseh-Kanalwähler

Bender, H. und Otten, M. T. I.: Euro-Tuner – eine neue Generation (2. Teil)  
Die Bezeichnung „Euro-Tuner“ deutet bereits an, daß die neue Tunergeneration von Valvo für eine internationale Anwendung vorgesehen ist. In diesem Beitrag werden die neuen Kanalwähler beschrieben, Probleme der Anwendung und der Austausch mit den älteren Tunern behandelt . . . . . 814

### FET-Verstärkertechnik

Schürmann, J.: Sperrschicht und MOS-FET-Schaltkonzepte (2. Teil)  
Im ersten Teil (22/1976) behandelte der Autor Grundschaltungen mit den rauscharmen Transistoren BF 900, BF 905 und P 8000 von Texas Instruments. Nun werden Antennenverstärkerschaltungen mit diesen Transistoren erläutert . . . . . 818

### Rubriken

Terminkalender . . . . . 810

## Werkstatt und Service

### Bauanleitung

2-m-Station aus vorabgegliehenen Baugruppen . . . . . 821

### Antennen-Praxis

Rotor für Rundfunk- und Amateurfunk-Antennen . . . . . 827

### Beschallungstechnik

Transportables Rednerpult . . . . . 829

### Reparatur-Praxis

Werkstatteinrichtung im Baukastensystem . . . . . 830

### Rubriken

Kurse und Lehrgänge . . . . . 834


Technische Druckschriften . . . . . 834

Neue Fachliteratur . . . . . 835

Impressum . . . . . 836

### **Titelbild**

Steckkarte für den von der Telefunken Fernseh und Rundfunk GmbH, Hannover, entwickelten neuen Kompander „telcom c 4 D“ zur Unterdrückung von Störungen bei Musikübertragungen, die auf dem Übertragungsweg dem Nutzsignal zugesetzt werden (siehe dazu ausführlichen Bericht auf Seite 808 dieses Heftes). Im oberen linken Drittel der Karte ist die Spannungsversorgung, darunter sind die elektronischen Schalter für die Betriebsartenwahl (Kompression, Expansion), das Eingangsfiler und der Kenn-tongenerator zu erkennen. Daran anschließend sind – von links nach rechts verlaufend – die vier gleichartigen Kompanderschaltungen für das in vier Frequenzbereiche aufgeteilte Nutzsignal zu erkennen.  
(Bild: AEG-Telefunken)



Phon... dB... wow... Flutter...  
Anstiegszeit... Intermodulation... Muting... Contour...  
Pilottondämpfung... Klirrfaktor...

# Blicken Sie noch durch wenn von HiFi die Rede ist?

Bei diesem Mammut-Angebot?  
Bei diesen Fachartikeln, mit den vielen Fremdwörtern? Bei diesen vielen „guten“  
Ratschlägen von Freunden und Bekannten. Und Händlern. Und...?

**Wir von SUMMIT sind der Meinung: Das kann und muß anders werden.**  
Wie wir uns das vorstellen:

- \* Ab Januar 1977 finden im Hause SUMMIT Seminare für HiFi-Verkäufer statt.  
Jeden Monat.  
Das Ziel: Alle Partner von SUMMIT sollen eine Sprache sprechen, wenn's um  
HiFi geht.
- \* Ab Januar 1977 verfügt SUMMIT über ein professionelles Aufnahmestudio.  
Jeder Besucher kann Zeuge von Live gegen Wiedergabe sein. Über SUMMIT-  
HiFi-Lautsprecher.
- \* Ab Januar 1977 zeigen wir, wie Lautsprecher gemessen und wie Belastbarkeits-  
tests durchgeführt werden. Öffentlich.
- \* Ab Februar 1977: Die große Masche für alle Bausatz-Fans. Jeder, der seine  
HiFi-Lautsprecher mit einem Bausatz von SUMMIT selbst gebaut hat, kann sein  
Produkt bei uns messen und bewerten lassen. Auf Terminabsprache. Kostenlos.  
Während des ganzen Jahres werden wir zu Themen der High-Fidelity Stellung  
nehmen. In dieser Zeitschrift. Die Richtigkeit unserer Werbeaussage läßt sich  
ebenfalls überprüfen. Im Hause SUMMIT.

**Wir sind der Meinung: Das ist eine ganze Menge auf einmal. Finden Sie nicht auch?  
High-Fidelity... klar sehen - besser verstehen - optimal hören...  
Durch SUMMIT.**

**Summit**  
... das ist Musik

Prognosen zum Jahreswechsel

## Veränderte Denkweisen

Der bevorstehende Jahreswechsel regt dazu an, auf Vergangenes zurückzublicken und gleichzeitig die Gegebenheiten abzuwägen, die in der nächsten Zukunft zutage treten können. Für Zukunftsbetrachtungen ist die Unterhaltungselektronik ein dankbares Feld, denn in allen Teilbereichen dieser Sparte – Entwicklung und Produktion, Reparaturpraxis und Absatzwirtschaft – zeichnen sich einschneidende Veränderungen ab. Die Sorge, damit fertigzuwerden, mündet oft in die Aufforderungsformel „Wir müssen umdenken!“, die aber ebenso falsch wie kurz ist: Niemand weiß genau, wie dieses Umdenken in der Praxis vor sich gehen soll. Gemeint ist wohl, man solle stets und rechtzeitig mitdenken, denn Entwicklungen machen in der Regel keine Sprünge, sondern verlaufen kontinuierlich – jedenfalls für denjenigen, der sie mitverfolgt und mitvollzieht.

Beispiele für eine augenfällige Umwandlung in der Denkweise finden sich besonders in den technischen Bereichen der Branche. So ist jeder Entwicklungsingenieur durch das Vordringen der Digitaltechnik und die Fortschritte der Halbleitertechnologien heute in einem Maß zur Spezialisierung gezwungen, das noch vor einem Jahrzehnt undenkbar schien. Wer Geräte entwickelt, muß mehr und mehr in Systemen und in logischen Funktionen statt in Schaltungsdetails denken: Die LSI-Technologie macht in weiten Bereichen aus dem Ingenieur einen Konfektionär, der den inneren Aufbau vieler Schaltungseinheiten nicht mehr kennt, sondern gewissermaßen mit den Anschlußwerten einer „Blackbox“ umzugehen gelernt hat.

In gleicher Weise wirken sich die von den Bauelemente-Herstellern weitgehend mitbestimmten Gerätekonzeptionen auf den Service in der Fachwerkstatt aus: Der Anteil der traditionellen Reparaturen in der Werkstatt des Radio- und Fernsehtechnikers wird zukünftig noch mehr als bisher zugunsten

des Austauschs kompletter Baugruppen zurückgehen. Der durch Wettbewerb und technischen Fortschritt erzwungene Trend zum Vereinfachen der Geräte führt in der Werkstatt zum Zwang, alle Einzelheiten des gesamten Betriebsablaufs stärker zu rationalisieren, denn die Rendite kann vorerst nur durch Senken der Kosten erhalten bleiben. Auf einen – zugegeben extrem kurzen – Nenner gebracht, heißt das: Die Fachwerkstatt kann den Kampf gegen die Schwarzarbeiter nur mit Hilfe der Datenverarbeitung gewinnen.

Nicht geringere Anforderungen stellt die nächste Zukunft an die Anpassungsfähigkeit des Fachhandels, dessen Strukturveränderung erst am Anfang einer für viele schmerzlich verlaufenden Entwicklung steht. Eine zwar sichere, aber nicht mehr so stark wie früher einmal steigende Nachfrage geht einher mit der Konsolidierung solcher Großsortimenter unter den Handelsunternehmen, die mit dem Selbstbedienungs- und Discount-Prinzip dem traditionellen Fachhandel an den Lebensnerv gehen. Bis es hoffentlich gelingt, das Wettbewerbsrecht von den Bestimmungen zu befreien, die gleiche Wettbewerbsbedingungen verhindern und stattdessen strukturpolitische Auswüchse fördern, muß der Fachhandel auch in den eigenen Reihen eine qualitative Auslese treffen: Es sollte zur Selbstverständlichkeit werden, daß nur solche Betriebe die Bezeichnung Fachhandelsunternehmen verdienen, die nicht nur nach fachlichen, sondern auch streng nach betriebswirtschaftlichen Regeln geführt werden. Ein Fachgeschäft, an dessen Sortimentsstruktur der Grad seiner Liquidität abgelesen werden kann, schadet dem Image des Fachhandels nicht weniger als ein SB-Markt.

Für die nächste Zukunft benötigt jeder, der beruflich mit der Unterhaltungselektronik zu tun hat, neben der Erfüllung der herkömmlichen Wünsche in besonderem Maß die Fähigkeit, seine Denkweise so zu trainieren, daß sie mit der sich ändernden Wirklichkeit Schritt halten kann. Die Fachzeitschrift „Funk-Technik“ will hierbei nach Kräften mithelfen und wünscht allen ihren Lesern, Mitarbeitern, Freunden und – sich selbst für das neue Jahr eine gute Prognose.

W. Sandweg

Störunterdrückung

# Ein neues Kompander-System für die Störunterdrückung

Gerhard Dickopp, Hannover



AEG-Telefunken stellte unter der Bezeichnung „Telcom“ ein neues Kompander-System zur Unterdrückung von Störsignalen vor, die dem Nutzsignal innerhalb einer Übertragungseinrichtung zugesetzt werden. Aufbau und Wirkungsweise dieses Systems werden beschrieben.

Bei der Übertragung eines Schallereignisses, besonders bei der Übertragung von Musik, besteht – zumindest in der Regel – der Wunsch, daß das Ereignis auf dem Übertragungsweg möglichst wenig verfälscht wird. Die Verwirklichung eines solchen Wunsches verhindern jedoch häufig Störsignale, die innerhalb der Übertragungseinrichtung dem Nutzsignal zugesetzt werden, von diesem aber unabhängig sind, z. B. Rauschen.

Die störende Wirkung solcher unerwünschter Zusatzsignale ist um so ausgeprägter, je höher ihr Anteil relativ zum Nutzsignal ist. Bei einer Musikübertragung werden daher vor allem die leisen Stellen durch überlagerte Störsignale beeinträchtigt, während laute Musikstellen die Störungen unwahrnehmbar machen, sie „verdecken“. Dementsprechend stellt die Übertragung eines Schallereignisses mit einem großen Unterschied zwischen lautester und leisester Stelle, also einer hohen Dynamik, bezüglich ihres eigenen Störbeitrags besonders hohe Anforderungen an die Übertragungseinrichtung.

Dazu ein Beispiel: Der Dynamikumfang eines Musikstückes kann 90 dB und mehr betragen. Der Eigenrauschbeitrag eines professionellen Magnetbandgerätes liegt aber nur rd. 65 dB unter seiner maximal übertragbaren Nutzleistung. Es ist also unmöglich, mit einem solchen Gerät die Originaldynamik des erwähnten Musikstückes zu erhalten. Die leisen Stellen des Stückes gehen im Eigenrauschen des Magnetbandes unter.

## Kompander vermindert Störungen

Der Inhaltsverlust der leisen Stellen läßt sich vermeiden, wenn vor der Übertragung oder Aufzeichnung durch eine Pegelanhebung der leisen Stellen die Dynamik des Musikstückes eingeeignet

wird. Durch diese Dynamikkompression wird der Inhalt dieser Stellen dem Zuhörer wieder wahrnehmbar gemacht, er kommt durch diese Maßnahme allein aber noch nicht in den Genuß der vollen Dynamik des Originals. Wenn aber bei der Wiedergabe durch Pegelabsenkung der leisen Stellen in einer der Kompression genau komplementären Weise die Dynamik wieder ausgeweitet wird, wird auf diesem Wege der Einfluß der Eigenstörungen der Übertragungseinrichtung gemindert und gleichzeitig die Dynamik der Musikdarbietung erhalten.

Die gesamte Übertragungsanordnung mit aufnahmeseitiger Dynamikkompression und wiedergabeseitiger Expansion ist in Bild 1 dargestellt. Es hat sich eingeführt, die beiden stark umrandeten Blöcke zusammengefaßt mit Kompander zu bezeichnen. Dies ist ein Kunstwort, das aus der ersten Silbe von Kompressor und den zwei letzten von Expander zusammengesetzt ist. Durch die wiedergabeseitige Dynamikexpansion werden nicht nur die leisen Musikstellen im Pegel abgesenkt, sondern – und darin liegt ihr Hauptnutzen – auch ihnen überlagerte Geräusche. Zu den Zeiten hoher Musikpegel bleiben die Störungen unbeeinflusst. Allerdings ist dann ihre Verringerung auch nicht erforderlich, da ja hohe Nutzsignalpegel Störungen unwahrnehmbar machen können, indem sie sie verdecken.

Eine Kompanderanordnung ist also geeignet, den Einfluß von Störungen, die in den Übertragungskanal eindringen, zu verringern. Sie nimmt aber grundsätzlich keinen Einfluß auf Störungen,

die schon vor der Kompression im zu übertragenden Signal enthalten sind. Diese durchlaufen zusammen mit dem Nutzsignal sowohl Kompressor wie auch Expander und bleiben damit insgesamt unverändert.

An einen hochwertigen Kompander sind eine Reihe von Anforderungen zu stellen:

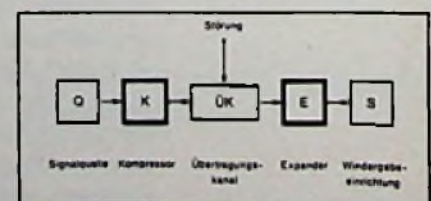
- Zunächst muß eine gute Übereinstimmung zwischen Dynamikkompressor und -expander bestehen. Ein nicht genau komplementäres Verhalten der beiden Komponenten, sowohl stationär als auch dynamisch, führt zu einer Verfälschung des Originals.

- Wesentlich für das Maß der Störreduzierung ist der Grad der Kompression und der entsprechenden Expansion. Je höher dieser Grad ist, um so wirksamer werden Störsignale unterdrückt. Hohe Kompressions- und Expansionsgrade erschweren aber das genaue Einhalten des komplementären Verhaltens von Kompressor und Expander, so daß hier ein Kompromiß gefunden werden muß.

- Im Idealfall sollte das komplementäre Verhalten von Kompressor und Expander auch dann gewahrt bleiben, wenn auf der Wiedergabeseite keine Information über die Aussteuerung bei der Aufnahme vorliegt. Dann muß im allgemeinen mit einem Unterschied zwischen Aufnahme- und Wiedergabepiegel gerechnet werden. Ein solcher „Pegelversatz“ führt z. B. bei dem bekannten Dolby-Kompandersystem zu einem nicht komplementären Verhalten von Kompressor und Expander und damit zu einer Klangverfälschung.

- Schließlich muß eine wirksame Pegelabsenkung der Störgeräusche auch dann gegeben sein, wenn das Nutzsignal zwar einen hohen Pegel besitzt, aber trotzdem nicht in der Lage ist, ein Störgeräusch zu verdecken. Diese letzte Forderung hat ihre Begründung in einem akustischen Phänomen, wonach ein lauter Ton einen leisen nur dann verdeckt, wenn die Frequenz des leisen Tons in der Nachbarschaft der Frequenz des lauten Tons liegt. Zum Verständnis, wie der Telefunken-Kompander die genannten Anforderungen

Bild 1. Übertragungssystem mit Kompander



Dr.-Ing. G. Dickopp ist Direktor und Leiter der Grundlagenentwicklung der Telefunken Fernseh und Rundfunk GmbH, Hannover.

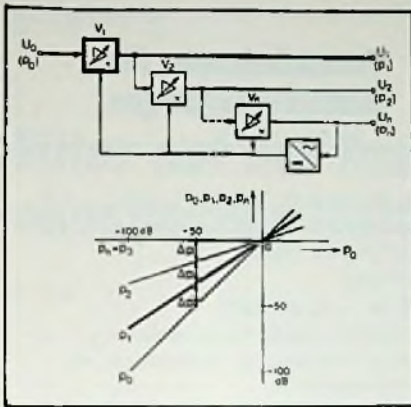


Bild 2. Schaltungsprinzip und Kennlinien des Kompressors

gen an einen Idealkompannder erfüllt, sollen sein Aufbauprinzip und seine grundsätzliche Wirkungsweise etwas genauer betrachtet werden.

**Der Kompressor**

Das allgemeine Prinzip des Aufbaus des Kompressors geht aus dem oberen Teil von Bild 2 hervor. Er enthält mehrere in Kette geschaltete gleiche Verstärker  $V_1$  bis  $V_n$ . Ihre Verstärkungsfaktoren werden über einen Gleichrichter und Rückführungen gleichsinnig verändert. Die Verstärkung geschieht so, daß der Signalpegel am Ausgang des letzten Verstärkers  $p_n$  unabhängig von der Höhe des Eingangspiegels  $p_0$  auf einen vorgegebenen konstanten Wert geregelt wird. Da die Verstärkungsfaktoren aller Verstärker voraussetzungsgemäß gleich  $v$  sind, nimmt der Pegel, das logarithmische Maß für die Signalhöhe, über die Verstärkerkette in gleichen Stufen  $\Delta p$  vom Eingangspiegel  $p_0$  bis zum konstanten Pegel  $p_n$  am Ausgang des letzten Verstärkers zu.

Dieses Verhalten ist graphisch im unteren Teil vom Bild 2 dargestellt, und zwar für eine Verstärkerzahl  $n = 3$ . In dieser logarithmischen Darstellung ist der Zusammenhang zwischen der Signalhöhe am Schaltungseingang und der Signalhöhe an den verschiedenen Ausgängen durch Geraden mit unterschiedlicher Steigung gegeben. Der horizontale Verlauf für  $p_n = p_3$  gibt die Unabhängigkeit dieses Pegels vom Eingangspiegel wider. Das Kompressor-Ausgangssignal wird dem Ausgang der ersten Verstärkerstufe entnommen. Der entsprechende Pegelverlauf ist im Diagramm stark ausgezogen dargestellt. Die Gerade hat die Steigung  $2/3$ . Dementsprechend wird z. B. eine Dynamik von 90 dB auf 60 dB komprimiert.

Es ist wichtig zu beachten, daß durch das Prinzip der geregelten Kettenver-

stärker eine gewünschte Charakteristik der Dynamikkompensation sehr genau hergestellt werden kann. Hierfür werden keine definiert nichtlinearen Bauelemente benötigt. Es wird lediglich gefordert, daß die verwendeten Verstärker untereinander gleich sind.

**Der Expander**

Nachdem das komprimierte Signal den Übertragungskanal durchlaufen hat, ist es Aufgabe des Expanders, durch eine zur Kompression komplementäre Charakteristik die Originaldynamik wiederherzustellen. Den grundsätzlichen Aufbau des Expanders zeigt Bild 3. Er besitzt die gleiche Anzahl Verstärker wie der Kompressor. Während aber dort nur gleichartige Verstärker verwendet werden, liegen hier zwei unterschiedliche Verstärkertypen vor.

Das komprimierte Signal wird zwei parallelen Signalwegen zugeführt. Im ersten Signalweg liegt nur ein Verstärker. Seine Verstärkung ist gleich dem Kehrwert der Kompressionsverstärkung. An seinem Ausgang steht daher das rückentzernte Signal mit der Originaldynamik  $U_0' = U_0$  wieder zur Verfügung. Die Verstärker des unteren Weges  $V_2'$  bis  $V_n'$  sind denen im Kompressor völlig gleich. Sie werden auch in gleicher Weise wie diese über einen Gleichrichter und Rückführungen in ihrer Verstärkung so beeinflusst, daß der Signalpegel am Ausgang des letzten Verstärkers wieder auf dem gleichen vorgegebenen Wert  $p_n' = p_n$  gehalten wird. Der erste Verstärker des Kompressors, an dessen Ausgang das Eingangssignal für den Expander abgenommen wird, bildet also mit der Restverstärkerkette des Expanders  $V_2'$  bis  $V_n'$  die gleiche Anordnung, wie sie im Kompressor vorhanden ist. Die Expandersignale  $U_1'$  bis  $U_n'$  stimmen dementsprechend mit den Kompressor-

Bild 3. Schaltungsprinzip und Kennlinien des Expanders

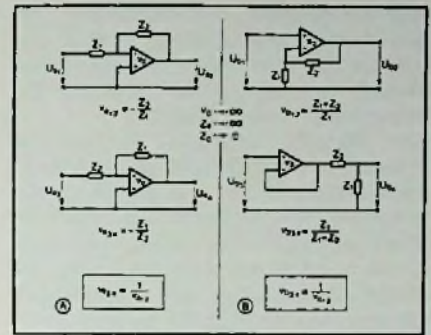
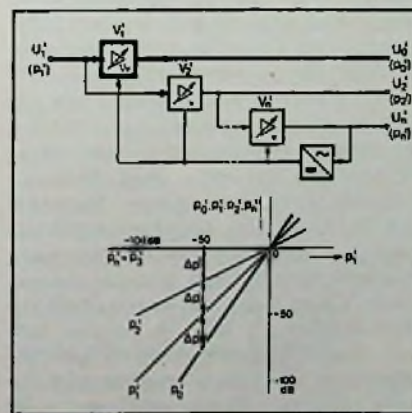


Bild 4. Schaltungsbeispiele zur Kehrwertbildung von Verstärkungsfaktoren

signalen  $U_1$  bis  $U_n$  überein. Die Verstärker  $V_2$  bis  $V_n'$  haben wie die entsprechenden Stufen im Kompressor  $V_2$  bis  $V_n$  nur eine Hilfsfunktion, nämlich für einen definierten Verlauf der Verstärkung  $v$  in Abhängigkeit vom jeweiligen Eingangspiegel zu sorgen.

Die Expansionskennlinie ist im unteren Teil von Bild 3 dargestellt. Sie zeigt mit einer Steigung von  $2/3$  die gewünschte komplementäre Charakteristik zur Kompressionskennlinie mit der Steigerung  $2/3$ . Als Stellglieder für die Verstärkungsänderung werden in den ausgeführten Schaltungen elektronische, steuerbare Widerstände verwendet. Für die Herstellung des benötigten reziproken Verstärkungsverhaltens sind in Bild 4 zwei Beispiele wiedergegeben. In der Kompandevariante für professionelle Anwendungen – mit der Kurzbezeichnung „telcom c 4“ – wird die Schaltungsanordnung A, in der für eine Konsumanwendung vorgesehenen Version die Anordnung B verwendet.

**Kompannder für professionelle Anwendung**

Beim Kompannder „telcom c 4“ werden im Kompressor und Expander je drei Verstärker mit veränderbarem Verstärkungsfaktor verwendet. Eine gute Verdeckung von Störgeräuschen durch laute Nutzsignale – eine der früher genannten Grundforderungen an den Idealkompannder – wird bei dieser Ausführungsform des Systems dadurch erreicht, daß man den gesamten Hörfrequenzbereich in vier Bänder aufteilt, die unabhängig voneinander kompanndiert werden. Dadurch wird eine hörbare Modulation des Rauschens durch niederfrequente Nutzsignale, das sogenannte „Rauschpumpen“, verhindert. Der Kompressionsgrad  $2/3$  bzw. der Expansionsgrad  $3/2$  ermöglichen bei Magnetbandgeräten im Studiobetrieb einen Störabstandsgewinn bis zu 30 dB. Dem Fachmann sei an dieser Stelle gesagt, daß durch die Verwendung

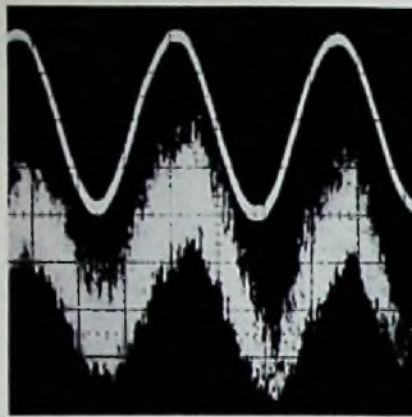
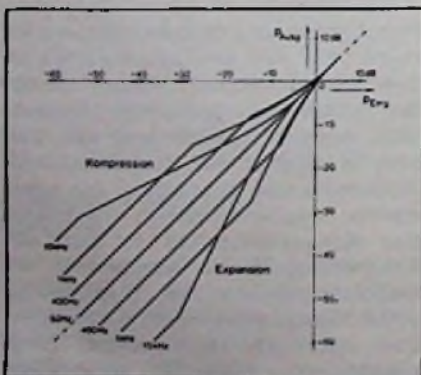
unterschiedlicher Zeitkonstanten bei der Verstärkungsregelung in den vier Frequenzbändern auch in dynamischer Hinsicht ein sehr gutes Verhalten des Kompananders erreicht wird.

Ein weiterer wichtiger Vorzug des „telcom c 4“ gegenüber anderen Kompanandern ergibt sich aus der im Pegel- diagramm im gesamten Arbeitsbereich prinzipbedingt völlig linearen Kompressions- und Expansionscharakteristik. Sie garantiert die unter den Forderungen an den Idealkompanander genannte korrekte Dynamik-Rückentzerrung auch im Falle eines Pegelversatzes zwischen Aufnahme und Wiedergabe. Dadurch wird ein genaues Einpegeln bei einer Überspielung überflüssig. Um diese nahezu idealen Eigenschaften der Kompanandervariante für professionelle Anwendungen zu erreichen, ist der geschilderte, nicht unerhebliche Aufwand, insbesondere die Aufteilung des gesamten Hörfrequenzbereichs in vier unabhängige Teilbereiche, gerechtfertigt.

**Variante für Konsumanwendung**

Bei der Variante für die Konsumanwendung ist ein solcher Aufwand nicht notwendig. Mit ihr werden nur mittel- und höherfrequente Signalkomponenten einer Kompanandierung unterworfen. Dadurch werden die Kompressions- und Expansionskennlinien frequenzabhängig. Die entsprechenden Pegelverläufe zeigt Bild 5. Diese Kennlinien ergeben sich meßtechnisch bei der Verwendung monofrequenter Nutzsignale. Für tiefe Frequenzen ist die Kompanandierung nahezu Null. Sie nimmt mit der Frequenz des Nutzsignals zu und erreicht an der oberen Hörgrenze ihr Maximum. Aus Gründen, die mit der Aussteuerbarkeit von Magnetbändern zusammenhängen, wird der Einsatzpunkt einer merklichen Kompanandierung bei steigender Frequenz des Nutzsignals zu kleineren Pegelwerten hin verschoben.

**Bild 5. Kompananderkennlinien der Version für die Konsumanwendung**



**Bild 6. Oszilloskopische Darstellung einer mit dem Tonbandgerät „magnetophon M 28“ wiedergegebenen 500-Hz-Sinusschwingung (rd. 50 dB unter Nennpegel). Der obere Kurvenzug zeigt das mit dem Kompanander „telcom c 4 D“ bearbeitete, der untere das verrauschte – nicht mit dem Kompanander behandelte – Signal.**

Mit einer Schaltungsauslegung, die den Kennlinien von Bild 5 entspricht, läßt sich bei Verwendung der Schaltung in Magnetbandgeräten ein Gewinn im Geräuschspannungsabstand von rd. 20 dB erzielen. Bei einem zukünftigen Einsatz des Kompananders im FM-Rundfunk wäre mit der gleichen Schaltungsauslegung ohne Änderung der Senderaussteuerung ein Gewinn von rd. 17 dB zu erzielen. Hier könnten aber Kompatibilitätsgründe eine Verringerung des grundsätzlich möglichen Gewinns erfordern. Es ist nämlich zu berücksichtigen, daß bei den Hörern, deren Empfänger in einer Übergangsphase noch keinen Expander besitzen werden, das komprimierte Signal wiedergegeben wird. Wenn die Kompression nicht allzu stark ist, wird eine solche Wiedergabe als tragbar, oft sogar als verbessert empfunden, vor allem, wenn die Preemphase beim Sender verringert wird.

Häufig, z. B. bei der Verwendung in einem Magnetbandgerät, werden Kompressor und Expander nicht gleichzeitig benutzt. Es ist selbstverständlich, daß beim Telefon-Kompanander – wie bei anderen Kompanandern ja auch – für diese Fälle die Möglichkeit besteht, einen Kompressor mit Hilfe eines Betriebsartenumschalters in einen Expander umzuwandeln und umgekehrt. Dadurch wird der Schaltungsaufwand für diese Anwendungen halbiert. Wie die verwendeten Schaltungen zur Kehrwertbildung der Verstärkung (Bild 4) zeigten, läßt sich eine solche Umschaltung bei Verwendung identischer Bauelemente in sehr einfacher Weise realisieren. ■

**Terminkalender für Messen + Tagungen**

- 14. 01. – 16. 01. 1977**  
Consumer Electronics Show  
McCormick Place  
Chicago
- 24. 01. – 30. 01. 1977**  
5. Internationale Fachausstellung  
Salon International Audiovisuel et  
Communication  
Kongreßpalast CIP, Porte Maillot  
Paris
- 06. 03. – 10. 03. 1977**  
Macroshop – Internationale Fach-  
ausstellung für Ladeneinrichtung  
Utrecht
- 07. 03. – 13. 03. 1977**  
Festival International du Son  
Kongreßpalast CIP, Porte Maillot  
Paris
- 08. 03. – 11. 03. 1977**  
NTG-Fachtagung „Antennentechnik“  
Bad Nauheim
- 13. 03. – 20. 03. 1977**  
Leipziger Frühjahrsmesse
- 31. 03. – 06. 04. 1977**  
Salon International des Composants  
Electroniques  
Porte de Versailles  
Paris
- März 1977**  
AES-Convention der Audio  
Engineering Society  
Paris
- 26. 03. – 03. 04. 1977**  
IHM 77 – Internationale Handwerks-  
messe – Messe des Handwerks und  
für das Handwerk  
Messegelände  
München
- 20. 04. – 28. 04. 1977**  
Hannover Messe 1977  
Messegelände Laatzen
- 17. 05. – 20. 05. 1977**  
London Electronic Components Show  
Olympia  
London
- 23. 05. – 25. 05. 1977**  
Tagung „Technische Zuverlässigkeit“  
Nürnberg
- 03. 06. – 09. 06. 1977**  
10. Internationales Fernseh-Symposium  
Montreux 1977
- 05. 06. – 08. 06. 1977**  
Consumer Electronics Show  
McCormick Place  
Chicago
- 20. 06. – 24. 06. 1977**  
Laser – Opto-Elektronik –  
3. Internationaler Kongreß und  
Internationale Fachmesse  
München



## Bandpaßfilter

# Filter auf der Basis von akustischen Oberflächenwellen

## 2. Teil

D. W. Parker, R. G. Pratt, F. W. Smith und R. Stevens, Redhill

Durch die Erfindung der Interdigitalstruktur vor nunmehr zehn Jahren ist es möglich geworden, akustische Oberflächenwellen in Systemen der Informationsübertragung einzusetzen. Seither wird in verschiedenen Laboratorien an einer großen Anzahl von Schaltungselementen gearbeitet, die auf akustischen Oberflächenwellen beruhen. Eine Forschergruppe in den Mullard Research Laboratories hat Computermethoden zum Entwurf von Filtern mit vorgegebener Frequenzcharakteristik ausgearbeitet. Mit diesem Hilfsmittel hat man u. a. analoge Bandpaßfilter entwickelt, die als Zwischenfrequenzfilter in Fernsehempfängern geeignet sind.

## Herstellung von Filtern

Das Endprodukt des soeben beschriebenen Entwurfsverfahrens ist ein Lochstreifen, mit dem eine automatische Schneidemaschine gesteuert werden kann. Diese erstellt die Maske für den fotolithografischen Prozeß. In der von der Herstellung von integrierten Schaltungen bekannten Weise werden daraufhin auf der Substratoberfläche Elektroden aus einer dünnen Schicht aufgedampften oder zerstäubten Metalls (meist Gold oder Aluminium) angebracht. Weil für diesen Vorgang nur eine einzige Maske nötig ist, entstehen keine Probleme mit dem Ausrichten der Masken.

Es ergeben sich vielmehr Probleme anderer Art, die kennzeichnend für Oberflächenwellenfilter sind. Verglichen mit den Abmessungen integrierter Schaltungen sind die Elektrodensysteme als groß zu bezeichnen (einige mm<sup>2</sup>), wobei jedoch die Finger lang und dünn sein können. Dem gegenseitigen Abstand der Finger, der die höchste Betriebsfrequenz des Filters bestimmt, wird durch Einschränkungen technologischer Art eine untere Grenze gesetzt. Für Wandler mit einer Doppelfingerstruktur, die mittels der konventionellen Ultraviolett-Fotolithografie auf einem Bi<sub>12</sub>SiO<sub>20</sub>-Substrat aufgebracht worden ist, beträgt diese höchste Frequenz ca. 250 MHz. Verwendet man anstelle des Lichts einen Elektronenstrahl, verschiebt sich diese Grenze bis ca. 1 GHz. Weil die Wandler groß sind, ist unbedingt darauf zu achten, daß die Form der

Finger durch das optische System nicht verzerrt wird, weil hierdurch die Funktion des Filters nachteilig beeinflußt würde.

Die Oberfläche des Substrats, an der sich die Wellen fortpflanzen, muß sorgfältig poliert werden, um Kratzer und Beschädigungen, die eventuell beim Schneiden des Substrats entstanden sind, zu beseitigen. Hierfür gibt es zwei Gründe. Erstens können durch Kratzer in der Oberfläche Brüche in der Metallschicht der Finger entstehen, die die Frequenzcharakteristik des Filters beeinflussen. Zweitens kann die Ausbreitung der Oberflächenwellen, die sich in einer äußerst dünnen Schicht abspielt, gestört werden. Da diese Schicht nur eine bis zwei Wellenlängen tief ist, können bereits kleine Beschädigungen große Störungen hervorrufen. So beträgt beispielsweise auf einer (100)-Fläche eines Bi<sub>12</sub>SiO<sub>20</sub>-Substrats, wenn die Ausbreitung in der <110>-Richtung stattfindet, die Wellenlänge der Oberflächenwellen bei einer Frequenz von 37 MHz nur 45 µm. Bei 370 MHz entspricht dies rd. 4,5 µm.

Nach Fertigstellung des Filters muß es gekapselt werden, um zu verhindern, daß Schmutz und Feuchtigkeit das Substrat erreichen und dadurch die Oberflächenwellen gedämpft werden. Selbstverständlich muß die Einkapselung so beschaffen sein, daß sie die Ausbreitungsoberfläche frei läßt.

## Wahl des Substratmaterials

Das Verhalten des Filters hängt außer von der Form und den Abmessungen

der Elektroden auch von den Eigenschaften des Substratmaterials ab. Faktoren wie Abmessungen, Einfügdämpfung, Stabilität, Reproduzierbarkeit und Kosten hängen direkt vom Substratmaterial ab. Da sich all diese Faktoren nicht gleichzeitig optimal wählen lassen, ist die Materialwahl immer ein Kompromiß. Wir werden uns nun den wichtigsten Materialeigenschaften zuwenden.

Die Energie eines elektrischen Signals, das einem Elektrodenpaar auf einem piezoelektrischen Material zugeführt wird, wird nicht vollständig in akustische Wellen umgewandelt. Ein Teil der Energie wird in der Kapazität, die von den beiden Elektroden gebildet wird, gespeichert. Das Verhältnis von abgestrahlter zu gespeicherter Energie wird durch das Quadrat des elektromechanischen Koppelfaktors  $k$  bestimmt. Die Einfügdämpfung eines Filters hängt direkt von der Größe dieses Faktors ab, woraus ersichtlich wird, daß ein Material mit einem hohen Koppelfaktor erwünscht ist. (Der Einfluß der Elektrodenkapazität könnte natürlich durch eine Induktivität kompensiert werden; dieses ist jedoch nicht immer leicht zu erreichen und verringert in jedem Falle die Bandbreite des Filters.) In einkristallinem Material – das meistens verwendet wird – hängt der Koppelfaktor  $k$  von Ausbreitungsrichtung und -ebene gemäß

$$k^2 = \frac{-2(v_c - v)}{v}$$

ab [5]. Hierin ist  $v$  die Ausbreitungsgeschwindigkeit in einer unbeschichteten Oberfläche und  $v_c$  die Schallgeschwindigkeit in einer mit einem perfekten, masselosen Leiter beschichteten Oberfläche. Sowohl  $v$  als auch  $v_c$  lassen sich als Funktion von Ausbreitungsrichtung und -ebene aus den Materialkonstanten leicht berechnen. Diese Formel haben wir z. B. angewendet, um die Variation von  $k$  in den wichtigsten Schnittebenen von Bi<sub>12</sub>GeO<sub>20</sub> und Bi<sub>12</sub>SiO<sub>20</sub> zu berechnen [6] [7].

Eine weitere wichtige Materialeigenschaft ist die Ausbreitungsgeschwindigkeit  $v$  der Oberflächenwelle. Ihre Bedeutung läßt sich am einfachsten aus der Betrachtung eines Filters mit zwei uniformen Wandlern, wie es in Bild 1 gezeigt wird, erkennen; alle Finger haben dieselbe Länge  $l$ , Breite  $w$  und Periode  $p$ . Wie bereits gesagt, ist die Periode  $p$  gleich der Wellenlänge, bei der eine minimale Einfügdämpfung auftritt. In dem hier wichtigen Frequenz- und Temperaturbereich ist die Ausbreitungsgeschwindigkeit nicht von der Frequenz abhängig. Die Lage der

Maxima und der Nullstellen in der Filtercharakteristik (Bild 3) hängt also direkt von der Geschwindigkeit ab, die erfreulicherweise von Kristall zu Kristall in hohem Maße (bis auf 0,1 %) reproduzierbar ist und – zumindest bei Einkristallen – sich nicht mit der Zeit ändert. Die Ausbreitungsgeschwindigkeit ist jedoch stark temperaturabhängig (bei  $\text{Bi}_{12}\text{SiO}_{20}$  führt dieses zusammen mit der Temperaturabhängigkeit der Abmessungen zu einem Temperaturkoeffizienten der Laufzeit von etwa  $118 \times 10^{-6}/^\circ\text{C}$ ). Es ist also unerlässlich, ein Material mit einem hinreichend niedrigen Temperaturkoeffizienten im Hinblick auf die gewünschte Anwendung zu suchen. Wenn eine hohe Stabilität verlangt wird, könnte man bestimmte Schnittebenen in Quarz wählen (z. B. entlang der ST-Ebene), bei denen in bestimmten Richtungen der Term 1. Ordnung des Temperaturkoeffizienten Null ist; leider wirkt sich der dann sehr kleine Wert von  $k^2$  nachteilig aus. Dies ist ein Beispiel für eine Situation, in der man sich mit einem Kompromiß begnügen muß \*).

**Punkte, die zu beachten sind**

In dem Modell, welches wir zur Berechnung der Filtercharakteristik heranziehen, gehen wir davon aus, daß jeder Finger eine Oberflächenwelle erzeugt. Wenn der Finger jedoch kurz ist, trifft diese Annahme nicht mehr zu, da durch Beugungseffekte Korrekturen erforderlich sind. Aber selbst, wenn jeder Finger eine Welle abstrahlen würde, bedeutet das noch nicht, daß das vom Wandler stammende Wellenbündel eine ebene Wellenfront besitzt. Der Grund hierfür ist, daß in einem Wandler mit unterschiedlichen Fingern die Wellen, die sich entlang verschiedener Teile der Filteröffnung ausbreiten, nicht alle die gleiche Menge von Elektrodenmaterial durchlaufen. Weil die Ausbreitungsgeschwindigkeit unter einer Metallschicht kleiner als an einer freien Oberfläche (1 bis 2 %) ist, verformt sich die Wellenfront. Diesem Effekt kann man durch Anbringen von nicht-aktiven oder „dummy“-Fingern [8] im Wandler begegnen (Bild 8).

Weiterhin ist zu beachten, daß die Wellen teilweise an den Fingern selbst reflektiert werden, weil bei dem Über-



**Bild 8. Wandler mit Fingern ungleicher Länge und zusätzlich „dummy“-Fingern. Neben den normalen, aktiven Fingern wurden auch inaktive angebracht, ohne die die abgestrahlte Wellenfront nicht völlig eben wäre.**

gang von einer freien Oberfläche zu einer mit Metall beschichteten Oberfläche eine Änderung der Ausbreitungsgeschwindigkeit erfolgt. Ferner kann das Verhalten des Filters, besonders sein Impulsverhalten, dadurch gestört werden, daß die Finger eines Wandlers früher abgestrahlte Signale aufnehmen und wieder aussenden. Durch Verwendung von Doppelfingerelektroden läßt sich dieser Effekt auf ein Minimum reduzieren. Bei diesen Elektroden beträgt der gegenseitige Abstand der Finger ja  $\frac{1}{4} \lambda_0$ , so daß – zumindest bei der Mittenfrequenz – die Reflexionen von benachbarten Fingern gegenphasig sind. Sollte die Herstellung dieser Doppelfingerstrukturen Schwierigkeiten bereiten, besteht die Möglichkeit eines Kompromisses: Man führt die aktiven Teile der Finger einfach und die nicht-aktiven Teile als Doppelstruktur aus [9]; siehe Bild 9. Durch diese Maßnahme wird das Auftreten von Wechselwirkungen erheblich reduziert. Das Elektrodenystem, mit dem Oberflächenwellen erzeugt werden, strahlt aber auch Wellen nach unten, in das Substrat, ab. Diese Wellen wiederum können im Ausgangssignal bei Frequenzen, die von ihrer Ausbreitungsgeschwindigkeit abhängen, unerwünschte Störungen hervorrufen. Bild 10 ist ein Beispiel für den Einfluß, den diese Wellen auf die Amplitudencharakteristik des Filters haben. Für eine periodisch strahlende Struktur gilt, daß Wellen unter einem solchen Winkel  $\delta$  zur Oberfläche abgestrahlt werden, daß die bekannte Phasenbedingung für diese Wellen erfüllt ist:

$$p \cos \delta = n \lambda_B$$

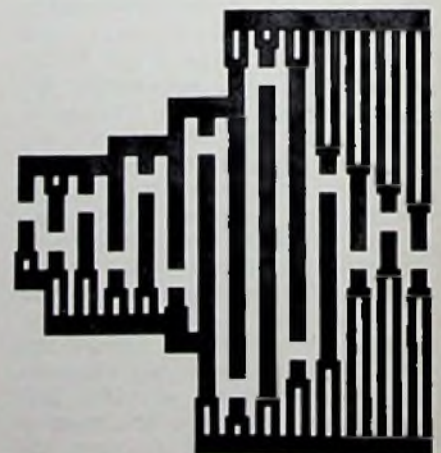
Hierbei ist  $n$  ganzzahlig und  $\lambda_B$  die Wellenlänge des in das Substrat abgestrahlten Signals. (Strenggenommen gilt diese Beziehung nur für einen un-

endlich langen Wandler; in unserem Filter werden die Wellen in einem begrenzten Winkelbereich abgestrahlt.) Der Beitrag der Wellen, die die Unterseite des Substrats erreichen und hieran reflektiert werden, kann durch Aufrauen der Unterseite reduziert werden, weil die Wellen hierdurch gestreut werden. Auf diese Weise lassen sich jedoch nicht die Wellen unterdrücken, die unter einem so kleinen Winkel  $\delta$  abgestrahlt werden, daß sie den Ausgangswandler erreichen, ohne an der Unterseite des Substrats reflektiert worden zu sein. Die einzige Lösung für diesen Fall besteht in der Wahl einer Ausbreitungsrichtung, in der diese Wellen nur in geringem Umfang angeregt werden [10].

Schließlich ist noch zu berücksichtigen, daß es neben dem direkten Weg von der sendenden zur empfangenden Struktur noch mindestens drei weitere Möglichkeiten gibt, daß das Eingangssignal den Empfangswandler erreichen kann, jede mit einer anderen Laufzeit. Die erste Möglichkeit besteht in einem direkten elektrischen Übersprechen als Folge einer kapazitiven Kopplung zwischen Send- und Empfangsstruktur. Dieses kann durch Anbringen eines geerdeten Metallstreifens auf der Oberfläche zwischen den beiden Strukturen verringert werden.

Da ein jeder Wandler Wellen in zwei Richtungen abstrahlt, ergibt sich eine weitere Möglichkeit, daß ein Eingangssignal den Ausgangswandler erreicht. In Bild 1 z. B. strahlt die Eingangsstruktur die gleiche Oberflächenwellen-

**Bild 9. Wandler mit geringer Wechselwirkung zwischen den einzelnen Schallquellen. In diesem Wandler sind die inaktiven Finger über einen Teil ihrer Länge als Doppelfinger im Abstand von  $\frac{1}{4} \lambda_0$  ausgeführt, wodurch die reflektierten Teilwellen einander auslöschen.**



\*) Vom Lithiumjodat ( $\text{LiIO}_3$ ) wird berichtet daß es Richtungen hat, in denen der Temperaturkoeffizient der Laufzeit niedrig ist bei hohem  $k^2$  (V.B. Jipson, J. F. Vetelino, A. Jhunjhunwala und J. C. Field Proc. IEEE 64, 568, 1976). Leider ist es aber in Wasser löslich, so daß es sich nicht für praktische Filter eignet.

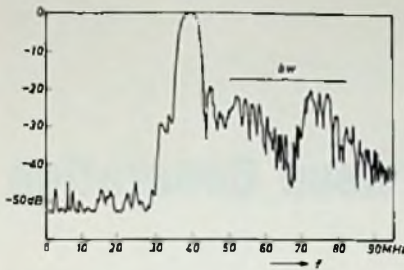


Bild 10. In einem Wandler werden außer den Oberflächenwellen auch Wellen angeregt, die sich im Inneren des Substrats ausbreiten. Diese können die Frequenzcharakteristik des Filters beeinflussen, wenn sie z. B. durch Reflexion an der Unterseite des Substrats, den Ausgangswandler erreichen. In der hier dargestellten Frequenzcharakteristik ist dieses in dem mit *bw* gekennzeichneten Teil der Fall.

energie nach links wie nach rechts ab. Die erstgenannte Welle läuft zunächst zum linken Ende des Substrats und erreicht, nachdem sie dort reflektiert wurde, den Ausgangswandler. Auf entsprechende Weise werden akustische Wellen, die unter dem Ausgangswandler hindurchlaufen, am rechten Ende des Substrats reflektiert. Beide Wellen erreichen die Ausgangsstruktur mit Verzögerungen, die sich von der des gewünschten Signals unterscheiden. Diese reflektierten Signale lassen sich meist auf ein erträgliches Maß reduzieren, indem man die Enden des Substrats anschrägt und an geeigneter Stelle etwas absorbierendes Material anbringt.

Die dritte Möglichkeit des Entstehens eines verzögerten Signals ergibt sich daraus, daß eine Welle vom Ausgangswandler zur Eingangsstruktur und von dieser wieder zurückreflektiert wird. Dieses zweifach reflektierte Signal erhält eine dreimal so große Verzögerung wie das erwünschte Signal. Um Mehrfachreflexionen dieser Art zu unterdrücken, sind eine Reihe von Methoden entwickelt worden [11], die jedoch alle ein größeres Substrat erfordern und damit höhere Herstellungskosten des Filters und/oder eine größere Einfügungsdämpfung verursachen. Die Amplitude dieses zweifach reflektierten Signals, bezogen auf die des gewünschten Signals, hängt u. a. von dem Koeffizienten *k* des Substratmaterials ab: Je größer *k*<sup>2</sup> ist, desto größer ist sie. Hieraus ergibt sich, daß das zweifach reflektierte Signal um so mehr zunimmt, je mehr die Einfügungsdämpfung des Filters abnimmt.

### Das Verhalten eines akustischen Oberflächenwellenfilters in einer elektrischen Schaltung

Neben der Frequenzcharakteristik, von der wir annehmen, daß sie den Anforderungen hinreichend entsprechen kann, sind bei Verwendung des Filters in einer elektrischen Schaltung Impedanz und Einfügungsdämpfung von Bedeutung. Diese Faktoren hängen vom Substratmaterial, der Bandbreite, der Öffnung des Filters und der Art der Schaltung ab, was wir im folgenden genauer erläutern wollen. Wir gehen nun davon aus, daß es sich um ein Filter mit einfachen, uniformen Wandlern handelt. Für den Fall von Strukturen mit ungleicher Fingerlänge müssen die Gleichungen bis zu einem gewissen Grade angepaßt werden.

Ein Wandler läßt sich bei der Frequenz minimaler Dämpfung durch das einfache Ersatzschaltbild von Bild 11a darstellen. Die Leistung, die in dem Widerstand *R* dissipiert wird, ist ein Maß für die in akustische Energie umgesetzte Leistung. Man kann zeigen [12], daß für einen uniformen Wandler die Relation

$$R = \frac{\pi}{4N\omega_0 C k^2}$$

gilt. Für einen Wandler, dessen Bandbreite und Substratmaterial vorgegeben sind, wird das Verhältnis zwischen dem Wirkwiderstand *R* und dem Blindanteil *X* der Impedanz durch

$$Q = R/|X| = \omega_0 C R = \pi/4Nk^2$$

gegeben. Diese Beziehung ergibt eine Möglichkeit zur Ermittlung von *k*<sup>2</sup>, und zwar ergibt sich diese aus der Impedanz des Wandlers.

Die Kapazität eines Wandlers wird gegeben durch [13]

$$C \approx \epsilon_0 \epsilon L N.$$

$\epsilon_0$  ist hierbei die Permeabilität des Vakuums und  $\epsilon$  die effektive relative Permeabilität des Substratmaterials für die ausgewählte Ausbreitungsrichtung und -ebene. *L* ist die Öffnung der Struktur. Der Wert von *L* läßt sich in gewissen Grenzen variieren, so daß man dadurch auf brauchbare Werte für die Filterimpedanz kommen kann. Die Untergrenze von *L* wird durch Beugungseffekte bestimmt, während die Obergrenze durch den Substratabmessungen auferlegte Einschränkungen bedingt ist.

Zwei Arten von Verlusten bestimmen die Einfügungsdämpfung: Verluste, die sich nicht aus einer Fehlanpassung ergeben, und solche, die diese als Ursache haben. Zur ersten Kategorie gehören dielektrische Verluste im Sub-

stratmaterial, Dissipation in der Metallschicht des Wandlers und Verluste, die bei der Ausbreitung von akustischen Wellen entstehen. Diese sind – zumindest bei Einkristallen bei Zimmertemperatur – bei Frequenzen unterhalb einiger hundert MHz meistens zu vernachlässigen. Ebenfalls in diese Kategorie gehören die Verluste, die dadurch entstehen, daß Wandler akustische Wellen in zwei Richtungen abstrahlen. In einem Filter mit zwei Wandlern beträgt dieser Verlust 6 dB, da in unserem Filter lediglich eine der beiden Richtungen verwendet wird.

Schließt man das Filter mit einem Widerstand ab, so läßt sich eine Fehlanpassung nicht umgehen, da nicht die gesamte verfügbare Leistung des Signalgenerators in den Realteil der Wandlerimpedanz übertragen werden kann. Hierdurch entsteht ein Verlust der zweiten Kategorie. Wenn beide Wandler des Filters den gleichen Wert für *Q* aufweisen, so beträgt der Mindestwert für die Verluste durch eine Fehlanpassung:

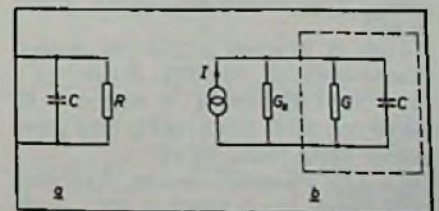
$$20 \log \left\{ \frac{2}{1 + \sqrt{1 + Q^2}} \right\} \text{dB.}$$

Die Größe der Verluste, die bei einem anderen Filterabschluß entstehen, kann ebenfalls einfach berechnet werden.

Der soeben angegebene Ausdruck für den Minimalwert des Verlustes bei Abschluß mit einem reinen Widerstand läßt sich wie folgt ableiten. Ausgangspunkt ist die einfache Schaltung, wie sie Bild 11 b zeigt. Die Interdigitalstruktur wird hier durch das Ersatzschaltbild dargestellt, bestehend aus einem Leitwert *G* und einer dazu parallel geschalteten Kapazität *C*. Die Leistung wird von einer Stromquelle *I* mit einem Innenleitwert *G*<sub>1</sub> geliefert.

Die Energie, die in akustische Wellen umgesetzt wird, wird durch die in dem

Bild 11. a) Ersatzschaltbild für einen Wandler bei der Mittenfrequenz *f*<sub>0</sub>. *C* Kapazität, *R* Widerstand. b) Rechenmodell, aus dem sich der Anteil der verfügbaren Leistung der Signalquelle bestimmen läßt, der als akustische Leistung abgestrahlt wird. Links des gestrichelten Kastens die Quelle mit dem Leitwert *G*<sub>1</sub>, im Kasten der Wandler (*G* = *I*/*R*).



Leitwert  $G$  dissipierte Leistung wieder- gegeben. Bei der Frequenz  $\omega_0$  ist sie gleich

$$P = \frac{I^2 G}{(G_s + G)^2 + \omega_0^2 C^2}$$

Hieraus ergibt sich mit  $\omega_0 C = QG$ :

$$P = \frac{I^2 G}{(G_s + G)^2 + Q^2 G^2}$$

Die verfügbare Leistung der Quelle  $P_A$  ist gegeben durch:

$$P_A = \frac{I^2}{4 G_s}$$

so daß man für den Teil der Leistung, der zum Leitwert  $G$  übertragen wird, schreiben kann:

$$\frac{P}{P_A} = \frac{4G G_s}{(G + G_s)^2 + Q^2 G^2}$$

Für eine maximale Leistungsübertragung gilt die Bedingung

$$G_s = \sqrt{G^2 + \omega_0^2 C^2}$$

oder

$$G_s = G \sqrt{1 + Q^2}$$

Hieraus folgt:

$$\left(\frac{P}{P_A}\right)_{\max} = \frac{2}{1 + \sqrt{1 + Q^2}}$$

Diese Beziehung gibt den größtmöglichen Teil der verfügbaren Leistung an, der an den Leitwert  $G$  abgegeben werden kann, und gibt daher den minimalen Verlust durch Fehlanpassung eines einzigen Wandlers an. Für ein Filter ergibt, unter der Voraussetzung, daß die Werte für  $Q$  für beide Wandler gleich groß sind, das Quadrat dieses Wertes den minimalen Fehlanpassungsverlust.

In Dezibel umgerechnet, führt dieses Ergebnis zu dem oben angeführten Ausdruck.

### Literatur

- [1] R. F. Mitchell: Akustische Oberflächenwellenfilter, Philips techn. Rdsch. 32 (1971/72) S. 191–202.
- [2] K. W. Moulding und D. W. Parker: IEEE 1974 Ultrasonics Symp. Proc., S. 168.
- [3] R. F. Mitchell und D. W. Parker: Electronics Lett. 10 (1974) S. 512.
- [4] T. W. Bristol, W. R. Jones, P. B. Snow und W. R. Smith: IEEE 1972 Ultrasonics Symp. Proc., S. 343.
- [5] J. J. Campbell und W. R. Jones: IEEE Trans. SU-15 (1968) S. 209. ■

### Fernseh-Kanalwähler

## „Euro-Tuner“ — eine neue Generation

(2. Teil)

H. Bender, Eindhoven, und M. T. I. Otten, Krefeld

Die vor einigen Jahren von Valvo eingeführte Tunerkombination\*) UD 1/VD 1 hat sich so gut bewährt, daß ihre wesentlichen Eigenschaften auch für die jetzt neu herausgebrachte Tunerkombination U 322/V 311 beibehalten wurden. Allerdings wurden Signalverträglichkeit und Störfestigkeit verbessert und die Betriebssicherheit erhöht. Die Bezeichnung „Euro-Tuner“ deutet an, daß die neue Tunergeneration für eine internationale Anwendung vorgesehen ist und in mehreren Ländern gebaut werden soll. Die neuen Kanalwähler werden ausführlich beschrieben, wobei auch Probleme ihrer Anwendung im Fernsehempfänger und der Auswechselbarkeit mit der älteren Tunergeneration berücksichtigt sind.

### VHF-Tuner V 311 Eingangsstufe

Der VHF-Tuner, dessen Schaltung Bild 10 zeigt, benützt ebenfalls eine Vorstufe mit PIN-Diodenabschwächer und Hochstromtransistor. Im Detail jedoch bestehen zwischen den Schaltungen von VHF- und UHF-Tuner erhebliche Unterschiede. Eine relativ aufwendige Filterkombination zwischen Antenneneingang und HF-Transistor sorgt für gute Eingangsselektion. Unmittelbar am Antennenanschluß liegt ein Tiefpaßglied, welches ermöglicht, den UHF-Tuner parallel zu schalten, ohne dessen Eingangsanpassung zu verschlechtern. Es folgen ein ZF-Sperrkreis und zwei parallelgeschaltete Bandpässe, von denen der eine auf den Fernsehbereich I und der andere auf den Fernsehbereich

III abgestimmt ist. Über einen zweiten ZF-Sperrkreis gelangt das Eingangssignal schließlich zu dem variablen Abschwächer, der mit zwei PIN-Dioden BA 379 bestückt ist. Wie beim UHF-Kanalwähler wird auch hier der Abschwächer vom Vorstufentransistor gesteuert.

Die Eingangsstufe verwendet einen PNP-Transistor AF379. Die betreffenden Strom- und Spannungsverhältnisse sind wieder einfach zu verstehen, wenn man sich den Transistor durch einen veränderlichen Widerstand ersetzt denkt (Bild 11). Bei nomineller Verstärkung (Emitterstrom 4 mA) ist der Widerstand relativ groß, die Anode der Diode D2 ist positiv gegenüber ihrer Katode, und die Diode ist durchgeschaltet. Die dadurch an R3 entstehende Spannung sperrt die Diode D1. Mit zunehmender Regelung steigt der Transistorstrom bis auf etwa 12 mA an, der Transistor wird niederohmiger. Folglich nimmt der Strom durch D2 ab, während D1 beginnt, Strom zu ziehen. Das Verhalten der Dioden ist somit gegenläufig: Während die im Signalweg liegende Diode D2 hochohmiger wird und damit die HF-Spannung abschwächt, verringert sich der Widerstand der Paralleldiode D1, so daß der Abschlußwiderstand des Eingangsfilters und damit auch die Eingangsimpedanz des Tuners sich im Regelbereich kaum ändert.

\*) Pützer, W., u. Haak, W.: Ein neues Kanalwählersystem für Fernsehempfänger. Funkschau (1972) S. 249–252.

Ing. Heinrich Bender ist Leiter der Fernseh-Kanalwähler-Entwicklung in der Philips-Hauptindustriegruppe Video in Eindhoven. Dipl.-Ing. Max-Theo-Ignatius Otten ist Abteilungsleiter im Labor für Bausteine in der Apparatefabrik Krefeld der Philips GmbH.

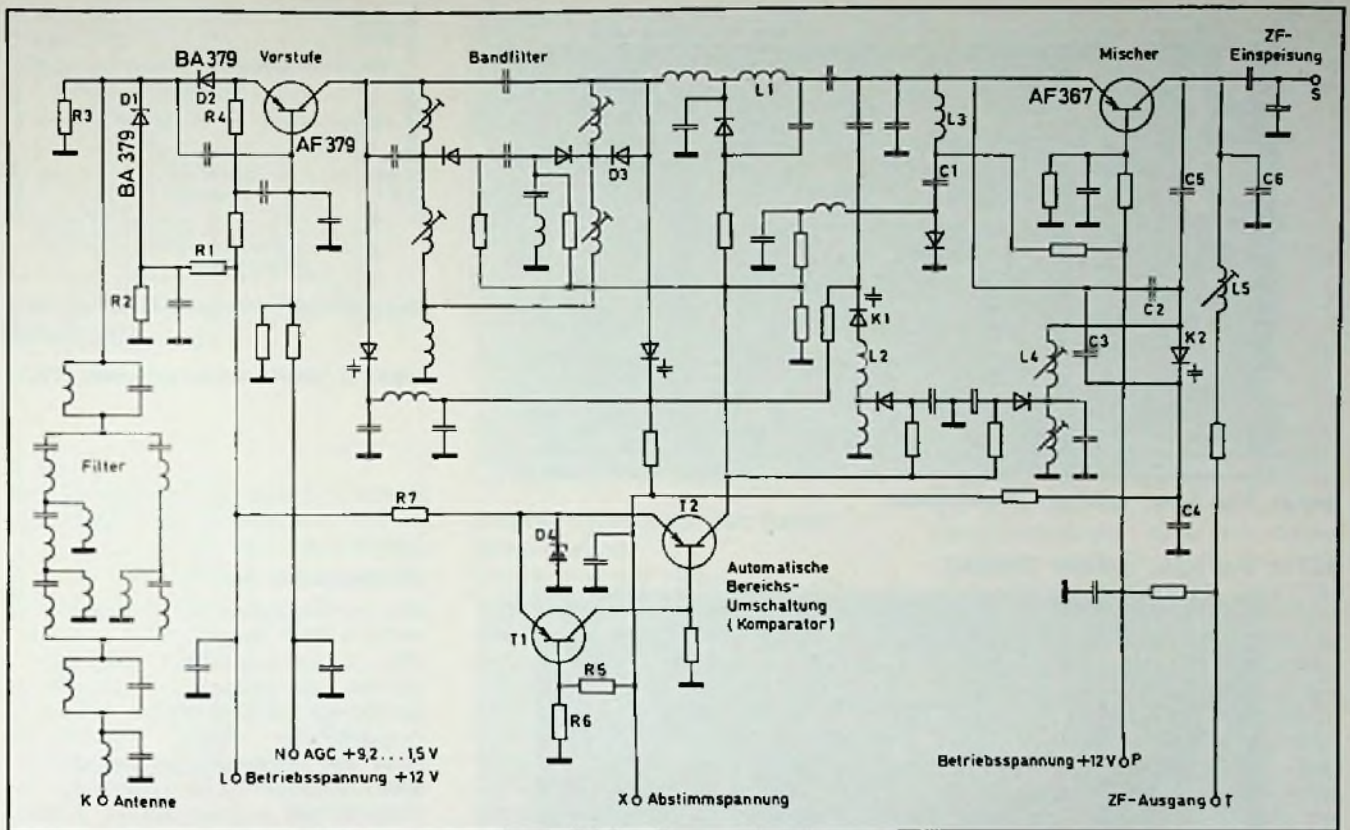


Bild 10. Gesamtschaltbild des VHF-Tuners V311

Der Transistor AF379 hat bei den genannten Einstellungen durch Stromsteuerung eine sehr gute Signalverträglichkeit; Rauschen und Verstärkung ändern sich bei Kollektorströmen zwischen 3 und 12 mA nur wenig. Da die PIN-Dioden bis zu Eingangssignalen von über 1 V keine nennenswerten Verzerrungen verursachen, nimmt die Kreuzmodulationsfestigkeit der Vorstufe gleichsinnig mit der Regelung zu. Der für die Vorwärtsregelung von Kleinsignaltransistoren typische „Kollektor-dip“ (Verschlechterung des Kreuzmodulationsverhaltens im Anfangsbereich der Regelung) tritt deshalb nicht ein (Bild 16).

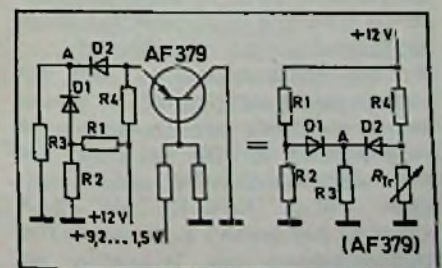
**Mischer und HF-Bandfilter**

Das auf die Vorstufe folgende HF-Bandfilter wird mit Dioden zwischen den Bereichen I und III umgeschaltet. Interessant ist hier die dem Bereich-III-Sekundärkreis parallel geschaltete Begrenzerdioden D3. Sie schützt den selbstschwingenden Mischer vor zu hohen Eingangssignalen, die z. B. beim Umschalten von einem schwachen auf einen starken Sender kurzzeitig auftre-

ten können, bevor die automatische Verstärkungsregelung einsetzt. Das HF-Bandfilter ist über die umschaltbare Längsinduktivität L1 an den Emittter des Mischtransistors AF367 gekoppelt. Diese Schaltung wurde wegen ihrer guten Kreuzmodulationseigenschaften gewählt, denn der niederohmige Transistor wird hier aus einer hochohmigen Quelle angesteuert (Stromsteuerung). Ebenfalls störmindernd wirkt ein aus der Kapazitätsdiode K1 und der Spule L2 bestehender Saugkreis am Emittter des Mixers. Dieser Kreis wird im Gleichlauf mit dem HF-Bandfilter und dem Oszillator durchgestimmt und ist auf eine dazwischenliegende Frequenz (etwa 19,5 MHz höher als das Eingangssignal) abgestimmt. Er unterdrückt den „ersten repeat spot“, eine Empfangsstörung, bei der sich aus der zweiten Harmonischen des Störsenders (Tonträger des Kanals N+2) und der zweiten Harmonischen des Oszillators eine Stör-Zwischenfrequenz bildet. Ein weiterer Saugkreis am Emittter des Mixers (L3, C1) ist auf eine ZF-Frequenz abgestimmt und wird zusammen mit der Bereichsumschaltung geschaltet. Dadurch erreicht man trotz der in

einer selbstschwingenden Mischstufe unvermeidlichen Oszillator-Rückkopplung eine von Kanal- und Bereichswahl unabhängige und konstante ZF-Ausgangsimpedanz. Außerdem ist eine niedrige ZF-Impedanz am Eingang eines Mixers Voraussetzung für gute Mischverstärkung. Am Kollektor des Mischtransistors sind, wie üblich, Oszillatorkreis (K2, C4, L4) und ZF-Kreis (C5, C6, L5) parallel geschaltet. Für eine möglichst konstante und frequenzunabhängige Oszillatoramplitude wurden 2 Rückkopplungskondensatoren verwendet. Davon ist C2

Bild 11. PIN-Dioden-Steuerung in der VHF-Vorstufe



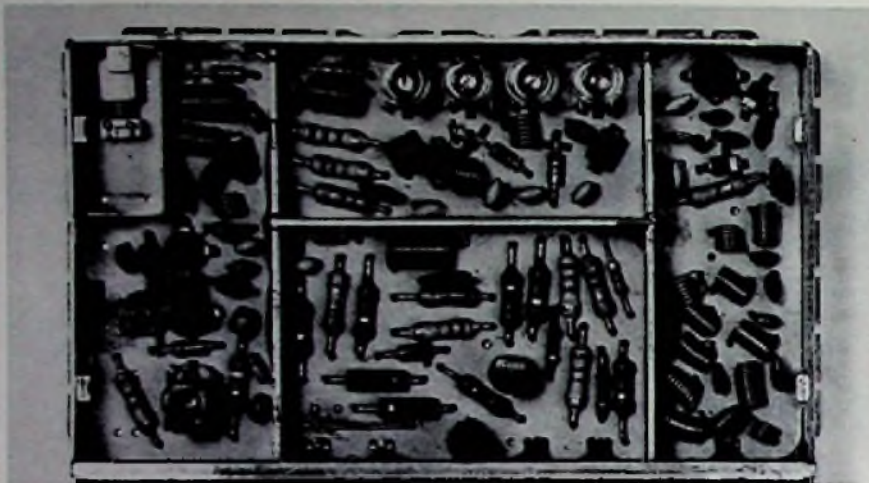


Bild 12. VHF-Tuner geöffnet (Bauteillesette)

Bild 13. VHF-Tuner geöffnet (Lötseite)



im ganzen Frequenzbereich wirksam, C3 als Zusatzkopplung hauptsächlich im Fernsehbereich I.

**Automatische Bereichsumschaltung**

Besonders interessant beim Kanalwähler V311 ist die automatische Bereichsumschaltung, die einen Bereich-III-Schalter sowie eine extra Schaltspannung erübrigt. Ein aus zwei Transistoren und einer Z-Diode bestehender Komparator wird von der Abstimmspannung gesteuert und schaltet beim Überschreiten der Schwellenspannung von 9,2V die Betriebsspannung auf die Schaltdioden durch. Im einzelnen arbeitet die Schaltung folgendermaßen (Positionsbezeichnungen nach Bild 10):

An der Abstimmspannung liegt ein hochohmiger Teiler (R5, R6), an dessen Abgriff die Basis des Transistors T1 angeschlossen ist. Die Belastung der Abstimmspannungsquelle variiert zwischen +10µA (Kanal 12) und -3µA (negativer Basisstrom) auf Kanal 2. Die Emitterspannung des Transistors ist

durch die Z-Diode D4 stabilisiert. Bei Abstimmspannungen <9V sind der Transistor T1 und der mit ihm gekoppelte Transistor T2 gesperrt. Die Schaltdioden, deren Anoden über Vorwiderstände am Kollektor von T2 liegen, finden eine hohe Impedanz vor, an der sich eine durch Gleichrichtung des Oszillatorsignals erzeugte negative Richtspannung aufbauen kann.

Diese sperrt auch die Schaltdioden. Überschreitet die Abstimmspannung den Schwellwert von 9,2V, so wird der Transistor T1 leitend und schaltet den angekoppelten Transistor T2 durch. Damit liegen die Schaltdioden über ihre Vorwiderstände, den niederohmigen Transistor-Innenwiderstand sowie den gemeinsamen Widerstand R7 an der Betriebsspannung und werden ebenfalls leitend.

Die Z-Dioden-Stabilisierung macht die Gesamtschaltung weitgehend unabhängig von Betriebsspannungs- und Temperaturschwankungen. Auch der Abstimmstrom ist so konstant, daß sein

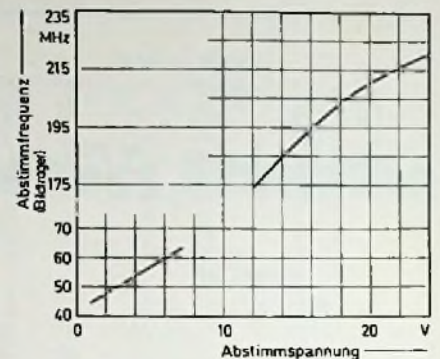


Bild 14. Abstimm-Charakteristik (V311)

Einfluß auf die Frequenzstabilität des parallel geschalteten UHF-Tuners vernachlässigbar klein ist.

**Mechanischer Aufbau**

Den mechanischen Aufbau des Kanalwählers V311 zeigen Bild 12 und 13. Die Grundkonstruktion mit Metallrahmen und eingesetzter Leiterplatte gleicht der des UHF-Tuners. Die Hochfrequenzkreise werden induktiv mit Hilfe von Messingkernen abgeglichen. Eine neuartige Spulenkonstruktion ermöglicht die klebmittelfreie Befestigung der Wicklung auf dem Spulenkörper. Die freitragend gewickelte Spule wird auf den Körper aufgeschoben und mit einem einrastenden Überwurf mikrofoniesicher festgeklammt. Spulenkörper und Überwurf bilden eine Einheit und werden in einem Arbeitsgang aus Kunststoff gespritzt.

Die Anschlußstifte auf der Unterseite des Kanalwählers sind zusätzlich entkoppelt, um die Oszillatorstörstrahlung klein zu halten. Zu diesem Zweck sind auf die Innenseite der Trägerschiene Scheibenkondensatoren gelötet, die über relativ breite und somit induktivitätsarme Metallfahnen mit den Stiften verbunden sind. Eine weitere Verbesserung von elektrischer Entkopplung und mechanischer Stabilität bewirken die auf der Leiterplatte angebrachten Trennwände, die das Tunerinnere in mehrere Kammern aufteilen.

**Eigenschaften**

Die wichtigsten elektrischen Eigenschaften des VHF-Kanalwählers sind aus Tabelle 2 zu ersehen. Außerdem besteht der Tuner die gleichen umwelt-, mechanischen und sonstigen Tests wie der UHF-Kanalwähler U322.

Weitere Eigenschaften des VHF-Tuners veranschaulichen die Meßkurvenblätter 14, 15, 16, 17 und 18. Bild 14 zeigt die Abstimmfrequenz als Funktion der Abstimmspannung, Bild 15 Verstärkung und Rauschen. Bild 16 und 17 illustrieren

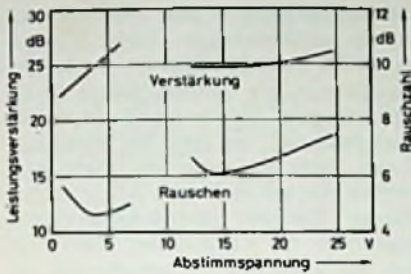


Bild 15. Verstärkung und Rauschen des Tuners V311

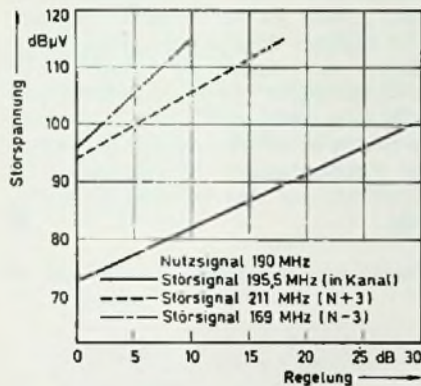


Bild 16. Kreuzmodulation (1%) als Funktion der Regelung (V311)

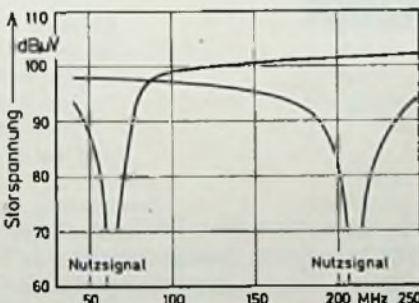


Bild 17. Kreuzmodulation (1%) bei nomineller Verstärkung mit frequenzvariablen Störer (V311)

Bild 18. Oszillator-Shift und -Drift (V311)

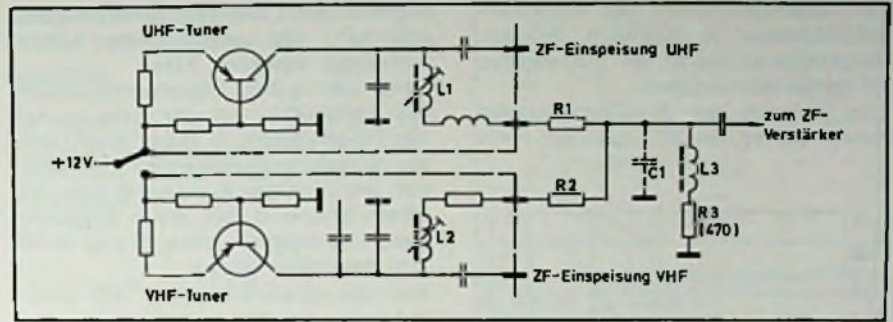
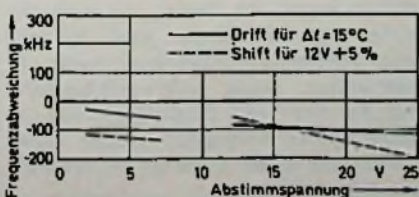


Bild 19. Prinzipschaltbild der ZF-Ausgänge mit äußerer Beschaltung

das Kreuzmodulationsverhalten, während Bild 18 die Oszillatoreigenschaften Shift und Drift wiedergibt.

**Schaltungstechnik der Tunerkombination Umschalten der Tuner**

Nach den Einzeldarstellungen der beiden neuen Kanalwähler seien kurz noch einige Besonderheiten der Tunerkombination beleuchtet. Wie schon erwähnt, kann man die Antennenanschlüsse parallel schalten. Ermöglicht wird dies durch einen Hochpaß im Eingang des UHF-Tuners und einen Tiefpaß im Eingang des VHF-Tuners, welche die Funktion einer Frequenzweiche übernehmen. Beim Anschluß des Antennenkabels ist darauf zu achten, daß die Verbindung zum UHF-Tuner möglichst kurz ist, um nicht durch parasitäre Induktivität die Anpassung zu verschlechtern. Auch ZF-ausgangsseitig sind keine besonderen Maßnahmen zur Umschaltung zwischen beiden Kanalwählern nötig. Wie die Prinzipschaltung von Bild 19 zeigt, ist die Ausgangsstufe jedes

Tuners mit einem PNP-Transistor bestückt, dessen Kollektorgleichstromkreis außerhalb des Kanalwählers geschlossen wird. Über die zur Einstellung der Betriebsbandbreite dienenden Dämpfungswiderstände R1 und R2 sind beide ZF-Ausgänge miteinander verbunden und über die Drosselspule L3 und den Widerstand R3 gleichstrommäßig an Masse gelegt. Durch den Widerstand R3 fließt somit der Kollektorstrom des in Betrieb befindlichen Tuners und erzeugt an ihm einen Spannungsabfall von 1 bis 2 V. Diese Spannung steht auch an den Kollektoren der beiden Ausgangstransistoren. Wird nun der Emittter des nicht benötigten Transistors entsprechend Bild 19 von der Betriebsspannung abgetrennt, so liegt dessen Basis an Masse und die Kollektordiode ist in Durchlaßrichtung geschaltet. Dadurch wird der nicht benötigte ZF-Ausgangskreis (L2) so stark bedämpft und verstimmt, daß er die Resonanzkurve des gewünschten Ausgangskreises (L1) nicht mehr beeinflussen kann. Mit dem Kondensator C1 läßt sich bei Bedarf

Tabelle 2. Die wichtigsten Eigenschaften der VHF-Kanalwähler

Eigenschaft	Grenzwert	Typ. Wert	Bemerkung
Stehwellenverhältnis Eingang	≤ 4	2,5	
Schräge der Durchlaßkurve	≤ 3 dB	2 dB	
AGC-Bereich	≤ 40 dB		
Leistungsverstärkung	≤ 20 dB	25 dB	
Rauschzahl	≤ 9 dB	5-7 dB	
ZF-Unterdrückung	≤ 60 dB		
Spiegelfrequenzunterdrückung	≤ 53 dB		
1% Kreuzmodulation			
im Kanal		70 dB (μV)	bei nominaler
im 3-Kanal-Abstand		94 gb (μV)	Verstärkung
Oszillator-Shift	≤ 250 kHz		bei 5% Änderung der Betriebsspannung
Oszillator-Drift	≤ 300 kHz		bei 15°C Änderung der Umgeb.-Temp.
Oszillator-Störstrahlung	VDE 0872		
	7.72		

die Ausgangsimpedanz der Kanalwählerkombination in gewissen Grenzen transformieren und an den Eingang des ZF-Verstärkers anpassen. Zum Abgleich der ZF-Ausgangskreise zusammen mit den ZF-Filtern des Fern-

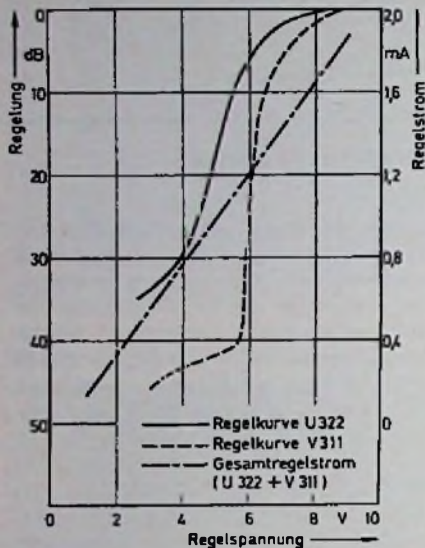


Bild 20. Automatische Verstärkungsregelung (U322 und V311)

sehempfängers hat jeder Tuner, wie aus Bild 19 ersichtlich, einen ZF-Einspeisepunkt, der über einen kleinen Kondensator mit dem Kollektor des jeweiligen Ausgangstransistors verbunden ist. An diese Einspeisepunkte kann der ZF-Generator direkt angeschlossen werden. Die Signalabschwächung zum ZF-Ausgang beträgt etwa 23 dB.

**Tuner im Fernsehempfänger**

Für den Betrieb der Kanalwähler im Fernsehempfänger ist außerdem die Charakteristik der automatischen Verstärkungsregelung wichtig, die bei PIN-Diodenregelung etwas von der Vorwärtsregelkurve bipolarer Transistoren abweicht. Wie Bild 20 zeigt, bestehen zwischen VHF- und UHF-Tuner gewisse Unterschiede, die durch die etwas verschiedenen Eingangsschaltungen bedingt sind. Beide Kurven sind relativ flach im Bereich maximaler Verstärkung, so daß Toleranzen von mindestens  $\pm 0,5V$  für den nominellen Einstellwert der AGC-Spannung (9,2 V) zugelassen werden können. Mit abnehmender Regelspannung fällt die zunächst flache Kennlinie immer steiler, am Ende des Regelbereichs verläuft sie wieder flacher. Eine solche Kennlinie erfordert eine sorgfältige Dimensionierung der Zeitkonstanten des Regelkreises. Diese vorausgesetzt, läßt sich ein günstiges

Regelverhalten des Fernsehempfängers erreichen, wie umfangreiche Untersuchungen bewiesen haben.

Dank der guten Signalverträglichkeit der Kanalwähler ist der Einsatzpunkt der Tunerregelung in einem relativ weiten Signalspannungsbereich frei wählbar. Als günstiger Kompromiß kann ein Übernahmepunkt bei einer Eingangsspannung zwischen etwa 60 und 66 dB ( $\mu V$ ) empfohlen werden.

Bei der Dimensionierung der AGC-Schaltung ist noch zu beachten, daß die Regelspannungsquelle den größten Strom (2 mA bei Betrieb beider Tuner in Parallelschaltung) bei maximaler Verstärkung zu liefern hat, und daß der Strom mit zunehmender Regelung abnimmt (Bild 20).

**Austausch von Tunern verschiedener Generationen**

Die Gesamtstromaufnahme der Euro-Kanalwählerkombination ist mit etwa 70 mA merklich größer als die der Vorläufergeneration UD1/VD1. Dies und

der Unterschied in den AGC-Strömen ist zu berücksichtigen, wenn die alte durch die neue Tunergeneration ersetzt werden soll. Für Service-Zwecke ist es auch möglich, jeweils nur einen Tuner auszutauschen, so daß die Kombinationen U322/VD1 oder UD1/V311 entstehen. Werden in diesem Fall (z. B. bei älteren Geräten) Betriebsspannungstoleranzen der Kanalwähler überschritten, so führt das im allgemeinen zu keiner nennenswerten Beeinträchtigung der Tunereigenschaften.

Schließlich ist noch zu erwähnen, daß es eine Sonderausführung der Kanalwähler mit einer Koaxialbuchse zum Auskoppeln von Oszillatorspannung gibt. Diese ist für Fernsehempfänger mit digitaler Abstimmung gedacht, bei denen das dem Tuner entnommene Oszillatorsignal nach Frequenzteilung mit einer Referenzfrequenz verglichen wird. Die in der Vergleichsstufe erzeugte Regelspannung stimmt dann den Oszillator auf den betreffenden Kanal ab.

FET-Verstärkertechnik

# Sperrschicht- und MOS-FET-Schaltkonzept

Teil 2

Josef Schürmann, Freising

Die mit FETs und MOS-FETs möglichen Prinzipschaltungen und deren Eigenschaften wurden bereits in Heft 22/76 behandelt. Dieser Beitrag führt das Thema fort mit der Diskussion von fünf Antennenverstärker-Schaltungen, die FETs und MOS-FETs als aktive Elemente verwenden. Wie dabei Stabilität, Kreisgüte und Leistungsverstärkung zu berechnen sind, wird am Beispiel des zuerst besprochenen Verstärkers aufgezeigt.

**Dimensionierung der Kreise**

Für selektive Verstärker gelten folgende Beziehungen zwischen der Bandbreite  $B$ , der Betriebsgüte  $Q$ , den Kreiskapazitäten  $C_T$  und dem Kreisleitwert  $G_p$  (der jeweils die Addition von  $g_{11}$ ,  $G_E$ , bzw.  $g_{22}$  und  $G_A$  ist). Sie sind in Bild 12 dargestellt.

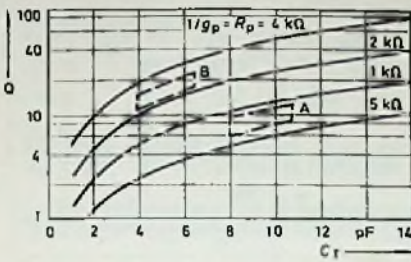
$$Q = f_0/B; \tag{2}$$

$$Q = \omega C_T \cdot R_p \text{ oder } Q = \omega C_T / G_p \tag{3}$$

Kanalverstärker haben dabei eine Betriebsgüte von 10–25. Hierbei kann der

Eingangskreis die im Bereich A angegebenen Kreiskapazitäten und Resonanzwiderstände annehmen. Für den Ausgangskreis gilt dagegen der Bereich B. Die Hochpunkte der Kreise lassen sich an Gate 1 bzw. Drain des BF 900 legen. Im Betrieb ist trotz der hohen Stufenstabilität eine gewisse aufbaubedingte Rückwirkung meist unvermeidbar. Diese wirkt entdämpfend auf die Aus- und Eingangskreise. Die gewünschten Kreisgüten werden daher bereits bei einem höheren L/C-Verhältnis erreicht.





**Bild 12.** Bandbreite B, Betriebsgüte Q und Kreiskapazitäten  $C_r$  bei selektiven Verstärkern

**Leistungsverstärkung**

Die maximale Leistungsverstärkung beträgt bei optimaler Anpassung und geringer Rückwirkung näherungsweise

$$v_p = \frac{|Y_{21}|^2}{4 \cdot g_{11} \cdot g_{22}} \quad (4)$$

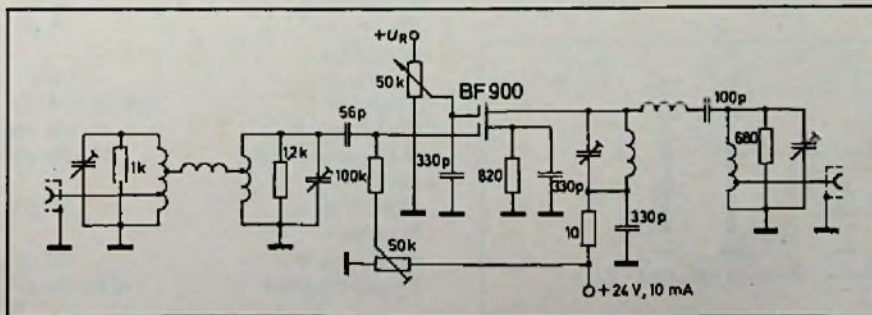
Für den BF 900 erhält man damit bei  $f = 200 \text{ MHz}$ :

$$v_p = \frac{|10 - j8|^2}{4 \cdot 1 \cdot 0,25} = 164 = 22,2 \text{ dB}$$

**Meßwerte**

Leistungsverstärkung	22 dB
Rauschzahl	2,5 dB
Ausgangsspannung	1,2 V
Eingangsstörfestigkeit ( $\pm 7 \text{ MHz}$ bzw. 1-Kanalabstand)	$\cong 121 \text{ dB}/\mu\text{V}$
Regelbereich	38 mV $\cong 92 \text{ dB}/\mu\text{V}$
Rückflußdämpfung $a_{11}$	>30 dB
Rückflußdämpfung $a_{22}$	13 dB
Stromaufnahme	15 dB $\cong 10 \text{ mA}$

**Bild 13.** Band-III-Verstärker mit BF 900 für Kanal 8



**Band-III-Verstärker mit BF 900 für Kanal 8**  
**Stabilität**

Zur Stabilitätsberechnung der in Bild 13 gezeigten Schaltung benötigt man die 4-Pol-Matrix des BF 900 bei 200 MHz. Diese lautet

$$Y = \begin{vmatrix} 1 + j5,5 & 0 + j0,025 \\ 10 - j8 & 0,25 + j2,5 \end{vmatrix}$$

Nach Linwell ist das Stabilitätskriterium gegeben durch

$$C = \frac{|Y_{12} \cdot Y_{21}|}{2 \cdot g_{11} \cdot g_{22} - \text{Re} |Y_{21} \cdot Y_{12}|} \quad (1a)$$

wobei für  $C < 1$  Stabilität herrscht. Vor allem ist die Stabilität bei Leerlauf am Ein- und Ausgang wichtig. Leerlauf bedeutet hier Abschluß am Ein- und Ausgang mit  $G_E$  und  $G_A$ , bestehend aus Leerlauf-Kreisadmittanzen von z. B.  $0,125 \text{ mS}$  ( $8 \text{ k}\Omega$ ).

Als erweiterte Stabilitätsformel erhält man damit

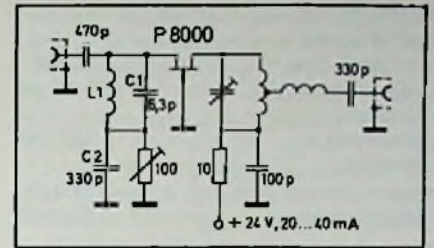
$$C' = \frac{|Y_{21} \cdot Y_{12}|}{2 \cdot (g_{11} + G_E) \cdot (g_{22} + G_A) - \text{Re} |Y_{21} \cdot Y_{12}|} \quad (1b)$$

Dies ergibt mit den BF-900-Werten:

$$C' = \frac{(10 - j8) \cdot (j0,025)}{2 \cdot 1,125 \cdot 0,375 - \text{Re} |(10 - j8) \cdot 0,025|} = 0,5$$

Das Stabilitätskriterium nach Stern dagegen lautet

$$K' = \frac{2 \cdot (g_{11} + G_E) \cdot (g_{22} + G_A)}{|Y_{21} \cdot Y_{12}| + \text{Re} |Y_{21} \cdot Y_{12}|} \quad (1c)$$



**Bild 14.** Band-III-Großsignalverstärker mit P 8000 für Kanal 8

wobei Stabilität herrscht für  $k > 1$ . Setzt man die Daten des BF 900 in Gl. 1c ein, so erhält man

$$K' = 1,62$$

Im Betrieb bei angepaßtem Aus- und Eingang ist der Stabilitätsfaktor noch größer.

Die Eingangsstörfestigkeit wurde bei einem Intermodulationsabstand von 60 dB gemessen. Bemerkenswerterweise ist das Signal/Rausch-Verhältnis besser als bei dem jetzt gebräuchlichen passiven Regelsystem mit PIN-Dioden oder mechanischen Regelstellgliedern.

**Band-III-Großsignalverstärker mit P 8000 für Kanal 8**

Die betreffende Schaltung zeigt Bild 14. Das L1/C1-Glied am Eingang ist breit auf 200 MHz abgestimmt. Falls dies nicht gewünscht ist, können die Kondensatoren C1 und C2 weggelassen werden, ohne daß sich dadurch die Eingangsanpassung merkbar verschlechtert. Nur ist in diesem Fall die Spule L1 als Drosselspule zu dimensionieren. Im Interesse einer guten Anpassung zwischen Drain und Ausgangskreis muß das Verhältnis L/C am Ausgang möglichst groß gemacht werden, was am besten durch eine Reiheninduktivität geschieht. Da bei Sperrschicht-FETs die Gate-Kanal-Diode bei positiven Werten leitend wird und Verzerrungen verursacht, muß der Arbeitspunkt für die Gate-Vorspannung durch den Source-Widerstand in den negativen Bereich geschoben werden. Der Einsteller ist durch einen Widerstand von  $33 \Omega$  ersetzbar.

**Meßwerte**

Leistungsverstärkung	9,0 dB
Rauschzahl	4,5 dB
Ausgangsspannung	3,9 V
	$\cong 123 \text{ dB}/\mu\text{V}$

Eingangsstörfestigkeit ( $\pm 7$ MHz bzw. 1-Kanalabstand)	1,5 V
Rückflußdämpfung $a_{11}$	$\cong 125$ dB/ $\mu$ V
Rückflußdämpfung $a_{22}$	14,5 dB
Stromaufnahme	15,0 dB
	30,0 mA

Die hohe Eingangsstörfestigkeit der Schaltung ist nicht zuletzt der guten Kühlung des Kristalls durch das SOT-32-Gehäuse zu verdanken. Die Aussteuerkennlinie verläuft bei Erhöhung der Betriebstemperatur im Bereich von  $U_g = 0$  V nicht mehr rein quadratisch, sondern folgt einer Kurve mit gebrochenem Exponenten. Die guten thermischen Eigenschaften des SOT-32-Gehäuses bedeuten daher für den P 8000 neben einer stabilen Eingangskennlinie auch eine hohe Betriebszuverlässigkeit.

**Band-III-Bereichsverstärker mit BF 900**

Hier ist wegen der größeren Bandbreite von 55 MHz eine Bandfilterabstimmung an Aus- und Eingang nötig (siehe Bild 15). Die ohmsche Dämpfung der Eingangskreise und des Sekundärkreises am Ausgang hält die Welligkeit der Durchlaßkurve im Übertragungsbereich unter 1,5 dB. Die induktive Bandfilter-

kopplung am Ausgang erhöht das Verhältnis  $L/C$  am Drain derart, daß der Ausgangsleitwert  $g_{22}$  zur Dämpfung und Bandbreite ausreicht. Wie auch beim Kanalverstärker wird die Gate-1-Source-Spannung durch einen Eingangsteiler auf etwa +0,5 V eingestellt.

**Meßwerte**

Leistungsverstärkung	14 dB
Rauschzahl	5,5 dB
Ausgangsspannung	175 mV
Eingangsstörfestigkeit (2-Kanalabstand)	$\cong 105$ dB/ $\mu$ V
Regelbereich	25 mV
Stromaufnahme	$\cong 88$ dB/ $\mu$ V
	> 30 dB
	10 mA

**UHF-Verstärker mit BF 905 für Kanal 62**

Die Schaltung nach Bild 16 entspricht weitgehend der Schaltung des Band-III-Kanalverstärkers von Bild 13. Gate 1 und Drain sind an die Hochpunkte der abgestimmten Kreise gelegt. Die Gleichstromversorgung des FETs läßt sich noch vereinfachen, wenn man die variable Regelspannung dem Gate 2 zuführt und die Vorspannung von Gate 1 von +0,2 bis +0,6 V durch einen festen Spannungsteiler einstellt.

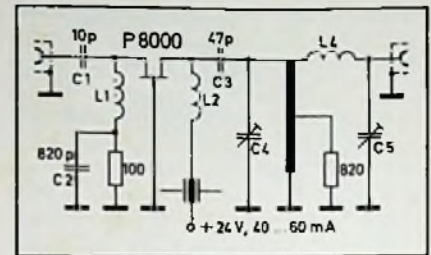


Bild 17. UHF-Kanalverstärker mit P 8000

**Meßwerte**

Leistungsverstärkung	16 dB
Rauschzahl	3,6 dB
Ausgangsspannung	300 mV
Eingangsstörfestigkeit (2-Kanalabstand)	$\cong 110$ dB/ $\mu$ V
Regelbereich	20 mV
Rückflußdämpfung $a_{11}$	$\cong 85$ dB/ $\mu$ V
Rückflußdämpfung $a_{22}$	> 30 dB
Stromaufnahme	20 dB
	25 dB
	15 mA

**UHF-Kanalverstärker mit P 8000 für hohe Ausgangsspannung**

Für die Schaltung nach Bild 17 gelten die gleichen Richtlinien wie für den F-III-Kanalverstärker mit P 8000 (Bild 14). Der Drain-Kreis wurde zusätzlich durch einen 820- $\Omega$ -Widerstand belastet, um die Rückflußdämpfung zu verbessern.  $L_4$  und  $C_5$  transformieren den Leitungswellenwiderstand von 60 bzw. 75  $\Omega$  an den Hochpunkt des Drain-Kreises.  $L_4$  ist eine CuL-Spule von rd. 1,5 Windungen auf 3 mm Querschnitt;  $C_4$  ist ein Trimmer von 2 bis 6 pF.

**Meßwerte**

Leistungsverstärkung	10 dB
Rauschzahl	5 dB
Ausgangsspannung	1,6 V
Eingangsstörfestigkeit (2-Kanalabstand)	200 bis 500 mV
Rückflußdämpfung $a_{11}$	$\cong 106$ bis 114 dB/ $\mu$ V
Rückflußdämpfung $a_{22}$	13 dB
Stromaufnahme	13 dB
	40 bis 60 mA

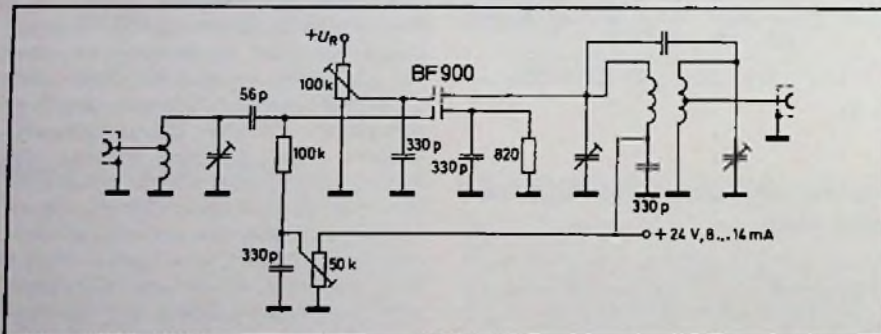
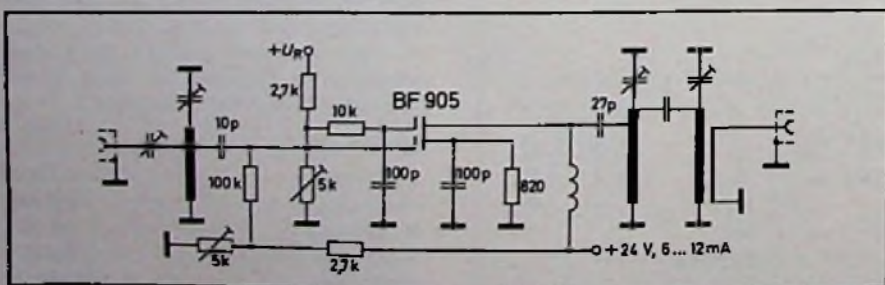


Bild 15. Band-III-Bereichsverstärker mit BF 900

Bild 16. UHF-Verstärker mit BF 905 für Kanal 62



Bauanleitung

# 2-m-Station aus vorabgeglichenen Baugruppen

H. Müller-Schlösser, Germering

Der Nachbau dieses FM-Transceivers ist verhältnismäßig einfach, weil die Hauptbaugruppen als vorabgegliche Platinen erhältlich sind. Die Kosten sind auch für schmale Geldbeutel noch tragbar.

Der Sende-Empfänger ist in fünf Baugruppen aufgeteilt: FM-Empfangsteil 144 ... 146 MHz (AR 20); Sender mit Modulator für 144 ... 146 MHz (AT 23); zusätzliche Endstufe für eine HF-Ausgangsleistung von 10 W; Rufton-Generator; VFOs für Sender und Empfänger.

Die Ausgangsleistung der Baugruppe AT 23 an 50 Ω bei einer Betriebsspannung von 13 V beträgt 3 W. Sie wird mit der zusätzlichen Endstufe auf 10 W gesteigert und könnte bis zu 25 W hochgezogen werden.

### Empfangsteil

Die Baugruppe AR 20 ist ein transistorisierter Doppelsuper. Die gesamte Anordnung befindet sich auf einer Platine von 135 mm x 102 mm. Bauelementehöhe etwa 30 mm. Die erste ZF beträgt 10,7 MHz, die zweite 455 kHz. Die Schaltung ist in Bild 1 abgebildet; aus Bild 2 ist die Bestückung und Beschaltung zu ersehen. Prüfpunkte sind als TP bezeichnet.

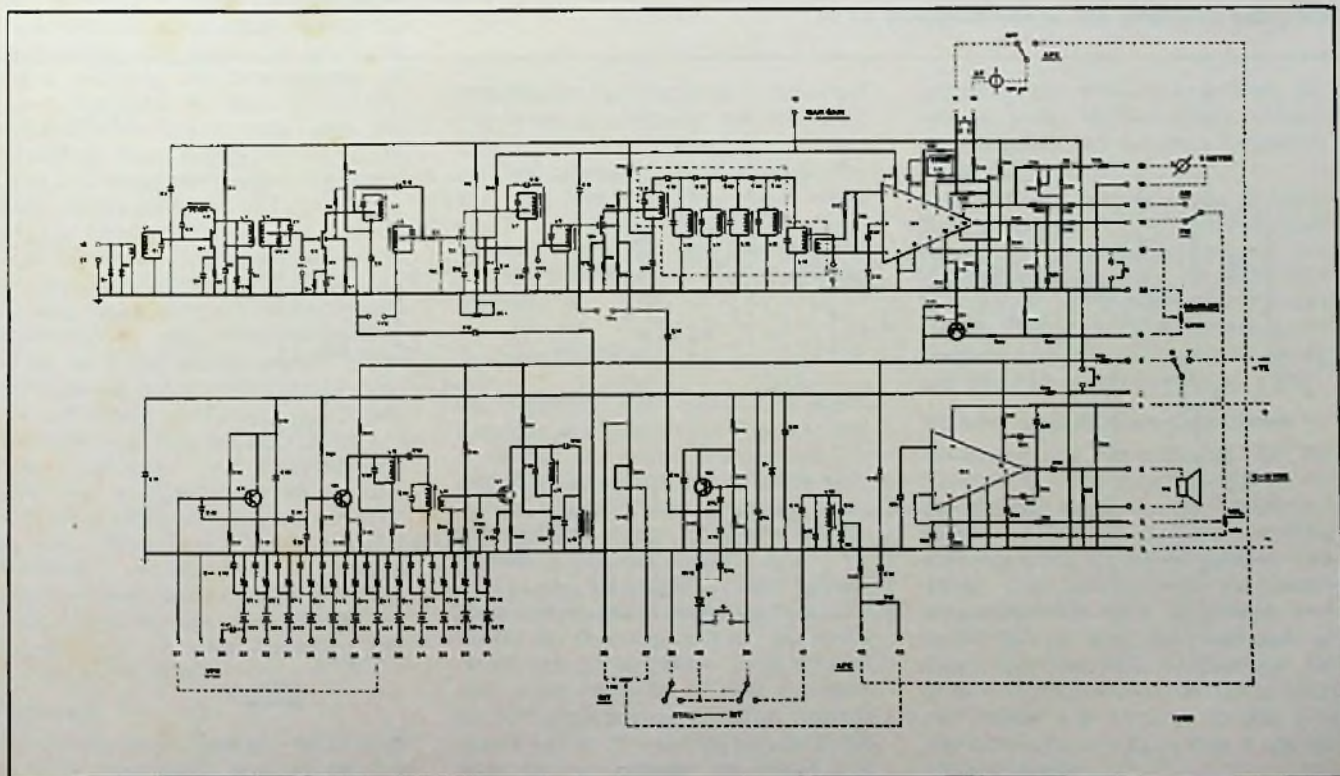
Der rauscharme FET Transistor Q 1 arbeitet als neutralisierte Vorstufe. Erster

Mischer ist der Dual-Gate-MOSFET Q 2, sein Überlagerungssignal erhält er aus der Schaltung mit den Transistoren Q 5, Q 6 und Q 7. Die Grundwellenquarze schwingen mit dem Transistor Q 5; die Frequenz wird mit Q 6 und Q 7 jeweils verdreifacht. Die Quarzfrequenzen liegen im Bereich zwischen 14,811 ... 15,033 MHz. Die Schwingkreise mit den Spulen L 16 und L 17 sind auf 45 MHz, die Schwingkreise mit L 18 und L 19 auf 135 MHz abgestimmt.

L 18 und L 19 auf 135 MHz abgestimmt. Die erste Zwischenfrequenz von 10,7 MHz wird vom Dual-Gate-MOSFET Q 3 verstärkt und zum Dual-Gate-MOSFET Q 4 geführt, der das Signal auf 455 kHz heruntermischet. Nach dem ZF-Verstärker für die Frequenz von 455 kHz gelangt das Signal zum 6-Kreis-Bandfilter L 9-L 14. Über dieses Filter gelangt die ZF an den IC CA 3089. Dieser Baustein verstärkt, begrenzt und demoduliert das Signal. Er liefert außerdem die Spannung für eine S-Meter-Anzeige. Eine eingebaute Rauschsperrung im IC arbeitet bei der Frequenz von 455 kHz nicht. Aus diesem Grunde ist die Transistorstufe Q 9 angefügt.

Die Baugruppen AR 20 und AT 23 des Herstellers „electronica telecomunicazioni“ sind beziehbar von der Hans Dohlus OHG, Jahnstraße 14, 8523 Baiersdorf, der Generalvertretung in der BRD.

Bild 1. Die Schaltung des Empfänger-Bausteins AR 20



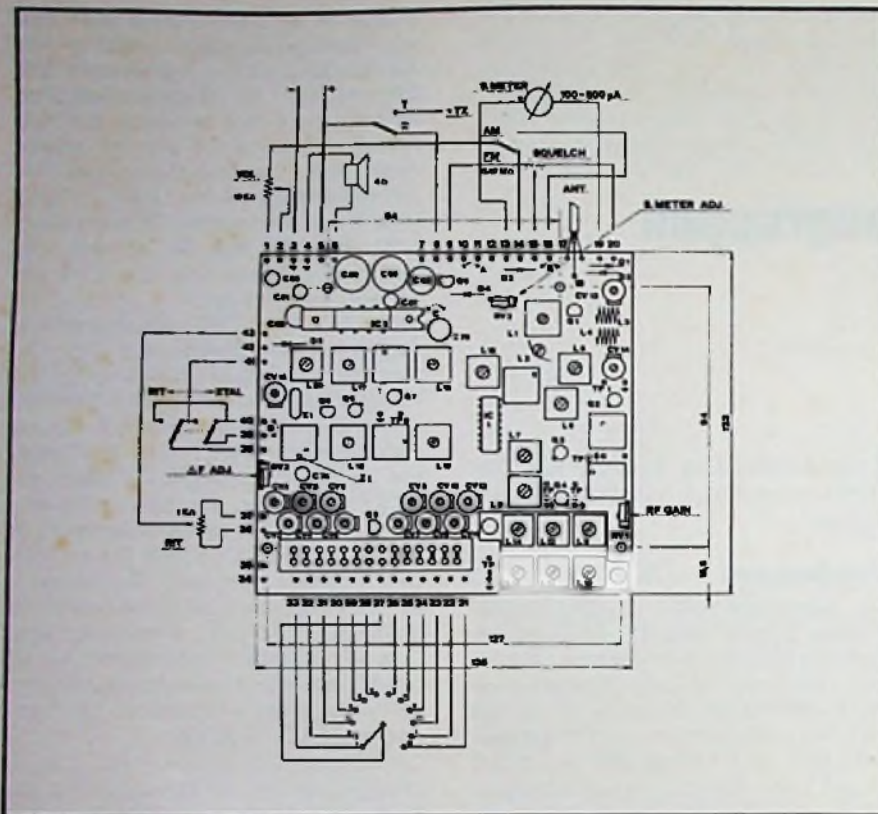


Bild 2. Bestückung und Beschaltung der Empfänger-Baugruppe

Der erste Oszillator des Empfängers kann mit insgesamt zwölf Quarzen bestückt werden. Ein Anschluß für externen VFO ist vorgesehen. Der NF-Verstärker ist mit dem IC TBA 641 B ausgerüstet, er kann bis zu 3W Ausgangsleistung abgeben.

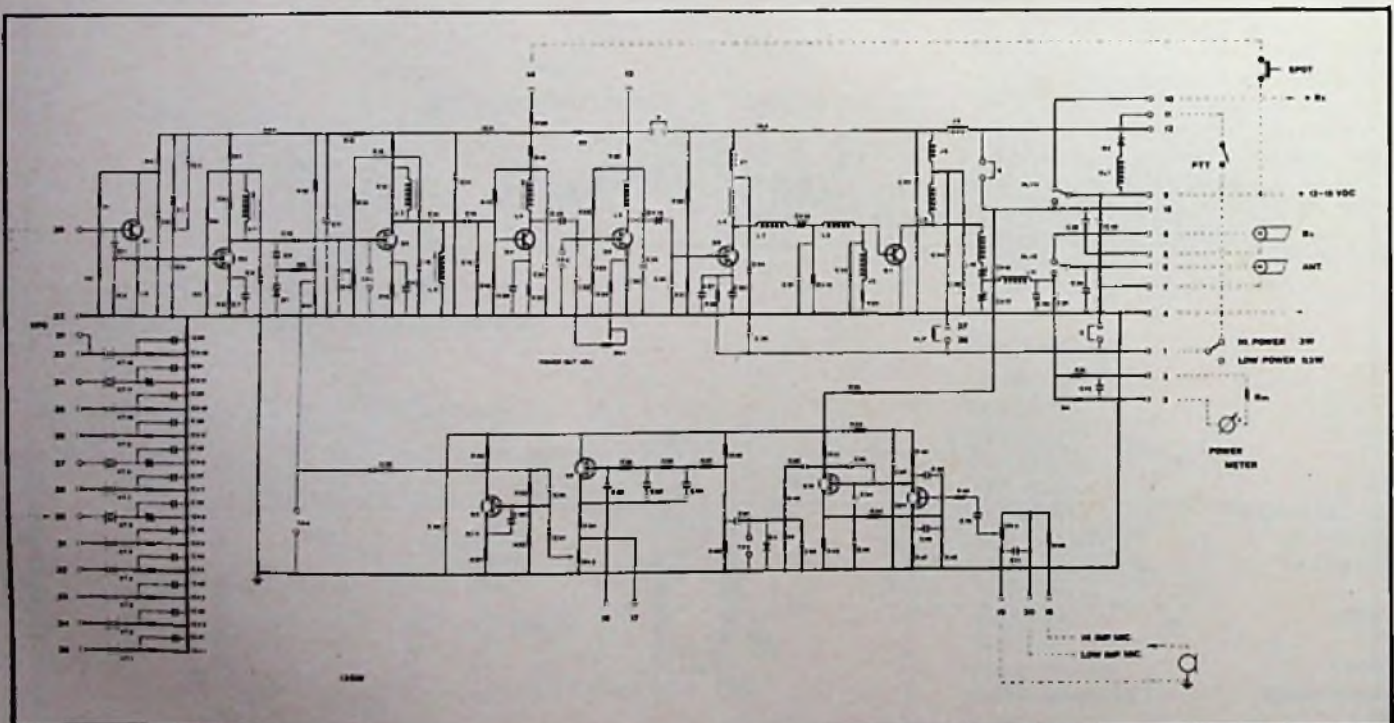
Zur Sende-Empfangs-Umschaltung ist nur ein Kontakt des eingebauten Relais erforderlich. Das Instrument hat zwei Funktionen: bei Empfang dient es als S-Meter, bei Senden zur Anzeige der relativen Ausgangsleistung. Der S-Meter-Ausschlag kann am Trimpotentiometer RV 2 eingestellt werden; der 100-kΩ-Widerstand am Anschluß 2 des Senders AT 23 ist nur als Anhaltswert zu verstehen – der endgültige Wert sollte nach der Instrumentenempfindlichkeit ausprobiert werden. Die Brücke B muß für Betrieb der Rauschsperrung geöffnet werden.

Die Baugruppe AR 20 ist nicht gegen falsche Polarität der Betriebsspannung geschützt; es ist deshalb empfehlenswert, eine 1-A-Diode parallel zur Spannungsversorgung und eine entsprechende Sicherung in Serie zu schalten. Bei falscher Polarität leitet dann die Diode, und die Sicherung schmilzt.

**Mittenfrequenzanzeige**

Zwischen den Anschlüssen 10 und 11 kann ein Instrument mit Nullpunkt in

Bild 3. Die Schaltung des Sender-Bausteins AT 23



der Mitte (100...200  $\mu$ A) angeschlossen werden. Die Brücke A ist zu öffnen; man erhält dann eine Anzeige der Abweichung von der Kanal-Mittenfrequenz mit etwa 40  $\mu$ A/kHz.

**Manuelle Frequenzeinstellung (RIT)**

Anschluß 39 wird mit Anschluß 41 verbunden, und die Brücke D geöffnet. Abgestimmt wird mit einem 1-k $\Omega$ -Potentiometer zwischen den Anschlüssen 36 und 37, der Schleifer liegt an 43. Der Quarz X1 muß dabei kurzgeschlossen sein. Die Leitungen zwischen den Anschlüssen 39, 40 und 41 sollten, da sie HF-Spannung führen, so kurz wie möglich sein.

**Abstimmung:** Nach Zusammenbau wird die Spule L20 so nachgestimmt, daß die Oszillatorfrequenz bei Mittelstellung des RIT-Potentiometers 10,245 MHz beträgt. Die Frequenz kann durch einen an TP 4 angeschlossenen Zähler kontrolliert werden oder durch Empfang eines Signals in Schalterstellung „Festfrequenz“ und anschließendes Benutzen von RIT.

Die Stellung des Trimpotentiometers RV3 beeinflußt den maximalen Frequenzhub. Jedes Verändern von RV3 zum Erzielen eines größeren oder kleineren Frequenzhubs führt zu einem Neuabgleich der Spule L20.

**Automatische Frequenzregelung (AFC)**

Anschluß 7 des IC 1 gibt ein Signal ab, daß proportional der Frequenzabweichung von der Kanalmittenfrequenz ist. Nach Öffnen der Brücke A ist dieser Strom zwischen den Anschlüssen 10 und 11 verfügbar. Er kann für ein Mittenfrequenz-Instrument oder auch zur Erzeugung einer Spannung am Widerstand R 48 eingesetzt werden. Die Spannung stimmt über die Kapazitätsdiode D 5 den Empfänger exakt und automatisch auf Signale ab, die nicht genau auf der Kanal-Mittenfrequenz liegen. Die AFC funktioniert nur, wenn RIT eingeschaltet ist. Das RIT-Potentiometer sollte in Mittelstellung stehen. Falls abweichende Schaltungen benutzt werden, ist darauf zu achten, daß in keinem Fall Anschluß 10 offen bleibt. Falls manuelle Frequenzeinstellung (RIT) und automatische Frequenzregelung (AFC) verwendet werden, empfiehlt es sich, die Brücke C zu öffnen und Anschluß 5 mit Anschluß 7 zu verbinden. Auf diese Weise arbeiten die Überlagerungoszillatoren auch bei Sendebetrieb, was zu einer besseren Frequenzstabilität führt.

**Abgleich**

Die Empfänger-Baugruppe AR 20 wird im Werk abgeglichen und geprüft. Der

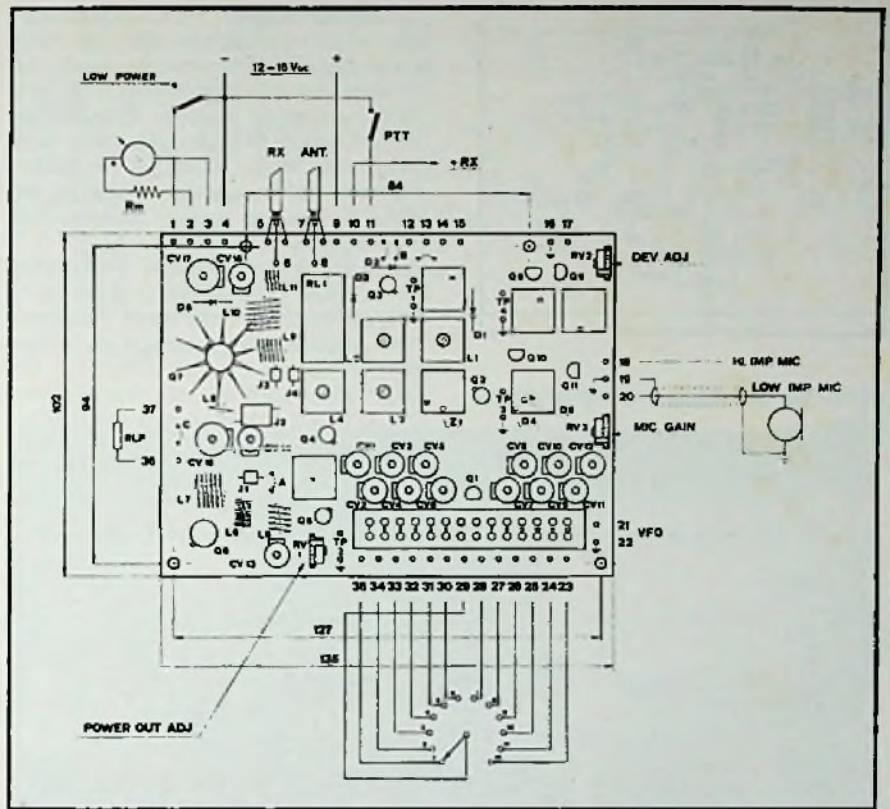


Bild 4. Bestückung und Beschaltung der Sender-Baugruppe

Endabgleich beschränkt sich daher auf ein Minimum: Abgleich der Quarzfrequenzen mit den Trimmern CV1-CV12 auf die genauen Kanal-Mittelfrequenzen. Die Frequenz kann durch einen an TP 6 angeschlossenen Zähler gemessen werden. Sie liegt hier zwischen 44,333...45,100 MHz. Die Ausgangsfrequenz ist

$$f_{TP6} \cdot 3 + 10,7 \text{ MHz.}$$

Der Abgleich kann aber auch durch Empfang einer bekannten Frequenz und Einstellen auf Diskriminator-Mittenfrequenz erfolgen. Falls die Antenne nicht genau angepaßt ist, kann ein Nachstimmen der Spule L1 auf maximale S-Meter-Anzeige erforderlich sein.

Sollte ein Neuabgleich des ganzen Empfängers nötig geworden sein, ist zuerst die Frequenz von X1 auf exakt 10,245 MHz einzustellen. Dazu schließt man einen Zähler an TP 4 an und stellt CV15 gegebenenfalls nach. Danach speist man in TP 3 ein Signal von 10,700 MHz ein und stimmt die Spule L15

sorgfältig auf Diskriminator-Mitte ab. Alle anderen Abgleichstellen können auf Maximum des S-Meters eingestellt werden.

Die Antennen-Impedanz des Empfängers beträgt 50  $\Omega$ , die Empfindlichkeit 0,2  $\mu$ V bei 10 dB Rauschabstand. Die Empfindlichkeit der Rauschsperrung liegt bei 0,4  $\mu$ V. ZF-Bandbreite:  $\pm 6$  kHz/ -6 dB;  $\pm 25$  kHz/-70 dB. Die Spiegelfrequenz-Unterdrückung erreicht 50 dB, die Kreuzmodulationsfestigkeit 60 dB.

**Sender und Rufton-Generator**

Modulator und Sender sind auf der Baugruppe AT 23 zusammengefaßt, die die gleichen Maße wie die Empfängerplatine hat. Der Sender ist siebenstufig aufgebaut und für FM-Modulation ausgelegt. Das Gerät arbeitet mit Quarzsteuerung. Wie beim Empfänger sind zwölf Quarze und der Anschluß an einen externen VFO vorgesehen. Bei einer Gleichspannung von 12,5 V liefert der Sender 3 W an 50  $\Omega$ . In Bild 3 ist die Schaltung erfaßt, in Bild 4 die Bestückungsseite.

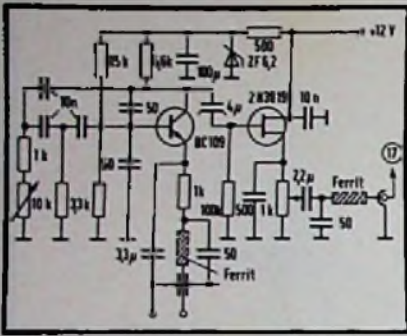


Bild 5. Die Schaltung des Rufton-Generators

Der Sender-Baustein ist vorabgeglichen und sofort betriebsbereit. Wird die Ausgangsleistung nicht erreicht, muß die Antenne mit den Trimmern CV 16 und CV 17 angepaßt werden. Einzustellen ist auf größte Ausgangsleistung, und gleichzeitig ist der Rücklauf mit einem Wattmeter zu beobachten. Diese Arbeit sollte nur mit der eigenen Sendeantenne durchgeführt werden.

Die Quarzfrequenzen liegen im Bereich von 18.000... 18.250 MHz. Die vom Quarzoszillator Q 1 gelieferte Frequenz wird verstärkt und durchläuft den Phasenmodulator Q 2 mit der Diode D 1. Es folgen die Stufen mit den Transistoren Q 3, Q 4 und Q 5. Hier wird die Grund-

frequenz verachtfacht, man erhält so die Ausgangsfrequenz; von den Transistoren Q 6 und Q 7 wird diese Spannung verstärkt.

Der Modulator zeigt keine Besonderheiten: er ist 4stufig aufgebaut und steuert mit seinem Endtransistor Q 8 die Modulationsdiode in der Trennstufe des Quarzoszillators. Der Ruftongenerator wird am Transistor Q 9 eingespeist. In dieser Stufe liegt auch ein aktives Tiefpaßfilter mit einer Grenzfrequenz von 3,3 kHz. Bild 5 zeigt die Schaltung des Rufton-Generators.

Mit dem Potentiometer RV 2 kann die Modulationstiefe bzw. der Hub eingestellt werden. Das PTT-Relais befindet sich auch auf der Senderplatine.

Im Originalgerät wird die HF-Ausgangsspannung über C 37 mit R 51 und D 6 an ein Instrument gelegt. Diese Methode hat sich aber nicht bewährt. Stattdessen wurde ein Stromwandler eingebaut (siehe Bild 6). Von dieser Schaltung wird nur ein geringer Teil der HF-Leistung entnommen. Der Stromwandler besteht aus einer Koppelspule, die auf einen kleinen Ringkern gewickelt wurde. Durch diesen Ringkern wird die Zuleitung zur Antennenbuchse geführt. (Der Ringkern stammt von einem alten Schalenkern, bei dem die Schalen entfernt wurden. Vier Windungen Lackdraht genügen bereits für ausreichende Anzeigespannung, die noch gleichgerichtet werden muß.) Mit einem Potentiometer kann der Ausschlag des Instruments eingestellt werden. Wie Empfänger- und Sender-Platine zusammengeschaltet werden, ist in Bild 6 dargestellt.

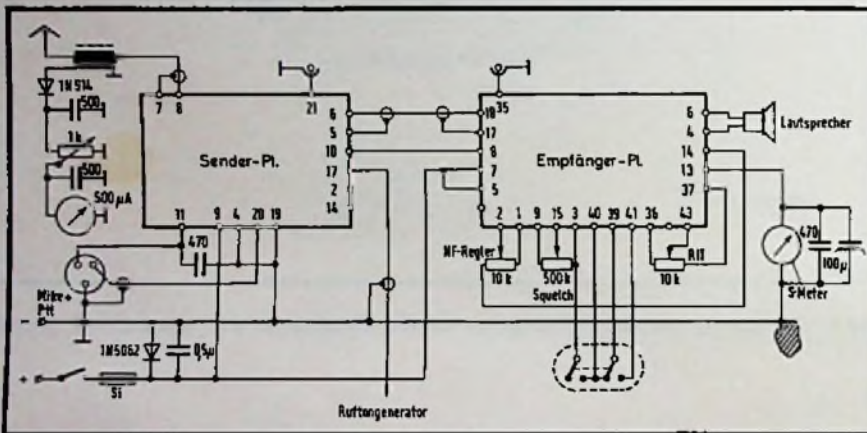
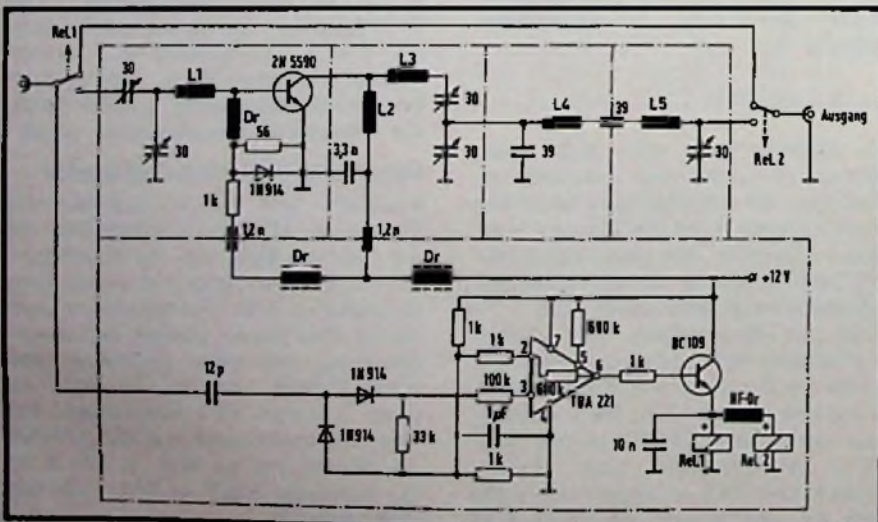


Bild 6. Die Zusammenschaltung von Empfänger- und Sender-Platine

Bild 7. Die Schaltung der zusätzlichen Endstufe



**10-W-Endstufe**

Die Sender-Endstufe ist mit dem Transistor 2N 5590 bestückt. Mit der vorgesehenen Steuerleistung werden etwa 10 W erzeugt. Diese Leistung dürfte für die meisten Zwecke ausreichen. Will man die Ausgangsleistung weiter erhöhen, muß man vor diese Endstufe noch einen Treiber schalten, um mehr Steuerleistung zu erhalten. Diese Treiberstufe sollte mindestens 6... 8 W liefern. Die dann erreichte Ausgangsleistung dürfte 25 W betragen.

Die Endstufe wurde nach Angaben von DC6HL aufgebaut und arbeitet bei geringem Aufwand zufriedenstellend. Sämtliche Bauelemente der „VOX“-Anordnung befinden sich auf einer Platine innerhalb des Endstufengehäuses. Größe: Breite 65 mm, Länge 98 mm, Höhe mit aufgeschraubter Kühlrippe 55 mm. Platz für eine weitere Treiberstufe ist noch vorhanden. Die Kühlrippe ist mit der Rückwand des Gehäuses fest verschraubt. Dies ist erforderlich, weil die

Verlustwärme der Endstufe unbedingt abgeführt werden muß. Die Abschirmwände sollten möglichst sauber eingelötet werden. Die Lufttrimmer sind mit Uhu-Plus isoliert im Gehäuse eingeklebt worden. Bild 7 zeigt die Schaltung der zusätzlichen Endstufe.

Sobald HF-Spannung vom Steuersender an den Eingang der Endstufe gelangt, wird ein kleiner Teil dieser Spannung über eine Steuerschaltung an die beiden Kleinrelais gelegt, die sofort schalten. Die Ansprechempfindlichkeit liegt bei etwa 100 µV. Der Koppelkondensator am Eingang muß so dimensioniert sein, daß die Automatik sicher anspricht. Außerdem ist darauf zu achten, daß die beiden Relais richtig gepolt sind.

**VFOs für Senden und Empfangen**

Der Abstimmkondensator des VFOs wird über einen Zahnradantrieb eingestellt. Man kann jedoch auch mit Kapazitätsdioden abstimmen, dann entfielen die Skalenmechanik. Der Abgleichtrimmer und alle weiteren Bauelemente befinden sich auf einer Platine. Es ist verständlich, daß die gesamte Anordnung so stabil wie möglich aufgebaut werden muß. Die fertige Platine wird auf Abstandsbolzen mit dem Gehäuse verschraubt.

Bild 8 zeigt das Schaltbild des VFOs. Der mit einem FET-Transistor aufgebaute Oszillator erzeugt die gewünschte Grundfrequenz, die über einem weiteren FET-Transistor (Trennstufe) an einen Verstärker gelegt wird. Auf der Kollektorseite dieser Stufe befinden sich zwei abgestimmte Schwingkreise, die lose miteinander gekoppelt sind. Beide Kreise werden etwas versetzt auf die Oszillatorfrequenz abgestimmt. So kommt man auf genügend Bandbreite der Kreise, um die Oszillatorschwingungen sauber durchzubringen. Die Impedanz des VFOs ist niedrig. Eine Auskoppelspule mit 2-4 Windungen reicht aus. Die Stabilität der Oszillatoren ist für FM-Betrieb ausreichend.

**Hinweise für den Aufbau**

Der Transceiver wurde in einem Gehäuse mit diesen Maßen untergebracht: Höhe 65 mm, Breite 210 mm, Tiefe 220 mm. Bild 10 zeigt das betriebsfertige Mustergerät. Bild 11 zeigt das offene Gerät mit der Empfänger-Baugruppe. Der Lautsprecher wurde, weil kein anderer Platz vorhanden war, am Deckel befestigt.

Die aufgeklappte Platine des Empfängers mit der Abschirmwanne erkennt man in Bild 12. Diese Wanne ist mit einem Klavierband an der rechten Gehäusesseite befestigt. Damit kann man ohne besondere Schwierigkeit an die Senderplatine heran. Direkt an der Sen-

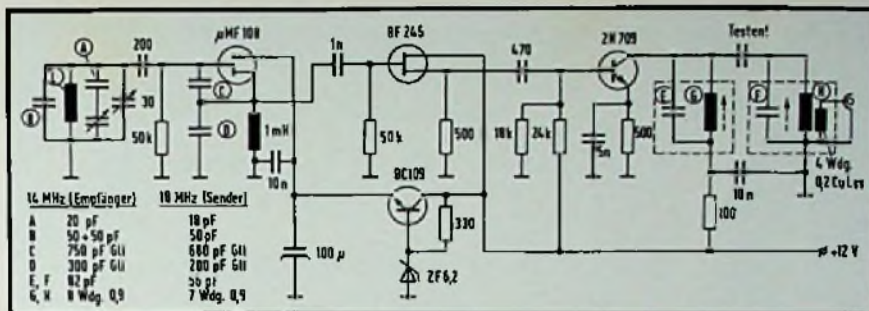


Bild 8. Die Schaltung des VFOs

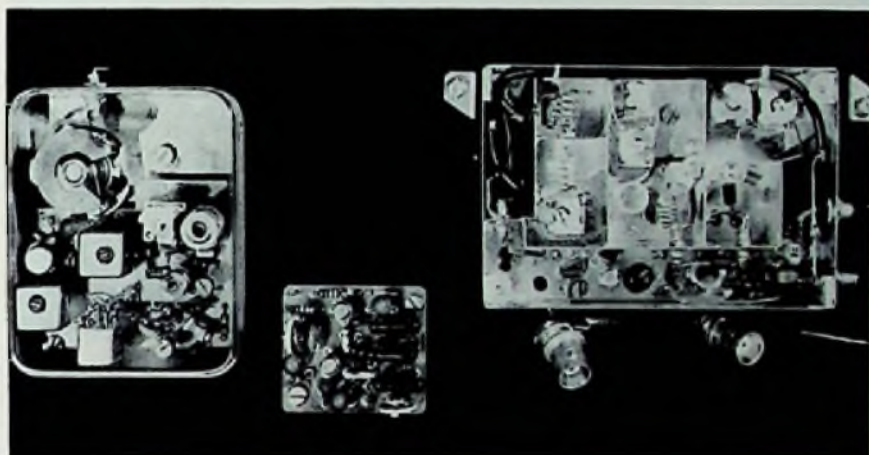


Bild 9. Von links: die zusätzliche 10-W-Endstufe; der Rufton-Generator; der VFO

derplatine sitzt der Stromwandler für die Anzeige der Antennenspannung (kleine Platine). Der restliche Raum neben den beiden Platinen ist für die zusätzliche 10-W-Endstufe vorgesehen. Der Umschalter für die beiden Quarzkanäle ist an der Frontplatte. Über diesen Schalter ist ein kleiner rechteckiger Ausschnitt an der Frontplatte; so kann man von außen die Kanalnummer erkennen. Auf der Achse des Umschalters befindet sich eine Plexiglasscheibe mit einem Durchmesser von etwa 40 mm, die mit einem Klemmring gehalten wird. Betätigt man den Schalter, dreht sich die Scheibe mit und die Nummer entspricht dem eingeschalteten Kanal. Diese Scheibe wird von hinten beleuchtet. Die Kanalzahlen sind „Letraset“-Ziffern, die leicht aufgetragen werden können. Man sollte diese Ziffern mit farblosem Lack schützen. Die vom Kanalschalter kommenden Leitungen für die einzelnen Quarze werden mit kleinen Steckleisten an die beiden Hauptplatinen gelegt. Die weiteren Leitungen für die Empfänger-Platine laufen entlang der rechten Seite des Ge-



Bild 10. Das Mustergerät mit Mikrofon

häuses und sind mit einem Schrumpfschlauch überzogen. Die beiden kleinen HF-Buchsen sind für die VFOs vorgesehen. Das Gehäuse der Endstufe wird mit zwei Winkeln auf der Bodenplatte befestigt. Der Platz für die beiden VFOs liegt zwischen den Platinen und der Frontplatte. Für einen späteren Einbau sollte man zwei Skalenfenster vorsehen. Außerdem müßte der Kanalschalter dann in die Mitte der Frontplatte gesetzt

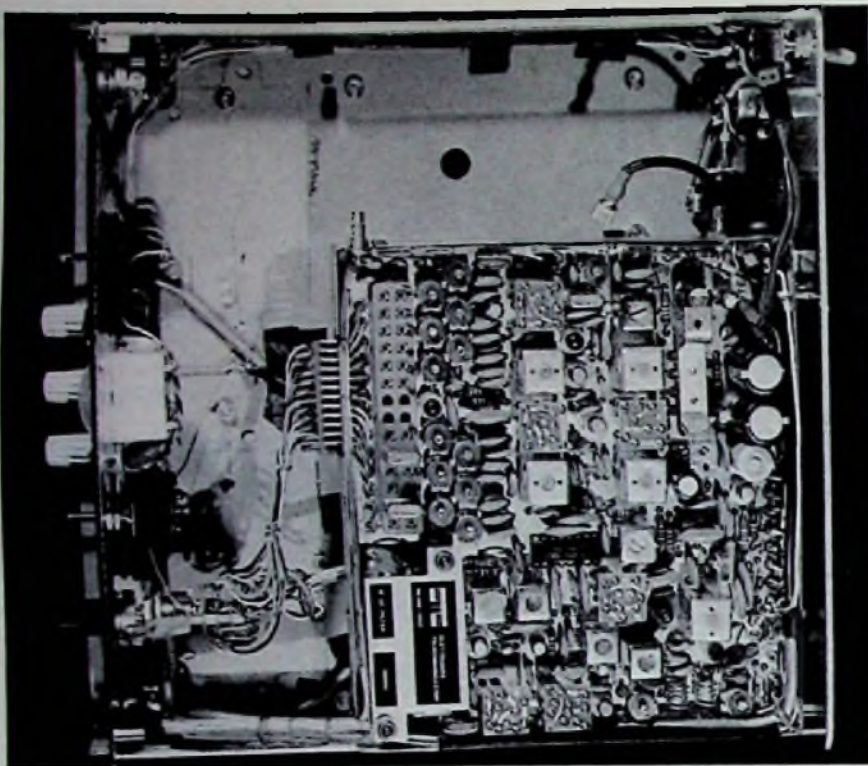
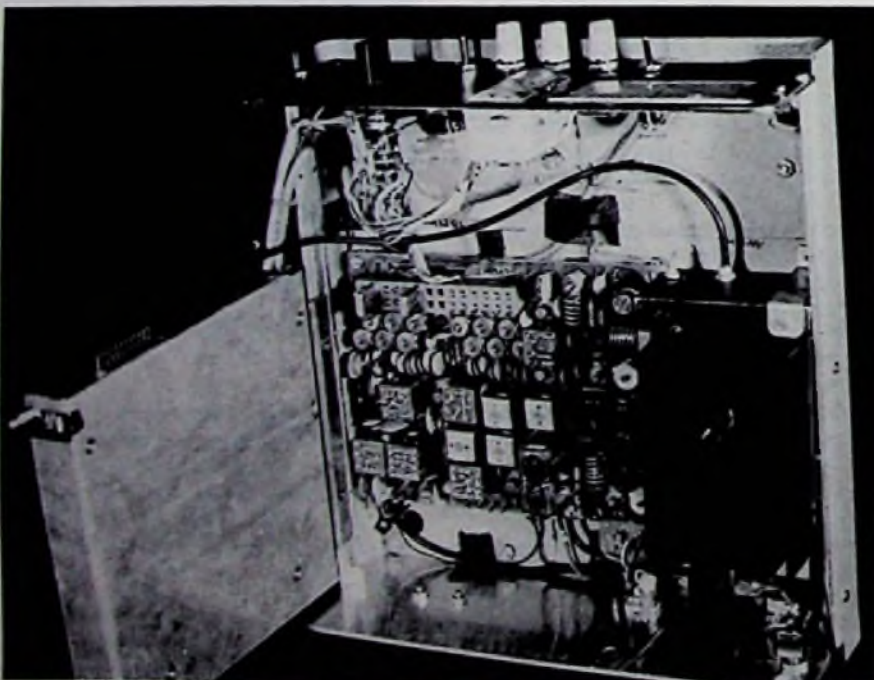


Bild 11. Der offene Transceiver mit dem Empfänger-Baustein

Bild 12. Hinter dem herausgeklappten Empfänger sitzt die Sender-Baugruppe; rechts die zusätzliche Endstufe. Das Klavierband, das den Baustein AR 20 hält, ist auf eine abgeflelte Aluminium-Leiste montiert



werden. Beide Oszillatoren befinden sich jeweils in einem kleinen Gehäuse mit diesen Maßen: Höhe 64 mm, Tiefe 35 mm, Breite 78 mm. (Eventueller Lieferant Firma Componenta, Gehäusetype A105B.)

Die im Gehäuse auf beiden Seiten eingeschraubten Aluminium-Leisten zur Befestigung der Deckel müssen geändert werden: die Innenseiten werden bis auf 8 mm an beiden Enden abgefleht. In den verbleibenden Stücken mit 8 mm Dicke befinden sich die Gewinde für die Befestigung von Front und Rückwand. Man gewinnt durch das Herausfeilen des vorstehenden Materials 20 mm seitlichen Raum.

Für die Befestigung der Sender-Platine werden an den vorgesehenen Stellen 3-mm-Gewindemuttern mit dem Gewindeteil nach innen eingenetet. So kann die Platine mit einem Abstand von 3 mm zum Gehäuseboden aufgeschraubt werden. Bei der Verdrahtung beider Platinen sollte man mit farbiger Schalllitze arbeiten und außerdem die einzelnen Anschlußpunkte mit den entsprechenden Zahlen kennzeichnen. Dieses Verfahren vereinfacht die spätere Fehlersuche. Die Verbindungen vom Kanalschalter zur Quarzleiste müssen kurz sein. Bei der Anordnung der Bauelemente sollte kein Platz „verschenkt“ werden. Der obere Deckel ist abnehmbar. Dies bedeutet, daß der am Deckel befestigte Lautsprecher über ein flexibles Kabel mit Steckverbindung zum Empfänger-Ausgang zu verbinden ist.

### Inbetriebnahme

Benötigt wird ein Netzteil mit 2 A für 12...13 V, ein Instrument zur Messung des Aufnahmestromes, ein Abschlußwiderstand mit 50  $\Omega$ , eine SWR-Meßbrücke und ein Quarzpaar. Nachdem nochmals alle Verbindungen überprüft und der Lastwiderstand angeschlossen wurde, kann das Gerät eingeschaltet werden.

Der Strom des Empfängers beträgt etwa 100 mA. Wird der Sender eingeschaltet, steigt der Strom auf etwa 0,7 A. Beim Prüfen des Senders sollte man zunächst nur kurz auf die PTT-Taste am Mikrofon drücken und dabei das Instrument der SWR-Brücke beobachten. Wenn das Gerät in Ordnung ist und der Ausgangskreis des Senders auf maximale Leistung eingestellt, sollte die Endstufe etwa 3 W HF-Leistung abgeben. Läßt man die Sprechaste am Mikrofon los, wird der Sender ab- und der Empfänger eingeschaltet.

Zum Schluß wird die Sende- und Empfangsfrequenz mit den jeweiligen Trimmern CV 1–CV 12 auf die Sollfrequenz gezogen. Diese Trimmer liegen oberhalb der beiden Quarzsteckleisten. ■



## Antennen-Praxis

## Rotor für Rundfunk- und Amateurfunk- Antennen

Egon Koch, Fellbach

Drehbare UKW-Antennenanlagen erfreuen sich besonders bei Liebhabern der Hi-Fi-Stereofonie und bei Amateurfunkern großer Beliebtheit. Dieser Beitrag zeigt kurz für den Praktiker Entwicklungstrends und vermittelt Hinweise zum Aufbau solcher Anlagen.

Mit drehbaren UKW-Rundfunk-Antennen kann man neben den Programmen der einheimischen Sender auch benachbarte Rundfunkanstalten und in günstigen Lagen ausländische Sender mit hoher Feldstärke empfangen. So können beispielsweise in den Räumen Stuttgart, Frankfurt, München und Köln unter Umständen acht bis günstigstenfalls 20 verschiedene UKW-Programme empfangen werden.

Diese guten Ergebnisse werden mit achtelementigen Hochleistungs-UKW-Antennen erzielt. Sie haben einen Gewinn von etwa 8,5 dB und ein Vor-/Rück-Verhältnis von etwa 20 dB. Zwei dieser Antennen, über- oder nebeneinander montiert, erhöhen den Gewinn um etwa 2,5 dB. Die zur Drehung des Antennen-Tragrohres erforderlichen Rotore werden in den USA und Japan in verschiedenen Ausführungen gefertigt; der Schwerpunkt liegt aber bei den Ausführungen, die Hochleistungs-Kurzwellen-Yagis für Funkstationen drehen.

Für die in der Bundesrepublik entwickelten und hergestellten Antennenrotore der Firma Stolle gibt es Steuergeräte in drei verschiedenen Ausführungen. Sie werden nachstehend beschrieben.

### Antennenrotor und Stützlager

Der „Automatic-Antennenrotor“ von Stolle (Bild 1) mit Dauerschmierlager für die Motorachse hat ein wasserdichtes Aluminium-Gußgehäuse mit Hohlwelle zur Aufnahme eines Antennenmastes bis zu einem Durchmesser von 38 mm; für seine Halterung können Standrohre bis 52 mm Durchmesser verwendet werden. Der Rotor hat eine

Gewichtskraft von 250 N, das Biegemoment beträgt 300 Nm, die Windlast 13 N/m<sup>2</sup> und das Drehmoment etwa 8 Nm. Der Drehwinkel von 360° ist durch Anschlag begrenzt; für die Drehung werden 60 s benötigt. Motorbremse und selbsthemmendes Schneckengetriebe fixieren die Antennenrichtung.

Große Vorteile bietet dieses Antriebssystem mit seiner Hohlachse bei der Montage. Denn das Antennentragrohr läßt sich durchstecken und festschrauben; somit kann unterhalb des Rotors das Stützlager RZ 100 von Stolle (Bild 2) verwendet werden. Es hat drei Ösen zur Befestigung von Abspannseilen. Bei Benützung eines Stützlagers erhöht sich die Gewichtskraft des Rotors um 100 N und das Biegemoment um 100 Nm. Wenn man jeweils einen Meter unter und über dem Rotor ein Stützlager verwendet, beträgt die Gewichtskraft des Antriebssystems insgesamt 450 N und das Biegemoment 500 Nm. Man sollte Stützlager unbedingt bei längeren Tragerohren (über 1 m) und vor allem bei den schweren und großen Kurzwellen-Yagi-Antennen verwenden, um das Motorlager zu entlasten.

### Steuergeräte

Zum Antriebssystem gibt es drei verschiedene Steuergeräte. Mit dem Bedienungsknopf des Modells 2010 (Bild 3) wird anhand einer Windrose die Himmelsrichtung der Antenne eingestellt. Je nachdem, wohin sich die Antenne dreht, leuchtet das linke oder rechte Signallämpchen auf und erlischt nach Stillstand.

Mit Bewegungen des Drehknopfs (siehe Schaltung in Bild 4) wird über den Tippschalter SN der Transformator kurzzeitig an das Netz gelegt. (Im Ruhezustand ist der Transformator vom Netz getrennt.) Dadurch erhält das Netzrelais RN Spannung über den Relaiskontakt KM 1; sein Arbeitskontakt KN wird dann zur Selbsthaltung der Netzspannungsversorgung geschlossen. Mit einer Widerstandsbrückenschaltung wird der Nachlauf gesteuert; die Brücke besteht aus zwei 1-k $\Omega$ -Potentiometern und zwei Trimmwiderständen mit 250  $\Omega$  zum Justieren. Ein Potentiometer befindet sich im Antriebsgerät und wird vom Rotor eingestellt, mit dem anderen wird im Steuergerät die Richtung eingestellt. Über die 250- $\Omega$ -Widerstände erfolgt die Ansteuerung eines zweistufigen Schaltverstärkers.

Die Widerstandsbrücke wird mit Gleichspannung über die Abgriffe der 1-k $\Omega$ -Potentiometer gespeist. Je nach der verstimten Richtung des Null-Abgleichs erhält der Schaltverstärker eine

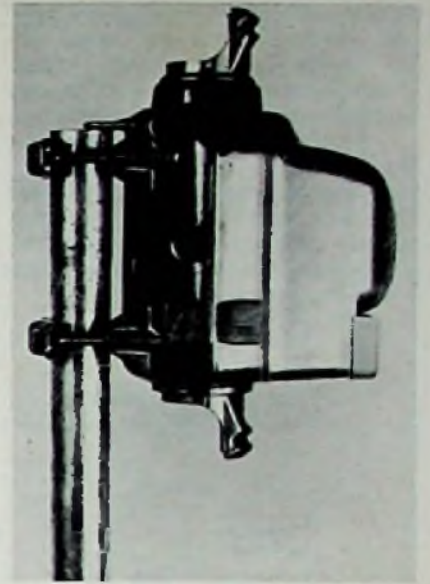


Bild 1. Antennenrotor „automatic“ von Stolle



Bild 2. Stützlager RZ 100

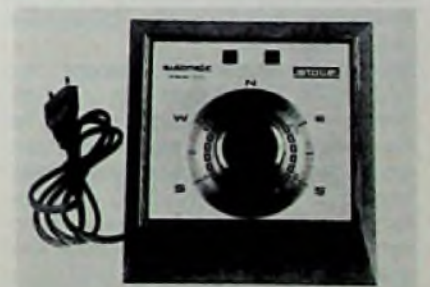


Bild 3. Rotor-Steuergerät 2010

positive oder negative Steuer-Spannung. Im einen Fall bleibt das Relais stromlos, im anderen Fall schaltet es die Drehrichtung des Asynchronmotors mit Phasenschieberkondensator vom Antriebssystem über den Kontakt KM 2 um. Läuft die Widerstandsbrücke durch den Null-Abgleich – die Antenne befindet sich dann in der eingestellten Richtung –, entsteht ein Wechsel der Pola-

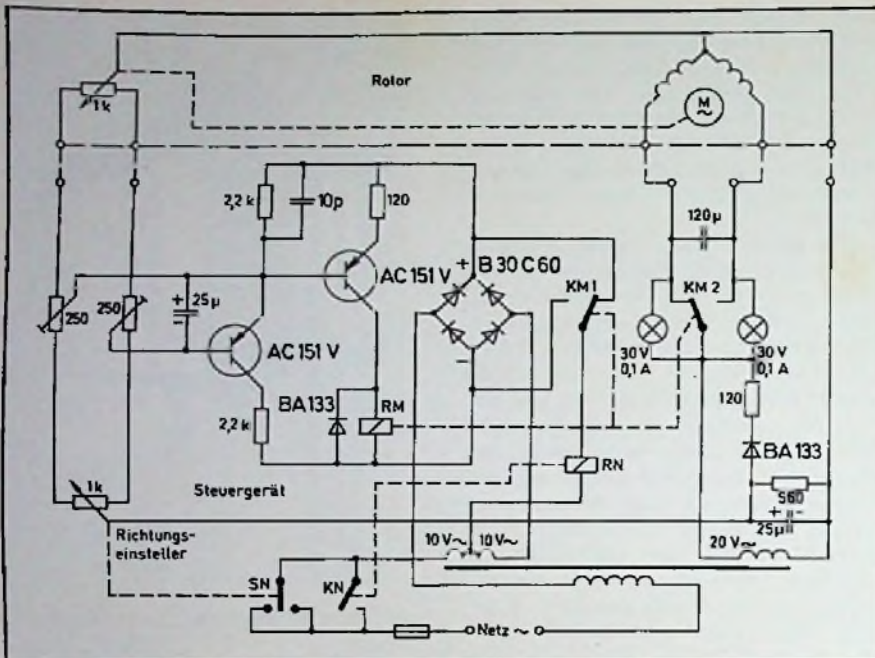


Bild 4. Schaltung von Steuergerät 2010 und Antriebssystem

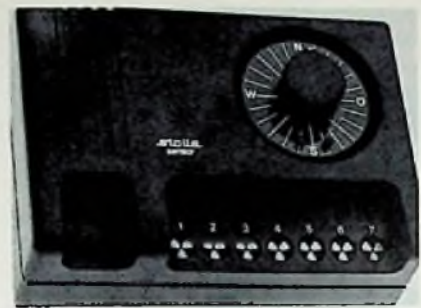


Bild 5. Steuergerät „sensor“

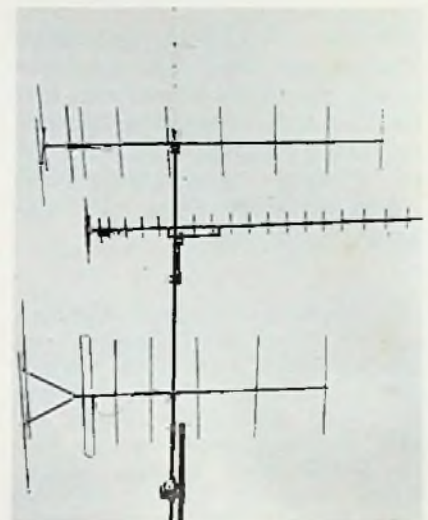
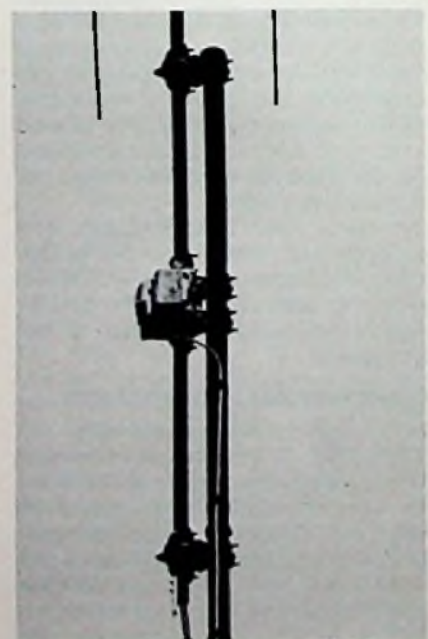


Bild 6. Anlage für UKW-Rundfunk und Amateurfunk mit Antennenrotor (Foto: Verfasser)

Bild 7. Rotor und zwei Stützlager (Foto: Verfasser)



rität am Schaltverstärker; der Kontakt KM 1 des Relais RM schaltet um. Das Netzrelais wird daher kurzzeitig stromlos und der Selbsthaltekontakt KN schaltet den Transformator vom Netz ab. Zur Verbindung von Steuergerät und Antriebssystem benötigt man ein 5adriges Kabel mit einem Querschnitt von 0,5 mm.

Neu ist das Steuergerät „Sensor“ von Stolle (Bild 5), auf dem sich mit Tipp-Tasten – wie die Sendereinstellung bei Fernsehempfängern – sieben Antennenstellungen abrufen lassen. Jedem Sensorfeld ist zur Voreinstellung der Richtung ein Trimpotentiometer zugeordnet. Bei Berühren des Drehknopfes wird automatisch auf manuelle Einstellung umgeschaltet, so daß auch jede andere Richtung eingestellt werden kann. Eine Leuchtdiode signalisiert die gewählte Antennenrichtung.

Eine weitergehende Vereinfachung der Bedienung bietet das Steuergerät „programmatic“ von Stolle, bei dem die Antenne gleichzeitig mit der Betätigung der Programmtaste des UKW-Empfängers eingestellt wird. Dadurch erübrigt es sich, nach der Senderwahl die Antennenrichtung am Steuergerät einzustellen. Allerdings muß der Empfänger über eine Buchse zum Anschluß

des „programmatic“ haben, wie die 3-Weg-Kompaktanlage „RPC 500 HiFi“ von Grundig.

### Drehbare Antennenanlage für UKW-Rundfunk und Amateurfunk

Bei der drehbaren Antennenanlage in Bild 6 wurde als Tragerrohr ein verzinktes Stahlrohr (Wasserleitungsrohr) nach DIN 2441 mit einem Durchmesser von 38 mm und einer Länge von 5,5 m verwendet. Zwei Stützlager sorgen für die erforderliche Stabilität (Bild 7) und Entlastung des Rotors.

Zu unterst montiert ist eine UKW-Hochleistungsantenne mit 8 Elementen, beispielsweise das Modell UKA 8 Stereo von Fuba mit 9 dB Gewinn und einem Vor-/Rück-Verhältnis von 24 dB.

In der Mitte befindet sich eine 23-Element-Antenne (UY 61, UY 73, UY 67) von Wisi für das 70-cm-Amateurband, die einen Gewinn von 14 dB und ein Vor-/Rück-Verhältnis von 26 dB hat. Oben ist eine 10-Element-Antenne Wisi UY 12 für das 2-m-Amateurband angebracht; sie hat einen Gewinn von 11,5 dB und ein Vor-/Rück-Verhältnis von 30 dB. Für den Funkverkehr mit

2-m-Amateurstationen bei vertikaler Antennenpolarisation ist auf der Spitze des Tragerohrs der Vertikalstrahler „Ringo Ranger ARX 2“ montiert. Er besteht aus drei  $\lambda/2$ -Strahlern in Phase mit  $\lambda/8$ -Kopplungsstab und hat nach Herstellerangaben einen Gewinn von 4,5 dB, bezogen auf einen  $\lambda/2$ -Dipol. Die Antennenkabel sind innerhalb des Tragerohres nach unten geführt. Die Höhe vom Austritt des Standrohres

(Durchmesser 52 mm) aus dem Dach bis zur Spitze des 2-m-Vertikalstrahlers beträgt 9,5 m. Eine Abspannung am Stützlager hat sich nicht als notwendig erwiesen; selbst bei Stürmen sind die Schwankungen des Tragerohres unwesentlich. Mit der UKW-Rundfunkantenne werden am Standort Fellbach 16 verschiedene Programme empfangen. Für Fernsehempfang ist eine Rotorantenne nur zu empfehlen, wenn man

Weitempfangsversuche machen möchte. Nur dabei ist es erforderlich, die Antenne immer wieder zu drehen. Ansonsten kommt man beim Fernsehempfang mit den fest in eine Richtung eingestellten Antennen aus. (Praktische Tips für Rundfunk- und Fernseh-Antennenanlagen vermittelt das Buch „Praktischer Aufbau und Prüfung von Antennenanlagen“ von H. Zwaraber, Dr. Alfred Hüthig Verlag.) ■

Beschallungstechnik

## Transportables Rednerpult

Der Talk-Master RP 211 C von Körting (Bild 1) ist eine transportable netz- oder batteriegespeiste Verstärkeranlage zur elektroakustischen Wiedergabe von Mikrofonvorträgen. Genausogut eignet sie sich auch zur Wiedergabe von Bandaufzeichnungen, Plattenüberspielungen oder Rundfunksendungen. Die maximale Verstärker-Ausgangsleistung beträgt bei Netzbetrieb 40 W.

Ein Blockschaltbild der Anlage zeigt Bild 2. Die Verstärker-Endstufe verwendet eine stromsparende Brücken-Gegentakt-Schaltung. Die Stromaufnahme bei Batteriebetrieb schwankt zwischen 30 mA (Leerlauf) und 1,7 A (Vollast). Statt der zehn Monozellen kann auch ein 12-V-Akku die Stromversorgung übernehmen. Monozellen oder Akku werden automatisch abgeschaltet, wenn

Bild 1. Talk-Master RP 211 C

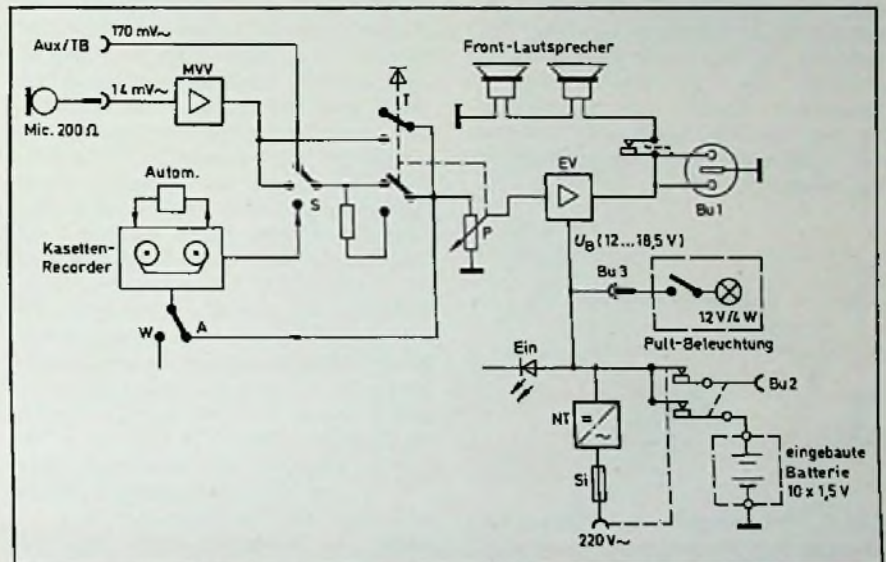


Bild 2. Blockschaltbild des RP 211 C

### Technische Daten

<b>Verstärker</b>	
Ausgangsleistung	40 Watt Sprechleistung an 4 $\Omega$
Eingänge	Mikrofon: 1,4 mV/15 k $\Omega$ AUX./TB: 170 mV/500 k $\Omega$
Ausgänge	Tonband (nach DIN) Externe Lautsprecher: 8 $\Omega$
<b>Cassetten-Recorder</b>	
Übertragungsbereich	40 Hz – 10 kHz
Ruhegeräuschspannungsabstand	$\geq$ 52 dB
Gleichlauf	$\leq$ 0,3 %
Löschdämpfung	$\geq$ 60 dB
<b>Stromversorgung</b>	
Netzanschluß	220 V, 50 Hz, 50 VA
Interne Batterie	10 Monozellen
Externe Batterie	12-V-Akku
Maße	45 cm x 45 cm x 19 cm
Gewicht	14 kg

das Netzkabel ans Gerät gesteckt wird. In das Gerät ist ein Cassetten-Recorder mit Aussteuerungsautomatik eingebaut, um entweder bei Vorträgen vorbereitete Informationen einblenden zu können oder um den Vortrag selbst aufzunehmen. Auch die Programme externer Quellen, wie Plattenspieler, Tonband- oder Rundfunkgerät, kann man über die Anlage wiedergeben. Will man dabei einen Zusatzkommentar anbringen, so braucht man nur den Knopf des Lautstärkepotentiometers P zu drücken. Damit wird gleichzeitig der Wieder-gabepegel der überlagerten Sendung um 10 dB reduziert. Das Mikrofon kann auf einem abschraubbaren Schwanenhals am Pult befestigt oder auch vom Redner selber gehalten bzw. als Lavalier-Mikrofon umgehängt werden. Der Vortragende ist über das 5 m lange Mikrokabel bei gleichbleibender Verständlichkeit frei beweglich.

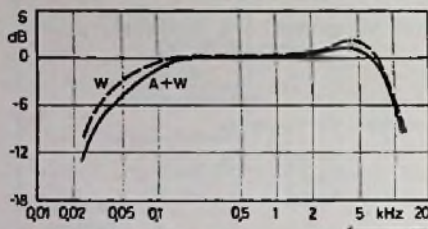


Bild 3. Frequenzgang des Cassetten-Recorders bei Wiedergabe (W) und Aufnahme/Wiedergabe (A+W).

Die ganze Anlage ist in einem zweiseitigen Koffer untergebracht, wobei die eine Hälfte als abgeschrägtes Rednerpult ausgebildet ist. Zwei eingebaute Oval-Lautsprecher strahlen aus der Rückfront des Koffers auf das Publikum. Ein dritter Lautsprecher kann über ein 7 m langes Kabel mit dem Rednerpult verbunden werden. Die beiden Front-Lautsprecher können dabei abgeschaltet werden. Letztere sind aufgrund ihrer Übertragungs-Charakteristik bei großen Lautstärken vorwiegend für Sprachwiedergabe geeignet. Für Musikwiedergabe mit voller Ausnutzung der Verstärkerbandbreite von 30 Hz bis 20 kHz ist die Verwendung von Lautsprecherboxen oder Schallzeilen zu empfehlen.

Bei voller Verstärkung reicht die erzielbare Wiedergabelautstärke auch für große Säle aus. Die Verstärker des Modells RP 211 C sind so ausgelegt, daß auch mit preiswerten Cassetten-Bändern eine gute Aufzeichnungs- und Wiedergabequalität erreicht wird.

H.-J. Haase

Mikroprozessor

Computer aus dem Koffer

Die Motorola GmbH hat ein vielseitiges Entwicklungssystem entwickelt, das die Lücke schließt zwischen Mikrocomputern begrenzter Kapazität und Geräten, die für die Entwicklung von Mikroprozessorsystemen gebraucht werden. Das „Polyvalent“-System (PDS) besteht in seiner einfachsten Form aus einer Computer-Platine, einer Video-Karte, einer Tastatur, einem Display mit einer Diagonalen von 12 cm und den Verbindungskabeln. Die Teile sind einzeln und auch geschlossen im Koffer erhältlich. Auf der Computer-Platine haben die Entwickler vier verdrahtete Sockel freigelassen, in die der Anwender nach Bedarf verschiedene Speicher bzw. Programme stecken kann. Flexibel wird das System durch Input-Output-Adapter für serielle oder parallele Ein- bzw. Ausgabe, direkten Speicherzugriff und maskierte Unterbrechungsmöglichkeiten des Mikroprozessors. Folgende periphere Geräte können zusätzlich angeschlossen werden: ein Drucker mittlerer Geschwindigkeit (30 Zeichen je Sekunde) und über ein spezielles Interface ein gewöhnliches Cassettenbandgerät, das die Programme speichert. Wenn der Benutzer Wert legt auf schnelle Peripheriegeräte (Floppy Disk, Leser usw.) sowie auf verbesserte Fehlersuchmöglichkeiten, dann kann er das Grundsystem mit dem „EXORciser“ von Motorola erweitern. Das Polyvalent-System dient dabei als Terminal. Mit dieser Konfiguration sind umfangreiche Entwicklungsarbeiten an Mikroprozessoren möglich. Der große Vorteil dieses Computer-Systems aus dem Hause Motorola: Die Anlage ist entsprechend

Der Koffer mit dem Entwicklungssystem „PDS“ von Motorola



den Anforderungen der Benutzer ausbaufähig – dennoch ist jedes Teil, das zu einem früheren Zeitpunkt für andere Anwendungen verwendet wurde, sinnvoll in den Mikrocomputer eingefügt. (Die Ansteuerung des Monitors, der durch jedes handelsübliche Fernsehgerät mit VHF-Eingang ersetzt werden kann, ist beschrieben in der Funk-Technik 31 (1976) Heft 21, Seiten 680–688.)

Reparaturpraxis

Werkstatteinrichtung im Baukastensystem

Vom Philips-Service wurden Werkstatt-einrichtungen entwickelt, die sich flexibel an die unterschiedlichen Erfordernisse des Reparaturbetriebs anpassen



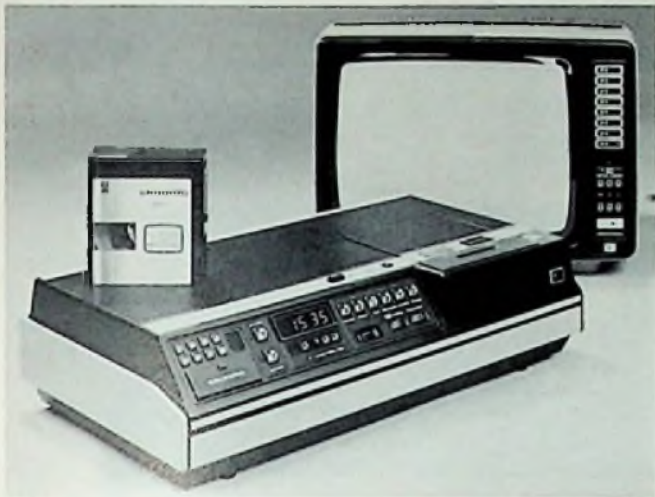
Arbeitsplatz, zusammengestellt aus Elementen

lassen. Zu diesen Einrichtungen im Baukastensystem gehören Arbeitstische mit einer Arbeitsfläche von 150 cm x 80 cm bzw. 180 cm x 80 cm; Unterschränke mit Schubladen sowie ein Fahrschrank mit ein Meßgerätewagen runden die Palette ab. Die Teile werden direkt ab Hersteller geliefert, der Firma Gerhard Bierwagen. Bezugsquellennachweis durch die Redaktion oder den Philips-Service.

Meldungen über neue Bauelemente

Verstärkereinschub. Einen neuen Vierkanal-Verstärkereinschub hat Siemens für seine Speicher-Oszilloskope und für die speziellen Einschub-Oszilloskope zur Wartung von Röntgengeräten entwickelt. Die Geräte werden dadurch für Meßaufgaben in der Digitaltechnik erheblich erweitert.

Digitalmultimeter. Das 3 1/2-stellige Digitalmultimeter 8030 A der Fluke GmbH ist speziell für Messungen in Service und Werkstatt ausgelegt. Neben Spannungsmessungen sind Effektivwertmessung von Wechselspannungen und -strömen sowie die Prüfung von Dioden möglich. Widerstände sind bis zu 2 MΩ durchzuprüfen. Die LED-Anzeige ist gut abzulesen; das Gerät kann an Netz oder Batterien betrieben werden.



**Video-Cassetten-Recorder**

Neue Video-Cassetten-Recorder wurden in der letzten Zeit von mehreren Herstellern vorgestellt. Oben links: Das Modell BK 3000 Color von Grundig enthält ein Empfangsteil mit automatischem Sendersuchlauf und elektronischem Speicher. Das Laufwerk wird digital gesteuert. Oben rechts: Das Modell

N 1502 von Philips gehört zur zweiten VCR-Generation und hat ein neu konstruiertes Cassettenfach, ein Chassis in Modultechnik und weist eine höhere Wiedergabequalität auf. Mitte: Das Betamax-Bildbandgerät für Halbzoll-Bandcassette von Sony ist als NTSC-Version schon seit fast einem Jahr auf Überseemärkten; die PAL-Version läßt jedoch noch auf sich warten. Unten links und rechts: Für Anwendungen im professionellen Bereich hat Grundig die erste tragbare VCR-Aufzeichnungseinheit BK 6001 Color (12 kg) entwickelt.



## Gerätebeschreibung

## Hi-Fi-Kombination RS 300

Unter der Bezeichnung „Klangmeister RS 300 superelectronic“ hat Siemens eine Hi-Fi-Kompaktanlage mit 4-Bereichs-Receiver, Plattenspieler und Cassetten-Recorder herausgebracht, deren Baugruppen in Modultechnik ausgeführt sind.



Bild 1. Hi-Fi-Kompaktgerät „RS 300 super-electronic“ von Siemens

### Empfangsteil

Der Empfangsteil des Geräts (Bild 1) enthält einen AM-Empfänger für die Wellenbereiche LMK und einen FM-Stereo-Tuner mit sechs beliebig programmierbaren Stationstasten, die über Sensoren abgerufen werden. Ein weiterer Sensor dient zum Umschalten auf manuelle Abstimmung. Zwei Zeigerinstrumente zeigen Empfangsfrequenz, Senderfeldstärke und optimale Abstimmung an. Bei einfallendem Stereosender leuchtet eine Leuchtdiode auf. Der durch eine abschaltbare AFC über eine elektrische Viergang-Abstimmung nachgesteuerte Tuner ist großsignalfest. Misch- und Oszillatorstufe, ZF-Verstärker und Demodulator für den AM-Bereich sowie der ZF-Verstärker mit Begrenzer für den FM-Teil sind in einem IC zusammengefaßt. Eine Stummschaltung verhindert Schaltgeräusche beim Betätigen der Sensoren. Die decodierten Links/Rechts-Signale werden jeweils über eine Verstärkerstufe einem 19-kHz-Filter zugeführt, das die noch vorhandenen Pilotton-Reste unterdrückt. Das Diagramm in Bild 2 zeigt das Signal/Rausch-Verhältnis als Funktion der Antenneneingangsspannung. Bei einem Signal/Rausch-Abstand von 26 dB beträgt die Eingangsempfindlichkeit 0,8  $\mu$ V bei Mono und 1,5  $\mu$ V bei Stereo. Der Begrenzeinsatz liegt bei 4  $\mu$ V. Der Antenneneingang ist weitgehend übersteuerungssicher. Der Regelbereich beträgt 80 dB.

### Der NF-Teil

Zum NF-Teil gehören der Vorverstärker mit den Klangregel-Netzwerken so-

wie die Leistungs-Endstufen mit der Lautsprecher-Beschaltung. Neben den kontinuierlich einstellbaren Höhen- und Tiefenreglern sowie dem Lautstärke- und Balancesteller ist eine Rausch-Rumpeltaste vorhanden. Die Lautstärkeregelung ist physiologisch und frequenzlinear. Eine Buchse ermöglicht das Fremdeinspeisen (Plattenspieler oder Tonbandgerät) sowie das Überspielen eines externen Bandes. Bei Überspielungen braucht das Cassetten-Gerät nur gestartet zu werden. Mithören ist über die Wiedergabeeinrichtung möglich.

An den Ausgang einer NF-Endstufe können je zwei Lautsprecher (Impedanz 4  $\Omega$ ) für „vorne“ und „hinten“ angeschlossen werden. Die beiden hinter dem Hörer befindlichen Lautsprecher strahlen die Signaldifferenzen der Stereo-Hauptkanäle ab. Dieser „Quadrosound“ läßt sich in mehreren Stufen einstellen und damit der Akustik des Wiedergaberaums anpassen.

### Cassetten-Recorder

Der eingebaute Cassetten-Recorder hat eine AGFC (Automatic Gain and Frequency Response Control) mit einer Frequenzbewertung, die bei Mikrofonaufnahmen mit zunehmendem Pegel ab 1000 Hz eine proportionale Tiefenabsenkung bewirkt. Dies verhindert, daß bei verringertem Mikrofonabstand die tiefen Frequenzanteile der menschlichen Stimme angehoben werden. Bei Verwendung eines C 60-Chromdioxid-Bandes ist die Kanal-Übereinstimmung zwischen 20 und 16 000 Hz kleiner als 1 dB. Die Gleichlaufwerte des

Cassetten-Recorders RS 300 lagen bei Verwendung einwandfreier Cassetten immer unter dem nach DIN 45 5000 zugelassenen Wert  $\pm 0,2\%$ . Obwohl die Arbeitspunktumschaltung für eine Fe- oder Cr-Band automatisch über die Cassette erfolgt, ist am Gerät noch eine gesonderte „CrO<sub>2</sub>“-Taste vorhanden, die gegen die Umschalt-Automatik nicht verriegelt ist. Derzeit liegt der optimale Arbeitspunkt der Zweischichtenbänder zwischen denen der Fe- und Cr-Bänder. Um ein Umschalten mit einer dritten Taste zu vermeiden und um die praktische Arbeitspunkteinstellung beibehalten zu können, empfiehlt Siemens bei Verwendung eines Zweischichtenbandes, bei der Aufnahme den Fe-Arbeitspunkt und bei der Wiedergabe die Cr-Entzerrung zu benutzen.

Relativ aufwendig ist der HF-Gegentakt-Oszillator. Er hat eine Regelstufe zur Kompensation von Temperatur-, Spannungs- und Lastschwankungen. Um Interferenzen mit Empfangsfrequenzen in den AM-Bereichen zu vermeiden, läßt sich die Frequenz zwischen 124 kHz und 110 kHz umschalten. Der  $k_3$ -Limiter ist eine Amplituden-Entzerrerschaltung, in der, von einem bestimmten Pegel ab, die Eingangsspannung nichtlinear angehoben wird, um damit den durch die Band- und Kopfsättigung im Vollaussteuerungsbereich hervorgerufenen Amplitudenabfall zu kompensieren. Der NF-Aufprechstrom wird also in dem Maß vorentzerrt, wie sich der Verlauf der In die Sättigung übergehende Remanenzkennlinie ändert. Durch diese Schaltungsmaßnah-

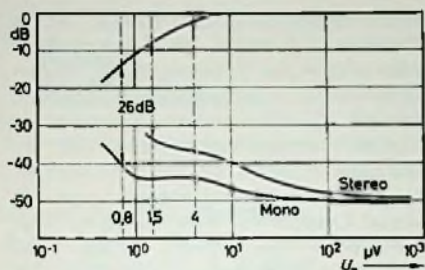


Bild 2. Signal/Rausch-Abstand als Funktion der Antennen-eingangsspannung (100 MHz; 1 kHz; 40-kHz-Hub; an 300 Ω)

me kann ein Band um bis zu 3 dB höher angesteuert werden, was sich in einer entsprechenden Verbesserung des Ruhegeräusch-Abstandes und der Aufzeichnungsdynamik bemerkbar macht. Die abschaltbare integrierte Dolby-B-Rauschunterdrückungsschaltung benutzt für Aufnahme und Wiedergabe dieselben Netzwerke und Regelstufen. Dadurch läßt sich eine genaue Übereinstimmung der pegelabhängigen Kompressor- und Expanderkurven erreichen.

**Plattenspieler**

Der schwingungsbedämpft eingebaute Stereo-Plattenspieler PE 3044 ist ein Zweitouren-Modell mit Wechselautomatik, silicongedämpftem Tonarmlift, Antiskating-Einrichtung und Drehzahl-Feineinstellung. Die Auflagekraft des resonanzfreien Rohrtonarms kann kontinuierlich zwischen 0 und 0,03 N eingestellt werden. Serienmäßig eingebaut ist das Magnetsystem DMS-200 von H.-J. Haase

**Kurzberichte über neue Meßgeräte**

**Kompakter Fernsehprüfempfänger**

Der Fernsehprüfempfänger T 111 S von Philips ist eine Weiterentwicklung des Modells T 111. Das Gerät – es ist nun kompakter und leichter – hat jetzt einen Bildschirm mit einer Diagonalen von 140 mm. Im Band I, III, IV/V kann mit ihm die Bildqualität geprüft sowie Rauschen und Reflexionen bestimmt werden. Ein getrennter Meß-ZF-Verstärker, geeichte dekadische und kontinuierliche Abschwächer sowie Bildträgerabstimmung mit Bildschirmanzeige gewährleisten Meßsicherheit und Ablesegenauigkeit. Der Meßbereich umfaßt



Der weiterentwickelte Fernsehprüfempfänger T 111 S von Philips

37...133 dBµV; Meßunsicherheit maximal ±2 dB. Das Gerät ist 28 cm X 14,5 cm X 30,5 cm groß und wiegt 5 kg. Bei Batteriebetrieb nimmt es 10 W auf; ein zusätzlicher Akku, der bei Netzbetrieb geladen wird, findet in der Tragetasche Platz.

**Digitalmultimeter mit Effektivwert-Meßbereichen**

Das neuentwickelte Digivar 7101 der „burster präzisionsmeßtechnik“ hat im kleinsten Gleichspannungsmeßbereich



Digitalmultimeter Digivar

eine Auflösung von 1 µV, während sie bei Gleichstrommessungen 100 nA beträgt. In den Wechselspannungs- und Wechselstrombereichen wird der Effektivwert gemessen. Widerstandsmessungen sind ab der Auflösung von 0,1 Ω bis 5 MΩ möglich. Das Gerät ist mit einem schwebenden, erdfreien Eingang ausgestattet und in allen Bereichen gegen Überlast geschützt. Ein BCD-Ausgang ist serienmäßig eingebaut. Die Polaritätsanzeige erfolgt automatisch, und die Kommasetzung ist mit dem Bereichsschalter gekoppelt.

**Umfangreiches Synthesizer-Programm**

Rohde & Schwarz, Köln, hat den Vertrieb der Firma Adret übernommen und bietet nun auch Synthesizer an. Die Produktpalette besteht aus sieben Kompakt- und zwei Einschubgeräten. Sie umfaßt dekadische Meßsender, Meßgeneratoren und Frequenzdekaden, die alle nach dem indirekten Frequenz-

Filmoriginale aller Fachgebiete in 16/35 mm mit Rechten, dringend zu kaufen gesucht.

Zuschriften an

**FBT Film-Bild-Ton GmbH**

Postfach 24 21, 6200 Wiesbaden, Telefon (0 61 21) 37 65 22



**Vollgummi-Gittermatte**

Die beste Werkflächauflage, antistatisch, 2 MΩ/cm<sup>2</sup>

Modell I 540X380 ... DM 39,30 Modell III 700X450 ... DM 47,40  
Modell II 625X375 ... DM 43,05 (einschl. MWSt.)

Alleinvertrieb: Willy Kronhagel KG  
Albert-Schweitzer-Straße 2a, 3180 Wolfbürg, Tel. (0 53 61) 4 95 78

**BMR 6**  
Bildröhren-Meßplatz und Regenerierautomat mit Regenerierprogramm und Schlußautomatik; Bildschirmlkontrolle mit dem Diffusionsbild ohne Ablenkeinheit (Pat. angem.); Maße: 47X29X23 cm.



**BMR 7**  
Bildröhren-Meß-Regenerator; regeneriert mit Erfolg und beseitigt Schüsse; Emissionen messen – Kennlinienaufnahme – Schlußmessen;

Gew.: 15 kg;  
Preis: 1698,- DM + MWSt.



Maße: 23X14X18 cm;  
Gew.: 4,5 kg;  
Preis: 490,- DM + MWSt.

Kabel für S/W-mini + 110°, Color-Dickhals, -Dünnhals und -IN-LINE sind im Preis enthalten. Lieferung direkt durch den Hersteller oder den Fachgroßhandel.

**Ulrich Mütter, Spezialhersteller f. Bild-Röhren-Meß-Regeneratoren**  
Kriekedillweg 38, 4353 Oer-Erkenschwick, Telefon (0 23 68) 20 53

synthese-Verfahren mit „Phase Lock Loop“ arbeiten. Für die Einschubgeräte stehen Einsätze zur Auswahl, die für unterschiedliche Frequenzbereiche (110 MHz oder 600 MHz) ausgelegt und zum Teil mit programmierbaren Abschwächern ausgestattet sind. Die Meßsendervariante der Einschubgeräte kann über steckbare Moduln gewobbelt oder moduliert werden (AM, FM, PM). Alle Synthesizer zeichnen sich aus durch geringe Frequenzdrift (Standard:  $2 \cdot 10^{-8}$  je Tag), Spektralreinheit und Frequenzauflösung.

## 25-MHz-Speicher-Oszilloskop

Bei dem Modell OS2200A von Metrix ist die gespeicherte Information bis zu 25 Minuten auf dem Bildschirm darstellbar. Die Signal-Anstiegszeit im Y-Verstärker ist  $< 13 \mu\text{s}$ . Eine Verzögerungsleitung und eine Eichquelle ist eingebaut. In Kaskaden-Schaltung ist die



Speicheroszilloskop Metrix OS2200A

Eingangsempfindlichkeit auf 5 mV/Skalenteil steigerbar; die Grenzfrequenz sinkt dabei auf 5 MHz ab. Die Zeitkoeffizienten reichen von 100 ms/cm bis 2 s/cm. Sie können 5fach gedehnt werden.

## Kurse und Lehrgänge

26. 1. 1977

**Einheiten-Seminar**

Ort: Essen

Veranstalter: Haus der Technik

Leitung: F. W. Winter

Inhalt: Internationales Einheitensystem, Gesetz über Einheiten in der BRD.

Wendet sich an Beschäftigte in Konstruktion, Produktion und anderen technischen Bereichen.

Gebühr: 120 DM

3. 2. 1977

**Die Technik der Gemeinschafts- und Großgemeinschafts-Antennenanlagen**

Ort: Essen

Veranstalter: Haus der Technik

Leitung: R. Levermann

Inhalt: Prinzipieller Aufbau; System-eigenschaften; Bausteine in ihrer Funktion; Planung und Meßtechnik von GA und GGA; Vorschriften; architektonische und städtebauliche Aspekte; die kostenrechtliche Seite; künftige Entwicklungen.

28. 2. bis 4. 3. 1977

**Digitaltechnik für Elektroberufe Grundlagen**

Ort: Lauterbach

Veranstalter: Bildungszentrum für Elektrotechnik im ZVEH.

8. 3. und 9. 3. 1977

**Statistische Qualitätskontrolle**

Ort: Essen

Veranstalter: Haus der Technik

Leitung: M. Kühlmeyer

Inhalt: Kontrollkarten – Stichprobenpläne – Stichprobenerhebungen. Die Teilnehmer sollen in die Lage versetzt werden, Methoden für Ein- und Ausgangsprüfungen sowie zur Gütesicherung auszuwählen und durchzuführen.

Gebühr: 330 DM

## Technische Druckschriften

**Alfred Neye-Enatechnik GmbH.** Das neue Datenbuch über Leitungshalbleiter von RCA soll ein Leitfadens sein. Der 376 Seiten starke Band enthält Kapitel über die Physik dieser Halbleiter, thermische Probleme, Gehäuse, Befestigungs- und Handhabungsfragen. Bestellnummer TRM-445; Schutzgebühr 16,- DM. Adresse: Schillerstraße 14, 2085 Quickborn.

**MECL-LSI-Mikroprozessoren.** Von Motorola ist kostenlos die Broschüre „M10800-High Performance MECL LSI Processor Family“ erhältlich. In ihr sind der Systementwurf mit der Slice-Methode und die System-Teile beschrieben. Adresse: Motorola GmbH, Geschäftsbereich Halbleiter, Heinrich-Hertz-Straße 1, 6204 Taunusstein-Neuhof 5.

**National Semiconductor GmbH.** Das „Memory Data Book“ gibt Aufschluß über Speicher und speicherbezogene Produkte ohne Berücksichtigung der technischen Beschaffenheiten: eine praktische Informationsquelle über bipolare, MOS- und CMOS-RAMs, feld-

und maskenprogrammierbare ROMs (bipolar und MOS), MOS-Schieberegister und PLAs in einem Band. Außerdem werden Interface-Stützsaltungen für die Speicheroperationen sowie die Speichersysteme beschrieben. Man findet eine Auswahl an speicherorientierten Anwendungsvorschlägen, auch für einen Entwurf mit PLA. Hinweise über Vergleiche von RAMs, ROMs und PROMs vervollständigen das Bild. Gegen eine Schutzgebühr von 9,50 DM beziehbar unter dieser Adresse: Industriestraße 10, 8080 Fürstenfeldbruck.

**Große Dioden-Vergleichs-Tabelle.** Dieses Buch aus dem Franzis-Verlag enthält die wesentlichen Daten von etwa 8000 Dioden mit den Angaben von Vergleichstypen und bedingt verwendbaren Austauschypen. Es ersetzt zwar nicht die Datenblätter, aber es erlaubt Praktikern und Konstrukteuren einen schnellen Vergleich (Preis: 28,- DM).

**TTT-Transistor-Taschen-Tabelle.** Rund 23 000 Transistoren sind in diesem Band des Franzis-Verlages, der von Dipl.-Ing. H.-G. Steidle bearbeitet wurde, zusammengestellt (Preis: 29,- DM). Der Verlag führt damit die Dioden- und Transistor-Taschen-Tabelle von H. G. Mende in der 11. Auflage weiter. Diese Fleißarbeit enthält etwa 300 000 Einzelinformationen, die tabellarisch geordnet sind.

**Alfred Neye-Enatechnik GmbH.** Im Applikationsbericht AN 6457 von RCA sind die charakteristischen Merkmale von GTO-Thyristoren beschrieben. Diese GTO-Thyristoren werden mit einer am Gate angelegten Spannung nicht nur gezündet, sondern auch wieder gelöscht. Das heißt, die zwischen Anode und Katode anliegende Spannung braucht nicht – wie bei den anderen Thyristoren – einen Nulldurchgang zu durchlaufen.

**National Semiconductor GmbH.** Das Datenbuch über lineare integrierte Schaltungen beinhaltet die Spezifikationen für Spannungsregler, Operationsverstärker, Spannungskomparatoren, Buffer, Zeitgeber, ICs für AM/UKW-Radiogeräte und für Fernsehgeräte, Hi-Fi-Stereoanlagen, Transistor-Dioden-Baugruppen, Anlogschalter. In dem umfangreichen Band befindet sich eine Liste mit Operationsverstärkern für professionelle, industrielle und militärische Zwecke (in Hybrid- und Festkörper-Technik), variable und Festspannungsregler sowie Spannungskomparatoren. In einer Vergleichsliste werden die linearen Schaltungen mit ICs anderer Hersteller verglichen. Das „Linear Data Book“ kann gegen eine Schutzgebühr von 8 DM unter folgender Adresse bezogen werden: Industriestraße 10, 8080 Fürstenfeldbruck.



**Neue  
Fachbücher**

**Herbert Zwaraber: Praktischer Aufbau und Prüfung von Antennenanlagen.** 3. Auflage 1976; 132 Seiten; kartoniert 14,80 DM; ISBN 3-7785-0396-0. Dr. Alfred Hühlig Verlag GmbH, Heidelberg.

Dieser Band ist ganz auf die Bedürfnisse des Praktikers ausgerichtet: Er vermittelt ihm den notwendigen Kenntnisstand, der den Antennenbauer in die Lage versetzt, für den jeweiligen Anwendungszweck die optimale Antenne und das richtige Zubehör auszuwählen. Außerdem ist der Prüfung von Antennenanlagen breiter Raum gegeben. Diese neu bearbeitete Auflage berücksichtigt insbesondere den Auf-

bau von Gemeinschaftsanlagen, Groß- und Ortsanlagen. Inhaltsübersicht: Antennenfragen, HF-Leitungsnetz, Ausrüstung von Antennenanlagen, Technik der Gemeinschaftsanlagen, Prüf- und Meßtechnik. gbw

**Arpad A. Bergh und P. J. Dean: Lumineszenzdioden – Grundlagen, Halbleitende Verbindungen, Anwendungen.** 1976, 209 Seiten, kartoniert 35 DM. ISBN 3-7785-0390-0. Dr. Alfred Hühlig Verlag GmbH, Heidelberg.

Lumineszenzdioden (LEDs) sind Bauelemente, mit denen sich elektrische Energie heute bei guter Ausbeute in elektromagnetische Strahlung umwandeln läßt. In diesem Band werden die für das Verständnis und die Anwendung von LEDs notwendigen Gebiete behandelt; besonderes Gewicht wurde dabei auf die halbleitenden III-V-Verbin-


dungen und GAP-LEDs gelegt. Die Grundlagen der Photometrie, der elektrischen Injektionen und der Lumineszenz sowie die technologische Entwicklung der Leuchtdioden werden dabei genauer betrachtet. Am Schluß steht ein sicher aufschlußreicher Überblick auf die Anwendungen der lichtemittierenden Dioden. Inhaltsübersicht: Photometrie, Injektionsmechanismen, Lichtausbeute, Up-converter (Infrarot / Sichtbar), Entwurf von Lumineszenzdioden, Anwendungen, Literatur- und Sachwörterverzeichnis. gbw

**Liman, O.: Schlüssel zur Elektronik.** 288 Seiten, 289 Abbildungen, Leinen. Preis 28,- DM. Franzis-Verlag München 1976.

Der Band paßt so gar nicht in die herkömmlichen Vorstellungen: einmal Sachbuch – und einmal Fachbuch. Man

kann die Darstellung durchaus als Sachbuch mit den Eigenschaften eines Fachbuchs bezeichnen. Der Autor hat als Fachschriftsteller einen Namen; dies zeigt sich auch an diesem Band: Er führt die Elektronik aus der theoretischen Physik heraus und stellt sie neben die klassische Elektrotechnik. Er erklärt die Funktionen der Bauteile und erläutert, welchen naturwissenschaftlichen Gesetzmäßigkeiten sie unterliegen. Dadurch werden die Bauelemente dem Leser fast so vertraut, als ob er sie eben in eine Schaltung eingelötet hätte. Man kann gestrost behaupten: An der Lektüre dieses Buches werden viele Leser ihren Spaß haben. gbw

**Gruber, B.: Oszilloskopieren leicht und nützlich.** Taschenbuchreihe Wissen und Können, Band 302. 2. Auflage,



Musikanlagen  
in Diskothekenform

**MUSIKANLAGEN GMBH.**  
4242 Rees 1, Postfach 1209, Tel. 02851/7258

**DAS GRÖSSTE FILMANGEBOT DER WELT**  
Über 15.000 Super-8 Spielfilme u. Dias aller Interessengebiete  
Prelisten + Prospekte kostenlos  
Wir erfüllen ALLE Filmwünsche zu absoluten Niedrigpreisen  
300seitige Farbkataloge gegen DM 10,- (Schein) Schutzgebühr  
Jedem 20. Katalogbesteller schenken wir zusätzlich einen Int. S-8 Color-Spielfilm im Werte von DM 69,-  
VERSA GmbH, Abt. 82/9 Sonnenberger Str. 22, 6200 Wiesbaden

Wir verschenken 5.000 Colorfilme im Werte von je DM 69,-

**27 MHz**  
Sprechfunk-  
geräte/  
Zubehör-Prospekt  
und Preisliste  
anfordern vom  
Fachlieferanten  
für Handel, Industrie  
und Behörden

**RICHTER & CO**  
Alte Mannstr. 17-19 · 3000 Hannover 1  
Ruf (0511) \*664611 · Telex 0922343



**Plisch Electronics**

Wir sind ein Unternehmen der Nachrichtentechnik und produzieren Fernsehersetzer und Meßgeräte. Qualität ist die Basis unseres Erfolges.

Sie sind leistungsbewußt und interessiert an einer verantwortungsvollen Tätigkeit als

**Entwicklungsingenieur**

- Haben Sie Erfahrung auf dem Gebiet der kommerziellen Fernseh- oder HF-Technik?
- Glauben Sie, einem Team von dynamischen Leuten Impulse geben zu können?

Dann senden Sie uns Ihre Bewerbungsunterlagen, auch wenn Sie sich erst später verändern wollen oder können.

Bewerben Sie sich jetzt!

**HANS H. PLISCH**

Fabrikation elektronischer Geräte  
Großer Stellweg 13  
6806 Viernheim, Telefon: (0 62 04) 20 31

**104 Seiten, 106 Abbildungen, Balacron-Einband, Preis 12,50 DM. Richard Pflaum Verlag München 1975.**

Diese unkomplizierte Einführung in die Anwendung der Oszilloskope wendet sich an Benutzer, die sich mit den elektronischen Vorgängen und Schaltungen im Inneren des Meßgerätes nicht belasten wollen. In der neuen Auflage sind die Anwendungsmöglichkeiten noch weiter gefaßt: So sind Kapitel enthalten über die Darstellung einmaliger, schnell ablaufender Vorgänge, wie Anlaufstromstöße, Impulsspannungen und Ladevorgänge; außerdem wird auf die optoelektronische Messung der Drehzahlen von Achsen und Wellen eingegangen. Hilfsgeräte für die Meßpraxis mit Oszilloskopen, die leicht nachzubauen sind, werden ebenfalls vorgestellt. Der Anhang enthält Bauanleitungen, Auswertungshinweise für spezielle Oszillogramme und Empfehlungen für die Behandlung und Pflege des Oszilloskops. gbw

**Ruff, A.: Neue elektronische Unterhaltungsplele. 119 Seiten, 116 Abbildungen, Lelnen. Preis 16,80 DM. Franzis-Verlag München 1976.**  
19 Glücks-, Würfel- und Brett-

spiele, mit digitalen ICs dargestellt und gesteuert, enthält dieser Band für den Hobby-Elektroniker. Die Schaltungen können ohne besondere Elektronik-Kenntnisse nachgebaut werden; sauberes und genaues Arbeiten ist dazu jedoch unumgänglich. Einige Baugruppen können bei mehreren Bauvorschlägen verwendet werden; dies bringt dem Bastler Vorteile bei den Kosten. Einen Service besonderer Art hat sich der Verlag einfallen lassen: für einige Spiele sind fertige Platinen lieferbar. gbw

**Elektronik-Testaufgaben I – Elektronische Grundlagen der Elektrotechnik. 3. Auflage 1976. 400 Aufgaben als Loseblattsammlung im Plastik-Ringordner, DIN A 5 quer, 34 DM. Richard Pflaum Verlag KG, München.**

Die Elektronik ist ein markantes Beispiel dafür, wie schnell neue technische Konzepte an Bedeutung gewinnen und mit welcher Dynamik sie vordringen. In vielen Bereichen muß man sich, um mit der Entwicklung Schritt halten zu können, fundierte Kenntnisse aus der Elektronik aneignen. Für die Auszubildenden in allen Elektroberufen ist es beinahe selbstverständlich, daß die Elektronik

dazu gehört. Diese Testaufgaben sind eine repräsentative Auswahl aus Original-Prüfungsfragen. Sie wurden vom Heinz-Piest-Institut ausgewählt, einer Einrichtung an der Technischen Universität Hannover, die sich besonders der praxisorientierten Schulung widmet. Die Aufgaben eignen sich neben der Ausbildung an Institutionen auch für das Selbststudium und für Leistungstests. Aus dem Inhalt: Elektrizität, mathematische Grundlagen, Gleich- und Wechselstrom, Stromkreise, Transformator, Drehstrom, Meßtechnik. gbw

**Elektronik-Testaufgaben II – Bauelemente der Elektronik. 4. Auflage 1976. 400 Aufgaben als Loseblattsammlung im Plastik-Ringordner, DIN A5 quer, 34 DM. Richard Pflaum Verlag KG, München.**

Die praxisorientierten Aufgaben, ausgewählt vom Heinz-Piest-Institut an der Technischen Universität Hannover, helfen auch dem Ungeübten, sich in der Elektronik zurechtzufinden. Sie sind außerdem geeignet, den Kenntnisstand zu prüfen und die Wissenslücken gezielt aufzustößern. Außer für den Selbstunterricht eignet sich das Material auch für Bildungseinrichtungen. Besonders hervorzuheben ist die klare

Art, in der die Aufgaben präsentiert werden und das Auswertungssystem. Inhalt: Einführung in die Meßtechnik mit Oszilloskopen, lineare und nicht-lineare Widerstände, Kondensator und Spule, Zwei- und Vierpole, integrierte Schaltungen, Mehrschichtdioden, Fotohalbleiter, Halbleiter mit speziellen Eigenschaften, Röhren. **Elektronik-Testaufgaben III – Grundschaltungen der Elektronik. 2. Auflage 1976. 400 Aufgaben im Loseblattordner, DIN A5 quer, 34 DM. Richard Pflaum Verlag KG, München.**

Diese Aufgaben wurden aus den originalen Prüfungsaufgaben des Heinz-Piest-Instituts ausgewählt, das sich der praxisorientierten Ausbildung speziell im Elektronik-Bereich annimmt. Mit den Arbeitsblättern ist man in der Lage, sich gezielt auf Prüfungen vorzubereiten, weil man eine Vorstellung bekommt, wie die Fragen gestellt werden können. Aber auch als Leistungstest im Selbststudium sind die Blätter geeignet, Wissenslücken bloßzulegen. Inhaltsübersicht: Oszilloskop als Meßgerät, Gleichrichter-, Verstärker- und Stabilisierungsschaltungen, Transistor als Schalter, Mehrschichtdioden als Schalter, Kipp-, Regel- und Logik-Schaltungen. gbw

**Verlag und Herausgeber**

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

**Verlagsanschriften:**

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

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

**Gesellschafter:**

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

**Verlagsleiter:**

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

**Verlagskonten:**

PSchK München 8201-800  
Deutsche Bank Heidelberg 01/94 100  
(BLZ 672 700 00)

**Druck**

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

**FUNK  
TECHNIK**

Fachzeitschrift für Rundfunk, Fernsehen, Phono und Hi-Fi

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

**Redaktion**

Chefredakteur:  
Dipl.-Ing. Wolfgang Sandweg

**Redakteure:**

Curt Rint, Margot Sandweg, Gerhard Wolski

**Redaktion Funk-Technik**

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

**Außenredaktion Funk-Technik**

Redaktionsbüro W. + M. Sandweg  
Welherfeld 14  
8131 Aufkirchen über Starnberg  
Telefon (0 81 51) 56 69

Nachdruck ist nur mit Genehmigung der Redaktion gestattet.

Für unverlangt eingesandte Manuskripte wird keine Gewähr übernommen.

**Anzeigen**

**Anzeigenleiter:**

Walter Sauerbrey

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

**Paketanschrift:**  
Lazarettstraße 4  
8000 München 19

Gültige Anzeigenpreisliste:  
Nr. 10 a vom 1. 10. 1976



**Vertrieb**

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

**Bezugspreis zuzüglich Versandkosten:**

Jahresabonnement 80,- DM (Im Inland sind 5,5% Mehrwertsteuer eingeschlossen)  
Einzelheft 3,50 DM

**Kündigungsfrist:**

Zwei Monate vor Quartalsende (Ausland: Bezugsjahr)  
Bei unverschuldetem Nichterschlehen keine Nachlieferung oder Erstattung.



# HITACHI

## CWP-137

### „Der Verdienstvolle“



## Farb-Portable

**Bildröhre:** 32 cm Präzisions-Inline Black Matrix, selbst-konv.

**Tuner:** Allstations-Trommel-Tuner

**Tonausgangsleistung:** 2 Watt

**Antenne:** 75 Ohm Koaxialanschluß + Doppel-Teleskop

**Lautsprecher:** 10 x 10 cm

**Qualitätsstandard:** HITACHI

**Gehäusefarbe:** Anthrazit/Metallic

**Garantie:**

**3 Jahre** auf die Farbbildröhre

**2 Jahre** auf alle übrigen Ersatzteile

**1 Jahr** auf Arbeitszeit

**1 Jahr** Lagergarantie

Diese Garantie ist gültig für alle **HITACHI-**  
Farbfernsehgeräte rückwirkend ab 1.1.1975

98329

Mickan, G.

Z L 15933

1255 Woltersdorf  
125 Goethestr. 11

# Jetzt das meistgekaupte System in Europa: **20 AX-Selbstkonvergenz**

Im Wettbewerb der Bildwiedergabe-  
systeme ist 20 AX bei den großen Formaten  
die Nummer Eins:

Allein in Deutschland sind mehr als  
1,5 Mio. 66cm-Geräte mit VALVO  
Eurocolor 20 AX-Bildröhren ausgerüstet.

Auch bei den 56cm-Geräten hat  
20 AX Eurocolor in kurzer Zeit eine  
führende Position erlangt.

Es zahlt sich aus, auf 20 AX  
zu setzen. Jetzt und in Zukunft.

VALVO Eurocolor ist  
das Gütesymbol für  
Farbbildröhren, die dem  
hohen europäischen  
Qualitätsniveau ent-  
sprechen und die auch auf  
dem Weltmarkt zunehmend  
an Bedeutung gewinnen.



**VALVO – Europas größter Hersteller von Farbbildröhren**

