

A 3109 D

BERLIN

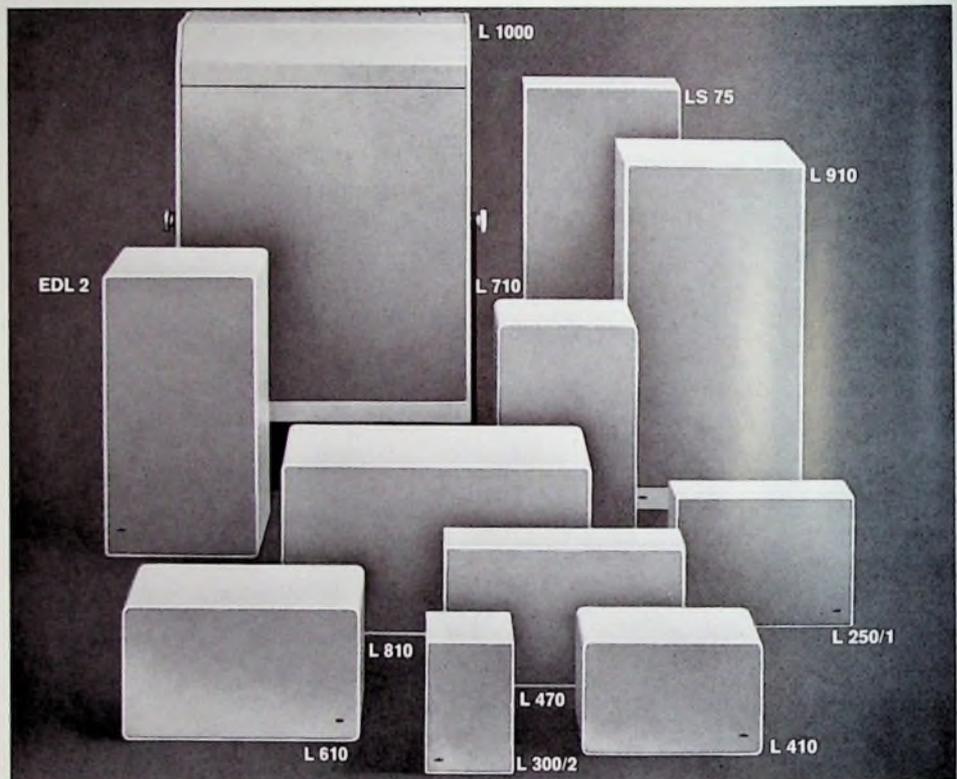
# FUNK- TECHNIK

4 | 1970 ++

2. FEBRUARHEFT

**Wir setzen die Norm für HiFi Lautsprecher in Deutschland. Schon vor Jahren. Heute bieten wir das umfassendste und fortschrittlichste Programm und setzen damit weitere Maßstäbe.**

**Erfolg verpflichtet.**



Typ	Art	Raumgröße	Obertragungsbereich in Hz	Belastbarkeit	Abmessungen in cm (b x h x t)	Preis in DM
L 250/1	Wandbox Regalbox	kleine und mittlere Räume	50... 20000	10 Watt	36 x 28 x 10,5	120.-
L 300/2	Wandbox Regalbox		40... 25000	20 Watt	16 x 24 x 14	260.-*
L 410	Regalbox		35... 25000	25 Watt	32 x 21 x 17	248.-
L 470	Wandbox Regalbox		33... 25000	28 Watt	47,2 x 28 x 10,5	298.-
L 610	Regalbox	mittlere und große Räume	30... 25000	35 Watt	45 x 25 x 22	460.-
L 710	Regalbox Standbox		25... 25000	40 Watt	55 x 31 x 24	595.-
L 810	Standbox		20... 25000	50 Watt	36 x 65 x 28	895.-
L 910	Regalbox Standbox	große und sehr große Räume	20... 25000	60 Watt	42 x 85 x 33	1.500.-
L 1000	Standbox		20 bis über obere Hörgr.	80 Watt	79 x 117 x 33	3.500.-
EDL 2	Einbaubox	sehr große Räume	30... 20000	50 Watt	36 x 65 x 28	690.-*
LS 75	Einbaubox	Räume und Säle	40... 15000	75 Watt	40 x 98 x 14	880.-*

\* unverbindlicher Richtpreis

**BRAUN**

BRAUN AKTIENGESELLSCHAFT, FRANKFURT/M., RÜSSELSHEIMER STRASSE

gelesen · gehört · gesehen .....	112
FT meldet .....	114
Mehr Kulanz beim Service .....	117
Nachrichtensatelliten	
Französische Bodenstation „PB 2“ in Pleumeur-Bodou ..	118
Intelsat-III-Serie .....	118
Elektronisch gesteuertes unbemanntes Segelboot .....	118
Fernsehen	
Wirtschaftlicher Service mit dem Fernsehsignal-Generator	119
Antennen	
Neue UHF-Antennenreihe „Olympia“ .....	122
Steuerungs- und Regelungstechnik	
Beispiele für die Übertragung und Verarbeitung von	
Winkelinformationen .....	123
Die besondere Schaltung	
Magnetempfindlicher Schallverstärker mit Hallgenerator	127
Für den KW-Amateur	
Mikrofon-Vorverstärker und Dynamikkompressor für den	
Selbstbau .....	128
Stromversorgung	
Einfacher Netzteil für Verstärker-Bausteine .....	130
Meßtechnik	
Spannungs-Frequenz-Umsetzer als Voltmeterzusatz für	
Frequenzzähler .....	131
Elektronischer Zähler · Ergänzung .....	136
Fernseh-Service	
Zeilensynchronisation fehlerhaft .....	135
Fehler an Drucklastenaggregaten und Schallern .....	135
Für den jungen Techniker	
Grundlagen und Bausteine der Digitaltechnik .....	137
Ausbildung .....	139

Unser Titelbild: Kernstück des Zeit- und Frequenznormals „XSR“ von Rohde & Schwarz ist die Atomresonanzkammer (im Vordergrund), in der sich eine Spektrallampe mit Rubidium-Edelgas-Füllung befindet, deren Lichtausstrahlung gemessen und zur Korrektur eines schwingenden Quarzes benutzt wird. Nur äußerste Präzision und Reinheit sowie die Verwendung von speziellen Gläsern ermöglichen die Herstellung dieser Resonanzkammer. Nach Abschluß aller Montage- und Prüfarbeiten werden vor der Auslieferung über mehrere Monate sich erstreckende Einlaufmessungen vorgenommen.      *Aufnahme: Rohde & Schwarz*

Aufnahmen: Verfassers, Werkaufnahmen, Zeichnungen vom FT-Atelier nach Angaben der Verfassers

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH, 1 Berlin 52 (Borsigwalde), Eichbärndamm 141-167. Telefon: (03 11) 4 12 10 31. Fernschreiber: 01 81 632 vrlkt. Telegramm-Anschrift: Funktechnik Berlin. Chefredakteur: Wilhelm Roth; Stellvertreter: Albert Jänicke; Techn. Redakteure: Ulrich Radke, Fritz Gutschmidt, sämtlich Berlin. Chefredakteur: Werner W. Dielenbach, Kempten/Allgäu. Anzeigenleitung: Marianne Weidemann; Chefredakteur: B. W. Beerwirth. Zahlungen an VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH, Postcheck-Konto: Berlin West 76 64 oder Bank für Handel und Industrie AG, 1 Berlin 65, Konto 7 9302. Die FUNK-TECHNIK erscheint monatlich zweimal. Preis je Heft 2,80 DM. Auslandspreis laut Preisliste. Die FUNK-TECHNIK darf nicht in Lesezirkel aufgenommen werden. Nachdruck — auch in fremden Sprachen — und Vervielfältigungen (Fotokopie, Mikrokopie, Mikrofilm usw.) von Beiträgen oder einzelnen Teilen daraus sind nicht gestattet. — Satz und Druck: Druckhaus Tempelhof



# Transistor-Schaltungstechnik

von Herbert Lennartz und Werner Taeger

## Aus dem Inhalt

Die verschiedenen Transistorarten (pnp-, npn-, legierte, gezogene und Mesa-Transistoren)  
 Transistorsymbole  
 Darstellung der Transistorparameter  
 Kennlinien von Transistoren  
 Kennzeichnende Eigenschaften der Transistoren  
 Der Transistor als Verstärkerelement  
 Gegenkopplungen  
 Gleichstromverstärker mit Transistoren  
 Der Transistor als elektronischer Schalter  
 Transistoroszillatoren  
 Der Transistor in der allgemeinen Elektrotechnik  
 Der Transistor in der Rundfunkempfangstechnik  
 Der Transistor in der Fernsehtechnik  
 Breitbandverstärker  
 Messungen an Transistoren

254 Seiten · 284 Bilder · 4 Tabellen · 280 Formeln  
 Ganzleinen 27,— DM

Zu beziehen durch jede Buchhandlung im Inland und Ausland, durch Buchverkaufsstellen (Fachhandlungen mit Literatur-Abteilung) sowie durch den Verlag

VERLAG FÜR  
 RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GM  
 BH  
 1 BERLIN 52 (Borsigwalde)



## Neue Fernsehempfänger

### AEG-Telefunken

„FE 200 T“: Schwarz-Weiß-Tischempfänger mit Chassis „209“, 61-cm-Bildröhre, 4 R6 (einschl. Bildröhre) + 16 Trans + 33 Halbleiterdioden + 1 IS, UHF/VHF, 6 Stationstasten auf beliebigen Empfangskanal einstellbar, „Color-tip“-Taste, 1 Frontlautsprecher, Anschlüsse für Fernregler und Tonbandgerät nachrüstbar, Anschluß für Zusatzlautsprecher oder Kopfhörer vorbereitet, Gehäuse in Edelholz hell matt oder mittel hochglanzpoliert oder in Perlweiß, Drehgestell in Chromausführung lieferbar.

### Grundig

„T 1600 Color“, „T 1650 Color“, „Triumph 2650 Color“: Farbfernseh-Tischempfänger, 66-cm-Permachrome-Bildröhre, 10 R6 (einschl. Bildröhre) + 34 Trans + 3 IS, VHF/UHF, 7 Stationstasten auf beliebigen Empfangskanal einstellbar, Schieberegler für Farbton, Farbkontrast, Helligkeit und Lautstärke, Ein-Aus-Taste kombiniert mit Kontrastregler und Schaltknöpfen für Konturschärfe und Klang, Fernregler „VII Color“ für Farbkontrast, Helligkeit und Lautstärke lieferbar (bei „T 1650 Color“ und „Triumph 2650 Color“ zusätzlich Fernwahl der Programme), Gehäuse in Edelholz mitteldunkel oder hell („T 1600 Color“ und „T 1650 Color“; „T 1650 Color“ zusätzlich mit abschließbarer Bedienungselektro beziehungsweise Nußbaum-Teak- oder Palisanderfurnier oder Schleiflack („Triumph 2650 Color“)).

### Saba

„Schauinsland T 246 electronic“: Schwarz-Weiß-Tischempfänger, 61-cm-Bildröhre, 6 R6 (einschl. Bildröhre) + 15 Trans + 14 Halbleiterdioden + 2 Gl, UHF/VHF, 6 Stationstasten auf beliebigen Kanal einstellbar, Flachbahnregler für Lautstärke, Helligkeit und Kontrast, 1 Frontlautsprecher, Gehäuse in Edelholz mitteldunkel hochglanzpoliert oder in Nußbaum naturhell mattiert oder in Mattweiß, Metalldrehständer in Anthrazit oder Chrom lieferbar.

„Schauinsland T 246 electronic“: Schwarz-Weiß-Tischempfänger, 61-cm-Bildröhre, 6 R6 (einschl. Bildröhre) + 18 Trans + 31 Halbleiterdioden + 1 IS + 2 Gl, UHF/VHF, 7 Stationstasten auf beliebigen Kanal einstellbar, Flachbahnregler für Kontrast, Helligkeit und Lautstärke, abschaltbare Color-Sperre, 1 Frontlautsprecher, Fernbedienung „FS 18“ für Lautstärke und Helligkeit lieferbar, Gehäuse in Edelholz Nußbaum naturhell mattiert oder in Mattweiß, völlig neuartige Anordnung der Bedienungselemente oben rechts, Metall-drehständer in Anthrazit (ohne Laufrollen) oder in Chrom (mit Laufrollen) lieferbar.

### Siemens

„Bildmeister FC 172 Color“: Farbfernseh-Tischempfänger, 65-cm-Bildröhre, entspricht sonst in Technik und Bedienung dem „Bildmeister FC 17“.

„Bildmeister FT 331“ und „Bildmeister FT 370“: Schwarz-Weiß-Tischempfänger, 61-cm-Bildröhre, UHF/VHF, 6 Stationstasten („FT 331“) beziehungsweise 7 Stationstasten („FT 370“) auf beliebigen Kanal einstellbar, Schieberegler für Helligkeit, Kontrast und Lautstärke beim „FT 370“, Gehäuse in Edelholz dunkel hochglanz oder hell seidenglanz, beim „FT 331“ auch in Schleiflack weiß.

## Neue Rundfunk-Heimempfänger

### Siemens

„Klangmeister RG 212“: Mono-Tischgerät, UKML, Netz- und Batteriebetrieb, Ausgangsleistung 3 W bei Netzbetrieb beziehungsweise 1,5 W bei Batteriebetrieb, Gehäuse in Edelholz hell seidenglanz oder in weißem Schleiflack.

„Klangmeister RS 141 Electronic“: Hi-Fi-Stereo-Steuergerät, UKML, 2 x 35 W Musikleistung, Gehäuse in Edelholz hell seidenglanz mit Gehäuseoberseite aus Leichtmetall.

## Neue Rundfunk-Koffereempfänger

### Siemens

„Caramat RK 251“: U2K2ML, Batterie- oder (über Autohalterung) Autobatteriebetrieb, Ausgangsleistung 2 W bei Batteriebetrieb, 3 W bei Autobatteriebetrieb.

„Club de Luxe RK 241“: UK2ML, Netz- oder Batteriebetrieb, Ausgangsleistung 2 W.

„Club RK 231“: UKML, Batteriebetrieb, Ausgangsleistung 1,5 W.

## Neue Phonogeräte

### AEG-Telefunken

„Musikus 108 Z de luxe“: Stereo-Plattenspieler, Plattenteller mit 20 cm Ø, Tonarm mit Schiebeknopf, Rohrtonarm mit einstellbarer Auflagekraft, Holzzarge mit Nußbaumfront (löst „Musikus 108 Z“ ab).

„Musikus 108 V de luxe“: Plattenspieler-Verstärkerkoffer, Plattenteller mit 20 cm Ø, Tonarm mit Schiebeknopf, Rohrtonarm mit einstellbarer Auflagekraft, 4-W-Verstärker, Lautsprecher im durchsichtigen Deckel.

Die Hi-Fi-Stereo-Plattenswechsler „W 230“ und „W 250“ haben ab Februar 1970 zusätzlich einen Handlift.

## Elektroakustische und fernsehtechnische Anlagen für das neue Düsseldorfer Schauspielhaus

Das neue Düsseldorfer Schauspielhaus erhielt eine der modernsten elektroakustischen und fernsehtechnischen Anlagen, die von einer Arbeitsgemeinschaft, bestehend aus den Firmen Philips und Schwabe, geliefert und installiert wurde. Zentrum ist ein Tonregietisch im Tonregieraum, von dem aus sich alle akustischen Geräusche und Musik steuern lassen. Über eine Vielzahl von Mikrofonen können akustische Aufnahmen und Einspielungen aufgenommen werden, die dann über zahlreiche installierte Lautsprecher wiedergegeben werden. Der größte Lautsprecher ist in der Bühne selbst installiert; mit einer Leistung von 100 W lassen sich über ihn besonders starke Effekte (Donner, Flugmotorengeräusche usw.) wiedergeben. Eine besondere Attraktion ist eine Schallgruppe mit der man wandernde Geräusche (zum Beispiel das Geräusch eines vorbeifliegenden und im Kreis fliegenden Flugzeuges) simulieren kann.

Die Fernsehanlage soll den Künstlern und der Technik die Möglichkeit geben, ständig das Geschehen auf einer der beiden Bühnen verfolgen zu können. Drei festeingebaute Fernsehkameras sowie eine fahrbare Stativkamera erlauben eine flexible Wiedergabe des Bühnengeschehens auf zwei Fernsehkanälen.

Im Zuhörerraum wurde eine Schwerhörigenschleife installiert, die Hörgeschädigten die Möglichkeit gibt, das Theatergeschehen ohne störende Umgebungsgeräusche miterleben zu können.

## Drahtlose Hörübertragung für Taschensprechfunkgeräte

In manchen Fällen ist es unerwünscht, wenn Anwesende bemerken, daß jemand mit einer anderen Person in Sprechfunkverbindung steht. SEL liefert jetzt zum UKW-Taschensprechfunkgerät „SEM 56“ eine drahtlose Hörgarnitur, die aus einem Verstärker in Form eines Schwerhörigengerätes und aus einer Induktionsschleife besteht. Das Hörgerät enthält eine Induktionsspule statt des üblichen Mikrofon und eine integrierte Schaltung mit sieben Transistoren (Frequenzbereich 300 ... 5500 Hz, maximal erreichbarer Schalldruck 127 dB bei 900 Hz). Infolge der geringen Stromaufnahme von 1,1 mA reicht eine Trockenbatterie für 120 bis 150 Betriebsstunden oder ein wiederaufladbarer Akkumulator (zum Beispiel Deac „DK 20“) für 12 bis 15 Betriebsstunden aus.

Das Hörgerät ist unauffällig hinter dem Ohr zu tragen. Die Induktionsschleife legt der Benutzer unter seinem Jackett auf die Schulter. Sie wird an die Hörerbuchsen des Sprechfunkgerätes angeschlossen und überträgt das Sprachsignal auf die Spule im Hörgerät.

## Stereo-Anlage „MPX-37“

Das Steuergerät der neuen Stereo-Anlage „MPX-37“ von Sharp empfängt die Bereiche UM und gibt 2 x 1,5 W NF-Leistung ab. Lautstärke- und Balanceregler sowie die getrennten Höhen- und Tiefenregler sind als Schieberegler ausgeführt. Eine leicht auswechselbare Frontplattenabdeckung, die die Beschriftung der Skala und der Bedienungselemente trägt, ermöglicht es, das Gerät sowohl vertikal – es hat dann die gleiche Höhe wie die zugehörigen Lautsprecherboxen – als auch horizontal aufzustellen. Die Lautsprecherboxen sind mit je einem 16-cm-Breitbandsystem bestückt.





LESEN  
SIE ALLES  
ÜBER DAS  
GROSSE SPIEL UM  
DEN BEGEHRTEN  
LOEWE WORLD CUP.

Fußball, Fußball über alles. Deshalb startet Loewe Opta eine große Verbraucher-Aktion. Und das große Händler-Spiel um den begehrten Loewe Cup. Machen Sie mit. Gewinnen Sie mit.

**SPIELREGELN:**

**1. Betrifft: Verbraucher - Aktion**  
Auf Tippscheinen, die Sie

von uns erhalten, müssen Ihre Kunden eintragen, wie weit Deutschland bei der Fußballweltmeisterschaft in Mexiko kommt. Zu gewinnen sind:

**555** Kofferradios von Loewe Opta

**2. Betrifft: Loewe Cup Spiel für Händler**

Auf jedem Tippschein ist Platz für Ihren Stempel vorgesehen. Jede 100ste Einsendung gewinnt einen schneeweißen Bademantel oder eine Badewaage! Toni Turek, der Weltmeisterschaftstorwart von 1954 wird unter den Gewinnern

30 Endspielteilnehmer auslosen. Diese 30 Endspielteilnehmer werden dann zur großen Elfmeter-Weltmeisterschaft nach Kronach eingeladen.

Eine Überraschung nach der anderen. Spielen Sie mit. Gewinnen Sie mit. Ein Loewe ist mehr.



Berlin/West - Kronach

**LOEWE**  **OPTA**

**Berufungen in den SEL-Vorstand**

Vom Aufsichtsrat der *Standard Elektrik Lorenz AG* wurden Dipl.-Kaufmann *Karl-Heinz Ashauer* (43 Jahre, seit 1953 bei *SEL*) und Dipl.-Physiker *Horst Seiter* (43 Jahre, seit 1954 bei *SEL*) mit Wirkung vom 1. Januar 1970 zu stellvertretenden Vorstandsmitgliedern berufen.

**Grundig-Finanzverwaltung unter neuer Leitung**

Als neuer Leiter der Finanzverwaltung der *Grundig-Gruppe* und gleichzeitig als neuer Geschäftsführer der *Grundig-Bank GmbH*, Fürth, wurde mit Wirkung vom 1. Januar 1970 *Hans-Heinrich Firnges* (36 Jahre) bestellt.

**Technischer Direktor der Firma E. Beyer**

Mit Wirkung vom 1.1.1970 wurde Dipl.-Ing. *Klaus J. Wischgoll* (seit 1964 bei *Beyer*) zum technischen Direktor der Firma *Eugen Beyer, Elektrotechnische Fabrik*, Heilbronn, ernannt.

**PE-Werkvertretungen**

*Gerhard Hagelauer* hat ab 1. Januar 1970 die Werkvertretung von *Perpetuum-Ebner* in Nürnberg übernommen. Anschrift: 85 Nürnberg, *Martin-Richter-Straße 32*, Telefon (0911) 55 45 27.

*Ing. Werner Luft* hat die Werkvertretung in Hannover ab 1. Januar 1970 von *Siegfried Deward* übernommen. Anschrift (wie bisher): 3 Hannover, *Hildesheimer Straße 317*, Industriehof, Telefon (0511) 83 25 10.

**General Manager der SGS Deutschland**

Mit Wirkung vom 1. Januar 1970 wurde *Dr.-Ing. D. Reiher* zum General Manager der *SGS Deutschland Halbleiter-Bauelemente GmbH* ernannt.

**Setron Vertragshändler für SGS Deutschland**

Mit Wirkung vom 1. Januar 1970 ist die Firma *Setron Schiffer-Elektronik* (3300 Braunschweig, Postfach 414, *Leopoldstraße 29*;

Telefon (0531) 2 91 91/92, Telex 9 528 12) als Vertragshändler für *SGS Deutschland Halbleiter-Bauelemente GmbH* tätig.

**Neues General Radio-Verkaufsbüro in Hamburg**

Die *General Radio GmbH*, die deutsche Verkaufsgesellschaft der *General Radio Company*, eröffnete am 1. Januar 1970 in Hamburg, *Isestraße 3*, ein eigenes Verkaufsbüro. Damit erlischt die bisherige Vertretung durch *Nüsslein* in Hamburg. Das neue Büro ist für die Gebiete mit den Postleitzahlen 1 bis 5 zuständig.

**R. R. Heikes  
Europa-Direktor der Motorola-Halbleiter-Division**

*Dr. Robert R. Heikes*, ist zum *Managing Director* für Europa der *Motorola Semiconductor Products Division* ernannt worden. Bisher war er technischer Direktor der Division mit Sitz in *Phoenix/Ariz., USA*. In seiner neuen Position ist *Dr. Heikes* für alle Marketing- und Produktionsfragen der Halbleiter-Division in Europa verantwortlich. Er wird seine Tätigkeit im europäischen Kundendienstzentrum der Gesellschaft in Genf aufnehmen.

**Deutsche Vertretung der American Micro Systems Inc.**

Die *American Micro Systems Inc. (AMI)* hat der *Amphenol Tuchel Electronics GmbH*, Deisenhofen, die Alleinvertretung für Deutschland übertragen. *AMI* fertigt LSI-Schaltungen nach Kundenwünschen und hat bis jetzt über 500 verschiedene Systeme entwickelt.

**Melchers vertreibt Lautsprecher-Programm von Pioneer**

Nachdem *C. Melchers & Co.*, Bremen, seit über 5 Jahren das gesamte Hi-Fi-Programm der japanischen Firma *Pioneer* mit ständig wachsendem Umsatz auf dem deutschen Markt vertreibt, hat sie auch die Alleinvertretung in Westdeutschland und Westberlin für das *Industriellautsprecher-Programm* von *Pioneer* übernommen. Mit dem Vertrieb der Lautsprecher ist seit dem 2. Januar 1970 *Karl Stöger* betraut.

BAUELEMENTE

50 JAHRE  
*Preh*

PREH-WERKE 8740 BAD NEUSTADT/SAALE



der  
SUPER –

# NATÜRLICHE SOUND

*... entfernt den „Vorhang“ zwischen Künstler und Publikum*

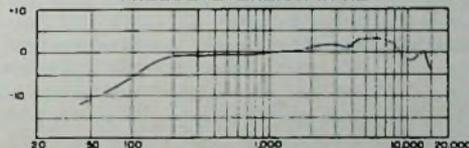
Ein neues, hervorragendes Mikrofon mit Kugelcharakteristik, das eine äußerst natürliche, lebensechte und verständliche Stimmreproduktion liefert. Ein weitreichender, linearer Frequenzgang, frei von Spitzen, und eine gleichmäßige Kugelcharakteristik vermeiden eine Klangverfärbung.

**Handhabung ohne Störgeräusche** – durch ein eingebautes, wirkungsvolles Wind- und „Pop“-Filtersystem – daher ideal für Nahbesprechung oder für Außenaufnahmen im Freien. Durch die vibrationsisolierend aufgehängte Kapsel werden „Handgeräusche“ weitgehend abgefangen. Niederohmig – das erlaubt den Anschluß langer Kabel ohne die Gefahr von Brummeinstreuung oder des Verlustes hoher Frequenzen.

**Sehr handlich, sehr robust** – 19 mm Gehäusedurchmesser, modernes Kugelkopf-Design und das matte Chrom-Finish verleihen dem neuen VOCAL-SPHERE unaufdringliche Eleganz

und machen es kamerareundlich für Film- und Fernsehaufnahmen. Es ist gut ausgewogen und liegt genau richtig in der Hand. Besonders in der kleinen Hand eines weiblichen Stars. Die robuste Konstruktion widersteht auch der härtesten Behandlung. Kontaktsichere, professionelle Cannon-Steckverbindung.

FREQUENZBEREICH IN HZ

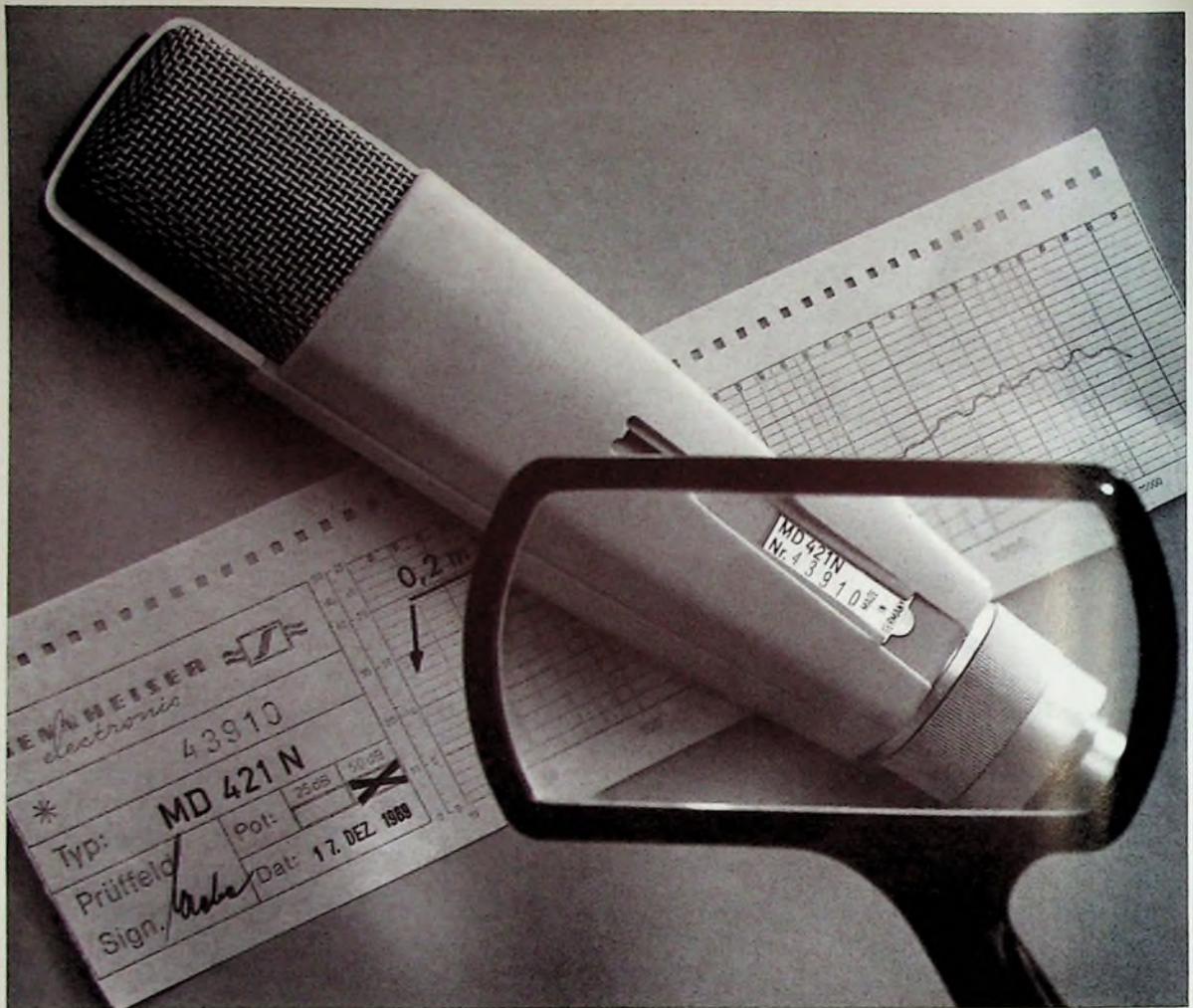


**SHURE**

**579 VOCAL SPHERE**

*niederohmiges dynamisches Mikrofon mit Kugelcharakteristik*

Shure Brothers Inc., 222 Hartrey Ave., Evanston, Ill. 60204 U.S.A.



## Wir suchen das 100.000ste MD 421 N (Es trägt die Fabriknummer 43910)

Am 17. Dezember 1969 wurde um 11.25 Uhr das hunderttausendste MD 421 gefertigt. Es ist ein MD 421 N. Jetzt gibt es schon über 100.000 MD 421 beim Rundfunk, Fernsehen, bei Musikern und ernsthaften Tonbandamateuren in aller Welt. Jedes dieser Mikrofone wurde auf Herz und Nieren geprüft. Deshalb konnten wir auch allen 100.000 MD 421 das Original-Meßprotokoll mitgeben. Das wird auch weiterhin geschehen.

Der Käufer dieses MD 421 N mit der Fabriknummer 43910 oder der nächstgelegenen Fabriknummer, der sich bis zum 31. 3. 1970 meldet, hat ein zweites Mikrofon desselben Typs als Belohnung für sein Vertrauen gewonnen. Wer bekommt es? Wo Sie die Nummer finden, zeigt Ihnen unser Bild. Sehen Sie nach: Vielleicht sind Sie es, dem die Belohnung gebührt, und Sie können Stereo-Aufnahmen machen.

Schreiben Sie uns bitte, ob Sie die Fabriknummer 43910 oder eine nahegelegene Fabriknummer erworben haben. Wenn Sie aber nicht der Gewinner sind und alles über Sennheiser-Erzeugnisse erfahren möchten, schicken Sie uns bitte einfach den untenstehenden Kupon oder schreiben Sie ihn ab. Übermorgen werden Sie von uns hören.



3002 BISSENDORF · POSTFACH 1450

Ich habe Interesse für Sennheiser-Erzeugnisse und bitte um kostenlose Zusendung der folgenden Unterlagen:

- 80seitiger Sennheiser-Gesamtprospekt „micro-revue 69/70“
- Dokumentationsschallplatte „Mono/Stereo“ gegen DM 2,80 in Briefmarken
- Neuartiger dynamischer Kopfhörer HD 414
- Mikrofon-Anschluß-Fibel 4. Auflage
- Gesamtpreisliste 1/70

Chefredakteur: WILHELM ROTH

Chefkorrespondent: WERNER W. DIEFENBACH

## Mehr Kulanz beim Service

Beim Kauf im Laden beginnt die Kulanz des Händlers meistens schon im Verkaufsgespräch. Der Verkäufer geht exakt und liebenswürdig auf die Kundenprobleme ein. Dabei erfährt er die Käuferwünsche und kann das jeweils geeignete Gerät oder Zubehör vorschlagen. Wenn dann das Preisgespräch ernsthafte Formen annimmt, kommt es darauf an, bei nicht preisgebundenen Artikeln sich auf einen für den Käufer günstigen und für den Händler noch tragbaren Preis zu einigen. Der Kunde hat hier vielfach die stärkere Position, wenn er die Zurücknahme eines alten Empfängers gegen Verrechnung mit dem Einkauf oder kostenlose zusätzliche Leistungen beim Aufstellen des neuen Gerätes in der Wohnung verlangt; auch sein Hinweis auf günstigere Preise des Konkurrenzgeschäftes verfehlt selten seine Wirkung.

Wie es auch sei, bei einem typischen Verkaufsgeschäft wünschen beide Partner einen Kompromiß. Der Verkäufer erklärt sich in vielen Punkten zu Entgegenkommen bereit, selbst bei einem TZ-Verkauf, bei dem der Ratenzahlungsbeginn ohne zusätzliche Zinsbelastung einige Wochen später als allgemein üblich festgelegt wird. Etwas anders verhält es sich beim späteren Service. Bei anfallenden Arbeiten steht der hohe Unkostenfaktor einer Servicewerkstätte etwaigen Wünschen nach besonderem Entgegenkommen gegenüber. Löhne, Bauelemente, Werkstatteinrichtungen, Fahrzeugkosten und dergleichen setzen der Kulanz gewisse Grenzen. Der kluge Händler wird aber überall, wo die Kulanz offenbar kein geschäftliches Risiko ist, Entgegenkommen zeigen: Ein typischer Fall ist beispielsweise der Ablauf der Garantiefrist. Wenn heute ein Gerät zur Reparatur kommt und gestern die Garantiefrist abgelaufen ist, sollte es in einem solchen Ausnahmefall noch möglich sein, eine Garantieleistung zu bieten. Die meisten Kunden würden ein anderes Verhalten mindestens als einen Akt der Unfreundlichkeit ansehen.

Ein oft diskutiertes Übel sind mehr oder weniger lange Wartezeiten bis zum Anlauf des Service. Hierfür gibt es zahlreiche triftige und auch glaubwürdige Gründe. Häufige Ursachen sind Personalausfall, Ersatzteilengapsse, nicht mehr lieferbare Bauelemente und im Zusammenhang damit das zeitraubende Finden einer Ausweichlösung. Zu den komplizierten Servicefällen gehören auch Geräte mit schlechenden Fehlern. Wenn der Fehler auftaucht, wirkt er sich nur kurzfristig aus. Die häufigste Ursache ist hier ein defektes Bauelement. In dieser Situation muß der Werkstattleiter die Dauer der langfristigen Reparatur in etwa abschätzen können. Wenn die Reparaturzeit länger als eine Woche dauert und der Kunde auf schnelle Reparatur großen Wert legt, bleibt das Aufstellen eines Fernseh-Leihempfängers für den Servicezeitraum eine gute und auch vom Kunden gern gesehene Leistung.

Grund zu berechtigten Klagen gibt es immer noch bei bestimmten „Schneldiensten“. Im allgemeinen darf der Kunde mit dem Eintreffen eines Servicetechnikers nach am selben Tage rechnen, wenn er am Vormittag angerufen hat. Tüchtige Fehlerfinder sind in der Lage, relativ einfache Schäden rasch zu ermitteln und auch zu beseitigen. Röhren, Kondensatoren und andere schnell aus-

tauschbare Bauelemente kann man oft im Rahmen des Schneldienstes ersetzen. Allerdings sind ohne mehrstündigen Probetrieb Folgeschäden nicht ausgeschlossen.

Diese Erfahrungen machen sich manche Reparaturbetriebe zu Nutze. Sie bemühen sich, möglichst schnell — also am selben Tag oder 24 Stunden später — den Kunden in der Wohnung aufzusuchen und das defekte Gerät an Ort und Stelle zu reparieren. Auch wenn man strenge Maßstäbe anlegt, gelingt es in 50 bis 60% aller Fälle, das Gerät wieder betriebsfähig zu machen. Man muß aber nicht jedes Gerät beim Kunden instandsetzen wollen. Wenn der Verdacht auf einen komplizierten Fehler besteht oder der Techniker nicht sicher ist, den Fehler gefunden zu haben, sollte das Gerät in die Werkstatt kommen. Wenn man beabsichtigt — vor allem in Stoßzeiten —, möglichst viele Fälle im Außendienst zu erledigen, kann man zweispurig arbeiten. Ein zweiter Kundendienstwagen, der nur Geräte abholt und wieder anliefern, ist hier vorteilhaft, wenn der Servicebetrieb einen gewissen Umlauf erreicht hat. Die Funksprechverbindung beider Wagen mit der Zentrale macht diese Art kombinierten Kundendienst schneller und leistungsfähiger.

Man kann nicht selten beobachten, daß die Preise für eine schnelle Reparatur höher liegen als für eine normale Serviceleistung in der Werkstatt. Ein guter Geschäftsmann wird sich die prompte Bedienung nicht besonders bezahlen lassen, denn bei einer zufriedenstellenden Reparatur beim Kunden wären die Aufwendungen wegen Wegfalls des An- und Rücktransportes geringer. Vernünftig beim Außendienst kalkulieren, ist auch eine Kulanzleistung. Dies gilt besonders für die sogenannten Bagatellfälle. Der Kunde meldet hier als Fehlerbeanstandung „kein Empfang“ oder „kein Zweites Programm“. Beim Überprüfen des Gerätes stellt der Techniker fest, daß nach dem Abstauben des Empfängers das Einstüpseln der Antennenanschlüsse vergessen oder aus Unachtsamkeit bei der Bedienung die Einstellung der Stationstaste geändert wurde. Auch in Anbetracht des geringen Zeitaufwandes von höchstens 15 Minuten und der Tatsache, daß die Kundenwohnung sowieso in Fahrrichtung lag, wird man meistens in solchen Fällen bei Stammkunden aus Kulanzgründen von einer Berechnung absehen oder höchstens eine kleine Pauschalgebühr verlangen.

In ähnlicher Weise sollte man Kulanz auch beim kleinen Antennenservice wahren lassen. Bei Klagen über schlechten Empfang stellt der Techniker oft einen harmlosen Fehler in der Antennenanlage fest. Beispielsweise ist der Antennenverstärker aus irgendwelchen Gründen außer Betrieb, oder die Antenne hat durch Winddruck ihre Richtung geändert, oder in der Antennenzuleitung liegt eine Unterbrechung beziehungsweise ein Kurzschluß vor. Auch hier läßt sich der Fehler in wenigen Minuten beseitigen.

Wie die Erfahrung zeigt, haben Kunden bei entgegenkommender Behandlung mehr Vertrauen zum Fachhandel. Die auf dem Papier kalkulierten Einbußen bringen in Wirklichkeit später lohnenden Gewinn, denn der zufriedene Servicekunde von heute ist oft der potentielle Käufer von morgen.

Werner W. Diefenbach

## Französische Bodenstation „PB 2“ in Pleumer-Bodou

Die zweite große Hochleistungsantenne „PB 2“ in Pleumeur-Bodou ist im Dezember 1969 in Betrieb genommen worden. Sie bringt für Frankreich neue Möglichkeiten der Teilnahme an Funkverbindungen über Satelliten im Rahmen der Intelsat. Im Vergleich zu „PB 1“ fällt bei dieser von französischen Technikern entworfenen und gebauten neuen Station das Fehlen eines Radoms auf. Die Antenne ist also unmittelbar den Umgebungsbedingungen ausgesetzt, und zwar ohne Beeinträchtigung der Betriebswerte. Die Satelliten der Intelsat sind in bezug zur Erde feststehend und erfordern für die Verfolgung nur eine begrenzte Antennenbewegung. Trotzdem wurde die „PB 2“-Antenne nach Höhe und Seite sehr beweglich gemacht. Sie kann auf einen beliebigen Sektor des Himmels ausgerichtet werden, ermöglicht also betrieblich eine große Anpassungsfähigkeit (Übergang von einem Intelsat-Satelliten auf einen anderen; Verbindungen über andere Satellitensysteme; Verfolgung von Satelliten während des Verbringens auf ihre Umlaufbahn).

Ausschlaggebend für die erhöhte Einsatzmöglichkeiten der neuen Antenne ist weiterhin ihre hohe Leistung. Der Hauptreflektor hat einen Durchmesser von 27,5 m und eine sehr genau bearbeitete Oberfläche. Der Cassegrain-Spiegel wird von einem leistungsfähigen Strahler gespeist. Die Fehler beim Anpeilen und Verfolgen der Satelliten sind äußerst gering. Der Hauptreflektor ist aus 252 reflektierenden Feldern zusammengesetzt, die von einer sehr starren Stahlrohrstruktur getragen werden. Jedes Feld besteht aus einer Aluminiumfolie, die auf Aluminiumspannen mit einer Genauigkeit von besser als 0,5 mm vernietet ist. Die Lage des Feldes kann genau auf besser als 0,5 mm auf die berechnete Stellung eingerichtet werden. Die Verformungen der Oberfläche bleiben bei Windbeanspruchungen unter 3 mm. Die gesamte Antenne wiegt 280 t und steht auf einem Stahlbetonunterbau mit 9 m Durchmesser. Dieser Unterbau sitzt auf einem in vielen Bohrversuchen ausgetesteten Granitsockel hoher Standfestigkeit der felsigen Unterschichten.

In einem Nebengebäude sind die verschiedenen Ausrüstungen für die Bewegung der Antenne sowie für Energie- und Hilfsanlagen untergebracht; der Unterbau dieses Gebäudes ist den Fernmeldeanlagen vorbehalten.

Die neue Antenne ist für einen Betrieb im Temperaturbereich  $-15^{\circ}\text{C}$  ...  $+35^{\circ}\text{C}$  bei mittleren Windgeschwindigkeiten bis zu 75 km/h (Böen bis zu 100 km/h) sowie Dauerregen von 6 mm/h ausgelegt. Bei Windgeschwindigkeiten über 100 km/h ist die Funkverbindung zum Satelliten nicht mehr gewährleistet, und ab 115 km/h muß die Antenne in die Verankerungsstellung gebracht, das heißt nach dem Zenith ausgerichtet werden. In dieser Stellung ist sie verriegelt und kann dann Windgeschwindigkeiten bis zu 195 km/h standhalten.

Ein Ausfall der Antenne wegen zu großer Windgeschwindigkeiten ist maximal für  $\frac{1}{1000}$  der Zeit zu erwarten. Die Antenne ist in der Höhe von 0 bis  $90^{\circ}$  und seitlich um  $\pm 360^{\circ}$  verstellbar. Der Antrieb erfolgt an jeder Achse durch zwei Hydraulikaggregate, von denen jeweils eines in Betrieb ist und das andere ausgekuppelt in Reserve steht. Jedes Aggregat hat eine Leistung von 75 PS. Die Antriebsgeschwindigkeiten für die Verstellung sind zwischen 0 und 2 Grad je Sekunde regelbar (maximal  $3^{\circ}/\text{s}$ ).

Mit dem automatischen Satelliten-Verfolgungssystem läßt sich eine Nachführung der Antenne auf besser als  $\frac{2}{1000}^{\circ}$  erreichen. Die Antenne kann auch nach Programm oder von Hand ausgerichtet werden. Optische Meßgeräte geben die Einstellwinkel (Seite und Höhe) mit einer Genauigkeit von  $\frac{5}{10000}^{\circ}$  an.

Empfangen werden vom Satelliten Signale im Bereich 3700 ... 4200 MHz; gesendet wird im Bereich 5925 ... 6425 MHz. Die Antennenverstärkung ist 59,5 dB bei 4 GHz beziehungsweise 61,5 dB bei 6 GHz. Die neue Station „PB 2“ kann beliebig für Fernsprech- und für Fernsehverbindungen eingesetzt werden. Die Ausrüstungen umfassen auf der Empfangsseite: 2 Kanäle mit je 132 Fernsprechverbindungen, 4 Kanäle mit je 60 Fernsprechverbindungen, 3 Kanäle mit 24 Fernsprechverbindungen, 1 Fernsehkanal (Schwarz-Weiß oder Farbe), 1 Kanal für den Fernsehsehton und anderssprachige Kommentare. Auf der Sende-

seite stehen zur Verfügung: 2 Kanäle mit je 132 Fernsprechverbindungen, 1 Fernsehkanal (Schwarz-Weiß oder Farbe), 1 Kanal für den Fernsehsehton und anderssprachige Kommentare.

Bei Bedarf kann die Station leicht für neue Verbindungen ausgebaut werden. Deshalb und auch zur Vereinfachung des Betriebs sind in der Antenne selbst und im Nebengebäude von „PB 2“ nur die dort unbedingt erforderlichen Geräte untergebracht, alle anderen im zentralen Gebäude von Pleumeur-Bodou. Dort werden alle Geräte an einem Pult der Schaltwarte fernüberwacht und ferngesteuert. Im normalen Betrieb wird an der Antenne und im Nebengebäude kein Personal benötigt. Ein einfacher und sicherer Dauerbetrieb ist täglich über 24 Stunden durch alle diese Maßnahmen gewährleistet.

## Intelsat-III-Serie

Der sechste Fernmeldesatellit der Intelsat-III-Serie (s. Heft 14/1968, S. 524-526) sollte am 7. 1. 1970 gestartet werden. Der endgültige Start erfolgte schließlich am 13. 1. 1970, 116 Uhr. Drei Satelliten dieses Typs bildeten bisher das erste weltumspannende Fernmeldesystem (zwei gingen bei Fehlstarts verloren); sie stehen über dem Atlantik, dem Pazifik und dem Indischen Ozean. Wegen des sehr großen Bedarfs an Fernsprechkreisen zwischen Europa und Nordamerika soll nun der neue Satellit (Intelsat-III-F3) gleichzeitig mit dem auf  $31^{\circ}$  westlich Greenwich stationierten Satelliten eingesetzt werden. Nach notwendigen Korrekturen befindet sich der neue Satellit seit dem 16. 8., 1429 Uhr, über dem Atlantik auf seiner Position  $6^{\circ}$  westlich Greenwich und wird zur Zeit eingemessen.

## Elektronisch gesteuertes unbemanntes Segelboot

Die RCA entwickelte ein Roboter-Segelboot, das ohne Besatzung seinen Kurs auf eine beliebige Stelle auf den Weltmeeren steuert und dort ozeanographische, meteorologische, elektronische Erkundungen sowie viele weitere Aufgaben durchführen kann. Es ist in der Lage, sich bis zu einem Jahr ohne zu ankern selbständig an einer Stelle aufzuhalten. Das bojenähnliche Schiff mit der Bezeichnung SKAMP (Station Keeping and Mobile Platform) hat eine elektronische Navigationseinrichtung mit Rechenanlage sowie eine Kombination aus schwenkbaren Windflügeln (starre, schaumstoffgefüllte gekrümmte Kunststoffgebilde) und Rudern. Es kann unbemannt zu einem vorgeschriebenen Ort segeln und sich dort unbeaufsichtigt aufhalten, bis ihm durch Funksignal die Rückkehr oder die Fahrt nach einem anderen Standort befohlen wird.

Nach Empfang einer Information von einem Navigationssystem (wie zum Beispiel den U.S. Navy Navigation Satellites) werden die Windflügel und Ruder der SKAMP durch ihre Elektronik und Hilfseinrichtungen so eingestellt, daß sie bis zu ihrem Bestimmungsort auf Kurs bleiben. Dort angekommen, schlägt die SKAMP einen

Vorwärts-Rückwärts-Kurs ein, der das Schiff auf  $\frac{2}{10}$  Seemeile genau am richtigen vorgeschriebenen Standort festhält. Obwohl die SKAMP verhältnismäßig klein ist, kann sie eine große Nutzlast mit sich führen. Die konstruktive Stabilität bei schlechtem Wetter macht das Schiff zu einer idealen schwimmenden Insel zur Aufstellung von Meßinstru-



menten. Gegenwärtig wird die SKAMP mit folgenden Maßen gebaut: Bruttogewicht 816 kg, Durchmesser 2,7 m, Höhe 5 m, Segelfläche 4,68 m<sup>2</sup>, kleinster Kurswinkel zum wahren Wind  $30^{\circ}$ .

## Wirtschaftlicher Service mit dem Fernsehsignal-Generator

Das teuerste bei jeder Fernsehgeräte-Reparatur ist die Fehlerbestimmung. Sie nimmt meistens ein Vielfaches der Zeit in Anspruch, die die Beseitigung des Fehlers erfordert. Daher ist das Problem der Wirtschaftlichkeit von Fernsehreparaturen in der Hauptsache eine Frage der Fehlerbestimmung.

Wirtschaftlicher Service läßt sich nur mit zweckmäßigen Meßgeräten erreichen. Durch den richtigen Einsatz von Meßgeräten und das Anwenden von vernünftigen Arbeitsmethoden werden Zeit und Kosten gespart. Gleichzeitig steigt die Arbeitsleistung und damit der Gewinn der Service-Werkstatt.

Ein vorteilhaftes Meßgerät für die Überprüfung von Fernsehempfängern auf alle Funktionen und in allen Stufen ist der Fernsehsignal-Generator. In den folgenden Abschnitten sind seine vielfältigen Anwendungsmöglichkeiten beschrieben.

### 1. Anforderungen an den Fernsehsignal-Generator

Mit dem Fernsehsignal-Generator müssen sich alle Fernsehempfangsbereiche überprüfen lassen; er soll deshalb HF-Ausgangssignale für alle VHF- und UHF-Bereiche liefern. Die maximale HF-Ausgangsspannung sollte auf allen Kanälen etwa 100 mV betragen. Daneben ist ein HF-Abschwächer bis 80 dB erforderlich, damit sich die Empfindlichkeit von Schwarz-Weiß- und Farbfern-

stufen empfiehlt sich ein veränderbares Verhältnis von Signal- und Synchronamplitude. Diese Einstellmöglichkeiten hat beispielsweise der Fernsehsignal-Generator „SG 4“ von Grundig (Bild 1). Die Wahl verschiedener Bildmuster über Drucktasten ist durchaus keine Spielerei, wie später noch gezeigt wird; auch die wahlweise Tonabschaltung hat ihre Bedeutung.

Mit Fernsehsignal-Generatoren, die die vorhergenannten Eigenschaften haben, lassen sich Kontrollen vornehmen, die selbst mit den Testsignalen der Fernsehsender nicht durchführbar sind. Der Fernsehsignal-Generator stellt deshalb eines der wichtigsten Meßgeräte des Fernsehmeßplatzes dar. Ohne ein solches Meßgerät lassen sich nicht alle Funktionen eines hochwertigen Fernsehempfängers einwandfrei prüfen und beurteilen.

### 2. Empfindlichkeitskontrollen

Zum Prüfen der Eingangsempfindlichkeit von Schwarz-Weiß- und Farbfernsehgeräten ist die HF-Ausgangsspannung des Generators über ein entsprechendes Symmetrierglied auf die Antennenbuchsen des Empfängers zu geben. Der HF-Abschwächer des Generators ist so einzustellen, daß auf dem Bildschirm des Empfängers ein leichtes Rauschen erkennbar wird. Wird diese Empfindlichkeitskontrolle an einem einwandfrei arbeitenden Empfänger

angestellt; es genügt jedoch die subjektive Überprüfung nach den ermittelten Erfahrungswerten, die auf dem HF-Abschwächer markiert sind.

Zur objektiven Überprüfung der Eingangsempfindlichkeit wird der Oszillograf an die Katode der Bildröhre angeschlossen und ein Zeilenimpuls des Videosignals vergrößert dargestellt. Wird nun die Ausgangsspannung des Generators so weit verringert, daß sich auf dem Impulsdach das erste Rauschen zeigt, so hat man eindeutig die Empfindlichkeit des Empfängers festgelegt. Die so ermittelte Eingangsspannung – sie beträgt meistens etwa 500  $\mu$ V – benötigt der Empfänger, um ein unverraushtes und einwandfreies Schirmbild zu liefern, das auch bei unzulänglichen örtlichen Empfangsschwankungen keinerlei Rauschen zeigt. Zeigt sich jedoch schon bei größeren Antennenspannungen Rauschen auf dem Bildschirm, so liegen Fehler im HF-Teil, im Bild-ZF-Verstärker oder in der getasteten Regelung vor. Meistens läßt sich der Fehler durch Austauschen der Röhren im Kanalwähler beseitigen.

Zum Prüfen der Empfindlichkeit werden stets Vergleichswerte herangezogen. Diese Vergleichswerte lassen sich – wie schon erwähnt – beim Prüfen mehrerer Empfänger ermitteln, und der Punkt auf dem HF-Abschwächer des Signal-Generators läßt sich markieren, der gerade noch rauscharmen Empfang ermöglicht. Bei gleichem Aufwand im Empfänger (HF- und ZF-Stufen) sollten die Abweichungen der Prüflinge nicht größer als  $\pm 6$  dB sein; dabei werden gleiche Kanalfrequenzen vorausgesetzt.

### 3. Prüfen des Signal-Rausch-Abstandes

Zum Prüfen des Signal-Rausch-Abstandes – er ermöglicht die exakte Festlegung der Empfängerempfindlichkeit – ist der Signal-Generator mit seiner dosierbaren HF-Ausgangsspannung an die Antennenbuchsen des Empfängers anzuschließen; der Y-Eingang des Oszillografen ist an die Katode der Bildröhre zu legen. Der Mindeststörabstand für ein brauchbares Schirmbild beträgt 26 dB. Das entspricht einem Signal-Rausch-Verhältnis von 20 : 1. Um dieses Verhältnis und damit die genaue Eingangsempfindlichkeit zu erhalten, wird das Videosignal auf dem Oszillografenschirm auf genau 40 mm Höhe eingestellt; gemessen wird das BA-Signal ohne Synchronimpuls.

Anschließend ist das HF-Ausgangssignal des Fernsehsignal-Generators mit dem HF-Abschwächer so weit zu dämpfen, bis auf dem Synchronimpulsdach ein Rauschteil von 2 mm entsteht (Bild 2). Das Verhältnis der Größe des BA-Signals zur Größe des Rauschteils bestimmt den Signal-Rausch-Abstand. Um genau ablesen zu können, kann man die Y-Verstärkung des Oszillografen um eine Zehnerpotenz erhöhen und dann den Rauschteil auf dem Impulsdach bestimmen. Am



Bild 1 Fernsehsignal-Generator „SG 4“ von Grundig

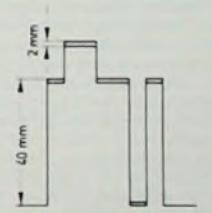


Bild 2 Beispiel zur Messung des Signal-Rausch-Abstandes

seheempfängern auf allen Kanälen prüfen läßt. Auf einem freien VHF-Kanal im Bereich I soll der Generator die Zwischenfrequenz von 38,9 MHz liefern, damit sich durch stufenweise Signaleinspeisung Fehler in den Bild-ZF-Stufen schnell ermitteln lassen. Der Generator sollte auch einen videofreienten Ausgang aufweisen, dessen Signalamplitude zwischen 0 und 4 V<sub>eff</sub> einstellbar ist. Das Videosignal soll in der Polarität umschaltbar sein. Um Fehler in den Kippstufen schnell und sicher zu erkennen, und zum Prüfen des Fangbereichs der Zeilenautomatik sollen Bild- und Zeilenfrequenz des Signal-Generators veränderbar sein. Zum schnellen Prüfen der Impulstrenn-

durchgeführt, dann läßt sich auf der Skala des HF-Abschwächers der Punkt markieren, der die Rauschgrenze als Erfahrungswert für Empfindlichkeitskontrollen an Schwarz-Weiß- und Farbfernsehgeräten festlegt.

Diese Erfahrungswerte sollen für die VHF- sowie für die UHF-Bereiche jeweils getrennt ermittelt werden, weil sich auf diesen Bereichen unterschiedliche Empfindlichkeiten ergeben. Daneben ist noch zwischen Kanalwählern mit Röhren- oder Transistorbestückung zu unterscheiden, da Transistorgeräte eine etwas höhere Eingangsempfindlichkeit haben. Sichtbares Rauschen auf dem Empfängerbildschirm tritt erst unterhalb 200...300  $\mu$ V Eingangspan-

HF-Abschwächer des Signal-Generators läßt sich die erforderliche Eingangsspannung bei einem Rauschspannungsabstand von 26 dB ablesen. Der gefundene Wert ist die Eingangsempfindlichkeit des Fernsehempfängers.

#### 4. Prüfen der automatischen Verstärkungsregelung

Die getastete oder vollautomatische Verstärkungsregelung (AVR) soll das BAS-Signal an der Kathode der Bildröhre stets auf einem konstanten Wert halten, unabhängig von Schwankungen des Eingangssignals. Die Tastregelung soll bei einer Antennenspannung von etwa 100  $\mu\text{V}$  arbeiten; sie gewährleistet einen gleichbleibenden Bildkontrast bis etwa 50 mV. Diese Spannung gilt für Röhreneingangsstufen. Um Kreuzmodulation und Übersteuerung zu vermeiden, sollen Transistor-Tuner jedoch nicht mit Eingangsspannungen von mehr als 30 mV angesteuert werden. Zum Prüfen der Tastregelung ist die HF-Ausgangsspannung des Signal-Generators von etwa 100  $\mu\text{V}$  bis etwa 25 mV zu verändern. Dabei muß der Empfänger stets gleichbleibenden Bildeindruck zeigen. Ab etwa 300  $\mu\text{V}$  Eingangsspannung darf das Schirmbild nicht verrauscht sein (bei Röhren-Tuner ab etwa 500  $\mu\text{V}$  Eingangsspannung). Andernfalls liegen Fehler in der HF-Eingangsstufe oder in der Mischstufe vor. Rauschen bei 1 mV Eingangsspannung deutet auf einen fehlerhaften Kompensationswiderstand in der verzögerten Regelung hin; bei Transistor-Tunern kann die einstellbare Verzögerung oder der Arbeitspunkt falsch eingestellt sein. Die Empfänger sind so aufgebaut, daß erst bei Spannungen über 1 mV die HF-Vorstufe geregelt wird (verzögerte Regelung). Fehlt die positive Gegenspannung oder ist der Arbeitspunkt falsch eingestellt, dann kann die verzögerte Regelung bis weit unter 1 mV wirksam sein. Die HF-Eingangsstufe verstärkt in diesem Fall ungenügend, und auf dem Bildschirm ist erhöhtes Rauschen sichtbar.

#### 5. Prüfen des Bild-ZF-Verstärkers

Wenn bei einem Fernsehgerät nur Spuren des Bildes oder sogar ein negatives Bild erscheinen, dann empfiehlt es sich, eine Schnellkontrolle mit dem Fernsehsignal-Generator vorzunehmen. Er wird an die Antennenbuchsen des Fernsehgerätes geschaltet und der HF-Abschwächer so weit herabgeregelt, daß ein einwandfreies, aber stark verrauschtes Schirmbild erscheint. In diesem Fall fehlt eindeutig die Regelspannung des Bild-ZF-Verstärkers. Bei normaler HF-Spannung wird infolgedessen der Verstärker übersteuert.

Bleibt dagegen auch bei geringer HF-Spannung ein fehlerhaftes Schirmbild bestehen, dann kann die Fehlerursache in einer schadhafte Videodiode begründet liegen. In Zweifelsfällen ist bei der Prüfung stets die Regelspannung mit Hilfe eines externen Gittervorspannungsgerätes festzulegen. Die Höhe der Regelspannung hängt nämlich von der Amplitude der im Bild-ZF-Verstärker verstärkten Synchronimpulse ab. Arbeitet nun der ZF-Verstärker fehlerhaft, dann ist einerseits die Regelspannung verändert. Andererseits beeinflusst eine falsche Regelspannung den ZF-Verstärker. Deshalb müssen hier Prüf-

methoden angewandt werden, die die Fehlerursache in dem einen oder anderen Teil eindeutig aufweisen.

Zum schnellen Überprüfen des Bild-ZF-Verstärkers sind die einzelnen Stufen mit dem Signal-Generator nach Bild 3 abzutasten. Hierzu ist der Ausgang des Signal-Generators auf die Bild-Zwischenfrequenz 38,9 MHz einzustellen und die Signalspannung des Generators über eine Kapazität von 50 pF an die Steuerelektroden der einzelnen Bild-ZF-Stufen anzukoppeln. Es ist dabei auf genügende HF-Ausgangs-

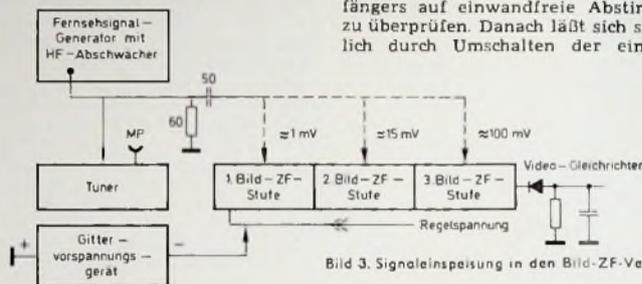


Bild 3. Signaleinspeisung in den Bild-ZF-Verstärker

spannung des Signal-Generators zu achten, denn zum Überprüfen der letzten Bild-ZF-Stufe sollte die HF-Ausgangsspannung mindestens 100 mV betragen. In der zweiten Bild-ZF-Stufe dagegen genügen schon etwa 15 mV, um ein einwandfreies Schirmbild zu erreichen; für die erste Bild-ZF-Stufe ist eine HF-Ausgangsspannung von etwa 1 mV erforderlich, um ein kontrastreiches Schirmbild zu erhalten.

#### 6. Prüfen der Ton-ZF-Stufen

Der Fernsehsignal-Generator enthält einen Tonträger-Generator für 5,5 MHz, der sich mit einer NF-Spannung von 1 kHz modulieren läßt. Mit diesem 1-kHz-Tonsignal läßt sich jedoch keine ausreichende Aussage über die Qualität des Tonkanals eines Fernsehgerätes erhalten, wohl aber lassen sich die Stufenverstärkung und der Durchgang des Tonkanals ermitteln. Sollen dagegen Verzerrungen aufgespürt werden, die aus dem Ton-ZF-Verstärker und dem Diskriminator herrühren können, dann ist der Oszillograf am heißen Ende des Lautstärkereglers anzuschließen, damit die Verzerrungen leichter zu erkennen sind. Soll der NF-Kanal in die Überprüfung miteingeschlossen werden, dann ist der Oszillograf an die Lautsprecheranschlüsse zu legen. Der Lautsprecher sollte abgeschaltet und statt dessen ein Ersatzwiderstand in den Ausgang der Ton-Endstufe gelegt werden.

Zur schnellen und dynamischen Tonkontrolle werden Fehler am besten gehörmäßig ermittelt, denn ein Fehlbleich der Fallen für Eigenton und Nachbarbild läßt sich mit großer Genauigkeit auch gehörmäßig kontrollieren. Da aber bei einem Sinuston von 1 kHz geringfügige - normalerweise bei Sprache oder Musik bereits auffällige - Verzerrungen nicht mit Sicherheit festzustellen sind, ist es zweckmäßig, den Signal-Generator mit einer fremden Tonspannungsquelle zu modulieren; beispielsweise mit Hilfe eines Tonbandgerätes oder über den NF-Ausgang eines Rundfunkgerätes.

Zum Prüfen eines Empfängers auf Inter-carrierbrummen bietet die Stellung „Tonmodulation“ des Modulationsum-schalters eine wertvolle Hilfe. Die Ursachen dieser Tonstörungen liegen an einem Eindringen der Bildmodulation in die Ton-Zwischenfrequenz (5,5 MHz) oder an mangelhafter Begrenzung im Ton-ZF-Teil und im Diskriminator. Wird der Signal-Generator nun von Ton „moduliert“ auf Ton „unmoduliert“ umgeschaltet, dann darf kein auffälliges Inter-carrierbrummen im Ton übrigbleiben. Ist das dennoch der Fall, so ist zunächst die Feinabstimmung des Empfängers auf einwandfreie Abstimmung zu überprüfen. Danach läßt sich schließlich durch Umschalten der einzelnen

Bildmüstertasten eine gute Kontrolle durchführen, ob das Brummen tatsächlich aus dem Bildsignal stammt. Sind beim Signal-Generator die Tasten für Bildsignal „weiß“ und „schwarz“ vorhanden, dann läßt sich durch wechselweises Umschalten der beiden Tasten die Störanfälligkeit des Empfängers gegen Inter-carrierbrummen ermitteln. Oft brummt der Ton bei Kamera-Umschaltung in der laufenden Sendung. Dieser Fehler ist während der Testsendung des Ortssenders gar nicht nachzuweisen. Er läßt sich aber durch wechselweises Drücken der einzelnen Bildmüstertasten des Generators simulieren. Hierzu sind nacheinander die verschiedenen Bildmüstertasten des Generators zu betätigen, und der Lautstärkereglers des Empfängers ist voll aufzuregeln. Heult oder brummt der Ton nach dem Drücken einer beliebigen Bildmüstertaste, so ist das Ratiofilter, meist aber die Eigenton- (33,4 MHz) oder die Nachbarbildfälle (31,9 MHz) fehlerhaft. Diese Fallen lassen sich dann gehörmäßig auf geringste Störung des Tones nachgleichen; es genügt bereits, zunächst den Kern der Eigenton-fälle probeweise um eine halbe Umdrehung herauszudrehen. Tritt keine Änderung ein, so wird er wieder auf seine ursprüngliche Lage eingestellt. Anschließend ist der Kern der Nachbarbildfälle auf geringste Brummstörung einzustellen. Es ist zu beachten, daß beide Fallen in der ersten Bild-ZF-Stufe liegen; bei Farbfernsehempfängern ist noch eine zweite Eigenton-fälle vor dem Video-Gleichrichter vorhanden. Liegt der Fehler dagegen an einer ungenügenden AM-Unterdrückung des Ratiofilters, so ist er oft durch Nachstellen des Trimmers für die AM-Unterdrückung zu beseitigen. Bei Ton-ZF-Stufen mit integriertem Baustein soll bei Störungen stets der Arbeitspunkt der IS überprüft werden, der vielfach individuell eingestellt werden kann.

#### 7. Prüfen der Zeilenfang-Automatik

Zum Prüfen der Zeilenautomatik von Schwarz-Weiß- und Farbfernsehgeräten soll sich die Zeilenfrequenz des Fern-

sehsignal-Generators um mindestens  $\pm 1000$  Hz ändern lassen. Der Fangbereich der Zeilenautomatik läßt sich prüfen, indem der Zeilenfrequenz-Einsteller des Generators ruckartig in die Stellung „-1000 Hz“ gedreht wird. Kippt hierbei die Zeile, so wird der Einsteller allmählich in die Richtung Sollfrequenz gedreht, bis die Zeile fängt. Das gleiche wird in der entgegengesetzten Richtung wiederholt; der Zeilenfrequenz-Einsteller ist dazu ruckartig auf „+1000 Hz“ zu stellen und wird dann allmählich wieder in Richtung Sollfrequenz gedreht. Die Punkte, bei denen die Zeile noch fängt, bezeichnen den Fangbereich der Zeilenfrequenz-Automatik. Dieser Fangbereich soll mindestens  $\pm 600$  Hz betragen, denn eine störungsfreie Horizontal-Synchronisation ist nur dann gewährleistet, wenn der Fangbereich größer als  $\pm 600$  Hz ist. Lassen sich die angegebenen Werte nicht erreichen, so liegt vermutlich ein Fehler im Zeilendiskriminator vor. Es sind dann auch die zum Vergleich benötigten Zeilenrückschlagimpulse zu prüfen, die stets ihre richtige Form und gleiche Amplitude haben müssen.

Der Zeilenmitnahmebereich läßt sich prüfen, indem der Zeileinsteller des Generators jeweils langsam nach links und rechts von der Mitteleinstellung bis zum Aussetzen der Zeilensynchronisation gedreht wird. Diese Punkte bezeichnen den Mitnahmebereich der Zeilensynchronisation; er ist stets größer als der Fangbereich der Zeile.

#### 8. Prüfen des Bildfangbereiches

Durch Verändern des Bildfrequenz-Einstellers am Signal-Generator läßt sich der Fangbereich des Bildkipps-Generators im Empfänger prüfen. Hierbei ändert sich die Bildfrequenz um  $\pm 3$  Hz. Bei diesen Abweichungen muß der Empfänger noch einwandfrei synchronisieren.

#### 9. Prüfen der Impulstrennstufen

Durch Ändern des Verhältnisses von Signal- zu Impulsamplitude am Fernsehsignal-Generator lassen sich die Impulstrennstufen und die mit diesen Stufen gekoppelten Störaustauschaltungen zuverlässig prüfen. Fehler der Impulstrennstufen liegen häufig vor. Vielfach sind diese Störungen nicht zu erkennen, da sie nur zeitweise auftreten und dann als Aussetzfehler gelten, weil sich mangels Meßmittel und Prüfmethoden diese Fehler nicht sichtbar machen lassen.

Fehlerangaben, wie „nach kurzer Laufzeit kippt das Bild um“ oder „das Bild läuft durch“ führen oft zu langwieriger Fehlersuche. Ursache dieser Fehler sind vielfach Kondensatoren, die einen mit laufender Erwärmung sinkenden Isolationswiderstand aufweisen. Schadhafte Schirmgitter- oder Koppelkondensatoren im Amplitudensieb sind meistens die Fehlerursache, denn sie verschieben den Arbeitspunkt der Impulstrennröhre selbst bei nur geringfügigem Ändern des Isolationswiderstandes schon stark.

Durch Verändern des Signal-Impuls-Verhältnisses am Fernsehsignal-Generator lassen sich diese Fehler schnell erkennen. Wird der Einsteller „Synchron-Amplitude“ des Generators von seiner Normalstellung bei 25% auf

einen Wert von etwa 15% eingestellt, so darf bei dieser Einstellung die Zeile weder „schlenkern“ noch „Bauchtänze“ zeigen. Verziehen sich jedoch senkrechte Bildkonturen und treten Bauchtänze auf, dann sind im allgemeinen die Koppel- oder Schirmgitterkondensatoren des Amplitudensiebs zu erneuern, weil sie zu niedrige Isolationswiderstände haben. Diese Fehlererscheinungen entstehen natürlich auch bei schadhafter Störaustattung, da die Austattung direkt auf das Amplitudensieb wirkt. Fehler in der Störaustattung liegen vor allem dann vor, wenn beim Herabregeln des Kontrastes das Schirmbild nach links auswandert und verzerrt. Auch kann die Vorspannung am Störaustattungsfelder fehlen, die über einen sehr hochohmigen Widerstand von der Anodenstromversorgung her zugeführt wird.

Erfahrungswerte ergaben, daß einwandfreie Empfänger bei 15% der Synchronamplitude noch unverzerrt und synchronfest arbeiten. Obwohl bei einigen Geräten noch bei einem Impulsanteil von nur etwa 10% die Zeile einwandfrei synchronisiert, kann dies nicht als Qualitätsmaßstab gewertet werden. Der Wert von 15% bietet aber stets ausreichende Sicherheit für einwandfreie Synchronisation, selbst bei abweichenden Sendersignalen, die mitunter bei Eurovisions-Sendungen auftreten. Aussetzfehler sind mit den beschriebenen Prüfmethode sofort erkennbar, ohne daß der Empfänger einem längeren Probelauf unterzogen wird. Denn auch bei ausgedehntem Probelauf lassen sich zeitweise auftretende Fehler nicht immer sicher ermitteln, und oft werden Ruaelemente nur auf einen Verdacht hin ausgewechselt.

Diese Hinweise gelten sinngemäß auch für Farbfernsehempfänger, da ihre Impulstrenn- und Kippstufen denen des Schwarz-Weiß-Empfängers entsprechen. Die Prüfung eines Farbfernsehempfängers mit einem Farbservice-Generator genügt nicht, um alle Funktionen des Empfängers zu erfassen. Der Farbservice-Generator ergänzt den Fernsehsignal-Generator, denn nur er erlaubt die sichere Funktionskontrolle derjenigen Empfängerstufen, die denen des Schwarz-Weiß-Empfängers entsprechen.

#### 10. Prüfen des Videoverstärkers

Fehler des Videoverstärkers lassen sich recht einfach ermitteln. Auch der Verstärkungsfaktor läßt sich leicht kontrollieren. Wenn beispielsweise am Steuergitter der Video-Endröhre das Videosignal des Service-Generators mit etwa  $4 V_{SS}$  angelegt wird, dann müßte bei entsprechender Kontrasteinstellung an der Anode der Video-Endröhre ein Signal von  $80 V_{SS}$  erscheinen, wenn die Video-Endröhre 20fach verstärkt.

Unabhängig von der Gesamtfunktion des Gerätes werden die Arbeitsweise und der Verstärkungsfaktor des Videoverstärkers mit Hilfe des Fernsehsignal-Generators untersucht. Stets ist dabei (vor allen Dingen beim Messen des Verstärkungsfaktors) der Oszillograf heranzuziehen, der an die Kathode der Bildröhre angeschlossen wird. Um einen hohen Eingangswiderstand und eine geringe Eingangskapazität des Oszillografen zu erhalten, sollen Impulsmessungen grundsätzlich nur über Tastkopfabschwächer 10 : 1 oder 20 : 1 vorgenom-

men werden. Andernfalls erscheinen verfälschte Impulse.

Beim Anlegen des Videosignals vom Generator an den Eingang der Video-Endstufe sind zunächst am Einkoppelkontakt das Signal-Impuls-Verhältnis und die einwandfreie Signalform mit dem Oszillografen zu kontrollieren. Das Signal wird nach der Zeilenfrequenz aufgelöst und soll auf dem Oszillografenschirm eine Höhe von 3,6 cm erreichen (Bild 4). Hierbei ist berücksichtigt, daß

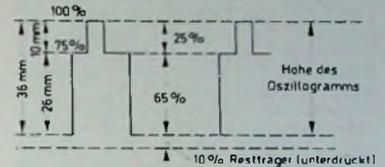


Bild 4. Videosignal bei einem Impulsanteil von 25%

der Restträger 10% beträgt und unterdrückt wird. Zweckmäßigerweise wird das Signal vor und nach dem Ankoppeln, also einmal am Signal-Generator und ein andermal am Steuergitter des Videoverstärkers, mit dem Oszillografen auf Überschwingen und Impulsverformung kontrolliert. Verformt das Signal sich beim Anschließen an den zu untersuchenden Empfänger, dann ist die Demodulatordiode während der Prüfung abzulöten.

Erscheint bei der Kontrolle am Ausgang des Videoverstärkers das Oszillogramm mit verschliffenen Kanten, so sind die Entzerrer- und die Linearisierungsspulen zu überprüfen, denn bei verschliffenen Kanten fehlen die hohen Frequenzen. Ein Überschwingen entsteht dagegen durch Resonanzeffekte bei fehlenden oder schadhafte Dämpfungswiderständen. Die Entzerrerspulen sind entweder gleich auf Dämpfungswiderstände gewickelt, oder die Widerstände liegen parallel zur Spule. Eine Resonanzüberhöhung kann auch bei Fehlern an den sogenannten Bildregistern auftreten. Diese Bildregister oder Klarzeichner sind grundsätzlich bei den Prüfungen auf „Normal“ einzustellen. Solche Überschwingvorgänge werden in der Stellung „Brillanz“ des Klarzeichners künstlich erzeugt, um Übertragungsmängel zu kompensieren.

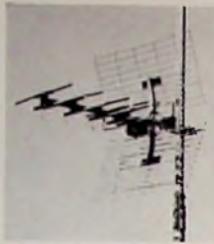
#### Fehlersuchmethodik für Farbfernsehempfänger mit „K7N“-Chassis

Wie für Schwarz-Weiß-Fernsehempfänger mit „D6N“-Chassis (s. Heft 2/1970, S. 69) hat die Philips-Service-Abteilung jetzt auch für die mit dem „K7N“-Chassis bestückten Farbfernsehgeräte „Goya LS“, „Rubens SL“ und „Dürer SL“ eine Broschüre herausgebracht, in der ausführliche Hinweise und Methoden zur schnellen Fehlersuche und Reparatur beschrieben werden. Die Anweisungen, die im Aufbau den bisher von der Service-Abteilung an den Fachhandel herausgegebenen Fehlersuchmethoden für Philips-Schwarz-Weiß- und -Farbfernsehgeräte gleichen, sollen dazu beitragen, die Reparaturen an Fernsehgeräten zu erleichtern und durch Zeitersparnis eine Rationalisierung des Kundendienstes herbeizuführen.

## Neue UHF-Antennenreihe „Olympia“

Mit der Einführung und Auslieferung einer aus vier Grundausführungen bestehenden neuen UHF-Antennenreihe „Olympia“ hat Kathrein im Januar 1970 begonnen. Ihr typisches Aussehen erhalten diese Antennen durch die neue rechteckige Form ihrer Zwillings-Breitbanddirektoren (Länge je  $\lambda/2$ ). Die aus wetterfestem, elastischem Leichtmetallband bestehenden Direktoren sind U-förmig gefaltet und die offenen Enden unter einem bestimmten Winkel in einem elastischen, etwa H-förmigen Isolator eingespannt. Damit wird nach allen Richtungen gute Steifigkeit und gleichzeitig hohe Elastizität erreicht. Die Fertigung dieser Elemente mit einer Abstufung von 10 mm Längenunterschied ermöglicht eine genaue Dimensionierung der verschiedenen Antennen in bezug auf Gewinn, Nebenzipelfarmut und gute Anpassung.

Die beiden übereinanderliegenden Strahlerteile eines jeden U-förmigen Elementes wirken nicht als einzelne Di-



UHF-Antenne „Olympia 130“

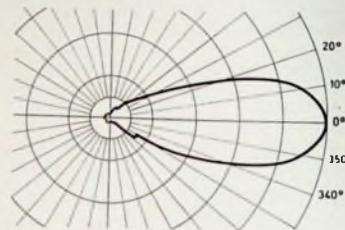


UHF-Antenne „Olympia 170“

Entwicklung der „Olympia“-Antennen war eine der wichtigsten Grundforderungen die Erhöhung des Gewinns vor allem im unteren und mittleren Teil des Frequenzbereichs.

Die Zwillingsdirektoren mit dem großen H-förmigen Mittelisolator gestatten es, daß auch der größte Typ der Antennen ohne Ausleger direkt am Mast montiert werden kann; der durch die Direktorenreihen geführte Antennenmast beeinflusst das Strahlungsdiagramm nur unwesentlich. Nur bei größeren Mastdurchmessern und in besonders schwieriger Empfangslage empfiehlt sich ein Ausleger, wenn die Antenne nicht an der Mastspitze montiert werden kann.

Für den Empfang des zweiten und dritten Fernsehprogramms aus einer



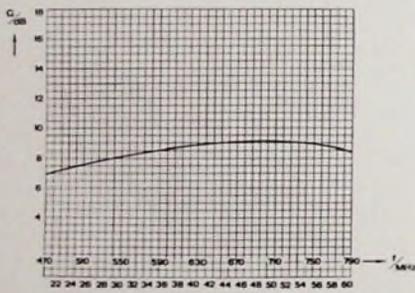
Horizontaldiagramm der „Olympia 170“ (K 39)

Um aber auch in solchen Fällen, in denen nicht die gesamte Bandbreite benötigt wird (wenn also nur ein Kanal oder wenn nur zwei näher beieinanderliegende Kanäle empfangen werden sollen), ein optimales Verhältnis zwischen Gewinn und Anschaffungspreis zu bieten, hat Kathrein bei den drei größeren Typen zusätzlich Kanalgruppenausführungen für die Kanalgruppen 21...29, 21...39 und 21...49 geschaffen. Mit der Begrenzung der Bandbreite wird durch Parallelverschiebung der Gewinnkurve eine Anhebung des Gewinns in den unteren Kanälen erreicht.

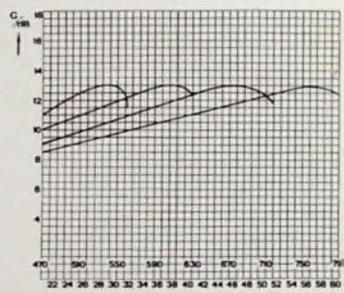
Eine Sonderausführung der „Olympia 170“ (Nr. 45 64/24) gibt es für Belgien mit höchstmöglichem Gewinn für die Kanäle 21...24.

Zum leichten Anschluß der Niederführung sind die „Olympia“-Antennen mit dem bei Kathrein üblichen Karussellübertrager ausgerüstet (Übertrager für 60-Ohm-Koaxialkabel ist fest eingebaut und läßt sich durch Drehen des Einsatzes bei Anschluß symmetrischer Leitungen abtrennen).

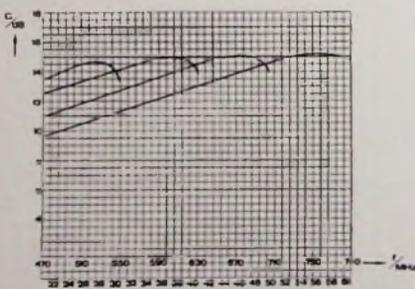
Die „Olympia“-Antennen haben eine relativ kurze Baulänge. Beispielsweise ist die „Olympia 150“ etwa 1,1 m und die „Olympia 170“ etwa 2,2 m lang. Daraus resultieren eine kleine Windlastaufnahme und eine einfache Montage. Die Strahler sind fest montiert, brauchen also bei der Aufstellung der Antennen nicht mehr geklappt, geklemmt oder geschraubt zu werden. Die Elementhalterungen sind bruchsicher und die Mastschellen kippbar und für Vertikalpolarisation umsetzbar. Die gestreckte, außen geschlossene Form der Direktorelemente zusammen mit dem elastischen H-Isolator bietet neben der geringen Bauhöhe gute Stapelmöglichkeit im Karton und damit ungewöhnlich kleine Verpackung. So ist beispielsweise der Verpackungskarton für die Kanalgruppenantennen des größten Typs „Olympia 170“ (max. 17 dB Gewinn), die am Mast montiert eine Länge von etwa 2,8 m haben, nur etwa 14,5 cm x 57 cm x 108 cm groß (Volumen etwa 89 Liter).



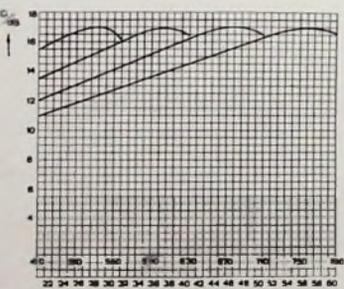
„Olympia 90“



„Olympia 130“



„Olympia 150“



„Olympia 170“

Gewinn G in dB in Abhängigkeit von der Frequenz f beziehungsweise vom UHF-Kanal

rektoren; sie sind durch ihren geringen Abstand so stark miteinander verkopelt, daß sie sich wie ein Flächenstrahler verhalten. Dieses quasiflächenhafte Verhalten der Direktoren erhöht die Richtwirkung in einem viel breiteren Frequenzbereich als stabförmige Direktoren. Damit wird durch diese Direktoren der Gewinn über einen größeren Frequenzbereich gegenüber einer entsprechenden Yagi-Antenne mit stabförmigen Direktoren verbessert. Bei der

Richtung genügen meistens die über die beiden UHF-Bereiche IV und V reichenden Grundausführungen, deren Gewinne von Kanal 21 bis etwa Kanal 60 ansteigende Tendenz zeigen. Diese vier Grundtypen für die Kanäle 21...60 haben folgende Gewinne:

„Olympia 90“ (Nr. 45 60):	7 ... 9 dB
„Olympia 130“ (Nr. 45 62):	8,5 ... 13 dB
„Olympia 150“ (Nr. 45 63):	9,5 ... 15 dB
„Olympia 170“ (Nr. 45 64):	11 ... 17 dB

# Beispiele für die Übertragung und Verarbeitung von Winkelinformationen

Schluß von FUNK-TECHNIK Bd. 25 (1970) Nr. 3, S. 94

### 3. Beispiel 3

Eine Maschinenspindel soll von einem Bedienungspult aus feineingestellt werden. Für die Winkellage ist eine Skala vorzusehen, deren Nullpunkt für die Messung beliebig einstellbar sein muß. Die Winkelgenauigkeit soll auch in der Bewegung eingehalten werden.

Bei der Ausfüllung des Fragebogens ergibt sich:

- 1.1. Winkelgenauigkeit im Stillstand  $\Delta a_0 = \pm 2^\circ$
- 1.1.1. Winkelgenauigkeit bei  $n_{max}$   $\Delta a_n = \pm 2^\circ$
- 1.3. Drehzahl  $n_{max} = 50 \text{ U/min}$
- 1.4. und
- 1.5. Handbetätigung
- 1.6. und
- 1.6.1. Drehmoment  $M_{0L} = M_{1L} = 2500 \text{ cm p}$
- 1.7. und
- 1.7.1. Handbetätigung  $M_G \approx 5 \text{ cm kp}$
- 1.8. Trägheitsmoment Stahlschleife  $1000 \text{ mm} \times 20 \text{ mm } \varnothing$
- 2.1.1. Spannung  $U = 220 \text{ V}$
- 2.1.2. Spannungsschwankungen  $\Delta U = \pm 10 \%$
- 2.1.3. Frequenz  $f = 50 \text{ Hz}$
- 2.1.4. Frequenzschwankungen  $\Delta f = \pm 2 \%$
- 2.1.5. Oberwellen  $k = 5 \%$
- 2.2.1. und
- 2.2.2. Leitungswiderstände  $R = 2 \text{ Ohm}$
- 3. Temperaturbereich  $t_{min} = 0^\circ \text{C} \dots t_{max} = 50^\circ \text{C}$

Die verlangte Winkelgenauigkeit und das Drehmoment erfordern eine Nachlaufregelung mit Steuerdrehmeldern. Da im Bedienungspult und an der Maschine noch Platz zur Verfügung steht, können die größeren Drehmelder für 50 Hz verwendet werden, bei denen die Stromversorgung einfacher ist.

Für die Betrachtung seien der Geber „V23401-B2001-G001“ und der Empfänger „V23401-B2008-G001“ zugrunde gelegt. Die beliebige Einstellung des Nullpunktes für die Messung läßt sich leicht durch Einschalten eines Steuerdifferentialgebers „V23401-B2016-G301“ erreichen [2]. Für den elektrischen Fehler muß man dann eine Kette aus drei Drehmeldern berücksichtigen. Wenn jeder einen Fehler von 10° hat, dann ist der wahrscheinliche Summenfehler  $10 \cdot \sqrt{3} = 17,3' \approx 0,3^\circ$ .

Das notwendige Drehmoment muß der Stellmotor über ein Getriebe aufbringen. Die erforderliche Leistung direkt an der Spindel ist

$$P = \omega \cdot M_{nL} = 2 \cdot \pi \cdot \frac{n_{max}}{60} \cdot M_{nL}$$

$$= 2 \cdot \pi \cdot 0,833 \cdot 2500 \cdot 13100 \text{ cm p/s}$$

$$\approx 1,29 \text{ W}$$

Da noch die Reibungsverluste in einigen Getriebestufen zu decken sind und ein gewisses Trägheitsmoment vorgegeben ist, sollte der Stellmotor etwa dreimal soviel an Leistung abgeben können. Gewählt wird der Typ „V23402-B4“, der eine Wellenleistung von 4 W abgeben kann. Dieser Motor hat bei maximaler Leistung eine Drehzahl von 1600 U/min und ein Moment von 250 cm p [5]. Die Rechnung für das minimale und maximale Übersetzungsverhältnis ergibt also

$$u_{min} = \frac{M_{nL}}{M_{Motor}} = \frac{2500}{250} = 10 : 1$$

$$u_{max} = \frac{n_{Motor}}{n_{max}} = \frac{1600}{50} = 32 : 1$$

Wählt man  $\dot{u} = 20 : 1$ , dann erhält man unter Berücksichtigung des Wirkungsgrades von zwei Getriebestufen an der Spindel ein Moment von  $M = 250 \cdot 20 \cdot 0,81 = 4050 \text{ cm p}$ . Es sind also noch Reserven vorhanden.

Zur Steuerung des Motors ist ein Verstärker notwendig, zum Beispiel der zum Motor passende 50-Hz-Verstärker „V23426-A1“ [3, 5]. Steuerempfänger, Verstärker, Stellmotor, Getriebe und Last bilden zusammen einen Regelkreis, dessen statisches und dynamisches Verhalten untersucht werden muß.

Das statische Verhalten bestimmt die Einstellgenauigkeit. Es kann ähnlich wie bei Momentdrehmeldern durch eine Drehmomentkonstante  $K_{ML}$  gekennzeichnet werden. Sie ist auf die Lastwelle bezogen (Index L) und gibt an, wie stark das vom Motor gelieferte Nachstellmoment ansteigt, wenn die Lastwelle oder der Geberdrehmelder (oder hier auch der Differentialgeber) um einen bestimmten Winkel verdreht wird. Die Konstante  $K_{ML}$  stellt das Produkt aus der Spannungskonstante  $K_U$  des Steuerempfängers, der Spannungsverstärkung  $V$ , der Momentkonstante  $K_{MM}$  des Motors, der Getriebeübersetzung  $\dot{u}$  und dem Getriebewirkungsgrad  $\eta$  dar

$$K_{ML} = K_U \cdot V \cdot K_{MM} \cdot \dot{u} \cdot \eta$$

Hier ist bei der Spannungskonstante des Empfängers noch das Differential zu berücksichtigen. Aus [2] kann man entnehmen, daß die maximale Ausgangsspannung des Empfängers bei Zwischenschaltung eines Steuerdifferentials statt 57,3 V nur noch 50 V beträgt. Also wird  $K_U = 50/57,3 = 0,873 \text{ V}^\circ$ . Mit den Werten für volle Aussteuerung des Verstärkers ist  $V = 94$  und die Momentkonstante des Motors  $K_{MM} = 480 \text{ cm p/16 V}$ . Mit  $\dot{u} = 20$  und  $\eta = 0,81$  wird dann

$$K_{ML} = 40 \text{ cm kp/}^\circ$$

Um das notwendige Verstellmoment von 2,5 cm kp aufzubringen, muß also zwischen Drehmeldergeber und -empfänger eine Winkeldifferenz von

2,5 cm kp : 40 cm kp/° = 3,75' vorhanden sein. Das ist ein sehr kleiner Wert. Es ist aber zu berücksichtigen, daß hierzu noch der elektrische Fehler der Kette addiert werden muß und daß für den Verstärker die maximal mögliche Verstärkung eingesetzt wurde. Sie muß wahrscheinlich mit Rücksicht auf das dynamische Verhalten noch verringert werden, wodurch die Konstante  $K_{ML}$  kleiner wird.

Die Dynamik des Regelkreises ist durch den Frequenzgang charakterisiert, für den in erster Näherung gilt [6, 7]

$$F_0 = \frac{K_U \cdot V \cdot K_U \cdot 1/\dot{u}}{j\omega \cdot (1 + j\omega \cdot T)}$$

Die Größen  $\dot{u}$ ,  $V$  und  $K_U$  wurden bereits erwähnt (der in [6] definierte Wert für  $\dot{u}$  ist reziprok zu dem hier verwendeten). Die Geschwindigkeitskonstante  $K_\omega$  des Stellmotors ist die Steilheit der Kennlinie der Leerlaufdrehzahl als Funktion der Steuerspannung (aus dem Verstärker) im linearen Anfangsteil, hier also [5]

$$K_\omega = \frac{1300}{0,2 \cdot 16} = 406 \text{ U/min} \cdot \text{V}$$

$$= 812 \cdot \pi \text{ rad/min} \cdot \text{V}$$

$$= 42,5 \text{ rad/V} \cdot \text{s}$$

Im Nenner der Gleichung für den Frequenzgang stellt  $T = J \cdot \omega_0 / M_0$  die mechanische Zeitkonstante des Stellmotors dar. Darin bedeutet  $J$  das Trägheitsmoment,  $\omega_0$  die Winkelgeschwindigkeit im Leerlauf und  $M_0$  das Stillstandsmoment. Beim Einsetzen des Trägheitsmoments ist die Last mit zu berücksichtigen. Für die Spindel gilt

$$J = 0,5 \cdot m \cdot r^2$$

$$\text{mit } m = G/g \text{ und } G = L \cdot r^2 \cdot \pi \cdot \gamma$$

Für eine Stahlwelle mit  $\gamma = 7,8 \text{ p/cm}^3$  ergeben sich dann die Zahlenwerte

$$G = 100 \cdot 1^2 \cdot \pi \cdot 7,8 = 2450 \text{ p}$$

$$m = 2450/981 = 2,50 \text{ p s}^2/\text{cm}$$

$$J = 0,5 \cdot 2,5 \cdot 1^2 = 1,25 \text{ cm p s}^2$$

Damit erhält man, auf die Motorwelle umgerechnet,

$$J_L' = 1,25/20^2 = 3,125 \cdot 10^{-3} \text{ cm p s}^2$$

was zu dem Motorträgheitsmoment von  $42,4 \cdot 10^{-3} \text{ cm p s}^2$  zu addieren ist. Da auch das Getriebe noch etwas Trägheitsmoment hinzubringt, rechnet man zweckmäßigerweise statt mit  $45,525 \cdot 10^{-3} \text{ cm p s}^2$  mit  $50 \cdot 10^{-3} \text{ cm p s}^2$  weiter. Mit  $n_0 = 2800 \text{ U/min}$  und  $M_0 = 480 \text{ cm p}$  wird dann die Zeitkonstante

$$T = 50 \cdot 10^{-3} \cdot \frac{2 \cdot \pi \cdot 2800}{60 \cdot 480}$$

$$= 30,6 \approx 31 \text{ ms}$$

Hiermit kann nun die Stabilitätsbedingung aus [6] überprüft werden. Es muß

sein

$$P = K_U \cdot U \cdot K_U \cdot T \cdot 1 \bar{u} < 3.$$

Mit den angegebenen Werten ergibt sich das Produkt zu

$$P = 50 \cdot 94 \cdot 42,5 \cdot 31 \cdot 10^{-3} \cdot 1/20 = 310$$

Da das Produkt  $P$  mehr als 100mal größer als erlaubt ist, kann die Nachlaufregelung nicht stabil sein. Es müssen also zusätzliche Maßnahmen zur Stabilisierung getroffen werden.

Am einfachsten ist der Einsatz einer geschwindigkeitsabhängigen Rückführung mit einem Drehzahlgeber. Dadurch werden  $T$  und  $(K_U \cdot V \cdot K_U \cdot 1/\bar{u})$  verkleinert, indem sie durch den Ausdruck  $(1 + K_U \cdot V \cdot K_U)$  dividiert werden; dabei ist  $K_U$  die Spannungskonstante des Drehzahlgebers. Da beide Ausdrücke in dem Produkt  $P$  enthalten sind, müssen beide stärker als im Verhältnis  $1/310,3 : 1$  verkleinert werden, um die Stabilitätsbedingungen zu erfüllen.

Es ist aber noch zu beachten, daß infolge der Kupplung mit dem Drehzahlgeber, der die gleiche Konstruktion und Größe wie der Stellmotor hat, dessen Trägheitsmoment verdoppelt wird. Auch dies muß durch die elektrische Wirkung des Drehzahlgebers aufgefangen werden. Man muß daher mit etwa dem doppelten Wert des Produktes  $P$  rechnen. Aus  $1/620,3 : 1 = 14,4 : 1$  erhält man als Grenzbedingung

$$1 + K_U \cdot V \cdot K_U > 14,4$$

$$K_U > \frac{13,4}{V \cdot K_U} = \frac{13,4}{94 \cdot 42,5} = 0,354 \text{ mV je U/min}$$

$$K_U > 0,354 \text{ V je 1000 U/min.}$$

von 0,67 V. Nach der  $n-M_U$ -Kennlinie ist dabei das Moment etwa 350 cmp (250 cmp waren vorher angesetzt). Die Kennlinie gilt bei voller Steuerspannung, die bei einer Verstärker-Eingangsspannung von 170 mV auftritt. Der Steuerempfänger muß also die Summe  $0,17 + 0,67 = 0,84 \text{ V}$  als Ausgangsspannung aufbringen, wozu eine Winkeldifferenz von  $0,84/0,873 = 58'$  gehört. Rechnet man den wahrscheinlichen Winkelfehler von  $17'$  hinzu, so ergibt sich ein Gesamtfehler von  $1^\circ 15'$ , nach 1.1.2. noch zulässig. Das verfügbare Moment ist in Wirklichkeit jedoch größer als in der Rechnung angesetzt, und das bedeutet eine zusätzliche Sicherheit.

Die Einhaltung der Stabilitätsbedingung stellt nur sicher, daß sich keine Regelschwingungen erregen können. Überschwingvorgänge bei ruckartiger Verstellung des Gebers sind durchaus noch möglich. Untersuchungen hierüber müssen experimentell an einem Versuchsaufbau durchgeführt werden, da die weiteren Randbedingungen, die hier eingehen (Getriebe-Luft usw.), der Rechnung nicht mehr zugänglich sind.

Bild 4 zeigt die Gesamtschaltung mit dem Nachlaufregler. Kleine Zusätze zur Richtigestellung der gegenseitigen Phasenlagen aller Spannungen (gleiche Phase von Drehmelder- und Rückführungsspannung am Verstärkereingang usw.) sind fortgelassen.

#### 4. Beispiel 4

Ein Flugobjekt soll ständig durch feststehende Ortungsgeräte beobachtet werden. Wenn es nacheinander den Sichtbereich mehrerer Ortungsgeräte durchfliegt, dann muß es vom einen Gerät an das andere „übergeben“ werden. Hierzu sind seine Koordinaten genügend schnell und genau vom Standort

sender Azimut im Punkt  $B$ ) und die Seite  $a$  (waagerechte Entfernung des Objekts von  $B$ ). Für das Dreieck  $ABC$  gilt

$$a \cdot \cos \beta = c_2 = c - c_1 = c - b \cdot \cos \alpha,$$

$$a \cdot \sin \beta = h = b \cdot \sin \alpha.$$

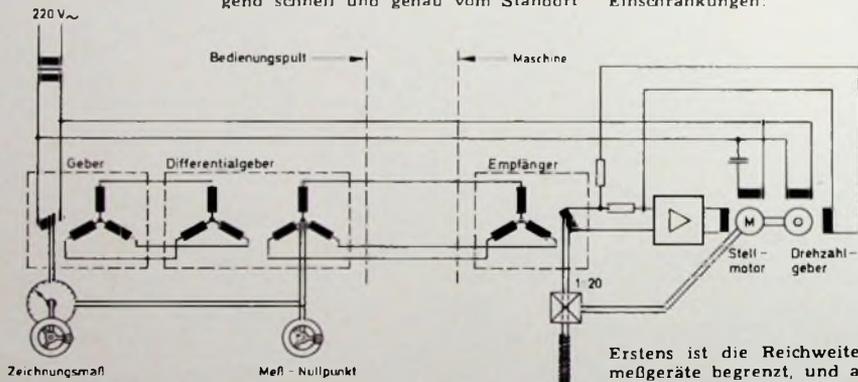
Zur Ermittlung der gesuchten Größen  $a$  und  $\beta$  dient eine Rechenschaltung mit Resolver. Dabei wird  $a$  durch die Größe einer Spannung und  $\beta$  als Verdrehungswinkel eines Resolver-Rotors dargestellt, das heißt, für  $\beta$  wird eine Nachlaufregelung mit Stellmotor und Drehzahlgeber eingesetzt.

Die Ausführung des Fragebogens ergibt:

- |   |   |
|---|---|
| 1.1. und                                |   |
| 1.1.2. Winkelgenauigkeit                | $\Delta \alpha_0 = \Delta \alpha_n = 0,1^\circ$                     |
| 1.2. Verstellbereich                    | $\alpha = 360^\circ, \beta = 360^\circ$                             |
| 1.3. Drehzahl                           | $n_{\max} = 6 \text{ U/min}$  |
| 1.6. und                                |   |
| 1.6.1. Drehmoment                       | $M_{UL} = M_{nL} = 15 \text{ cm kp}$                                |
| 1.8. Trägheitsmoment (der Antenne $B$ ) | $J_B = 70 \text{ cm kp}^2$  |
| 2.1.1. und                              | $U = 220 \text{ V}$   |
| 2.1.2. Spannung                         | $\pm 10 \%$   |
| 2.1.3. und                              | $f = 50 \text{ Hz}$   |
| 2.1.4. Frequenz                         | $\pm 5 \%$  |
| 2.1.5. Oberwellen                       | $k = 5 \%$  |
| 3. Temperaturbereich                    | $t_{\min} = -30^\circ \text{C} \dots t_{\max} = +50^\circ \text{C}$ |

Zu den Punkten 1.2. und 1.3. des Fragebogens sind noch einige Anmerkungen erforderlich. Das angenommene Flugobjekt bewegt sich mit etwa gleichförmiger Geschwindigkeit in beliebiger Richtung. Daraus ergeben sich zwei Einschränkungen:

Bild 4 Fernverstellung einer Maschinenspindel durch Nachlaufregler mit Rückführung



Beim Drehzahlgeber „V23401-B1“ ist die Spannungskonstante mit 20 V je 1000 U/min etwa 57mal so groß. Wenn also die Spannung des Drehzahlgebers – mit einem passenden Spannungsteiler reduziert – gegenseitig auf den Verstärkereingang zurückgeführt wird, dann läßt sich die Regelung damit stabilisieren.

Nun muß mit dem Drehzahlgeber noch der Winkelfehler bei maximaler Stellgeschwindigkeit nachgerechnet werden. Gewählt wird eine Spannungsteilung von 30 : 1 oder  $K_U = 0,67 \text{ V je 1000 U/min}$ . Die verlangte maximale Motordrehzahl ist  $n_{\max} \cdot \bar{u} = 1000 \text{ U/min}$ ; hierbei entsteht also eine Gegenspannung

des einen Gerätes auf den des nächsten umzurechnen. Bei kleinerem Sichtbereich läßt sich dabei die Erdkrümmung vernachlässigen. Wenn außerdem die Flughöhe nicht interessiert oder anders erfaßt wird, dann ist die Aufgabe mit den Mitteln der ebenen Trigonometrie zu lösen.

Stellen im Bild 5b die Punkte  $A$  und  $B$  die beiden Ortungsgeräte und  $C$  das Flugobjekt dar, dann sind von dem Dreieck  $ABC$  die Basis  $c$  (Entfernung der beiden Ortungsgeräte) und  $b$  (waagerechte Entfernung des Flugobjekts  $C$  von  $A$ ) und der Winkel  $\alpha$  (gemessener Azimut im Punkt  $A$ ) gegeben. Gesucht werden der Winkel  $\beta$  (zu mes-

Erstens ist die Reichweite der Funkmeßgeräte begrenzt, und auch die Rechenresolver dürfen nicht mit beliebig hohen Spannungen betrieben werden. Die maximal zulässige Spannung wird also zweckmäßigerweise in ein einfaches Verhältnis gesetzt zur Reichweite der Geräte. Da dem eine maximal mögliche Länge der Seiten in dem Dreieck  $ABC$  entspricht, kann die Anordnung dann nicht bei allen beliebigen Wertepaaren für  $\alpha$  und  $b$  einwandfrei arbeiten. Wenn zum Beispiel  $\alpha \approx 180^\circ$  und  $b = b_{\max}$  ist, dann wird  $a$  größer als zulässig (das Flugobjekt ist von  $B$  zu weit entfernt).

Zweitens ist bei beliebigem Kurs auch ein Überfliegen des Punktes  $B$  möglich. Hierbei geht die Länge von  $a$  kurzzeitig bis auf Null, und die Änderungsgeschwindigkeit des Winkels  $\beta$  wird un-

endlich groß. Die Nachlaufregelung für  $\beta$  (Nachdrehen der Antenne) kann dabei natürlich nicht exakt folgen. Hierfür ist die Drehzahl  $n_{\text{max}}$  als obere Grenze anzusehen.

Mit diesen prinzipiellen Einschränkungen arbeitet die Rechenschaltung nach Bild 5a einwandfrei. Eine praktische Einschränkung ergibt sich jedoch aus den Punkten 1.6 und 1.8. Die im Rahmen dieses Beitrages behandelten feinerwerktechnischen Bauteile (Verstärker und Stellmotoren) können die Leistun-

der Antenne steuert. Diese Rotorwicklung wird also immer auf die Spannung Null eingedreht – senkrecht zur Richtung des Magnetfeldes im Stator. Daher entspricht die in der Rotorwicklung 2 induzierte Spannung  $U_a$  der Stärke des Magnetfeldes und damit der gesuchten Entfernung  $a$ . Zur Weiterverarbeitung muß sie über einen Impedanzwandler mit der genauen Verstärkung 1 und hochohmigem Eingang (100 kOhm wie der Nachlaufverstärker) abgenommen werden.

ungen wird er natürlich entsprechend größer. Der betrachtete Resolver hat einen Funktionsfehler von 0,1% und einen Achsenfehler für Stator und Rotor von 5'. Das heißt, die Funktion  $U_2 = U_1 \cdot \sin \alpha$  wird mit einem Fehler von höchstens 0,1% von  $U_1$  wiedergegeben, und der Winkel zwischen den Achsen der beiden Windungen im Stator oder im Rotor ist  $90^\circ \pm \max 5'$ .

Durch die Nachlaufregelung am Resolver 2 dürfte also theoretisch nur noch ein Fehler von 1' hinzukommen. In der

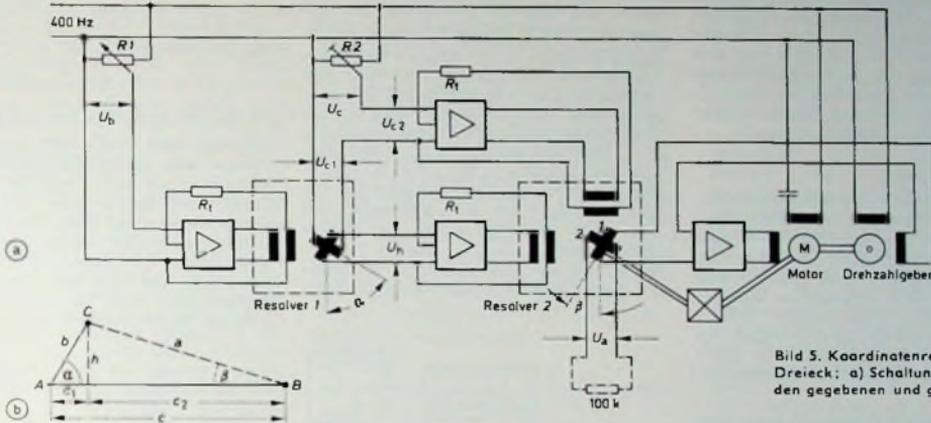


Bild 5. Koordinatenrechner für ebenes Dreieck; a) Schaltung, b) Dreieck mit den gegebenen und gesuchten Größen

gen nicht liefern, die zum schnellen Einstellen einer Funkmeß-Antenne notwendig sind. Die Dimensionierung der Nachlaufregelung für den Antennenwinkel  $\beta$  erfolgt daher mit entsprechend größeren Verstärkern und Motoren in der gleichen Weise, wie es im Beispiel 3 beschrieben wurde.

Die verlangte hohe Rechengenauigkeit zwingt dazu, Resolver mit Wicklungskompensation und Verstärker zu verwenden. Einer Statorwicklung des Resolvers 1 führt man die Spannung  $U_b$  zu, deren Größe entsprechend der Länge der Dreiecksseite  $b$  mit  $R_1$  eingestellt wird (diese Einstellung erfolgt automatisch vom Funkmeßgerät her). Die andere Statorwicklung bleibt unbenutzt. Den Azimutwinkel  $\alpha$  stellt man durch Verdrehen des Rotors (ebenfalls vom Funkmeßgerät aus) ein. Dadurch werden in den beiden Rotorwicklungen (Ausgang) die Spannungen  $U_{c1} = U_b \cdot \cos \alpha$  und  $U_{c2} = U_b \cdot \sin \alpha$  induziert, das heißt der Zeiger  $U_b$  wird – bezogen auf die Verbindungslinie  $AB$  – in zwei rechtwinklige Komponenten zerlegt. Eine Spannung  $U_c$ , deren Größe der Entfernung zwischen  $A$  und  $B$  entspricht, ist fest am Potentiometer  $R_2$  eingestellt. Von  $U_c$  wird die Spannung  $U_{c1}$  durch Gegenschaltung subtrahiert, wodurch  $U_{c2}$  entsteht (hierbei ist besonders auf die richtige Phasenlage der Wechselspannungen zu achten).

Die beiden Spannungen  $U_b$  und  $U_{c2}$  werden (wieder über Verstärker) den beiden Statorwicklungen des Resolvers 2 zugeführt. In diesem wird also ein Wechselfeld aufgebaut, dessen Stärke der Entfernung  $a$  und dessen Winkellage dem Winkel  $\beta$  entspricht. Die Rotorwicklung 1 des Resolvers 2 liegt nun am Eingang (Eingangswiderstand 100 kOhm) des Nachlaufverstärkers, der den Stellmotor zum Eindrehen

Zur Überprüfung der erreichbaren Rechengenauigkeit können folgende Überlegungen dienen. Zugrunde gelegt wird der Funktionsdrehmelder „V23401-E0013-B408“ (Größe 11), für den eine Nenneingangsspannung von 20 V (Maximalwert) und ein Funktionsfehler von 0,1% angegeben werden [2]. Die Ausgangsspannung (Rotor) ergibt sich aus dem Übersetzungsverhältnis von 0,98. Dieser dicht unter 1 liegende Wert wurde gewählt, weil der zu dem Resolver passende Verstärker (der bis jetzt noch von der amerikanischen Firma Kearfott bezogen werden muß) am Signal- und am Kompensationseingang jeweils einen Eingangswiderstand von 100 kOhm  $\pm 0,1\%$  hat. Dieser zugelassene Fehler liegt bereits in der Größenordnung der verlangten Rechengenauigkeit; genauere Widerstände sind aber kaum noch wirtschaftlich herstellbar. Daher schaltet man grundsätzlich in Reihe mit den Kompensationseingängen noch Trimmwiderstände  $R_1$  (zum Beispiel einstellbare Widerstände 0...3 kOhm oder individuell ausgesuchte Festwiderstände), mit denen sich das Übersetzungsverhältnis der Kombination Drehmelder – Verstärker genau auf 1,000 abgleichen läßt. Dabei werden gleichzeitig auch noch kleine Fehler von Verstärker und Drehmelder behoben. In etwaigen Rechnungen ist also das Übersetzungsverhältnis einfach mit 1 einzusetzen. Die verlangte Rechengenauigkeit von  $0,1^\circ = 6'$  setzt man zweckmäßigerweise nicht nur für die Winkel, sondern auch für die Amplitude an. Dann muß der Endpunkt eines errechneten Zeigers innerhalb eines Kreises liegen, dessen Radius eine Größe von  $6/34,4 = 0,175\%$  der Maximalentfernung hat (weil  $1 \text{ rad} = 3440'$  ist). Hiermit ergibt sich ein Winkelfehler bei der Maximalentfernung von höchstens 6'; bei kleineren Entfern-

Praxis sieht es aber günstiger aus. Der Skalennullpunkt für  $\beta$  wird nach der Rotorwicklung 1 justiert. Für die Amplitude  $U_b$  ist der Achsenfehler dann vernachlässigbar, da er nur mit  $\cos(90^\circ \pm 5')$  eingeht. Beim Resolver 1 richtet man den Skalennullpunkt für eine zweckmäßigerweise nach der Mitte des Achsenfehlers zwischen den Rotorwicklungen aus, da dann für jede Wicklung nur die Hälfte des Fehlers wirksam ist. Die verlangte Rechengenauigkeit dürfte damit sichergestellt sein.

Wie bereits erwähnt, ist besonders bei der Subtraktion von Spannungen ( $U_{c2} = U_c - U_{c1}$ ) auf korrekte Phasenlagen zu achten. An sich erzeugt der Resolver als Übertrager mit Luftspalt eine Phasenverschiebung zwischen Eingangs- und Ausgangsspannungen von etwa  $6^\circ$ . Mit dem Amplitudenfehler wird aber auch dieser Phasenfehler durch die Gegenkopplung über die Kompensationswicklung stark verringert, da Rotorwicklung und Kompensationswicklung nur mit Widerständen von 100 kOhm belastet sind, das heißt praktisch leerlaufen. Aber auch der Nachlaufregler mit Stellmotor und Verstärker muß hinsichtlich der Phasenverschiebung richtig bemessen sein. Wenn die Spannung der am Netz liegenden Erregerwicklung des Motors um genau  $90^\circ$  gegen die Verstärker-Ausgangsspannung verschoben ist, dann kann eine vorhandene um  $90^\circ$  verdrehte Komponente der Verstärker-Eingangsspannung kein Moment in dem Asynchronmotor bilden, stört also den genauen Nachlauf nicht. Dieser wird erst dann beeinträchtigt, wenn der Verstärker durch größere Quadraturspannungen übersteuert wird und dadurch die Verstärkung der phasengleichen Komponenten gestört ist. Auf jeden Fall müssen die Nachlaufverstärker immer

so ausgeführt sein, daß in ihnen auch bei starker Übersteuerung und dem vorwiegend induktiven Abschluß mit dem Stellmotor keine Phasenverschiebung entsteht.

Statt für ein ebenes Dreieck kann man natürlich auch für kompliziertere Aufgaben Analogrechner mit Drehmeldern bauen. Als Beispiel sei ein Rechner für Navigation über größere Teile der Erdoberfläche hinweg genannt. Ein solcher Rechner mit sechs Resolvern für die sechs Bestimmungsgrößen des sphärischen Dreiecks wurde vor einigen Jahren an einem Hochschulinstitut untersucht. Abgesehen von den Fehlern durch die Nachlaufregelungen der drei Ergebnisgrößen (die mit empfindlichen Verstärkern sehr klein werden können), hatte er einen „inneren Rechenfehler“ von weniger als 1 Winkelminute.

### 5. Beispiel 5

Die Ferneinstellung der Maschinenspindel im Beispiel 3 soll so umgestellt werden, daß sich für die Maschine eine Steuerung durch Rechner einsetzen läßt. Die einzustellenden Maße müssen also in digitaler Form vorgegeben werden. Die Einstellung eines neuen Wertes wird nach Vorbereitung erst durch ein Startkommando ausgelöst. Der Meß-Nullpunkt wird später im Rechner eingestellt.

Im Fragebogen zu Beispiel 3 sind dazu noch nachzutragen:

1.2. Verstellbereich 30 Umdrehungen = 10 800°

1.4. Beschleunigung  $a_0 = 200 \text{ rad/s}^2$

1.5. Bremsung  $-b_0 = 400 \text{ rad/s}^2$

Die übrigen Werte werden aus Beispiel 3 übernommen.

Die digitale Vorgabe des Sollwertes für die Spindeleinstellung ist möglich, wenn man auch den Istwert durch einen Winkelcodierer digital erfährt. Der Stellmotor wird dann nicht über einen Verstärker stetig gesteuert, sondern durch eine Logik-Schaltung über Relais oder elektronische Halbleiterschalter (zum Beispiel Triacs) ein- und ausgeschaltet. Das dynamische Verhalten einer solchen „Schwarz-Weiß-Regelung“ dürfte aber ungünstiger sein als das eines Nachlaufregelkreises der bisher beschriebenen analogen Art. Es kann jedoch durch einige Kunstgriffe – wie Einschaltung verschiedener Motorgeschwindigkeiten und Verwendung einer elektrisch gesteuerten Bremse – wesentlich verbessert werden.

Bei digitaler Einstellung muß das Problem der Genauigkeit nochmals untersucht werden. Der zugelassene Fehler ist  $\pm 2^\circ$ . Man könnte sich also den ganzen Kreis in 90 gleiche Teile von je  $4^\circ$  Breite eingeteilt denken, von denen jeder mit einer Zahl bezeichnet ist. Die Angabe einer solchen Zahl kann dann jeden beliebigen Punkt auf dem Kreis mit einem Fehler von maximal  $\pm 2^\circ$  kennzeichnen. Hierbei ist aber zu bedenken, daß auch ein dafür gebauter Winkelcodierer mit 90 Segmenten innerhalb eines Segments jede beliebige Winkellage einnehmen könnte, ohne „falsch“ zu stehen; er bringt also einen weiteren Fehler der gleichen Größe hinzu. Deshalb gilt allgemein: Bei digitaler Wiedergabe einer analogen Größe

ist die mögliche Genauigkeit  $\pm 1$  bit ( $\pm 1$  kleinste Zähleinheit).

Für die hier verlangte Genauigkeit müßte also der Winkelcodierer auf seiner feinst geteilten Spur mindestens  $360/2 = 180$  Segmente haben. Der gesamte Verstellbereich von 30 Umdrehungen entspricht dann 5400 Einzelschritten, die mindestens möglich sein müßten. Man kann beispielsweise den Typ „713-11-8“ verwenden [8], der  $2^{13} = 8192$  Einzelschritte zählen kann. Er enthält zwei Codescheiben, von denen die erste 256 Schritte je Umdrehung zählt, während die zweite für den gesamten Bereich 32 Umdrehungen macht.

Zur Überprüfung der dynamischen Verhältnisse seien der gleiche Stellmotor und das gleiche Getriebe wie im Beispiel 3 angenommen. Alle Größen werden auf die Motorwelle umgerechnet. Das ergibt für die Spindeldrehzahl  $n_{\max} = 50 \text{ U/min}$  und das Getriebe  $1:20$   $\omega = 2 \cdot \pi \cdot 1000 = 104,7 \text{ s}^{-1}$ . Für die Beschleunigungen erhält man  $a_0 = 200 \cdot 20 = 4000 \text{ rad/s}^2$  und  $-b_0 = 400 \cdot 20 = 8000 \text{ rad/s}^2$ . Das Trägheitsmoment ist wieder  $J = 50 \cdot 10^{-3} \text{ cm p s}^2$ . (Der direkt an die Spindel angekuppelte Winkelcodierer kann

Bremsverzögerung  $-b$  ist

$$-b = \frac{M_b}{J} = \frac{500}{50 \cdot 10^{-3}} = 10000 \text{ s}^{-1}$$

Die Verzögerungszeit ergibt sich zu

$$t_b = \frac{\omega}{-b} = \frac{104,7}{10000} = 10,47 \text{ ms}$$

und der „Bremsweg“ zu

$$\alpha = \frac{-b}{2} \cdot t^2 = \frac{5000 \cdot 10,47^2}{10^6} = 0,55 \text{ rad} = 31,5^\circ$$

an der Motorwelle und

$$\alpha' = 31,5/20 = 1,575^\circ$$

an Spindel und Winkelcodierer.

Bedenkt man, daß  $1/256$  einer Umdrehung – also ein Winkelschritt des Codierers – nur  $1,406^\circ$  beträgt, dann erkennt man, daß bereits vor Erreichen des Sollwertes der Motor auf Langsamlauf umgeschaltet werden muß. Wenn aber seine Drehzahl durch die Umschaltung auch nur auf die Hälfte reduziert wird, dann läßt sich bereits der richtige Sollwert sicher erreichen.

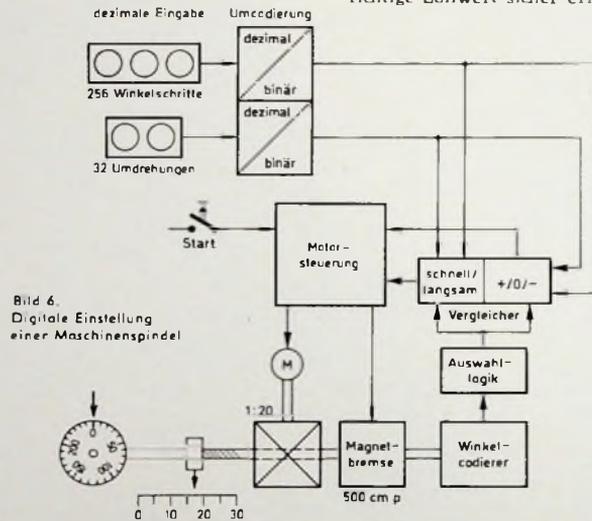


Bild 6. Digitale Einstellung einer Maschinenspindel

vernachlässigt werden.) Das notwendige Moment für die Beschleunigung ist dann

$$M_0 = J \cdot a_0 = 50 \cdot 10^{-3} \cdot 4000 = 200 \text{ cm p}$$

Der Motor liefert zwischen  $n = 0$  und  $n_{\max} = 1000 \text{ U/min}$  ein Moment von  $400 \text{ cm p}$  [5]; er kann also diese Beschleunigung aufbringen. Die Zeit  $t_a$  bis zum Erreichen der maximalen Geschwindigkeit ist

$$t_a < \frac{\omega}{a_0} = \frac{104,7}{4000} = 26,2 \text{ ms}$$

Für die Abbremsung ist das Moment

$$M_{b0} = J \cdot (-b_0) = 50 \cdot 10^{-3} \cdot 8000 = 400 \text{ cm p}$$

erforderlich. Da der Motor kein Moment zur Bremsung aufbringen kann, wird hier eine Magnetbremse mit  $M_b = 500 \text{ cm p}$  verwendet. Die damit erreichte

Aus den vorangegangenen Überlegungen ergibt sich das im Bild 6 wiedergegebene Blockschaltbild der Anlage. Die Sollwerte werden als Dezimalzahlen über Gruppen von drei beziehungsweise zwei Stufenschaltern eingegeben, denn die Zahl der Winkelschritte ist eine 3stellige und die der Umdrehungen eine 2stellige Dezimalzahl. Größere Zahlen als 255 Winkelschritte oder 30 Umdrehungen dürfen dabei nicht eingestellt werden.

Die elektronische Weiterverarbeitung der Werte ist nur im Binärcode möglich. Auch der Winkelcodierer liefert den Istwert im Binärcode. Deshalb erfolgt eine Umcodierung der Sollwerte von dezimal auf binär. Sollwert und Istwert werden einem Vergleichler zugeführt, der zwei verschiedene Aufgaben hat. Er muß feststellen, ob der Istwert kleiner, größer oder gleich dem Sollwert ist, und danach wird der Motor ein- oder ausgeschaltet. Außerdem

muß er die jeweilige Differenz zwischen Sollwert und Istwert messen und im richtigen Augenblick von Schnell- auf Langsamgang umschalten. Beide Kommandos gelangen auf die Motorsteuerung, die aus entsprechenden elektromechanischen oder elektronischen Leistungshaltern besteht. Sie steuert außer dem Motor auch die Magnetbremse, die bei stillstehendem Motor immer eingeschaltet ist.

Zwischen Winkelcodierer und Vergleichler ist noch eine Auswahllogik eingeschaltet, die folgenden Zweck hat: In der Folge der Binärzahlen gibt es viele Übergänge, bei denen sich mehrere Codeelemente gleichzeitig ändern (zum Beispiel Übergang 31-32 oder 63-64). Beim Durchdrehen der Codescheibe werden an diesen Stellen jedoch nicht alle Kontaktbürsten genau gleichzeitig schalten. Da aber die nachfolgende Elektronik sehr trägheitsarm arbeitet, würden hierdurch kurzzeitig falsche Zahlenkombinationen ausgegeben und Fehler verursacht. Deshalb tastet man alle Codespuren außer der niedrigstwertigen zweifach ab. Bei jedem Übergang in der niedrigstwertigen Spur liegt dann eine der beiden Abtastungen so, daß sich ihr Schaltzustand nicht ändert. Durch die Auswahllogik wird diese Abtastung für die betreffende Binärstelle ausgewertet und die andere unterdrückt. Dadurch vermeidet man jede Mehrdeutigkeit, und alle Übergänge werden gleichzeitig elektronisch von der niedrigstwertigen Spur gesteuert.

Für die praktische Ausführung der verschiedenen Logikschaltungen verwendet man zweckmäßigerweise TTL-Bausteine, die von verschiedenen Firmen angeboten werden. Mit den üblichen Bausteinen im Dual-in-line-Gehäuse mit 14 Anschlüssen lassen sich die beiden Umcodierungen auf einer „Europa-

Platte“ (160 mm X 100 mm) unterbringen. Da auch der Vergleichler, die Motorsteuerung und die Auswahllogik nur jeweils eine derartige Platte erfordern, findet die gesamte Elektronik (ohne Stromversorgung) auf vier Platten Platz. Das Beispiel des Winkelcodierers führt auf die Frage, ob nicht in absehbarer Zeit analoge Bauteile wie die Drehmelder grundsätzlich durch digitale Anordnungen ersetzt sein werden. Hierzu kann man sagen: Die Grenze für die Anwendung analog arbeitender Winkelgeber liegt etwa dort, wo die Werte über weite Entfernungen übertragen oder in oft wechselnder Weise (nach verschiedenen Programmen) verarbeitet werden müssen. Für solche Aufgaben ist die Übertragung über Datenkanäle und die Verarbeitung durch programmgesteuerte Digitalrechner zweckmäßiger. Hinsichtlich Raum- und Gewichtsbedarf sind dagegen Drehmelderanordnungen bis heute noch überlegen, ebenso im Schaltungsaufwand (zum Beispiel Anzahl der Verbindungsleitungen). Auch für alle Rechner, in denen Winkelfunktionen eine Rolle spielen, werden sie kaum so schnell ersetzt werden, da diese Funktionen untrennbar mit ihrem Arbeitsprinzip verknüpft sind.

#### Schrifttum

- [1] bis [4] s. Heft 3/1970, S. 94
- [5] Siemens-Datenliste T Dm 1, T Dm 2, T Dm 3, Ausgabe April 1964
- [6] • Aulmann, A., u. Riedel, E.: Drehmelder (Drehfeldsysteme Synchros) und Zubehör. In Handbuch für Hochfrequenz- und Elektro-Technik, VII Bd. Berlin-Borsigwalde 1964, Verlag für Radio-Foto-Kino-Technik.
- [7] • Oppelt, W.: Kleines Handbuch technischer Regelvorgänge, 3. Aufl. Weinhelm 1960, Verlag Chemie
- [8] Winkelcodierer Siemens Techn. Inf. Nr. 2-2340-995, Juni 1968

Zeiteinheit nur wenige Kraftlinien geschnitten werden. Bei bestimmten Halbleitern ist die Geschwindigkeit wegen der kleineren Dichte der freien Ladungsträger viel größer. Infolge der starken Ablenkung der Ladungsträger im Magnetfeld verschieben sich die Linien gleichen Potentials im flachen Leiter sehr stark, und an den Mittelpunkten der beiden Leiter-Längsseiten entsteht eine verhältnismäßig hohe Spannung (bis zu 1 V). Die Bezeichnung Hallgenerator für eine solche Anordnung ist gerechtfertigt, weil diese Bauteile wegen ihres kleinen Innenwiderstands von beispielsweise 20 Ohm neben der Hallspannung auch noch Leistung abgeben können.

Mit Hallgeneratoren können Steuerimpulse prellfrei von sich bewegenden oder drehenden Teilen abgenommen werden. Im Bild 1 ist eine Schaltung dargestellt, bei der durch das Vorbeiführen eines Permanentmagneten am Hallgenerator SBV 566 je nach Polarität des Magneten der Transistor T2 oder der Transistor T6 durchgeschaltet wird. Wie alle aufgedampften Hallgeneratoren, zeigt auch der SBV 566 eine relativ starke Temperaturabhängigkeit von Hallspannung und Innenwiderstand. Bei der Schaltung nach Bild 1 geht man von der Überlegung aus, daß die vom Hallgenerator abgegebene Hallspannung bei Temperaturerhöhung kleiner wird, gleichzeitig aber auch um denselben Prozentsatz der Innenwiderstand des Steuerpfades sinkt. Wenn man den Steuerstrom ausreichend niederohmig zuführt, also mit eingepprägter Steuerung arbeitet, dann wird der Steuerstrom bei Temperaturerhöhung so stark ansteigen, daß die Temperaturabhängigkeit der Hallspannung kompensiert wird.

Zum Konstanthalten der Steuerspannung (sie soll unter 1 V liegen) wird die Basis-Emitter-Diode des Transistors T1 herangezogen. Der Hallgenerator wird in einer von der üblichen Anwendungsart abweichenden Betriebsweise eingesetzt. Die Steuerspannung für den nachfolgenden Differenzverstärker mit T4, T5 wird nicht zwischen den beiden Hallelektroden abgenommen, sondern jeweils zwischen einer Hallelektrode und einem Steueranschluß. Der gemeinsame Emitterstrom von T4 und T5 wird von dem als Konstantstromquelle geschalteten Transistor T3 geliefert. So erreicht man eine Unempfindlichkeit des Differenzverstärkers gegenüber Betriebsspannungsänderungen.

Bei Verwendung eines Ferrit-Permanentmagneten mit den Abmessungen 6 mm X 6 mm X 4 mm erreicht man eine Steuerspannung von etwa 400 mV an der einen Hallelektrode, während sie an der anderen Hallelektrode auf etwa 100 mV absinkt. Der Abstand zwischen Permanentmagnet und Hallgenerator beträgt dabei etwa 1 mm. Die Flußdichte an der Magnetoberfläche liegt bei rund 1000 G.

An beide Ausgänge des Differenzverstärkers ist je eine Ausgangsstufe mit T2 beziehungsweise T6 angeschlossen. Wie schon erwähnt, schalten T2 oder T6 je nach der Polarität des am Hallgenerator vorbeigeführten Magneten durch. Die Schaltung ist im Temperaturbereich zwischen -20 und +60 °C betriebsfähig.

(Nach Siemens-Unterlagen)

## Die besondere Schaltung

### Magnetempfindlicher Schaltverstärker mit Hallgenerator

Als Hall-Effekt bezeichnet man folgende Erscheinung: Durchfließt ein elektrischer Strom in Längsrichtung einen flachen Leiter, auf den senkrecht ein Magnetfeld einwirkt, dann entsteht senkrecht zur Leiterachse und zum Magnetfeld ein Potentialgefälle (Span-

nung), das proportional ist dem Produkt aus dem den Leiter durchfließenden Strom und der Stärke des Magnetfeldes. Diese Spannung ist bei Metallen sehr klein, weil die Geschwindigkeit der Ladungsträger bei ihnen sehr gering ist, so daß von den Ladungsträgern in der

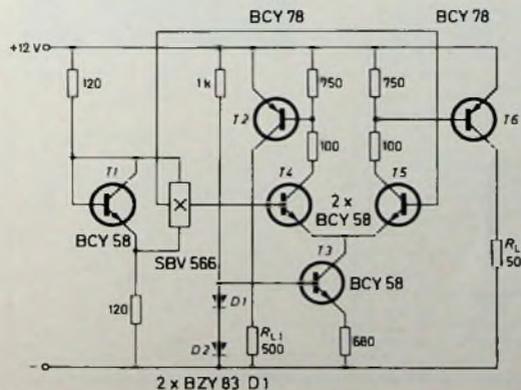


Bild 1. Schaltung eines mit einem Hallgenerator SBV 566 und nachfolgendem Differenzverstärker aufgebauten magnetempfindlichen Schaltverstärkers

# Mikrofon-Vorverstärker und Dynamikkompressor für den Selbstbau

Viele Rundfunkstationen verwenden bei Sprachsendungen im Modulationsverstärker einen Dynamikkompressor, damit der Sender stets mit nahezu 100%iger Modulation und daher mit größtmöglicher Leistung arbeitet. Die Amateure setzen bisher kaum Dynamikkompressoren ein, obwohl gerade diese bei den relativ schwachen Senderleistungen und den oft geringen Empfangsfeldstärken die Verständlichkeit

Der Vorverstärker (Bild 3) läßt sich mit seinen geringen Abmessungen (37 mm × 41 mm) auch noch in Sendern einbauen, bei denen die zu geringe Verstärkung des vorhandenen Modulationsverstärkers keine Vollaussteuerung ermöglicht. Um eine Übersteuerung des nachgeschalteten Verstärkers zu vermeiden, muß man die Ausgangsspannung des Mikrofon-Vorverstärkers durch ein Dämpfungsglied entsprechend her-

ein Zweitongenerator mit 1000 und 1800 Hz [3], der zwei Aufgaben zu erfüllen hat: Er wird in erster Linie zur Überprüfung des Sendersignals in Verbindung mit einem Oszillografen hinsichtlich Modulationsgrad, Trägerunterdrückung und Verzerrungsfreiheit [4] verwendet. Als zweites bietet er die Möglichkeit, bei abgeschaltetem 1800-Hz-Ton den 1000-Hz-Ton zu tasten und den Sender in A2 (modulierte Tele-

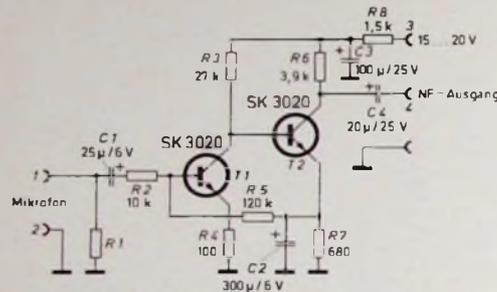


Bild 1. Schaltung des Mikrofon-Vorverstärkers

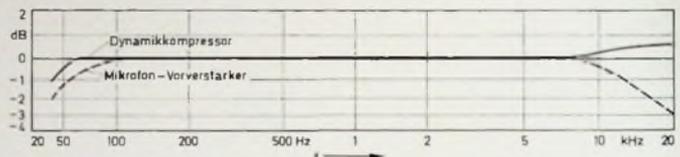


Bild 2. Frequenzgang des Mikrofon-Vorverstärkers und des Dynamikkompessors

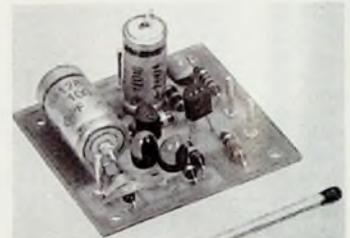


Bild 3. Mikrofon-Vorverstärker

bei den Gegenstationen erheblich verbessern und Unter- oder Übermodulation sowie bei Frequenzmodulation eine Überschreitung des Hubes verhindern würden

In diesem Beitrag wird eine NF-Einheit beschrieben, die aus Mikrofon-Vorverstärker und Dynamikkompressor [1] besteht. Der Ausgang kann meist direkt zur Modulation an SSB- und FM-Sender sowie über eine Treiber- und NF-Leistungs-Endstufe auch an AM-Sender angeschlossen werden. Ferner ist der Mikrofon-Vorverstärker allein zur Adaptierung einfacher Verstärker (Rundfunkempfänger) für Mikrofonübertragungen geeignet, während der Dynamikkompressor bei Redneranlagen eingesetzt werden kann, um die bei Änderungen des Abstands zwischen Sprecher und Mikrofon entstehenden Lautstärkeunterschiede automatisch auszugleichen.

## 1. Mikrofon-Vorverstärker

Der Eingang des zweistufigen Vorverstärkers (Bild 1) wird zum Anschluß niederohmiger Mikrofone mit einem Widerstand  $R_1$  von 3 k $\Omega$  und für hochohmige Mikrofone mit 270 k $\Omega$  abgeschlossen. Die beiden Transistoren  $T_1$  und  $T_2$  sind galvanisch gekoppelt. Eine Gleichstromgegenkopplung über den Widerstand  $R_5$  vom Emitter von  $T_2$  zur Basis von  $T_1$  stabilisiert den Arbeitspunkt der Transistoren. Der Übertragungsbereich erstreckt sich von 40 bis 20 000 Hz (Bild 2). Bei 15 V Speisepannung ist der Verstärkungsfaktor 1700 (rund 65 dB) und die Stromaufnahme 1,8 mA. Statt des RCA-Transistors SK 3020 kann der noch rauschärmere Intermetall-Typ BC 173 verwendet werden, der nur einen Rauschfaktor < 4 dB (bei  $I_C = 0,2$  mA,  $U_{CE} = 5$  V,  $R_C = 2$  k $\Omega$ ,  $\Delta f = 30 \dots 15$  000 Hz) hat.

absetzen. Die Speisepannung für diesen Transistorbaustein wird bei Röhrengeräten aus der Anodenspannung über einen Vorwiderstand gewonnen und mit einer Z-Diode stabilisiert.

## 2. Dynamikkompressor

An den Dynamikkompressor (Bild 4) können rückwirkungsarm drei verschiedene Tonfrequenzquellen angeschlossen werden, was für die Belange einer Amateurfunkstation völlig ausreicht. Ein Eingang ist für den Mikrofon-Vorverstärker vorgesehen, während der andere zum Anschluß eines Tonbandgerätes [2] dient. Damit werden „CQ-Rufe“ vom Band über den Sender ausgestrahlt, oder der Sprecher wird von der Gegenstation aufgenommen, um dessen Sendung zwecks Modulationsbeurteilung wieder zurückzuspielen. An den dritten Eingang kommt

grafische Zeichen) zu betreiben, wenn der Empfänger bei der Gegenstation über keinen BFO (Telegrafieüberlagerer) verfügt. Eingangsregler gestatten, den Pegel der drei Tonfrequenzquellen optimal einzustellen. Es ist zu berücksichtigen, daß die Entkopplungswiderstände mit jeweils 100 k $\Omega$  (Spannungsteilung) die am Dynamikkompressor eingespeisten Signalpegel auf ein Zehntel, also um 20 dB herabsetzen. Mit dem Summenregler  $P_1$  im Bild 5 wird der Gesamtpegel eingestellt. Das NF-Signal gelangt von dort zum hochohmigen MOS-Feldeffekttransistor  $T_2$ . Die beiden darauffolgenden galvanisch gekoppelten Transistorstufen  $T_3$ ,  $T_4$ .

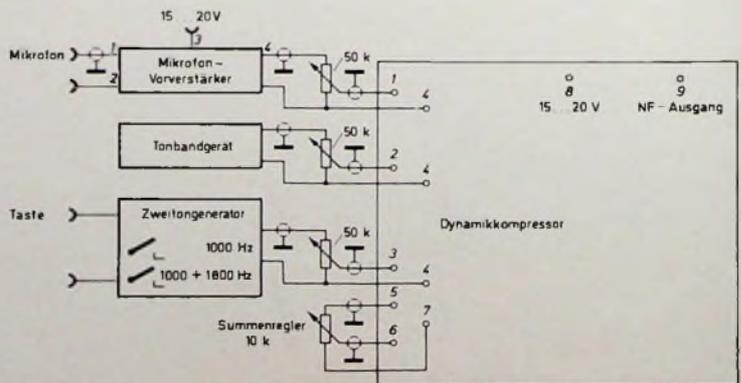


Bild 4. Blockschaltbild des Mikrofon-Vorverstärkers und des Dynamikkompessors

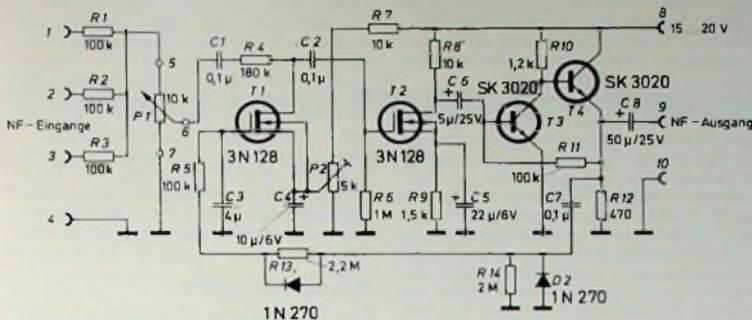


Bild 5 Schaltung des Dynamikkompessors

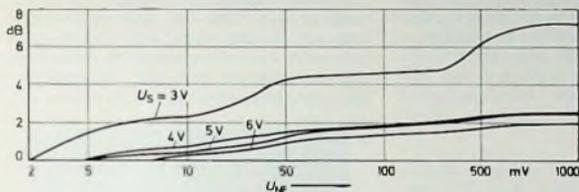


Bild 6 Regelkennlinien des Dynamikkompessors bei NF-Eingangsspannungen 5 · 1000 mV in Abhängigkeit von der Source-Spannung

von denen die letzte in Kollektorschaltung arbeitet, heben den Pegel auf die konstant gehaltene Ausgangsspannung. Der Ausgang ist niederohmig. Gewissermaßen das Herz des Dynamikkompessors ist der am Eingang liegende MOS-Feldeffekttransistor T1, der zur automatischen Verstärkungsregelung als veränderbarer Widerstand arbeitet und von der Regelspannung am Gate gesteuert wird. Der Arbeitspunkt des Regeltransistors T1 läßt sich durch Verändern der Sourcespannung mit dem Potentiometer P2 einstellen. Hat die Gatelektrode Massepotential, dann beträgt der effektive Widerstand zwischen Drain und Source mehrere Megohm. Zur Gewinnung der Regelspannung entnimmt man vom Ausgang des Dynamikkompessors am Emitter von T4 über einen Kondensator die NF-Spannung und richtet sie mit der

Diode D2 gleich. Die so gewonnene Gleichspannung gelangt über R13 mit der parallel geschalteten Diode und über R5 zum Gate von T1. Die positive Regelspannung verkleinert je nach ihrer Größe den wirksamen Widerstand zwischen Drain und Source und setzt infolge der Spannungsteilung über R4 die Eingangsspannung für T2 herab. Die dem Widerstand R13 parallel geschaltete Diode bewirkt, daß die Regelspannung C3 ohne Verzögerung auflädt und daher sofort an das Gate von T1 gelangt. Damit ist sichergestellt, daß die Regelung beim Eintreffen eines großen Mikrofonsignals unverzüglich anspricht. Die Entladezeit von C3 ist entsprechend langsam, weil durch die Polung der Diode der Entladestrom über den Widerstand R13 abfließen muß. Durch diese Schaltung werden eine sehr schnelle Ansprechzeit und eine re-

lativ langsame Abklingzeit der Regelung erreicht. Bei plötzlich lautstarker Mikrofonbesprechung tritt daher keine Senderübersteuerung auf, und das Hochregeln der Verstärkung in Wortpausen zum Atemholen, bei dem dann die Raumgeräusche stärker in den Vordergrund treten würden, ist vermieden. Durch Verkleinern von C3 und R13 läßt sich die Abklingzeit verkürzen, wenn beispielsweise eine silbenmäßige Dynamikkompression gewünscht wird. Größere Werte verlängern die Abklingzeit.

Die Regelcharakteristik des Dynamikkompessors bei verschiedenen Sourcespannungen von T1 ist aus Bild6 zu ersehen. Eine Spannung von +4 bis +5 V erweist sich danach als am günstigsten. Der Regelumfang beträgt 46 dB. Eingangsspannungen zwischen 5 mV und 1000 mV werden auf eine Ausgangsspannung von etwa 1 V<sub>eff</sub> (+2 dB) ausgeregelt. Der Dynamikkompessor hat bei ausgeschalteter Verstärkungsregelung eine Durchgangsverstärkung von rund 50 dB. Der Frequenzgang ist aus Bild 2 zu ersehen. Die Stromaufnahme beträgt 21 mA bei einer stabilisierten Speisespannung von +15 V. Wie das Oszillogramm zeigte, treten selbst bei einer Ansteuerung mit 1000 mV (größter Regelbereich) keine Verzerrungen des Ausgangssignals auf.

### 3. Aufbau und Betriebserfahrungen

Um den Nachbau zu erleichtern, wurden zwei gedruckte Schaltungen (Bilder 7 und 8) angefertigt. Die Lage der Bauelemente ist aus den Bestückungsplänen (Bilder 9 und 10) zu ersehen. Hier sind zur besseren Übersicht die gedruckten Verbindungsleitungen mit eingezeichnet. An den einzelnen Anschlußpunkten für Ein- und Ausgang, Potentiometer und Stromversorgung wurden Lötstifte (Stocko „RB 1,3/8/5 Ms vers.“) verwendet, an die man zu Prüf- und Meßzwecken auch Leitungen mit einem passenden Stecker (Stocko „KSH 100“) anschließen kann. Als Bauelemente wurden verwendet: Wider-

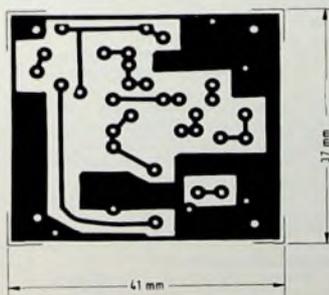


Bild 7. Gedruckte Schaltung des Mikrokran-Vorverstärkers (M 1:1)

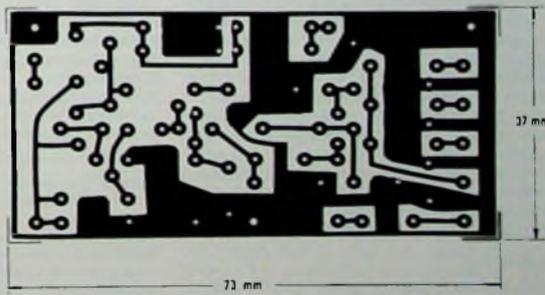


Bild 8. Gedruckte Schaltung des Dynamikkompessors (M 1:1)

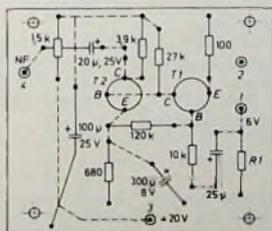


Bild 9. Bestückungsplan für die gedruckte Schaltung des Mikrokran-Vorverstärkers

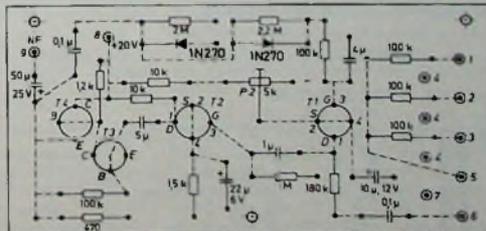


Bild 10. Bestückungsplan für die gedruckte Schaltung des Dynamikkompessors

○ Loch-ø 0,8 mm, ⊗ Loch-ø 1,2 mm, ⊙ Loch-ø 2,2 mm

○ Loch-ø 0,8 mm, ⊗ Loch-ø 1,2 mm, ⊙ Loch-ø 2,2 mm

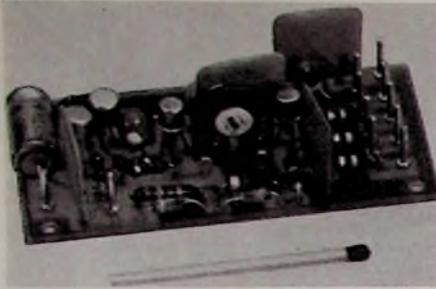


Bild 11. Dynamikkompressor

stände in 1/10-W-Ausführung und SEL-Tantalelektrolytkondensatoren in Tropfenform für die Kapazitätswerte bis 22  $\mu$ F. Für die 0,1- $\mu$ F-Kondensatoren ist eine kleine keramische Scheiben- oder Rechteckausführung für 30 V Nenngleichspannung geeignet. Im Dynamikkompressor ist für den Kondensator C3 eine verlustarme Ausführung zu verwenden, beispielsweise der Typ „MKT 27“ von SEL für 100 V Nenngleichspannung. Die Halbleiterbauelemente des Vorverstärkers und des Dynamikkompressors sind von RCA

Die Einstellregler für die Tonfrequenzquellen werden an der Frontplatte des Gerätes angeordnet. Die Bausteine sind so klein, daß sie sich meist noch im vorhandenen Gerät unterbringen lassen. Man kann aber die ganze NF-Einheit zusammen mit den Reglern in ein separates Flachgehäuse einbauen und über eine abgeschirmte Leitung mit

dem Sender oder der Übertragungsanlage verbinden. Für die Eingangsleitungen zum Vorverstärker und Dynamikkompressor ist ebenfalls abgeschirmtes Kabel zu verwenden.

Der Dynamikkompressor (Bild 11) hat sich im Funkbetrieb bei SSB- und FM-Sendern ausgezeichnet bewährt. Vor allem konnte bei SSB stets mit maximaler Senderaussteuerung gearbeitet werden, was einen wesentlichen Anstieg des Signals bei der Gegenstation und somit auch eine bessere Verständlichkeit erbrachte. Man braucht so während einer Funkverbindung nicht mehr „am Mikrofon zu kleben“, sondern kann es auch in angemessenem Abstand besprechen ohne Verschlechterung der Verständlichkeit. Bei Wortpausen zum Atemholen regelt der Kompressor nicht sofort auf, so daß die Hintergrundgeräusche dann nicht stärker hervortreten. Der Regeleinsatz läßt sich durch mehr oder weniger weites Zudrehen des Mikrofonreglers oder des Summenreglers selbst bestimmen.

**Schrifttum**

- [1] H a n c h e t t, G. D.: An audio control system for SSB. RCA Ham Tips 1968, Nr. 2
- [2] K o c h, E.: Das Tonbandgerät für die Amateurstation. DL-QTC Bd. 36 (1965) Nr. 3, S. 146-148
- [3] K o c h, E.: Der Kurzwellensender „HX 20“ für SSB- und CW-Betrieb. Funk-Techn. Bd. 19 (1964) Nr. 18, S. 667 bis 668
- [4] K o c h, E.: Der neue Überwachungsoszilloskop „HO 10“ für Amateursender. Funk-Techn. Bd. 18 (1963) Nr. 14, S. 510 bis 511, und Nr. 15, S. 540-542

**Stromversorgung**

**Einfacher Netzteil für Verstärker-Bausteine**

Für Verstärker mittlerer Ausgangsleistungen - etwa um 10 W - kommt durch die relativ hohen Betriebsspannungen und den entsprechend großen Leistungsverbrauch praktisch nur Netzbetrieb in Frage. Geregelte Netzteile ermöglichen zwar höhere Sinusleistung und bessere Klirrfaktorwerte, aber der Aufwand dafür ist wesentlich größer. In den meisten Fällen wird ein einfacher Netzteil, wie ihn die Schaltung nach Bild 1 zeigt, genügen. Es ist beispielsweise für den Betrieb der 12-W-Endstufe mit Klangregler- und Mikrofonvorverstärkerstufe geeignet. Diese Verstärkerbausteine wurden bereits früher beschrieben<sup>1)</sup>.

**Schaltung**

Der Netzteil ist primärseitig für 220 V Netzspannung ausgelegt und mit 0,16 A (flink) abgesichert. S1 ist der Netzschal-

ter. Der Netztransformator Tr1 liefert sekundärseitig 22 V Wechselspannung. Er ist auf geringsten Innenwiderstand ausgelegt. Die Gleichrichtung der Sekundärspannung übernimmt der Brückengleichrichter Gl1 (B 40 C 3200/2200). Zusammen mit den relativ großen Ladekondensatoren C1, C2 wird erreicht, daß auch beim angeschlossenen Verstärker eine über die Sinusleistung hinausgehende Aussteuerung möglich ist. Der Widerstand R1 (1,8 k $\Omega$ , 1 W) sorgt

<sup>1)</sup> HI-FI-NF-Vorverstärker mit Klangregelnetzwerk. Funk-Techn. Bd. 24 (1969) Nr. 16, S. 608

Transistor-Mikrofonvorverstärker mit hoch- und niederohmigem Eingang. Funk-Techn. Bd. 24 (1969) Nr. 19, S. 764

Endverstärker-Bausteine in HI-FI-Technik mit 12 W Sinusleistung. Funk-Techn. Bd. 25 (1970) Nr. 3, S. 95-96

dafür, daß die Betriebsspannung im Leerlauf nicht zu stark ansteigt. Etwaige vom Lichtnetz kommende Störspannungen werden von C4 (0,68  $\mu$ F) unterdrückt. Die Ausgangsspannung von 32 V, die für Endstufenspeisung gedacht ist, wird mit einer Sicherung (0,8 A flink) gegen Kurzschluß abgesichert. Über den Widerstand R2 entsteht bei 10 mA Belastung ein Spannungsabfall von ungefähr 10 V. Diese Spannung wird durch C3 gesiebt und kann für Verstärkervorstufen benutzt werden.

**Mechanischer Aufbau**

Die Montageplatte des Netzteils enthält außer Netztransformator Tr1, Sicherung S1 und Ein-Aus-Schalter S1 sämtliche Bauteile (Bilder 2 und 3). Sie wird in der Nähe des Netztransformators mit Blechwinkeln auf dem Chassis gehalten. Beim Zusammenbau mit Verstärkereinheiten soll der Netzteil wegen etwaiger Störungen nicht in der



Bild 2. Blick auf die Montageplatte

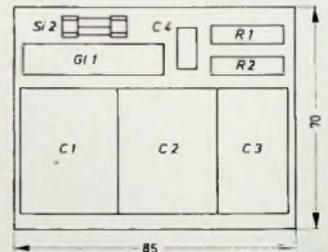


Bild 3. Einzelteilanordnung auf der Montageplatte

Nähe der Eingangsstufen aufgebaut werden. Ein-Aus-Schalter und Sicherung werden an der Frontseite beziehungsweise an der Buchsenleiste des Verstärkers befestigt.

W. W. Diefenbach

**Einzelteilliste**

Netztransformator „EV 206“ (Tr 1)	(Engel)
Netzschalter „0200 0101“ (S 1)	(Marquardt)
Sicherungshalter „15474“ (für S1)	(Wickmann)
Sicherungsclips „101003“	(Wickmann)
Gleichrichter B 40 C 3200/2200 (Gl 1)	(Siemens)
Elektrolytkondensatoren 35 V (C1 ... C3)	(Wima)
MKS-Kondensator, 63 V (C4)	(Wima)
Widerstände 1 W (R1, R2)	(Dralowid)
Sicherungen (S1, S2)	(Wickmann)

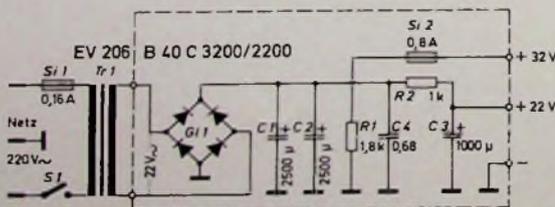


Bild 1. Schaltbild des Netzteils

# Spannungs-Frequenz-Umsetzer als Voltmeterzusatz für Frequenzzähler

Schluß aus FUNK-TECHNIK Bd 25 (1970) Nr. 3, S. 98

Zu diesen Linearitätsfehlern kommt noch ein Nullpunktfehler, der ebenfalls klein gehalten werden muß. Er hat hauptsächlich zwei Ursachen:

1. Infolge seiner Drift schaltet der Komparator bei unterschiedlichen Spannungsdifferenzen zwischen  $U_C$  und  $U_X$  um. Diese Drift muß im gesamten Arbeitstemperaturbereich also klein gegen  $U_X$  sein. Für einen kleinsten Meßbereich von 1 V für  $U_X$  erfüllen aber nahezu alle lieferbaren Komparatoren diese Forderung.

2. Der Kondensator muß immer zu Beginn einer Messung vollständig entladen sein ( $U_C = 0$ ). Das ist mit der im Bild 3 angegebenen Schaltung jedoch nicht zu erreichen, und zwar weil der Transistor T1 nicht bis zur Kollektorspannung Null leitend bleibt und weil in die Kollektorleitung noch ein Widerstand eingeführt werden muß, um bei Beginn der Entladung den Entladungsspitzenstrom auf einen für den Transistor zulässigen Maximalwert zu begrenzen. Die Entladung erfolgt also nicht momentan, sondern es wird dazu Zeit gebraucht (für die vollständige Entladung theoretisch eine unendlich lange Zeit).

Es würde aber auch genügen, wenn der Kondensator wenigstens immer auf die gleiche Restspannung entladen würde. Dann könnte man der Spannung  $U_X$  eine gleich große Kompensationsspannung hinzufügen ( $U_X$  nicht gegen Masse anlegen, sondern gegen eine um den Betrag dieser Restspannung positive Spannung gegen Masse). Aber auch das ist mit einfachen Mitteln nicht zu erreichen. Man hilft sich daher mit einem zweiten Komparator (Bild 4) und entlädt den Kondensator nicht auf Null (Masse-)Potential, sondern bis auf eine negative Spannung gegen Masse. Wenn bei der dann folgenden Ladung die Spannung  $U_C$  den Wert Null durchläuft, so spricht der Komparator 1 an und öffnet das Zählertor (die Messung beginnt also wirklich bei der Spannung 0 Volt am Kondensator). Beendet wird die Messung vom Komparator 2 bei  $U_C = U_X$ .

Auch bei diesem Wandler fälscht eine Brumm- oder sonstige Störspannung,

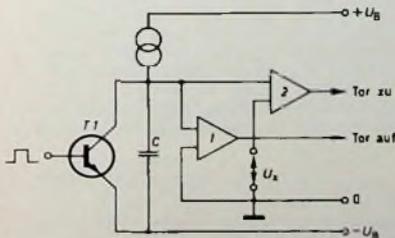


Bild 4. Spannungs-Zeit-Umsetzer mit stabilisiertem Nullpunkt (hiermit lassen sich auch negative Spannungen  $U_X$  messen, wobei sich nur die Funktionen der Torsteuerimpulse umkehren)

die der zu messenden Gleichspannung  $U_X$  überlagert ist, das Meßergebnis unter Umständen bis zur vollen Größe ihrer Spitzenspannung. Maßgebend für das Ende der Meßzeit und damit für das Meßergebnis ist ja die Schaltbedingung  $U_C = U_X$  für den Komparator 2. Wenn  $U_X$  aus einer Gleichspannung  $U_G$  und einer Störwechselfspannung mit der Amplitude  $U_0$  besteht, so hängt der gemessene Wert davon ab, zu welcher Zeit die Messung begonnen wird (Bild 5). Die Anzeige schwankt

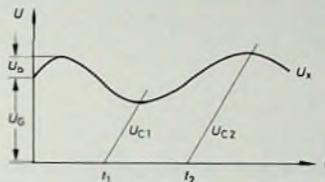


Bild 5. Meßfehler infolge einer überlagerten Wechselspannung beim Spannungs-Zeit-Umsetzer

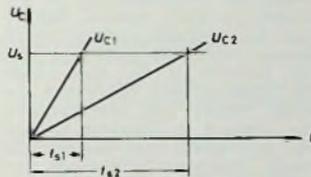


Bild 6. Arbeitsweise des integrierenden Spannungs-Frequenz-Umsetzers

also um  $U_C \pm U_0$ , und dieser Fehler ist nur durch eine sehr gute Siebung der Meßspannung  $U_X$  zu beseitigen. Die Schwierigkeiten des Prinzips liegen also nicht darin, daß es nicht gelänge, damit eine Gleichspannung hinreichend genau bei entsprechendem Aufwand zu messen, sondern vielmehr darin, daß in der Praxis fast nie eine ungestörte Gleichspannung vorliegt.

Bei einem Drehspulmeßgerät treten diese Schwierigkeiten nicht auf, weil es wegen der Masse seines bewegten Systems gar nicht in der Lage ist, den meistens mit Netzfrequenz oder Vielfachen davon auftretenden Störspannungen zu folgen. Es mißt also infolge seiner mechanischen Trägheit den arithmetischen Mittelwert der angelegten Spannung ebenso wie sich hinter der Siebkette wegen ihrer elektrischen Trägheit der gleiche Mittelwert einstellt. Beide Effekte beruhen auf der Integration des Meßwertes.

### 3. Spannungs-Frequenz-Umformer

Der Spannungs-Frequenz-Umformer integriert die Meßspannung. Er mißt also - in der hier interessierenden Bauform - wirklich den gesuchten Mittelwert, ohne daß man diesen erst über eine Siebanordnung bilden müßte.

Wie bereits angegeben, ist die Spannung  $U_C$  an einem Kondensator, der mit einem Strom  $i$  aufgeladen wird,

$$U_C = \frac{\int i \cdot dt}{C}$$

wobei  $\int i dt$  nichts weiter ist als die Ladung  $Q$ , die in ihn hineingebracht wurde. Damit ergibt sich

$$U_C = \frac{Q}{C}$$

Wenn man nun den Ladestrom  $i$  der Meßspannung  $U_X$  proportional macht ( $i_X = k \cdot U_X$ ), dann wird

$$U_C = \frac{k \cdot \int U_X dt}{C}$$

Das heißt aber, daß die Spannung am Kondensator entsprechend dem Integral der Meßspannung ansteigt, oder mit anderen Worten, daß die Anstiegsgeschwindigkeit der Kondensatorspan-

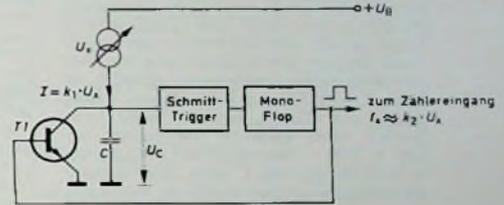


Bild 7. Prinzipschaltung eines Spannungs-Frequenz-Umsetzers

nung proportional  $U_X$  ist. An Hand von Bild 6 soll erklärt werden, was das bedeutet. Bei hohem  $U_X$  (und damit hohem Ladestrom) wird eine bestimmte Spannung  $U_C$  am Kondensator nach der Zeit  $t_{s1}$  erreicht, bei niedrigerem Ladestrom erst nach Ablauf der Zeit  $t_{s2}$ .

Daher ist die Zeit bis zum Erreichen einer bestimmten Spannung am Kondensator umgekehrt proportional der Meßspannung. Da der Reziprokwert der Zeit aber die Frequenz ist, steht hier also schon ein Spannungs-Frequenz-Umsetzer zur Verfügung. Sorgt man jetzt noch dafür, daß der Kondensator jeweils bei Erreichen der Spannung  $U_X$  entladen wird, so erhält man eine sägezahnförmige Impulsspannung, deren Frequenz dem Mittelwert der gesuchten Gleichspannung proportional ist. Bei geeignetem Maßstabsfaktor zeigt ein Frequenzzähler dann die Spannung  $U_X$  digital an.

Bild 7 zeigt die Prinzipschaltung für dieses Verfahren, die der Schaltung des Spannungs-Zeit-Umsetzers nach Bild 3 ähnelt. Dort wurde  $C$  mit konstantem Strom auf  $U_X$  aufgeladen; hier wird  $C$  mit  $U_X$  auf eine konstante Spannung aufgeladen. Der Schmitt-Trigger ist dabei auf eine Ansprech-

schwelle  $U_s$  eingestellt. Jedesmal beim Erreichen der Kondensatorspannung  $U_C = U_s$  spricht er an und löst den Mono-Flop aus. Dieser gibt einen Impuls konstanter Länge ab, der sowohl dem Zähler als Frequenz-Zählimpuls zugeführt wird als auch den Transistor T1 durchschaltet und damit C entlädt. Am Ende dieses Impulses ist T1 wieder gesperrt und C entladen, so daß ein neuer Ladevorgang beginnen kann. Dieser wird wieder um so schneller beendet sein, je höher der Ladestrom I (und damit je höher  $U_x$ ) ist.

Wie gezeigt wurde, ist die gewonnene Frequenz  $f_x$  dem arithmetischen Mittelwert der Spannung  $U_x$  proportional. Der Fehler durch Brumm- oder Störspannungen wird um so kleiner, je länger die Meßzeit im Vergleich zur Periodendauer der Störspannung ist.

Um mit dieser Anordnung eine ausreichende Genauigkeit zu erreichen, gelten hier zunächst die gleichen Überlegungen, wie beim Spannungs-Zeit-Umsetzer:

1. Niedrige Fehlströme (niedrig im Vergleich zu I). Dazu muß hier allerdings beachtet werden, daß I bei kleinen Meßwerten  $U_x$  auch sehr klein wird. An den Isolationswert des Kondensators, den Sperrstrom von T1 und den Eingangsstrom des Triggers werden hier höhere Anforderungen gestellt.

2. Qualitativ ausreichende Stromquelle. Das heißt in diesem Falle, daß der lineare Zusammenhang zwischen dem gelieferten Strom I und der Meßspannung  $U_x$  innerhalb der gewünschten Genauigkeit gewährleistet sein muß. Auch an die Stromquelle werden hier also höhere Anforderungen gestellt, da diese Linearität im Bereich von praktisch  $I = 0$  (für  $U_x = 0$ , das heißt Forderung nach stabilem Nullpunkt) bis hin zum Maximalwert  $U_x + U_b$  (s. Bild 5) gefordert wird. Die Mittelwertbildung erfolgt natürlich nur dann exakt, wenn der Strom I auch exakt der Spannung  $U_x$  einschließlich der überlagerten Störspannung folgt.

Hier kommt aber noch ein weiterer Fehler in Form der Entladezeit hinzu, der beim Spannungs-Zeit-Umsetzer nicht auftrat, da dort nur während der Ladezeit gemessen wird. Beim Spannungs-Frequenz-Umsetzer mißt man dagegen über viele Perioden (Laden-Entladen), so daß die Entladezeit in die

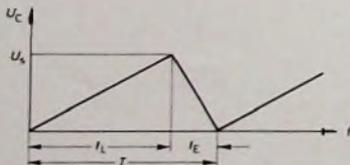


Bild 8. Ausgangsspannung der Schaltung nach Bild 7

Messung einget. Die Periodendauer T (deren Kehrwert als Frequenz schließlich mit dem Zähler gemessen wird), setzt sich zusammen aus der Ladezeit  $t_L$  und der Entladezeit  $t_E$  (Bild 8).  $t_L$  ist dem Meßwert  $U_x$  umgekehrt proportional,  $t_E$  aber konstant (gleich der Impulsdauer des Mono-Flop) und vom Meßwert unabhängig.  $T_E$  geht also additiv als Fehler in das Meßergebnis ein.

Es gilt also

$$T = t_L + t_E$$

$$f_x = \frac{1}{T} = \frac{1}{t_L + t_E}$$

Wenn man den Ladestrom, der ja proportional  $U_x$  sein soll, mit  $I_x$  bezeichnet, wird

$$U_C = \frac{I_x \cdot t}{C}$$

Die Ladezeit ergibt sich, wenn die Kondensatorspannung  $U_C$  gleich der Schaltspannung  $U_s$  des Triggers ist

$$U_s = \frac{I_x \cdot t_L}{C}$$

$$t_L = \frac{U_s \cdot C}{I_x}$$

Setzt man diese Gleichung für  $t_L$  in die Gleichung für  $f_x$  ein, so erhält man

$$f_x = \frac{1}{\frac{U_s \cdot C}{I_x} + t_E}$$

$$= I_x \cdot \frac{1}{U_s \cdot C + t_E \cdot I_x}$$

Daraus geht hervor, daß  $f_x$  nur dann proportional  $I_x$  (und damit  $U_x$ ) ist, wenn der Anteil  $t_E \cdot I_x$  verschwindet oder vernachlässigbar klein wird. Man kann aber die Entladezeit  $t_E$  in der Praxis nicht so klein machen, daß sie auch bei den höchsten vorkommenden Frequenzen noch vernachlässigbar gegen die Ladezeit  $t_L$  ist. Das würde nämlich bedeuten, daß bei einem zugelassenen Fehler von zum Beispiel  $1/100$  der mittlere Entladestrom 1000mal so groß sein müßte wie der höchste Ladestrom, damit die Entladezeit nur  $1/100$  der kleinsten Ladezeit beträgt.

Damit bleiben zwei weitere Möglichkeiten, diesen Fehler zu vermeiden. Wenn man den Kondensator auch mit einem Strom entlädt, der der Meßspannung  $U_x$  proportional ist, erhält man eine Sägezahnspannung, deren Frequenz der Meßspannung proportional ist. Das führt aber zu einer recht umständlichen Schaltung (zwei gegensinnig gesteuerte Stromquellen). Die einfachere und deshalb hier gewählte Lösung geht direkt aus der Formel für  $f_x$  hervor. Wenn man im Nenner einen Anteil  $a \cdot I_x$  subtrahiert

$$f_x = I_x \cdot \frac{1}{U_s \cdot C + t_E \cdot I_x - a \cdot I_x}$$

und dabei  $a = t_E$  wählt, fällt das störende Glied  $t_E \cdot I_x$  fort.

Wie und wo eine solche Subtraktion innerhalb der Schaltung erfolgen kann, zeigt ebenfalls die Formel. Wenn die Schaltspannung  $U_s$  des Triggers um einen  $I_x$ -proportionalen Anteil vermindert wird, ergibt sich der gewünschte Effekt

$$f_x = I_x \cdot \frac{1}{(U_s - k \cdot I_x) \cdot C + t_E \cdot I_x}$$

$$= I_x \cdot \frac{1}{U_s \cdot C - k \cdot C \cdot I_x + t_E \cdot I_x}$$

Zur Kompensation des Fehlers durch die Entladezeit muß also lediglich

$k \cdot C = t_E$  gelten. Diese Bedingung braucht aber noch nicht einmal genau eingehalten zu werden. Es genügt, wenn der Ausdruck  $t_E \cdot I_x$  durch diese Kompensation auf Werte unterhalb der zugelassenen Fehlergrenze vermindert wird.

Die Schaltung im Bild 7 scheint zunächst recht aufwendig und umständlich zu sein. Die Baugruppen Schmitt-Trigger und Mono-Flop sowie der Entladetransistor T1 lassen sich aber durch ein einziges Bauelement darstellen, und zwar durch einen Unijunctionstransistor. Ohne auf Details einzugehen, soll hier nur kurz in Erinnerung gebracht werden, was über dieses Halbleiterbauelement zu wissen notwendig ist, um die Schaltung zu verstehen. Im Bild 9 sind das Schaltzeichen des Uni-

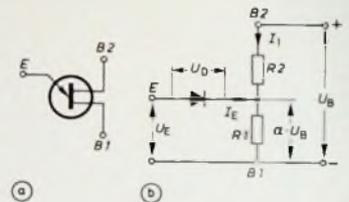


Bild 9. Schaltzeichen (a) und Ersatzschaltung (b) eines Unijunctiontransistors

junctiontransistors und eine Ersatzschaltung angegeben, an der sich das Verhalten des Elementes leicht erklären läßt (s. a. Heft 3/1970, S. 83-85).

Zunächst sei die Emitterspannung  $U_E = 0$ . Dann wird die Emitterdiode in Sperrrichtung betrieben, und der Emittersstrom  $I_E$  ist praktisch Null. Dabei fließt nur der sogenannte Interbasisstrom  $I_1$  (einige mA, da  $R_1 + R_2 = 5$  bis  $10 \text{ k}\Omega$ ) von der Basis B2 zur Basis B1 und erzeugt an R1 einen Spannungsabfall  $a \cdot U_B$ . Hier ist  $a$  das innere Spannungsteilverhältnis, das sich durch die Werte von R1 und R2 ergibt. Es liegt im allgemeinen zwischen 0,6 und 0,9.

Wenn die Spannung  $U_E$  um die Diodenschleusenspannung  $U_D$  positiver als die Spannung  $a \cdot U_B$  wird, beginnt Strom durch die Emitterdiode zu fließen. Infolge einer inneren Rückkopplung wird dann R1 durch diesen Strom sehr niederohmig, so daß ein hoher Strom über die Diode nach Masse fließt (bei manchen Typen sind einige Ampere zugelassen). Dadurch erhöht sich natürlich auch der Strom  $I_1$ , der ja von den Widerständen R1 und R2 abhängt. Da R2 aber praktisch konstant bleibt, bleibt auch  $I_1$  weiterhin in der Größenordnung mA. R1 bleibt solange niederohmig, bis der Strom  $I_E$  einen bestimmten Mindestwert (den sogenannten Talstrom) unterschreitet oder - was die gleiche Wirkung hat - bis  $U_E$  einen bestimmten Mindestwert unterschreitet. R1 wird dann schlagartig

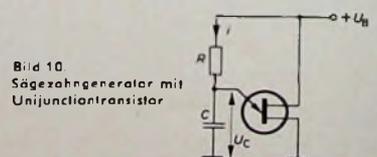


Bild 10. Sägezahngenerator mit Unijunctiontransistor

(innere Rückkopplung) wieder hochohmig, das heißt, die Emittierdiode wird schlagartig wieder gesperrt.

Mit einer Schaltung nach Bild 10 kann man daher einen Sägezahngenerator aufbauen. Der Kondensator  $C$  lädt sich über  $R$  auf. Während dieser Zeit ist die Emittierdiode gesperrt, und der gesamte Strom  $I$  fließt nur in den Kondensator. Wenn  $U_C = a \cdot U_B + U_D$  ist, wird der Emittier leitend, und der Kondensator entlädt sich sehr schnell über die jetzt niederohmige Emittierdiode nach Masse. Man hat nur dafür zu sorgen, daß über  $R$  ein Strom fließt, der niedriger ist als der Talstrom des Unijunctiontransistors. Wenn diese Voraussetzung gegeben ist, wird die Emittierdiode wieder gesperrt, sobald  $U_C$  auf den Wert der Diodenschleusenspannung (etwa 1 V) gesunken ist. Dann kann ein neuer Ladevorgang beginnen.

Die Frequenz dieses Sägezahngenerators läßt sich auf zwei Arten verändern: entweder durch den Ladestrom oder durch die Betriebsspannung. Im Bild 11b ist der Verlauf der Spannung

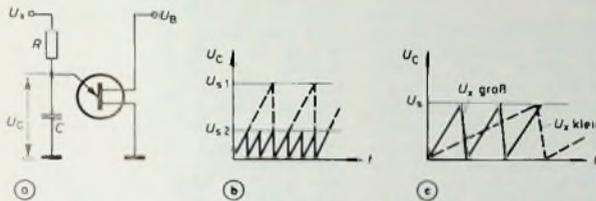


Bild 11. Frequenzsteuerung eines Sägezahngenerators: a) Schaltung, b) Frequenzsteuerung durch Veränderung von  $U_B$ , c) Frequenzsteuerung durch Veränderung von  $U_x$

$U_C$  für konstanten mittleren Ladestrom ( $U_x = \text{const}$ ) aufgetragen, wenn die Schaltschwelle  $U_s$  verändert wird. Da die Schaltschwelle des Unijunctiontransistors gleich  $a \cdot U_B + U_D$  ist, läßt sie sich durch Verändern der Betriebsspannung  $U_B$  nahezu beliebig verändern. In gleicher Weise ändert sich damit auch die Frequenz des Generators. Wird eine konstante Frequenz gewünscht, muß also  $U_B$  in gleichem Maße konstant gehalten werden. Bild 11c zeigt, wie sich die Frequenz bei konstanter Schaltschwelle mit dem Ladestrom ändert.

Aus den Bezeichnungen der Schaltung im Bild 11a läßt sich bereits ersehen, wie aus diesem einfachen Prinzip der Spannungs-Frequenz-Umsetzer entsteht. Über die Meßspannung  $U_x$  wird die Frequenz des Generators gesteuert und über die Betriebsspannung  $U_B$  diese Frequenz korrigiert (Kompensation des Fehlers, der durch die endliche Entladezeit entsteht). Da in der Schaltung nach Bild 11a der Ladestrom allerdings nicht konstant ist, sondern nach einer e-Funktion verläuft, muß man an Stelle von  $R$  eine Stromquelle einfügen, die sich durch  $U_x$  steuern läßt.

#### 4. Stromquelle

Eine Stromquelle soll unabhängig von der anliegenden Spannung einen bestimmten Strom liefern; sie sollte also einen möglichst großen Innenwiderstand haben. Diese Eigenschaft hat eine Schaltung nach Bild 12. Der Strom  $I_C$  stellt sich hier stets so ein, daß die Emitterspannung gleich der um die

Schleusenspannung  $U_D$  verminderten Basisspannung ist. Das ist leicht einzusehen: Wenn  $U_x$  positiver wird, ergibt sich eine höhere Basis-Emitterspannung; der Transistor wird also mehr durchgesteuert,  $I_C$  steigt daher an, aber nur, bis die Emitterspannung (durch  $R \cdot I_C$ ) der Basisspannung so weit gefolgt ist, daß die zusätzliche Steuerspannung fast wieder verschwindet. Der Strom  $I_C$  hängt also nicht von der Betriebsspannung  $U_B$  ab, solange diese nur hinreichend groß ist. Da der Kollektor in der Schaltung stets positiv gegen den Emittier sein muß, ergibt sich die Mindestspannung für  $U_B$  zu etwa  $R \cdot I_C + U_R$ , wobei  $U_R$  die Sättigungsspannung des Transistors ist.

Dies wäre also die ideale Stromquelle, mit der sich ein Strom  $I$  von einer Spannung  $U_x$  steuern läßt. Der Fehler der Anordnung liegt nur darin, daß der Spannungsabfall an  $R$  nicht allein vom Kollektorstrom  $I_C$  erzeugt wird, sondern außerdem noch vom Basisstrom  $I_B$ . Außerdem hängt die Spannung  $U_D$  vom Basisstrom ab. Diesen

stärkungsfaktoren der beiden Transistoren sind. Unter der Annahme, daß im Betriebspunkt beide Transistoren die Stromverstärkung 100 haben, ergibt sich für Bild 13 also eine Gesamtstromverstärkung von 10.000. Damit wird der oben erwähnte Fehler hinreichend klein.

#### 5. Schaltung des Spannungs-Frequenz-Umsetzers

##### 5.1. Grundschialtung

Es stehen jetzt alle Baugruppen zur Verfügung, um eine erste Versuchsschaltung des Spannungs-Frequenz-Umsetzers aufzubauen. Bild 14 zeigt diesen Aufbau, der trotz seiner Einfachheit bereits recht brauchbare Ergebnisse liefert.  $T_1$ ,  $T_2$  und  $R_2$  bilden eine Stromquelle nach Bild 13. Der Widerstand  $R_3$  (etwa 200 kOhm) ist erforderlich, um den Ladestrom linear bis nahe an den Wert Null steuern zu können. Er nimmt den Kollektorsperrstrom von  $T_1$  auf, so daß dieser nicht noch durch  $T_2$  verstärkt wird. Mit  $R_2$  wird die Eichung durchgeführt, denn allein

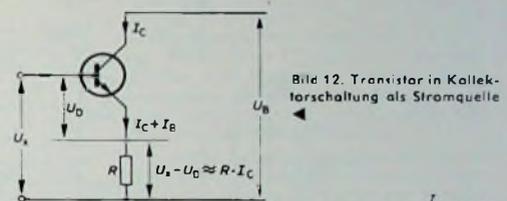


Bild 12. Transistor in Kollektorschaltung als Stromquelle

Bild 13. Transistor mit hoher Stromverstärkung, der aus zwei komplementären Einzeltransistoren besteht

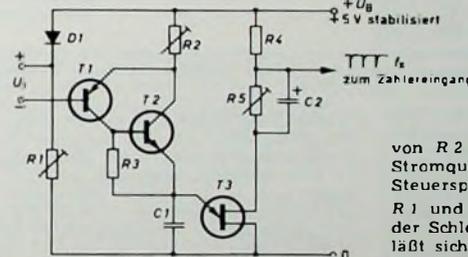
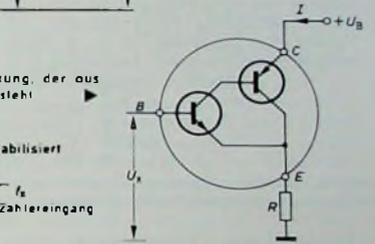


Bild 14. Einlicher Spannungs-Frequenz-Umsetzer

Fehler kann man aber vernachlässigbar klein halten, wenn nur  $I_B$  vernachlässigbar klein gegen den Kollektorstrom  $I_C$  bleibt. Das Verhältnis  $I_C/I_B$  stellt aber die Transistorstromverstärkung dar. Wenn sie groß ist, wird der Fehler der Stromquelle also klein.

Nun gibt es bereits recht preisgünstige Transistoren mit Stromverstärkungen von 600 und mehr. Wichtig ist aber, daß dieser Wert auch noch für sehr niedrige Kollektorströme gilt, denn der Strom  $I_C$  soll ja bis zum Wert Null linear mit  $U_x$  durchgesteuert werden. Da bei den meisten Transistoren die Stromverstärkung bei sehr niedrigen Kollektorströmen abfällt, wird die Schaltung nach Bild 13 verwendet, die aus einem PNP- und einem NPN-Transistor besteht und sich wie ein einziger NPN-Transistor mit der Stromverstärkung  $a_1 \cdot a_2$  verhält, wenn  $a_1$  und  $a_2$  die Stromver-



von  $R_2$  hängt der Strom ab, den die Stromquelle bei einer bestimmten Steuerspannung  $U_x$  liefert.

$R_1$  und  $D_1$  dienen zur Kompensation der Schleusenspannung von  $T_1$ . Mit  $R_1$  läßt sich also der Nullpunkt einstellen. Bei kurzgeschlossenem Eingang ( $U_x = 0$ ) wird der Ladestrom auf Null eingestellt, das heißt auf Zähleranzeige 0000 ( $f_x = 0$ ). Dann legt man die maximal vorgesehene Spannung  $U_x$  an den Eingang und stellt mit  $R_2$  den Ladestrom und damit die Frequenz so ein, daß sich die richtige Anzeige für diesen Spannungswert ergibt.

$C_1$  ist der Meßkondensator, der abwechselnd von der Stromquelle geladen und vom Unijunctiontransistor  $T_3$  wieder entladen wird. Der höchste von der Stromquelle gelieferte Strom darf dabei den Talstrom von  $T_3$  (etwa 1 mA) nicht überschreiten, da  $T_3$  sonst nicht wieder sperren würde, also keine erneute Aufladung erfolgen könnte. An  $R_4$  entsteht während jeder Entladung ein negativ-gehender Impuls durch den dann sprunghaft erhöhten Interbasisstrom. Diese Impulse werden dem Zähler als Meßfrequenz  $f_x$  zugeführt.

$R_5$  kompensiert zusammen mit  $C_2$  den Fehler, den die Entladezeit hervorruft.

Wie gezeigt wurde, wird die Frequenz mit zunehmendem Ladestrom zu klein ( $t_p \cdot I_x$  im Nenner der Formel für  $f_x$ ). Man kann aber die Frequenz durch Herabsetzen der Betriebsspannung (und damit der Schaltspannung) des Unijunctiontransistors erhöhen, und das wird durch  $R_5$  und  $C_2$  erreicht.  $C_2$  lädt sich durch den Interbasistrom mit der angegebenen Polarität auf. Wenn sich beim Entladen von  $C_1$  dieser Strom kurzzeitig erhöht, vergrößert sich auch der Spannungsabfall an  $R_5$  und damit die Spannung an  $C_2$ . Während der Ladung von  $C_1$  ist  $T_3$  wieder hochohmig.  $C_2$  entlädt sich daher über  $R_5$ . Es hängt nun allein von der Zeitkonstante  $C_2 \cdot R_5$  ab, wie weit sich  $C_2$  bis zum nächsten Zählimpuls entladen hat. Je höher die Frequenz ist, um so höher ist auch die Spannung an  $C_2$  zur Zeit des nächsten Zählimpulses. Um den Betrag der Spannung an  $C_2$  wird aber die Betriebsspannung des Uni-

im Bereich von sehr niedrigen Kollektorströmen vermieden. Der Transistor  $T_1$  stellt eine Konstantstromquelle dar. Seine Basisspannung ist durch die Dioden  $D_1$  und  $D_2$  stabilisiert und der Kollektorstrom  $I_1$  daher konstant. Er wird durch den Emitterwiderstand zu 1 mA bestimmt.

Bei kurzgeschlossenem Eingang ( $U_x = 0$ ) bilden die Transistoren  $T_2$  und  $T_3$  zusammen ebenfalls eine Konstantstromquelle. Auch hier wird die Basisspannung durch zwei Dioden ( $D_4$ ,  $D_5$ ) stabilisiert. Der Strombestimmende Emitterwiderstand ist nicht einstellbar. Der Strom  $I_3$  dieser Quelle ist bei  $U_x = 0$  ebenfalls etwa 1 mA.

Mit dem Emitterwiderstand von  $T_1$  lassen sich die Ströme  $I_1$  und  $I_2$  der beiden Stromquellen auf genau den gleichen Wert einstellen. Dann fließt der gesamte von  $T_1$  gelieferte Strom  $I_1$  über  $T_2$  und  $T_3$  nach Masse, so daß

$U_x$  entspricht. Die Auflösung der gesamten Meßanordnung (Umsetzer und Zähler) ist damit 1 mV im kleinsten Meßbereich. Die Genauigkeit dieses Digitalvoltmeters hängt innerhalb der angegebenen Toleranz von 1‰ nur noch von der Genauigkeit und Konstanz der verwendeten Vorwiderstände ab, soweit der Umsetzer während der Messung nicht extremen Temperaturschwankungen unterworfen wird.

### 5.3. Eingangsschaltung

In der angegebenen Form (Bild 15) eignet sich das Gerät nur für Spannungsmessungen. Mit einem zusätzlichen Umschalter (zweite Schalterebene) lassen sich auch Strommessungen durchführen. Dabei muß man allerdings einen Spannungsabfall von 1 V in Kauf nehmen, weil auf einen kleinsten Vorwiderstand von 50 kOhm vor dem Eingang (Basis von  $T_2$ ) nicht verzichtet werden sollte. Dieser Vorwiderstand schützt nämlich

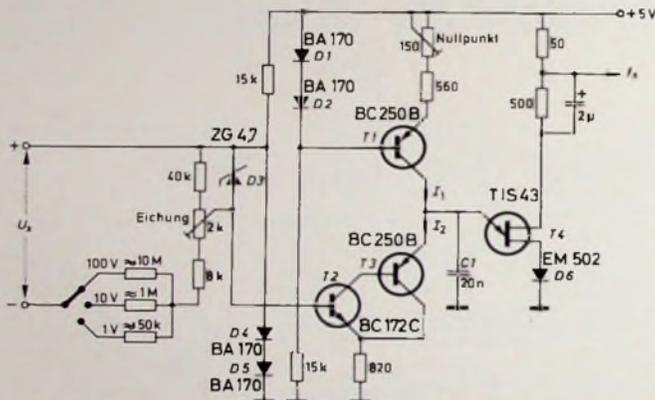


Bild 15. Verbesserte Schaltung des Spannungs-Frequenz-Umsetzers mit Unijunctiontransistor TIS 43 (Texas Instruments); die stabilisierte Betriebsspannung von 5 V wird dem nachfolgenden Zähler entnommen

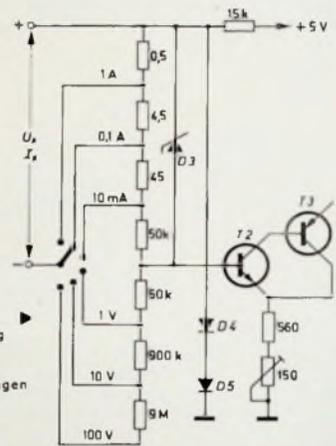


Bild 16. Eingangsschaltung zu Bild 15 für Strom- und Spannungsmessungen

junctiontransistors vermindert, das heißt seine Schaltschwelle entsprechend herabgesetzt. Mit  $R_5$  läßt sich die Zeitkonstante der Kompensationschaltung daher so einstellen, daß sie den Fehler infolge der Entladezeit gerade eliminiert.

Damit wäre nun eigentlich der Spannungs-Frequenz-Umsetzer fertig. Der Schaltung nach Bild 14 haftet allerdings ein Schönheitsfehler an: Sie ist bei sehr niedrigen Eingangsspannungen nicht mehr linear. Das hängt damit zusammen, daß man einen Transistor nicht linear vom Strom Null bis zu einem Strom von 1 mA durchsteuern kann. An sich wäre das nicht schlimm, denn man wird es ohnehin vermeiden, im unteren Zehntel eines Meßbereiches zu arbeiten, da dort die Genauigkeit der Messung zu gering ist (an Stelle der 3stelligen nur noch eine 2stellige Anzeige). Es ergeben sich aber Schwierigkeiten mit der Nullpunkt-Eichung, da dieser nicht mehr linear definiert ist. Um diese Schwierigkeiten zu umgehen, wurde die Grundschialtung nach Bild 14 geringfügig abgewandelt.

### 5.2. Ausgeführte Schaltung

Die endgültige Schaltung ist im Bild 15 dargestellt. Durch zwei Stromquellen wird hier ein Betrieb der Transistoren

der 20-nF-Kondensator  $C_1$  nicht geladen wird. Damit ist bei  $U_x = 0$  auch  $f_x = 0$ . Legt man nun an die Basis von  $T_2$  eine negative Spannung, so verringert sich  $I_2$ . Die dabei auftretende Stromdifferenz gegenüber  $I_1$  steht also als Ladestrom zur Verfügung, da  $I_1$  ja konstant bleibt.

Da die Spannung an  $C_1$  die Betriebsspannung der Stromquelle  $T_2$ ,  $T_3$  darstellt, darf sie einen bestimmten Wert nicht unterschreiten, weil diese Stromquelle sonst nicht mehr linear arbeitet. Die Entladung von  $C_1$  wird deshalb durch die in der  $B_1$ -Leitung des Unijunctiontransistors  $T_4$  liegende Diode  $D_6$  schon bei etwa 1,5 V beendet. In der  $B_2$ -Leitung liegen die Fehlerkompensation und der Widerstand, an dem sich die Meßimpulse abnehmen lassen, wie das im Zusammenhang mit Bild 14 bereits ausführlich besprochen wurde.

Die Linearität der Schaltung nach Bild 15 ist im gesamten Meßbereich von 0 bis 10 kHz besser als  $\pm 1\%$ . Bei einer Eingangsspannung von 400 mV direkt an der Basis von  $T_2$  ergibt sich eine Ausgangsfrequenz von 10 kHz. Da die Meßzeit 0,1 s beträgt, erscheint dabei also die Anzeige 1000 am Zähler. Die Vorwiderstände sind so abzugleichen, daß die Anzeige „1000“ dann 100 V, 10 V beziehungsweise 1 V Eingangsspannung

zusammen mit der Z-Diode  $D_3$  den Transistor  $T_2$  vor zufällig an den Eingang gelegten Überspannungen, weil er bis hinauf zu einigen hundert Volt Eingangsspannung den Strom in die Schaltung auf zulässige Werte begrenzt.

Eine Eingangsschaltung, die mit einem einzigen Umschalter Strom- und Spannungsmessungen erlaubt, dabei in jedem Falle einen Schutzwiderstand von  $\geq 50$  kOhm vor den Eingang legt und bei Strommessungen nur einen Spannungsabfall von 500 mV hat, ist im Bild 16 dargestellt. Die Widerstandswerte sind Nennwerte. Wenn man die mit dem Gerät zu erreichenden Genauigkeiten einigermaßen ausnutzen will, kommt man um einen genauen Widerstandsabgleich nicht herum. Ein Nachteil dieser Schaltung besteht lediglich darin, daß die Eichung jetzt mit einem Potentiometer in der Emitterleitung von  $T_2$  erfolgen muß und sich damit Nullpunkt- und Eicheinstellung gegenseitig beeinflussen.

Zu Widerstandsmessungen läßt sich das Gerät in der üblichen Weise dadurch verwenden, daß man einen konstanten, bekannten Strom (Konstantstromquelle mit einem Transistor genügt) durch das Meßobjekt schiebt und die an ihm abfallende Spannung mißt. Der Strom für diese Messung kann allerdings nicht

direkt dem Gerät entnommen werden, da die Meßeingangsklemmen (+ $U_x$  und - $U_x$ ) ein bestimmtes Potential gegen die Betriebsspannung führen.

Kapazitäten lassen sich messen, indem man sie bei einem festen Wert von  $U_x$  an Stelle von  $C_1$  anschließt. Die Periodendauer einer Sägezahnsschwingung ist dann ein direktes Maß für die Kapazität. Eventuelle Leckströme gehen dabei allerdings als Fehler in die Messung ein.

Es scheint aber grundsätzlich zweifelhaft, ob es sinnvoll ist, das an sich einfache Gerät durch allzu große hinein-konstruierte Universalität kompliziert und stör anfällig zu machen. Letztlich wird jede weitere Anwendungs- und Umschaltmöglichkeit Kompromisse erfordern, die der Genauigkeit und Handlichkeit nicht zuträglich sind.

Für eigene Experimente zur Verbesserung der Schaltung gibt es zahlreiche andere Möglichkeiten. Man bedenke, daß hier eine extrem preisgünstige Lösung angestrebt wurde. Wer etwas mehr investieren will, sollte sich zunächst einmal von der Gerätebetriebsspannung unabhängig machen. Das läßt sich dadurch erreichen, daß man eine zusätzliche Wicklung auf dem Sperrschwingertransformator des Zählers (oder - für reinen Netzbetrieb - auf dem Netztransformator) aufbringt und daraus eine separate stabilisierte Spannung für den Umsetzer gewinnt. Man kann dann eine der Meß-Eingangsbuchsen an Masse legen, wodurch sich unter anderem die Widerstandsmessung erleichtert, weil die dafür erforderliche Spannung jetzt dem Zähler entnommen werden kann. Dann ist auch eine Inte-

grationsschaltung mit Operationsverstärker (in Form einer integrierten Schaltung) möglich. Damit erreicht man höhere Eingangswiderstände und unter Umständen höhere Genauigkeiten. Diese Verstärker benötigen aber immer zwei Betriebsspannungen, und zwar eine gegen Masse positive und eine negative, die jedoch in der angedeuteten Weise zur Verfügung gestellt werden können.

Beim Entwurf der vorliegenden Schaltung (Bild 15) wurde auch davon ausgegangen, daß der Umsetzer an einem batteriebetriebenen Zähler arbeiten soll, der keinen Hochspannungsgenerator enthält, weil er nicht mit Glimmziffern-, sondern mit Glühlampen-Anzeige ausgestattet ist, so daß nur die eine Hauptbatterie als Speisespannungsquelle zur Verfügung steht. Der Einbau eines Gleichspannungswandlers nur zu dem Zweck, eine potentialfreie Spannung zu erhalten, ist wenig elegant und unwirtschaftlich, der Einbau einer zweiten Batterie aus betriebstechnischen Gründen nicht empfehlenswert. Es bleibt damit nur eine Speisung in der im Bild 15 angegebenen Weise übrig.

Es sei noch ausdrücklich darauf hingewiesen, daß eine Betriebsspannung von 5 V für diese Schaltung nicht unterschritten werden sollte, da sonst die Spannungen für die Stromquellen zu gering werden. Wenn man das Gerät ohnehin nur aus dem Netz betreiben will oder auf andere Weise eine von der Betriebsspannung des Zählers unabhängige Spannungsquelle vorsieht, sollte man diese besser höher wählen (etwa 8 V). In jedem Fall muß sie sehr stabil sein (s. Bild 11b).

trische beziehungsweise mechanische Verbindungen entfernt. Teilweise liefern die Hersteller Austauschaggregate.

Bei Fehlern, die ohne Zerlegen des Tastenaggregates zu beheben sind, empfiehlt es sich, entsprechende Ersatzteile zu bestellen und die Reparatur in der Werkstatt vorzunehmen. Zuvor sollte jedoch der Großhändler (Werksvertreter) befragt werden. Er weiß oft, ob es sich bei dem festgestellten Schaden um Serienfehler handelt und ob eventuell das komplette Aggregat auf Werkskosten ausgetauscht wird. Von Fall zu Fall sind Austauschaggregate auch vorrätig.

Schalter, besonders Kippschalter, haben die unterschiedlichsten Kipphebel. Die Lagerhaltung wird dadurch sehr erschwert. Außerdem sind die Befestigungsmuttern manchmal schwer zugänglich. Eine relativ einfache Lösung ist, nur das eigentliche Schalterteil mit den Kontakten zu ersetzen. Die Deckplatte mit Kipphebel bleibt dabei im Gerät. Man löst dazu die Befestigungsschrauben - sie halten das Schaltergehäuse an der Deckplatte - und montiert einen neuen Schalterteil. Der Schaltermechanismus muß dabei wieder richtig auf der Innenseite des Kipphebels eingreifen. Da manche Kippschalter drei und manche vier Schrauben haben, sollten von jeder Ausführung mehrere auf Lager sein. Schalter auf Drucktastebasis werden komplett ersetzt.

Die elektrischen Anschlüsse dürfen in keinem Falle verwechselt werden. Verschiedene Fernsehgeräte haben zusätzliche Kontakte zur Leuchtpunktunterdrückung. Eine Fehlschaltung würde diese Automatik außer Funktion setzen und die Bildröhre gefährden.

Bei neueren Aggregaten für die elektronische Senderabstimmung liegen eventuelle Fehler hauptsächlich in den Bandumschaltkontakten. Bei Konstruktionen mit Magnetumschaltern entstehen kurzzeitig Überschlagsstrecken, die die Kontakte verbrennen. Teilweise verbiegen sie sich auch. Die Hersteller halten auch hier verbesserte Ausführungen bereit.

Sollten beim Abstimmen einzelner Stationstasten Frequenzsprünge festgestellt werden, dann sind wahrscheinlich die Kontaktbahnen der Abstimmopotentiometer oxidiert. Hier helfen chemische Kontaktreinigungsmittel, die in Sprayform im Handel erhältlich sind. Bei beschädigten Kohlebahnen sollte man die Regler komplett austauschen. Besonders bei älteren Fernsehgeräten treten gelegentlich Schwierigkeiten an gleitenden Flächen der Drucktastenaggregate beziehungsweise an vorspringenden Zapfen, Zahnrädern und dergleichen auf. Hier sind vielfach die Schmiermittel verharzt oder durch Staub verhärtet. Nach Ausbau der Einheit muß eine gründliche Reinigung sämtlicher Reste alter Schmiermittel erfolgen. Dazu ist Waschbenzin, Spiritus oder Trichloräthylen (Tri) geeignet. Bei Verwendung von Tri muß man darauf achten, daß keine Kunststoffteile in der Nähe sind. Sie werden durch Tri unbrauchbar. Zum erneuten Schmieren werden nichtharzende und wärmebeständige Fette verwendet. Es sind auch Spezialöle mit Graphit im Handel.



### Zeilensynchronisation fehlerhaft

Bei einem Schwarz-Weiß-Fernsehempfänger fiel die Zeilensynchronisation aus. Auf dem Bildschirm waren noch zusätzlich Funkenstörungen zu erkennen. Zuerst wurde versucht, die Zeilenfrequenz auf ihren Sollwert zu justieren. Die richtige Frequenz ließ sich mit der Oszillatordspule ohne Schwierigkeiten nachstellen, die Synchronisation blieb aber aus. Der Austausch der Röhre PCH 200 (Amplitudensieb und Störaustattung) brachte keinen Erfolg. Messungen mit dem Oszillografen zeigten dann aber den Fehler: Die Zeilenvergleichsimpulse vom Zeilentransformator hatten weder die im Schaltbild angegebene Amplitude noch die gleiche Kurvenform.

Die beiden Anschlüsse des Zeilentransformators wurden nun vom Phasenvergleich abgehängt, um die Fehlerquelle schneller zu finden. Die Ursache war, wie sich herausstellte, der Zeilentransformator. An den Lötstellen konnte man erkennen, daß der Zeilentransformator schon einmal ausgetauscht wurde. Bei dieser Reparatur wurde ein Vergleichstransformator eingesetzt, der eine andere mechanische Halterung

hatte. Bei diesem Umbau wurde anscheinend nicht genau beachtet, daß der Zeilentransformator auch guten Masseanschluß am Chassis hatte; bei genauem Hinsehen fiel eine winzige Überschlagstrecke auf, die von der schlechten Masseverbindung herrührte.

Nachdem die Masseverbindungen des Zeilentransformators nachgelötet wurden, war die Zeilensynchronisation wieder einwandfrei. Auch die kleinen Störpunkte auf dem Bildschirm traten nicht mehr auf.

### Fehler an Drucktastenaggregaten und Schaltern

Nach mehrjährigem Betrieb treten nicht selten zuerst Abnutzungserscheinungen an der Mechanik eines Fernsehempfängers auf. Besonders gefährdet sind Drucktastenaggregate. Hier brechen Federringe, Zähne von Zahnrädern reißen aus oder Führungen haben zu viel Spiel. Die Wiederkehrgenauigkeit der Empfängerfeinabstimmung kann dadurch mangelhaft werden.

Unter Umständen sind einzelne Tasten nicht mehr benutzbar. Bei ausreichender Reserve können dann die noch funktionsfähigen Tasten mit Stationen belegt werden. Im anderen Falle sind die Aggregate auszubauen und an das Herstellerwerk einzusenden. Dabei werden die Tuner und weitere elek-

# Elektronischer Zähler

## Ergänzung

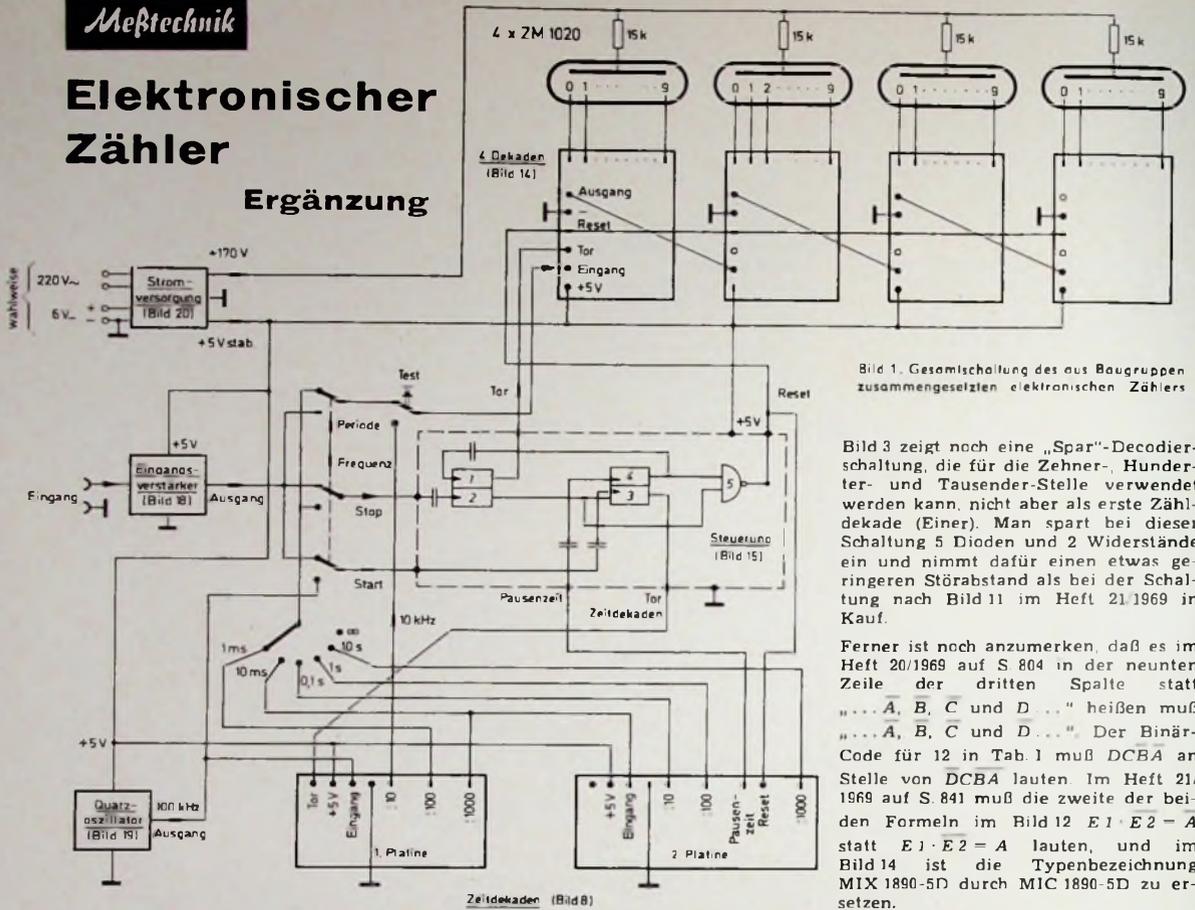


Bild 1. Gesamtschaltung des aus Baugruppen zusammengesetzten elektronischen Zählers

Bild 3 zeigt noch eine „Spar“-Decodierschaltung, die für die Zehner-, Hunderter- und Tausender-Stelle verwendet werden kann, nicht aber als erste Zähldekade (Einer). Man spart bei dieser Schaltung 5 Dioden und 2 Widerstände ein und nimmt dafür einen etwas geringeren Störabstand als bei der Schaltung nach Bild 11 im Heft 21/1969 in Kauf.

Ferner ist noch anzumerken, daß es im Heft 20/1969 auf S. 804 in der neunten Zeile der dritten Spalte statt „... A, B, C und D...“ heißen muß „... A, B, C und D...“. Der Binär-Code für 12 in Tab. 1 muß DCBA an Stelle von DCBA lauten. Im Heft 21/1969 auf S. 841 muß die zweite der beiden Formeln im Bild 12  $E_1 \cdot E_2 = A$  statt  $E_1 \cdot E_2 = A$  lauten, und im Bild 14 ist die Typenbezeichnung MIX 1890-5D durch MIC 1890-5D zu ersetzen.

Entsprechend der Anregung vieler Leser zeigt das Bild 1 die Gesamtschaltung des in den Heften 20 bis 22/1969 veröffentlichten elektronischen Zählers<sup>1)</sup>. Die einzelnen Baugruppen sind zusätzlich durch die Bildnummerierung des Originalbeitrags in den Heften 20 bis 22/1969 gekennzeichnet, so daß die richtige Zuordnung erleichtert ist. Die Masseverbindungen der Bausteine sind nicht eingezeichnet, um die Übersicht nicht zu erschweren. Diese Punkte sind untereinander und nur an der Eingangsbuchse des Verstärkers mit dem Gerätegehäuse zu verbinden. Die Steuerung ist hier der besseren Übersicht wegen mit den normalen Flip-Flop-Symbolen dargestellt, wobei aber die Nummern der Gatter, aus denen sie gebildet werden, eingetragen sind. Außerdem seien hier noch zwei Ergänzungen zu dem elektronischen Zähler angegeben. Bild 2 zeigt die Schaltung eines Vorverstärkers, der sich zum Anlasten hochohmiger Meßpunkte eignet und in ein rundes Aluminiumgehäuse (Tablettenröhrchen, 30 mm  $\phi$   $\times$  60 mm) eingebaut wurde. Der Eingangswiderstand ist  $> 10$  MOhm, die Verstärkung etwa 5 und die obere Grenzfrequenz rund 10 kHz.

<sup>1)</sup> Wilhelm, K.: Elektronischer Zähler. Funk-Techn. Bd. 24 (1969) Nr. 20, S. 802, 804, 806 u. 808, Nr. 21, S. 839-842, u. Nr. 22, S. 881-883.

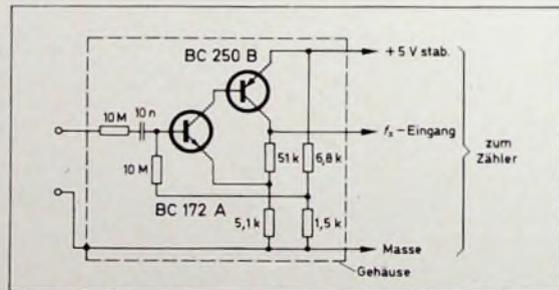


Bild 2. Vorverstärker für hochohmige Meßobjekte

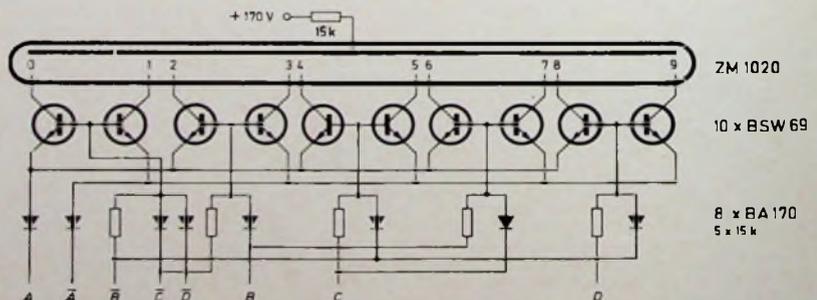


Bild 3. Decodierschaltung mit geringem Aufwand

# Grundlagen und Bausteine der Digitaltechnik

Fortsetzung von FUNK-TECHNIK Bd. 25 (1970) Nr. 3, S. 104

## 1.4 Das Rechnen mit Binärzahlen

Das Rechnen mit Binärzahlen ist uns nicht geläufig. Es ist aber sehr viel einfacher als das Rechnen mit den dekadischen Zahlen. An Hand von Beispielen wollen wir die verschiedenen Rechnungsarten für die beiden Zahlensysteme miteinander vergleichen.

### 1.4.1 Addition

Man kann mit Binärzahlen sehr schnell rechnen, wenn man einige wenige Rechenregeln beherrscht. Beim Addieren gelten folgende Regeln:

$$\begin{aligned}
 0 + 0 &= 0 \\
 0 + 1 &= 1 \\
 1 + 0 &= 1 \\
 0 + 10 &= 10 \\
 1 + 1 &= 10 \\
 10 + 0 &= 10 \\
 1 + 10 &= 11 \\
 10 + 1 &= 11 \\
 10 + 10 &= 100
 \end{aligned}$$

mit dekadischen Zahlen

$$\begin{array}{r}
 11 \\
 + 7 \\
 \hline
 18
 \end{array}$$

mit Binärzahlen

$$\begin{array}{r}
 1011 \\
 + 111 \\
 \hline
 10010
 \end{array}$$

Bei der Addition wird man, wie üblich, hinten anfangen. Unter Beachtung der Rechenregeln ergibt sich folgender Rechengang:

#### 1. Schritt

Die beiden letzten Werte addiert, ergeben nach der Rechenregel  $L + L = LO$ . Der Wert  $O$  wird daruntergeschrieben und der Wert  $L$  auf die zweitletzte Stelle übertragen.

$$\begin{array}{r}
 1011 \mid L \\
 + 111 \mid L \\
 \hline
 \text{Übertrag } L \mid L \\
 \hline
 \phantom{\text{Übertrag}} \phantom{L} \mid O
 \end{array}$$

#### 2. Schritt

Nach der Rechenregel ergibt sich  $L + L = LO$  und  $LO + L = LL$ . Daher wird  $L$  daruntergeschrieben und das zweite  $L$  übertragen.

$$\begin{array}{r}
 1011 \mid L \mid L \\
 + L \mid L \mid L \\
 \hline
 \text{Übertrag } L \mid L \mid L \\
 \hline
 \phantom{\text{Übertrag}} \phantom{L} \mid L \mid O
 \end{array}$$

#### 3. Schritt

Das übertragene  $L$  ergibt mit  $L$  den Wert  $LO$ . Der Wert  $O$  dazu addiert, ändert nach der Rechenregel  $LO + O = LO$  den Wert nicht. Also wird  $O$  daruntergeschrieben und  $L$  übertragen.

$$\begin{array}{r}
 1011 \mid L \mid L \mid L \\
 + L \mid L \mid L \\
 \hline
 \text{Übertrag } L \mid L \mid L \\
 \hline
 \phantom{\text{Übertrag}} \phantom{L} \mid O \mid LO
 \end{array}$$

#### 4. Schritt

Das übertragene  $L$  ergibt mit  $L$  den Wert  $LO$ . Der Wert  $O$  wird daruntergeschrieben und  $L$  wieder übertragen.

$$\begin{array}{r}
 1011 \mid L \mid L \mid L \mid L \\
 + L \mid L \mid L \mid L \\
 \hline
 \text{Übertrag } L \mid L \mid L \mid L \\
 \hline
 \phantom{\text{Übertrag}} \phantom{L} \mid L \mid O \mid LO
 \end{array}$$

Faßt man das Ergebnis zusammen, so erhält man den neuen 5stelligen Wert  $LOOLO$ .

Man kann hier eigentlich nichts falsch machen; das ganze vollzieht sich nach formalen Gesetzen. Die einfachen Einzelschritte, aus denen sich die Addition aufbaut, erfordern keine Denkleistung, sondern nur ein Abtasten. Stehen zwei  $L$  in einer Spalte, so muß ein Übertrag erfolgen. Das darf man aber auch einer Maschine zumuten, das heißt, es läßt sich eine Schaltung denken, mit der dies erreicht werden kann.

### 1.4.2 Subtraktion

Die Subtraktion können wir nach den Regeln der Addition ausführen, weil die einzelnen Rechenoperationen durch Addition gelöst werden, also

$$\text{Subtrahend} + \text{Differenz} = \text{Minuend.}$$

Die gesuchte Differenz ist auch im folgenden Beispiel jeweils unterstrichen.

Beispiel:

mit dekadischen Zahlen

$$\begin{array}{r}
 29 \\
 - 15 \\
 \hline
 14
 \end{array}$$

mit Binärzahlen

$$\begin{array}{r}
 11101 \\
 - 1111 \\
 \hline
 1110
 \end{array}$$

Unter Beachtung der binären Rechenregeln für die Addition und den Subtraktionsregeln ergibt sich folgender Rechengang:

#### 1. Schritt

Die beiden letzten Werte voneinander abgezogen, ergeben den Wert  $O$  (da  $L + O = L$ ). Dieser Wert wird daruntergeschrieben.

$$\begin{array}{r}
 1110 \mid L \\
 - 111 \mid L \\
 \hline
 \phantom{1110} \phantom{L} \mid O
 \end{array}$$

#### 2. Schritt

Der Wert  $L$  läßt sich von dem Wert  $O$  nicht abziehen, weil er größer ist. Man muß zuvor den Wert  $O$  um den Wert  $L$  auf  $LO$  erweitern. Jetzt kann subtrahiert werden:  $L + L = LO$ . Wir schreiben  $L$  darunter und müssen das  $L$ , um das wir den Wert  $LO$  erweitert haben, übertragen.

$$\begin{array}{r}
 1110 \mid L \mid L \\
 - 111 \mid L \mid L \\
 \hline
 \text{Übertrag } L \mid L \mid L \\
 \hline
 \phantom{\text{Übertrag}} \phantom{L} \mid L \mid O
 \end{array}$$

#### 3. Schritt

Der Übertrag  $L$  mit  $L$  addiert, ergibt nach der binären Rechenregel  $LO$ . Der Minuend  $L$  muß jetzt wieder um den Wert  $L$  auf den Wert  $LL$  erweitert werden. Damit wird  $LO + L = LL$ . Wir schreiben  $L$  darunter und müssen wiederum das  $L$ , um das wir den Wert  $LL$  erweitert haben, übertragen.

$$\begin{array}{r}
 1110 \mid L \mid L \mid L \\
 - 111 \mid L \mid L \\
 \hline
 \text{Übertrag } L \mid L \mid L \\
 \hline
 \phantom{\text{Übertrag}} \phantom{L} \mid L \mid LO
 \end{array}$$

#### 4. Schritt

Für den 4. Rechenschritt erkennt man, daß er genauso gerechnet wird wie der 3. Rechenschritt.

$$\begin{array}{r}
 1110 \mid L \mid L \mid L \mid L \\
 - 111 \mid L \mid L \\
 \hline
 \text{Übertrag } L \mid L \mid L \\
 \hline
 \phantom{\text{Übertrag}} \phantom{L} \mid L \mid LO
 \end{array}$$

**5. Schritt**

Der Übertrag vom vorhergehenden Rechenschritt ergibt  $L + O = L$ . Wir schreiben den Wert O darunter und haben damit den Rechengang abgeschlossen.

$$\begin{array}{r} \phantom{\text{Übertrag}} \phantom{L} \phantom{LLOL} \\ - \phantom{L} \phantom{LLOL} \\ \hline \text{Übertrag } L \phantom{LLOL} \\ \phantom{L} \phantom{LLOL} \\ \hline O \phantom{LLOL} \end{array}$$

**1.4.3. Multiplikation**

Die Multiplikation erfolgt ebenfalls nach gewissen einfachen Rechenregeln, die den Rechengang schematisieren. Es gelten folgende Regeln:

- $0 \times 0 = 0$
  - $0 \times L = 0$
  - $0 \times LO = 0$
  - $L \times 0 = 0$
  - $LO \times 0 = 0$
  - $L \times L = L$
  - $L \times LO = LO$
  - $LO \times L = LO$
  - $LO \times LO = LOO$
- Man erkennt, daß die Multiplikation einer Binärzahl mit 0 stets 0, die Multiplikation mit L stets wieder die Binärzahl selbst ergibt. Sind sowohl Multiplikand als auch Multiplikator mehrstellig, dann erfolgt die Multiplikation in Teilschritten.

Beispiel:

mit dekadischen Zahlen                      mit Binärzahlen  
 $3 \times 9 = 27$                                    $LL \times LOOL = LLOLL$

Unter Beachtung der binären Rechenregeln für die Multiplikation und die Addition ergibt sich folgender Rechengang:

**1. Schritt**

Dieser Rechengang erfolgt dadurch, daß der erste Wert des Multiplikators mit dem gesamten Multiplikanden multipliziert wird.

$$\begin{array}{r} L \phantom{L} \phantom{L} \times LOOL \\ \hline LOOL \end{array}$$

**2. Schritt**

Hier erfolgt der gleiche Rechengang wie beim 1. Schritt, jetzt aber mit dem zweiten Wert des Multiplikators.

$$\begin{array}{r} L \phantom{L} \phantom{L} \times LOOL \\ \hline LOOL \\ LOOL \end{array}$$

**3. Schritt**

Bei diesem Schritt werden die beiden Produkte nach den Regeln der Addition zusammengezählt.

$$\begin{array}{r} LL \times LOOL \\ \hline LOOL \\ LOOL \\ \hline LLOLL \end{array}$$

**1.4.4. Division**

Für das Dividieren gelten ebenfalls die gleichen Rechenregeln wie bei der Multiplikation.

Beispiel:

mit dekadischen Zahlen                      mit Binärzahlen  
 $30 : 5 = 6$                                    $LLLO : LOL = LLO$

Bei diesem Beispiel ergibt sich folgender Rechengang:

**1. Schritt**

Der Wert LOL ist im größeren Wert LLL L-mal enthalten (Multiplikationsregeln). LOL wird nun von dem Wert LLL subtrahiert (Subtraktionsregeln), und es verbleibt der Wert LO. Im folgenden ist der gesuchte Quotient jeweils unterstrichen.

$$\begin{array}{r} LLL \phantom{LO} : LOL = \underline{L} \\ \underline{LOL} \\ \hline LO \phantom{L} \end{array}$$

**2. Schritt**

Der Wert LO wird nun mit dem 4. Wert des Dividenden erweitert. Der neue Wert LOL durch LOL dividiert, ergibt

den Wert L, und die beiden Werte subtrahiert, ergeben den Wert O.

$$\begin{array}{r} LLLLO : LOL = \underline{LLO} \\ \underline{LOL} \\ \hline LOO \end{array}$$

**3. Schritt**

Nach der Rechenregel ergibt  $OOO : LOL = O$ . Wir sehen, die Rechnung geht auf.

$$\begin{array}{r} LLLLO : LOL = \underline{LLO} \\ \underline{LOL} \\ \hline LOO \\ \hline OOO \end{array}$$

Aufgaben, bei denen die Division nicht aufgeht, können auf n-fache Werte hinter dem Komma weitergerechnet werden. Diese Werte entsprechen der Reihe nach  $2^{-1}, 2^{-2}, 2^{-3}, 2^{-4} \dots$ . Der Rechengang ändert sich dadurch nicht.

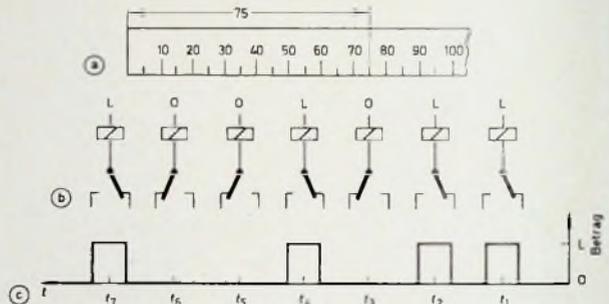


Bild 7. Darstellung der Zahl 75: a) dezimal als analoger Wert einer Länge, b) binär durch Relaiskombination, c) durch eine Impulsgruppe

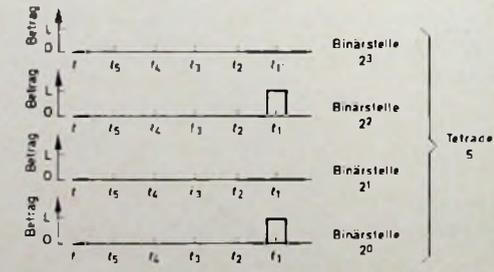
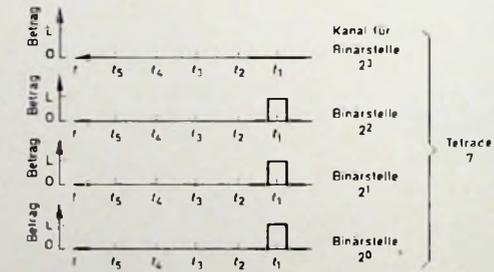


Bild 8. Parallelbetrieb

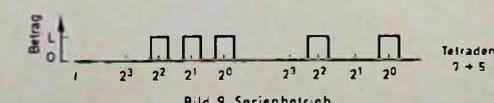


Bild 9. Serienbetrieb

#### 1.4.5. Parallel- und Serienbetrieb

Betrachten wir jetzt eine größere Zahl. Für die Zahl 75 zum Beispiel gilt

$$\begin{aligned} 75 &= 1 \times 2^6 + 0 \times 2^5 + 0 \times 2^4 + 1 \times 2^3 + 0 \times 2^2 + 1 \times 2^1 + \\ &\quad 1 \times 2^0 \\ &= 64 + 0 + 0 + 8 + 0 + 2 + 1 \end{aligned}$$

und als Binärzahl geschrieben L O O L O L L. Während das Dezimalsystem für die Darstellung der Zahl 75 zwei Stellen (Einer und Zehner) benötigt, sind im Binärsystem zwar sieben Stellen, aber nur zwei Werte (L und O) erforderlich. Bild 7a zeigt die Zahl 75 als analogen Betrag einer Länge, die mit Hilfe eines dezimal geeichteten Maßstabes ermittelt wurde. Dem sind die binäre Darstellung der Zahl durch eine Impulsgruppe (Bild 7c) und eine Relaiskombination (Bild 7b) gegenübergestellt. Den einzelnen Stellen der Binärzahl (auch als Code-Elemente oder Bits bezeichnet) ist jeweils ein Relais zugeordnet, von denen die erregt sind, die nach Maßgabe ihrer Zuordnung den Wert L zu übermitteln haben.

Für die Verarbeitung und Übertragung von Binärzahlen sind zwei Verfahren möglich. Werden die einzelnen Stellen der Binärzahl gleichzeitig und unabhängig voneinander in parallelen Kanälen übertragen und verarbeitet (Bild 8), so spricht man von einem Parallelbetrieb (Aufwand groß, Zeitbedarf klein). Dagegen ist der Serienbetrieb (Bild 9) eine Betriebsart, bei der die Stellen der Binärzahl einzeln und nacheinander auf einem Kanal übertragen und verarbeitet werden (Aufwand klein, Zeitbedarf groß).

Die Relais im Bild 7b bieten eine Parallelverarbeitung der einzelnen Stellen an. Werden sie trotzdem der Reihe nach abgefragt (zum Beispiel durch ein Schieberegister), so erhält man eine Serieldarstellung der Zahl 75, wie sie in der Impulsgruppe im Bild 7c zum Ausdruck kommt. Zum Zeitpunkt  $t_1$  wird das Relais der ersten Stelle ( $2^0$ ) abgefragt, zum Zeitpunkt  $t_2$  das der zweiten Stelle ( $2^1$ ) usw. Die Zeitabstände  $t_1 - t_2 - t_3 \dots$  werden durch eine Taktfrequenz vorgegeben, die dafür sorgt, daß alle Vorgänge streng synchronisiert im Rhythmus dieser Frequenz ablaufen. (Fortsetzung folgt)

## Ausbildung

### Lehrgänge der Technischen Akademie Esslingen

Im März 1970 finden unter anderem nachstehende Lehrgänge in der Technischen Akademie Esslingen statt:

- 4-6.3: Integrierte Halbleiterschaltungen und ihre Anwendungen in der Digital- und Verstärkertechnik,  
16-18.3: Digitaltechnik mit integrierten Schaltungen.  
Auskünfte und Anmeldung: Technische Akademie Esslingen e. V., Esslingen/Neckar, Rotenackerstr. 71, Postfach 748; Tel. (0711) 3 79 36.

### Antennenbau

Ein für Radio- und Fernsehtechniker, Elektroinstallateure sowie Elektro- und Fernmeldetechniker vom Landesgewerbeamt Baden-Württemberg in Stuttgart eingerichteter Lehrgang beginnt am 3. März 1970; Unterricht zweimal wöchentlich von 18 bis 21 Uhr, insgesamt rd. 12 Stunden; Gebühr: 25,- DM. Anmeldungen: Landesgewerbeamt Baden-Württemberg - Lehrgangssekretariat - 7 Stuttgart 1, Postfach 831; Telefon (0711) 20 11

### Berichtigungen

Zweifachschalter als Vorsatz zum Einstrahl-Oszillograf. Funk-Techn. Bd 25 (1970) Nr. 2, S. 61-62

Im Bild 2 sind im unteren Kanal bei den Transistoren T 5, T 6, T 7 und T 8 Emittter und Kollektor zu vertauschen; der herausweisende Emittterpfeil gehört also bei diesen Transistoren jeweils in den in der Zeichnung oberen Transistoranschluß, wie es auch schon aus der Identität beider Kanäle folgt.

Scheibenwischer-Intervall und Scheibenwischermotorbremse elektronisch gesteuert. Funk-Techn. Bd 25 (1970) Nr. 2, S. 68-69

Infolge einer bei einer notwendigen Korrektur falsch ausgewechselten Zelle ist der zweite Absatz der ersten Spalte auf S. 69 unverständlich. Die 7. bis 11. Zeile dieses Absatzes muß richtig lauten:

endgültige Zusammenbau kann leicht nach individuellen Wünschen und Gegebenheiten erfolgen, zum Beispiel durch Einbau in ein Plexiglasgehäuse nach den Bildern 3 und 4. Die Zentral-

Stereo-Wiedergabe mit einer Lautsprecherbox. Funk-Techn. Bd 25 (1970) Nr. 2, S. 52

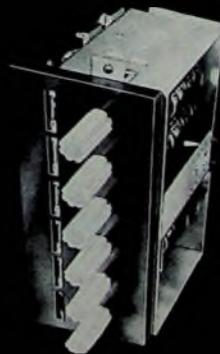
Die Bilder 3 und 4 sind zu vertauschen

# varicap- pfiffikuss

für unseren varicap-schalter 4142 pfiffikuss  
spricht eine ganze reihe von guten argumenten:

... er kann mit einem 1-2-3-4-poligen banoschalter ausgeführt werden, es stehen maximal 4 bandbereiche zur wahl;

... er zeichnet sich durch hohe wiederkehrgenauigkeit aus, die potentiometer können einzeln abgestimmt werden.



... er ist stabil und kompakt aufgebaut;

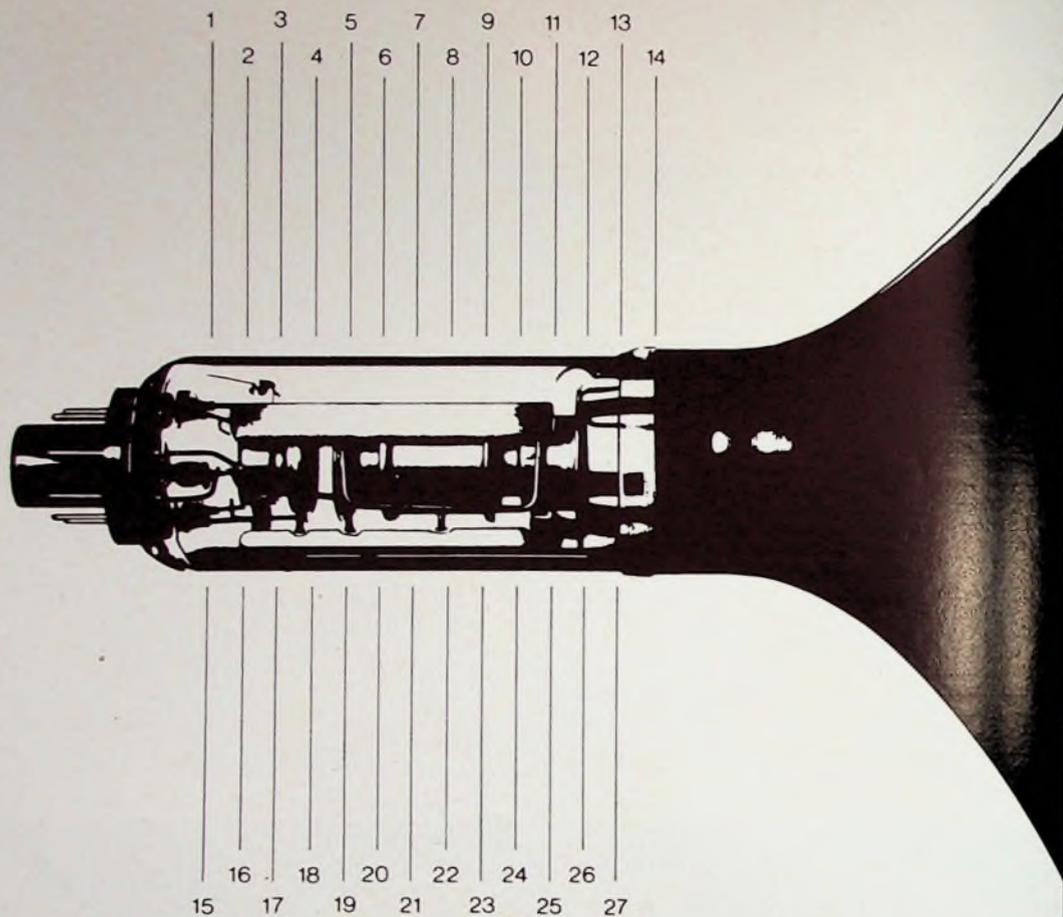
... er weist noch einen besonderen vorteil auf (für designer); seine tastatur und frontplatte kann jeweils farblich zu geräten abgestimmt werden;

informationen erhalten sie sofort unter dem kennwort: pfiffikuss.



schoeller & co. elektrotechnische fabrik

frankfurt am main-süd · mörfelder landstr. 115-119



## Eine prächtige Kanone hat die SEL-Bildröhre

Und ganz neu. Mit vielen interessanten Einzelheiten. Brillante Schärfe, hohe Lebensdauer, optimale Zuverlässigkeit.

Kathode und Elektronenoptik wurden bedeutend verbessert. Eine brillante Bildschärfe ist das Ergebnis. 27fach wird jedes Strahlerzeugungssystem vermessen und geprüft. Das gibt eine Qualität, die selbst Optimisten bisher nicht für möglich hielten. Dazu die neue SELBOND®-Technik. Insgesamt, wertvolle Verkaufsargumente für Sie. Und neue Kaufvorteile für Ihre Kunden.

Unsere Ingenieure sind gerne bereit, Ihnen nähere technische Einzelheiten zu geben.

Standard Elektrik Lorenz AG  
Geschäftsbereich Bauelemente  
Vertrieb Spezialröhren  
7300 Eßlingen, Fritz-Müller-Str. 112  
Telefon: \*(0711) 3 51 41, Telex: 07-23 594

**ITT Bauelemente — Bausteine der Zukunft**

BAUELEMENTE

**ITT**

# Entwicklungs- Ingenieure

# Labortechniker

# Konstrukteure

Blaupunkt ist in der Unterhaltungselektronik einer der führenden Hersteller. Der Erfolg unserer Erzeugnisse und die Dynamik des Unternehmens sind die besten Voraussetzungen für Ihre beruflichen Entwicklungsmöglichkeiten.

Um auch in Zukunft erfolgreich zu sein, bauen wir unsere **Entwicklungsbereiche** weiter aus. Deshalb suchen wir Entwicklungsingenieure, Labortechniker und Konstrukteure.

Zu den Aufgaben unserer neuen Mitarbeiter wird es gehören, in unserer Autoradio-, Rundfunkgeräte-, Phono- und Fernsehgeräte-Entwicklung, sowie in der Entwicklung für elektrische Prüf- und Meßgeräte Bauteile oder komplette Geräte bzw. Prüf- und Meßeinrichtungen neu zu entwickeln oder bestehende unter Verwendung modernster Techniken weiter zu entwickeln.

**Noch in diesem Jahr wird unser Entwicklungs- und Forschungsneubau bezogen.**

Bei der Wohnraumbeschaffung sind wir behilflich.

Bitte bewerben Sie sich mit handgeschriebenem Lebenslauf und Zeugnisabschriften. Zur ersten Kontaktaufnahme genügt auch ein kurzes Anschreiben, aus dem Ihr bisheriger beruflicher Werdegang ersichtlich ist.

BLAUPUNKT-WERKE GMBH  
Personalabteilung  
3200 Hildesheim  
Robert-Bosch-Straße 200  
Postfach 2950



**BLAUPUNKT**  
Mitglied der Bosch - Gruppe

Warum strebsame

# Nachrichtentechniker Radartechniker Fernsehtechniker Elektromechaniker

ihre Zukunft in der EDV sehen

Nicht nur, weil Sie Neues lernen oder mehr Geld verdienen wollen, sondern vor allem, weil Sie im Zentrum der stürmischen technischen Entwicklung leben und damit Sicherheit für sich und Ihre Familien erarbeiten können (sie können technisch nicht abgehängt werden!).

In allen Gebieten der Bundesrepublik warten die Mitarbeiter unseres Technischen Dienstes elektronische Datenverarbeitungsanlagen. An Hand ausführlicher Richtlinien, Schaltbilder und Darstellungen der Maschinenlogik werden vorbeugende Wartung und Beseitigung von Störungen vorgenommen.

Wir meinen, diese Aufgabe ist die konsequente Fortentwicklung des beruflichen Könnens für strebsame und lernfähige Techniker. Darüber hinaus ergeben sich viele berufliche Möglichkeiten und Aufstiegschancen.

Techniker aus den neben genannten Berufsgruppen, die selbständig arbeiten wollen, werden in unseren Schulungszentren ihr Wissen erweitern und in die neuen Aufgaben hineinwachsen. Durch weitere Kurse halten wir die Kenntnisse unserer EDV-Techniker auf dem neuesten Stand der technischen Entwicklung.

Wir wollen viele Jahre mit Ihnen zusammenarbeiten; Sie sollten deshalb nicht älter als 28 Jahre sein. Senden Sie bitte einen tabellarischen Lebenslauf an

Remington Rand GmbH Geschäftsbereich Univac  
6 Frankfurt (Main) 4, Neue Mainzer Straße 57  
Postfach 174 165

Remington Rand GmbH  
Geschäftsbereich UNIVAC  
6 Frankfurt am Main

# UNIVAC

Informationsverarbeitung

# MEINBURK



Die MEINBURK KG  
zählt zu den größten BOSCH-DIENSTEN  
Deutschlands.

Für unsere Abteilung

## Autofunk-Autotelefon

suchen wir versierte

## Funkmechaniker

und

## Radiomechaniker

Sichere Dauerstellung  
5-Tage-Woche, Altersversorgung, Kantine!  
Bei der Wohnraumbeschaffung sind wir behilflich  
Zimmer stehen zur Verfügung.

Vertragsgroßhändler

**MEINBURK** der Robert BOSCH GMBH

8000 München 45, IngoLstädter Straße 43  
Tel. (08 11) 35 50 81

Für die nachrichtentechnischen Laboratorien im Neubau der Staatlichen Ingenieurschule für Maschinenwesen Gelsenkirchen-Buer im Rahmen der zukünftigen Fachhochschule wird ein selbständiges Arbeiten bevorzugender

## Ingenieur (grad.)

der Nachrichtentechnik — möglichst mit Laborpraxis — als unterrichtstechnischer Mitarbeiter im Landesdienst ab sofort oder ab später gesucht.

Vergütung entsprechend der Qualifikation nach BAT mit den Sonderleistungen des öffentlichen Dienstes. Bei der Wohnraumbeschaffung ist der Dienstherr behilflich.

Bewerbungen mit handschriftlichem Lebenslauf und Zeugnisabschriften sind zu richten an die

Staatliche Ingenieurschule für Maschinenwesen  
466 Gelsenkirchen-Buer, Ressestraße 155

## Bastelbuch gratis!

für Funk-Radio-Elektronik-Bastler  
und alle, die es werden wollen  
Bauanleitungen, praktische Tips,  
Bezugsquellen

Technik-KG,  
28 Bremen 17, Abteilung B D 6



Prospekt  
FT 12 gratis

**Achtung! Ganz neu!**  
Kleinzangen-Ampere- und Voltmeter  
mit Voltmesser.

Md	Amp ~	Volt ~
A	5/25	150/300/600
R	10/50	150/300/600
C	30/160	150/300/600
D	60/300	160/300/600

nur 122,- DM + MW  
mit eingeb. Ohmmesser  
(300 Ω) 168,50 DM + MW  
Elektro-KG - Abt. B 75  
6 Ffm 50, A.E. Schlag 22

## Kaufgesuche

Röhren und Transistoren aller Art  
kleine und große Posten gegen Kasse  
Röhren-Müller, Keikheim/Ts., Parkstr. 20

Spezialröhren, Rundfunkröhren, Transistoren, Dioden usw., nur fabriktreue Ware, in Einzelstücken oder größeren Partien zu kaufen gesucht.

Hans Kaminsky  
8 München-Soiin  
Spindlerstraße 17

## Preiswerte Halbleiter 1. Wahl



AA 117	DM - 55
AC 187/188 K	DM 3,45
AC 192	DM 1,20
AD 133 III	DM 6,95
AD 148	DM 3,95
AF 239	DM 3,80
BA 170	DM - 60
BAY 17	DM - 75
BC 107	DM 1,20 10/DM 1,10
BC 108	DM 1,10 10/DM 1,-
BC 109	DM 1,20 10/DM 1,10
BC 170	DM 1,05 10/DM - 95
BF 224	DM 1,75 10/DM 1,65
BRV 39	DM 5,20 10/DM 4,80
ZG 2,7 ... ZG 33	je DM 2,20
1 N 4148	DM - 85 10/DM - 75
2 N 708	DM 2,10 10/DM 1,85
2 N 2219 A	DM 3,50 10/DM 3,30
2 N 3055	DM 7,25 10/DM 6,89

Alle Preise incl. MWSt.  
Kostenl. Bauteile-Liste anfordern  
NN-Versand  
M. LITZ, elektronische Bauteile  
7742 St. Georgen, Gartenstraße 4  
Postfach 55, Telefon (07724) 71 13

Sprachen lernen – kein Problem,

**VISAPHON** macht's angenehm.

Sprachkurse in allen Weltsprachen für Anfänger und Fortgeschrittene

- auf Schallplatten
- auf Compact-Cassetten
- auf Normaltonhändern und mit Büchern

Prospekte kostenlos von

**VISAPHON Bild-Wort-Ton-Methode GmbH**

71000 Freiburg, Postfach 1660/Abt. FT, Merzhauser Straße 110

Telefon: (07 61) 3 12 34

## Die günstige Einkaufsquelle für Büromaschinen

Trotz Mehrwertsteuer aus Lagerbeständen stets günstige Gelegenheiten, Sonderposten, fabrikneu und aus Rotoren Koffermaschinen, Saldiermaschinen, Rechenautomaten, Buchungsmaschinen. Versäumen Sie nie, auch unser Angebot einzuholen.

Fordern Sie Spezial-Katalog II/907

**NÖTHEL AG** Deutschlands großes Büromaschinenhaus

34 Göttingen · Markt 1 · Postfach 601  
Telefon 62008, Fernschreiber Nr. 096-893



## KROHA-Hi-Fi-Verstärker-Baustein-Programm

— ein Programm, das höchsten Ansprüchen genügt —

Endstufe ES 40 in alkalischer Brückenschaltung; Nennleistung: 40 Watt

Endstufe ES 40 in Zwei-Kanal-Ausführung; Nennleistung: 2 X 20 Watt

Technische Daten:  
Frequenzgang: 2 Hz ... 900 kHz  
 $\pm 1$  dB; Klirrfaktor: von 5 Hz bis 50 kHz bei 0,8facher Nennleistung, kleiner 0,1 %

Preis f. Fertigerät ES 40 DM 130,—  
für Bausatz ES 40 DM 98,—

Endstufe ES 100 in alkalischer Brückenschaltung; Nennleistung: 100 Watt

Endstufe ES 100 in Zwei-Kanal-Ausführung; Nennleistung: 2 X 50 Watt

Technische Daten:  
Frequenzgang: 3 Hz ... 300 kHz  
 $\pm 1$  dB; Klirrfaktor: von 6 Hz bis 40 kHz bei 0,8facher Nennleistung, kleiner 0,1 %

Preis f. Fertigerät ES 100 DM 160,—  
für Bausatz ES 100 DM 130,—

Stereo-Klangreglerstufe KRV 50  
Sie eignet sich hervorragend zum Aussteuern der Endstufen ES

Technische Daten:  
Klirrfaktor: bei  $U_a = 2$  V, von 10 Hz bis 50 kHz kleiner 0,1 %; Rauschspannungsabstand: 90 dB;  
Frequenzgang bei Mittelstellung der Tonregler: 10 Hz ... 100 kHz  $\pm 1$  dB;  
Regelbereich der Tonregler: 20 Hz + 16 dB — 14 dB, 20 kHz + 22 dB — 19 dB

Preis f. Fertigerät KRV 50 DM 48,—  
für Bausatz KRV 50 DM 36,—

Stereo-Entzerrerverstärker EV 51  
Verstärkt und entzerrt das Signal von Magnetonabnehmern auf den Pegel der Klangreglerstufe. Verarbeitet auch große Dynamikspitzen ohne Verzerrung durch 30fache Übersteuerungssicherheit.

Technische Daten:  
Frequenzgang: 20 Hz ... 20 kHz  
 $\pm 1$  dB; Klirrfaktor bei  $U_a = 0,2$  V von 20 Hz ... 20 kHz, kleiner 0,1 %;  
Rauschspannungsabstand: 70 dB;  
Entzerrung nach CCIR

Preis f. Fertigerät EV 51 DM 35,—  
für Bausatz EV 51 DM 27,—

Stereo-Mikrofonverstärker MV 50  
Eignet sich zum Anschluß an dyn. Mikrofone ohne Obertr. und ermöglicht lange Mi-Leitungen

Technische Daten:  
Frequenzgang: 10 Hz ... 100 kHz  
 $\pm 1$  dB; Klirrfaktor bei  $U_a = 0,2$  V von 10 Hz ... 50 kHz, kleiner 0,1 %;  
Rauschspannungsabstand: 65 dB

Preis f. Fertigerät MV 50 DM 33,—  
für Bausatz MV 50 DM 25,—

Ferner liefern wir neben einfachen Netzteilen auch elektronisch stab. und abgesicherte Netzteile.

Alle Geräte sind mit modernsten Si-Transistoren bestückt!

Wir senden Ihnen gern ausführliches Informationsmaterial.

**KROHA · elektronische Geräte · 731 Plochingen**

Telefon (0 71 53) 75 10

Schallplatten für die gute Laune

  
Deutsche Grammophon Gesellschaft

Für die Betreuung von Studio-Aufnahmegeräten über Spielapparaturen, Konfektionieranlagen sowie elektronischen und akustischen Prüfgeräten und für entsprechende Konstruktionsaufgaben suchen wir einen

## Meßingenieur Projektgenieur

oder versierten

## Meßtechniker

Praktische Erfahrung an Mischpulten, Magnettongeräten usw. sowie Kenntnisse in der Transistortechnik sind erwünscht, englische Schulsprachkenntnisse von Vorteil.

Ihre Bewerbung mit den üblichen Unterlagen richten Sie bitte an unsere Personalabteilung.

**DEUTSCHE GRAMMOPHON GESELLSCHAFT MBH**

Hannover, Podbielskistraße 164, Postfach 1409,

Tel.-Direktwahl 0511 / 69 68 273

10020

E.-Thälmann-Str 56



**Kleine  
Kunststückchen?**

Wir wurden nicht einer der Größten in Europa, weil wir vielleicht die schönsten Silizium-Planar-Halbleiter herstellen, sondern weil wir diese kleinen Kunstwerke besonders komplex und leistungsfähig bauen. Für Fernsehgeräte-Hersteller heißt das beispielsweise: 60% weniger Bauelemente, 50% mehr Sicherheit, 30% weniger Baukosten. Für Sie sind sicher ähnliche Zahlen parat. Wenn also Kunst von Können kommt, sind wir IS-Künstler. Wenn Kunstwerke einmalig sein müssen – eben nicht. Wir sind mehr für millionenfache Einmaligkeit. Karriere-Künstler schalten schnell. Führungsansprüche von morgen müssen schon heute angemeldet werden. – Mit SGS kein Kunststück!

SGS entwickelt nicht nur integrierte Schaltungen, sondern auch Einzel-Bauelemente, die den höchsten Anforderungen der Consumer-Technik entsprechen, z.B.

**BF 251: GEREGLER VIDEO-ZF-TRANSISTOR (1. ZF-STUFE)**  
 $\Delta V_p$  - 60 dB;  $V_{pe}$  - 33 dB typ (28 dB min.) bei  $I_C$  - 4 mA,  $U_{CE}$  - 10 V,  $f$  - 36 MHz;  $C_{re}$  - 0,2 pF.

**BF 271: TRANSISTOR FÜR NICHTGEREGELTE VIDEO-ZF-STUFEN**  
 $V_{popt}$  - 45 dB bei  $I_C$  - 10 mA,  $U_{CE}$  - 15 V,  $f$  - 36 MHz;  $C_{re}$  - 0,19 pF.

Sie möchten mit der SGS-Welt  
 ein Gespräch haben?  
 Bestellen Sie die Halbleiter-  
 Informationsquelle „Planar News“  
 – kostenlos und unverbindlich!



SGS Neuhäuser  
 Halbleiter-  
 Bauelemente GmbH  
 809 Weismarsburg (Frank)  
 Postfach 1288