



**ELEKTRONISCHES  
JAHRBUCH 1983**



Herausgeber: Obering. Karl-Heinz Schubert  
Y21XE

# Elektronisches Jahrbuch für den Funkamateurl 1983



Militärverlag  
der Deutschen Demokratischen Republik

ISSN 0424-8678

© Militärverlag der Deutschen Demokratischen Republik  
(VEB) – Berlin, 1982

Lizenz-Nr. 5 • LSV 3535

Lektor: Wolfgang Stammer

Illustrationen: Harri Förster, Hans-Joachim Purwin

Zeichnungen: Wilhelm Kaufmann

Fotos: Archive der Verfasser, Werkfotos, ADN-ZB, Militärbilddienst, RFT-Pressedienst,  
DEWAG Leipzig (Seidel), Dr. Börner, Wedig

Typografie: Ingeburg Zoschke

Printed in the German Democratic Republic

Gesamtherstellung: Offizin Andersen Nexö, Graphischer Großbetrieb, Leipzig III/18/38

Redaktionsschluß: 18. März 1982

Bestellnummer: 7463723

DDR 7,80 M

# Inhaltsverzeichnis

<i>Obering. Karl-Heinz Schubert – Y21XE</i> 1948 – Geburtsjahr der Mikroelektronik? .....	9
<i>Dipl.-Ing. Friedrich Schulze</i> Rundfunk und Fernsehen im Dienst der NATO .....	14
Leipziger Frühjahrmesse 1982 im Zeichen der Mikroelektronik .....	23
<i>Dipl.-Journ. Harry Radke</i> Sammler – und ein wenig Jäger .....	35

## Wissenswertes über moderne Technik

<i>Dipl.-Ing. Heinz Bergmann</i> Neues aus der Rundfunkempfänger-Schaltungstechnik .....	48
<i>Dipl.-Ing. Sieghard Scheffczyk</i> Mikroprozessoren in der Konsumgüterelektronik .....	71
<i>Dipl.-Ing. Heinz Bergmann</i> Stereofonie auf Mittelwelle? .....	77
<i>Dipl.-Ing. Heinz Bergmann</i> Neues von der Leiterplatte .....	82
Bezugsquellen für Elektronik-Bauelemente .....	94

## Neue Bauelemente der Elektronik

<i>Ing. Klaus K. Streng</i> Spannungsregler mit integrierten Schaltkreisen .....	95
<i>Ing. Klaus K. Streng</i> Neue Schaltkreise im RGW-Bereich .....	108
<i>Ing. Winfried Müller</i> Flüssigkristallanzeigebaulemente .....	117

<i>Dipl.-Phys. Detlef Lechner – Y2ITD</i>	
Anwendungen des Zeitschalters B 555 D .....	127

### **Moderne Technik für den Funkamateuer**

<i>Dipl.-Ing. Horst Hübl – Y24DN</i>	
Ein Bandumsetzer für das 15-m-Band .....	142
<i>Dipl.-Ing. Frank Gärtner</i>	
Wendeltopfkreise – Berechnung und Konstruktion .....	150
<i>Ing. Hans-Uwe Fortier – Y2300</i>	
Obertonoszillatoren in der Amateurfunktechnik .....	160
<i>Hanno Reimann</i>	
Millivoltmeter im Taschenformat .....	169
<i>Karl Rothammel – Y21BK</i>	
Mehrband-Drahttrichtantennen mit geringem Drehradius .....	172
<i>Obering. Karl-Heinz Schubert – Y21XE</i>	
Internationale Schaltungsrevue «Amateurfunk» .....	181

### **Bauanleitungen für den Elektroniker**

<i>Vitezslav Striz</i>	
NF-Leistungsverstärker mit dem MDA 2010/MDA 2020 von TESLA ,	191
<i>Dipl.-Ing. Michael Röhr</i>	
Aufnahme- und wiedergabeseitig arbeitendes Rauschminderungs- system .....	202
<i>Ing. Peter Godulla</i>	
Stereodekoderbaustein mit A 290 D und aktivem MPX-Filter .....	209
<i>Dipl.-Ing. Michael Milles</i>	
Ein Stereoseitenbandfilter .....	215
<i>Walter Koch</i>	
Einfache Quarzuhr mit Analoganzeige .....	219
<i>Dipl.-Ing. Joachim Uhlig</i>	
Digital ansteuerbarer Triacsteller nach dem Nullspannungsschalter- prinzip .....	227
<i>Dipl.-Ing. Frank Roscher</i>	
Hinweise zur Funk-Entstörung bei Phasenanschnittsteuerungen .....	234
<i>Ing. Dieter Müller</i>	
Thermistoren und ihre Anwendung .....	241

<i>Ing. Egon Klaffke – Y22FA</i>	
Elektrische Spiele zur Unterhaltung und zum Lernen .....	252
<i>Obering. Karl-Heinz Schubert – Y21XE</i>	
Schaltungsrevue für den Anfänger .....	260
Aus der Schaltungspraxis unserer Leser .....	269

### **Wissenswertes aus dem Nachrichtenwesen**

<i>Dipl.-Journ. Harry Radke</i>	
Eine Quad macht noch keinen Contestsommer .....	276
Huggy antwortet auf Leserfragen .....	284
MMM-Kaleidoskop: Exponate der Nationalen Volksarmee und der Grenztruppen der DDR.....	286
<i>Hans-Joachim Riegenring</i>	
Huggytronik – Die Spezialisten .....	294
Auflösung des Preisrätsels 1982 .....	296
Schlagwortverzeichnis für die Jahrbücher 1981, 1982 und 1983 .....	297

# 1983

	JANUAR	FEBRUAR	MÄRZ
M	3 10 17 24 31	7 14 21 28	7 14 21 28
D	4 11 18 25	1 8 15 22	1 8 15 22 29
M	5 12 19 26	2 9 16 23	2 9 16 23 30
D	6 13 20 27	3 10 27 24	3 10 17 24 31
F	7 14 21 28	4 11 18 25	4 11 18 25
S	<b>1</b> 8 15 22 29	5 12 19 26	5 12 19 26
S	<b>2 9 16 23 30</b>	<b>6 13 20 27</b>	<b>6 13 20 27</b>
	APRIL	MAI	JUNI
M	4 11 18 25	2 9 16 <b>23</b> 30	6 13 20 27
D	5 12 19 26	3 10 17 24 31	7 14 21 28
M	6 13 20 27	4 11 18 25	1 8 15 22 29
D	7 14 21 28	5 12 19 26	2 9 16 23 30
F	<b>1</b> 8 15 22 29	6 13 20 27	3 10 17 24
S	<b>2</b> 9 16 23 30	7 14 21 28	4 11 18 25
S	<b>3 10 17 24</b>	<b>1 8 15 22 29</b>	<b>5 12 19 26</b>
	JULI	AUGUST	SEPTEMBER
M	4 11 18 25	1 8 15 22 29	5 12 19 26
D	5 12 19 26	2 9 16 23 30	6 13 20 27
M	6 13 20 27	3 10 17 24 31	7 14 21 28
D	7 14 21 28	4 11 18 25	1 8 15 22 29
F	<b>1</b> 8 15 22 29	5 12 19 26	2 9 16 23 30
S	<b>2</b> 9 16 23 30	6 13 20 27	3 10 17 24
S	<b>3 10 17 24 31</b>	<b>7 14 21 28</b>	<b>4 11 18 25</b>
	OKTOBER	NOVEMBER	DEZEMBER
M	3 10 17 24 31	7 14 21 28	5 12 19 <b>26</b>
D	4 11 18 25	1 8 15 22 29	6 13 20 27
M	5 12 19 26	2 9 16 23 30	7 14 21 28
D	6 13 20 27	3 10 17 24	1 8 15 22 29
F	<b>7</b> 14 21 28	4 11 18 25	2 9 16 23 30
S	<b>1</b> 8 15 22 29	5 12 19 26	3 10 17 24 31
S	<b>2 9 16 23 30</b>	<b>6 13 20 27</b>	<b>4 11 18 25</b>

In einem ungeahnten Ausmaß bestimmt heute die Mikroelektronik das Tempo des wissenschaftlich-technischen Fortschritts. Dabei ist es gerade 35 Jahre her, daß das Patent für einen Halbleiterverstärker, genannt *Transistor*, erteilt wurde. Das berühmte *USA-Patent Nr. 2524 035* erhielten 1948 *John Bardeen, Walter H. Brattain* und *William Shocklay*, die in den *Bell-Laboratorien* die Halbleitereigenschaften des Germaniums untersuchten. Der erste Transistortyp, den sie entwickelten, war ein Spitzentransistor. Auf einem n-leitenden Germaniumblock waren im Abstand von 20  $\mu\text{m}$  zwei Spitzen aus Phosphorbronze aufgesetzt, eine bildete den Emitter-, die andere den Kollektoranschluß. In der Umgebung der Spitzen waren durch Formieren p-leitende Zonen entstanden. Damit war der Transistor mit der Zonenfolge p-n-p geschaffen, er kann als der Vorfahre aller nachfolgenden Entwicklungen angesehen werden. Zu Recht erhielten deshalb 1956 die Erfinder des Transistors den *Nobelpreis* für Physik.

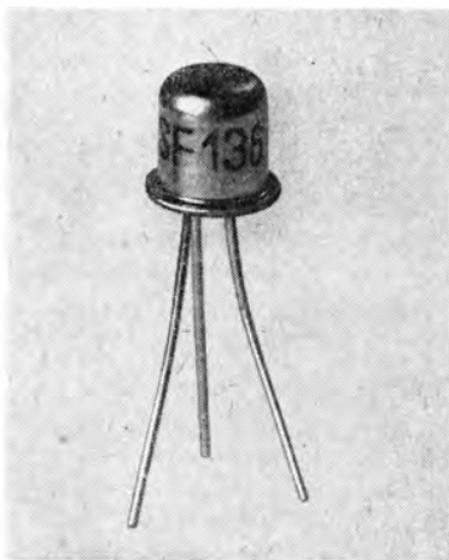
Aber jede neue Entwicklung baut auf dem vorhandenen Erkenntnisstand auf. Das heute in der Mikroelektronik meistverwendete Material ist Silizium, das der Chemiker *Jöns Jakob Berzelius* 1823 entdeckt hatte. Für die Halbleiterelektronik erlangte es allerdings erst Bedeutung, als man es in höchster Reinheit herstellen konnte. Dabei bedeutet die erforderliche Reinheit von 99,9999999 %, daß auf eine Milliarde Siliziumatome nur ein einziges Fremdatom entfällt. Etwa um 1833 wurden von dem Physiker und Chemiker *Michael Faraday* Halbleitereigenschaften nachgewiesen. Und das ebenfalls als Halbleitergrundstoff verwendete Germanium konnte 1886 von dem Chemiker *Clemens Winkler* an der Bergakademie Freiberg entdeckt werden. Es war bereits einige Jahre davor von *D. J. Mendelejew* anhand seines periodischen Systems der Elemente als *Ekasilizium* vorausgesagt worden.

Den Gleichrichtereffekt bei Halbleitern entdeckte *F. Braun* 1874 bei Stromflußuntersuchungen in Metallsulfiden. Die sich entwickelnde Funktechnik verlangte nach einem Detektor zum Nachweis der elektrischen Wellen. So konnte 1906 der bis dahin verwendete instabile Metallfritter (Kohärer) von *Branly* durch den Kristalldetektor von *H. H. C. Dunwoody* abgelöst werden. Ebenfalls 1906 wurde von *G. W. Pickard* ein Siliziumdetektor mit Spitzenkontakt als HF-Gleichrichter vorgeschlagen. 1915 untersuchte *C. A. F. Benedicks* Gleichrichtereigenschaften beim Germaniumkristall. In den Anfangs-

jahren des Rundfunks, als der Kristalldetektor hauptsächlich als HF-Modulator verwendet wurde, entdeckte *O. W. Lossev*, daß Kristalldetektoren unter bestimmten Voraussetzungen zur Schwingungserzeugung geeignet sind. *Lossev* entwickelte daraus den Crystadynempfeänger. Weil aber über die Vorgänge in Halbleitermaterialien nur ungenügende Kenntnisse vorhanden waren, wurden damals diese Arbeiten nicht fortgeführt.

Während alle auftretenden Verstärkerprobleme mit der sich rasch entwickelnden Elektronenröhre realisiert wurden, gab es bei den Halbleiterdioden weitere Entwicklungen. Etwa 1925 kam der Kupferoxydulgleichrichter, 1928 der Selengleichrichter und 1941 die Germaniumdiode zur Anwendung. Bereits Anfang der 30er Jahre erhielten *Lilienfeld* und *Heil* unabhängig voneinander Patente für einen Feldeffekttransistor, der damals technisch nicht realisiert werden konnte.

Die eigentliche Entwicklung der Halbleitertechnik begann 1948 mit dem Spitzentransistor, der eine Flut von Forschungsarbeiten zur Untersuchung der Eigenschaften von Halbleiter-Einkristallen auslöste. Sehr schnell folgten neue Transistortypen mit verbesserten Eigenschaften. Das waren 1951 der Legierungstransistor und danach der Flächentransistor. 1953 folgte der Drifttransistor und 1954 der Siliziumtransistor, der später gegenüber dem Germaniumtransistor eine größere Bedeutung erlangte. Mit dem Diffusionstransistor und dem Mesatransistor erreichten 1956 die Germaniumtransistoren einen gewissen Abschluß. Die Forschung konzentrierte sich auf den aussichtsreichen Siliziumtransistor und den noch ausstehenden Feldeffekttransistor. Eine wesentliche Verbesserung brachte 1960 die Entwicklung der Siliziumplanartechnologie, mit der erst Feldeffekttransistoren und integrierte Schaltkreise realisierbar waren.



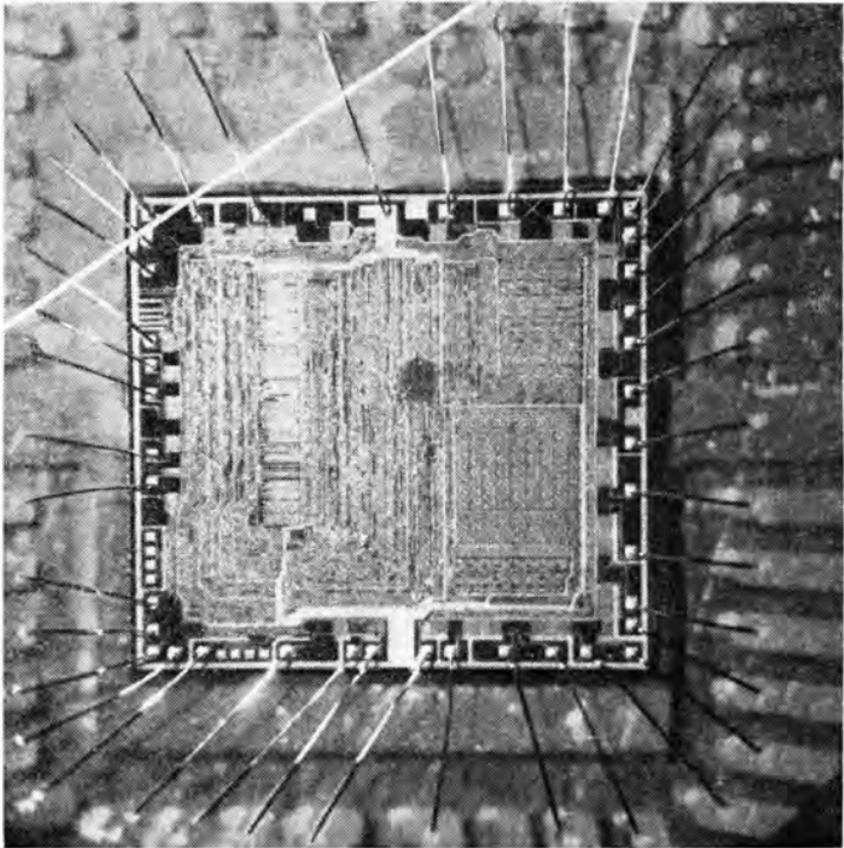
*Bild 1*

*Der Silizium-Epitaxie-Planar-Transistor SF 136 aus dem VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder)*

*Bild 2*

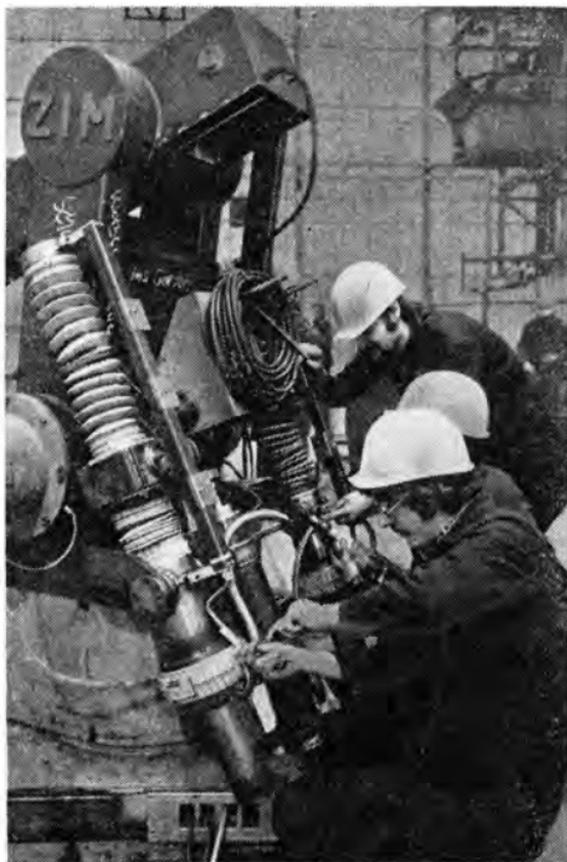
*Blick durch ein Mikroskop auf den Chip eines hoch-integrierten Schaltkreises, im Vergleich dazu ein Haar*

1958 wurde von *Kilby* erstmals eine integrierte Schaltung angegeben. Sie war noch primitiv und enthielt nur wenige integrierte Bauelemente. Aber bereits 1962 entstand die bekannte TTL-Schaltkreisfamilie mit bipolaren Transistoren, 1964 folgten die unipolaren MOS-Schaltkreise. Eine wesentliche Verbesserung gelang 1967 mit der komplementären MOS-Technik (CMOS). Die weitere Entwicklung hochintegrierter Schaltkreise konzentrierte sich auf verbesserte MOS-Technologien, da die MOS-Struktur einen kleineren Flächenbedarf hat. Integrierte Schaltkreise werden kollektiv im Scheibenprozeß hergestellt. Durch die ständige Verringerung des Flächenbedarfs der Bauelemente und die möglichen größeren Chips durch steigende Scheibendurchmesser wird die Anzahl der Funktionselemente/Chip laufend erhöht. 1 Million Funktionselemente/Chip liegen heute im Bereich des Möglichen. Zu den hochintegrierten Schaltkreisen zählen auch die Mikroprozessoren, deren 1. Generation 1971 erschien. Sie enthalten die Zentralinheit eines Rechners auf einem Chip. Mit Zubehörschaltkreisen kann man den Mikrorechner realisieren, mit dem bisher nicht lösbare Aufgabenstellungen bearbeitet werden können.



Die Entwicklung der Halbleiterproduktion in der DDR begann 1952 im Werk für *Bauelemente der Nachrichtentechnik Carl von Ossietzky* in Teltow bei Berlin (heute VEB Kombinat *Elektronische Bauelemente Teltow*). Eine Arbeitsgruppe unter Leitung von *Prof. Dr. Mathias Falter* begann mit der labormäßigen Herstellung von Germaniumspitzentransistoren. Bereits die 3. Parteikonferenz der SED formulierte 1956: «Die Erforschung der Verwendungsmöglichkeiten der Halbleiter für die Entwicklung der Elektrotechnik muß wissenschaftlich und produktionstechnisch besonders gefördert werden.» Am 2. Januar 1958 begann dann der VEB *Halbleiterwerk Frankfurt (Oder)* mit der Produktion von Halbleiterdioden im Gebäude seiner heutigen Berufsschule, ab 1959 wurden Germaniumtransistoren gefertigt. Inzwischen wurde der Werkskomplex Markendorf aufgebaut, in dem heute mehrere Tausend Halbleiterwerker arbeiten. Ab 1967 wurden Siliziumtransistoren produziert, 1971 begann die Fertigung von integrierten Schaltkreisen.

Der ständig steigende Bedarf an Halbleiterbauelementen in der Volkswirtschaft der DDR führte zum Aufbau weiterer Fertigungsstätten. So werden



*Bild 3  
Die mikroelektronisch  
gesteuerten Roboter  
sind ein modernes  
Beispiel für die An-  
wendung der Mikro-  
rechnertechnik*



*Bild 4 Aus den Bestandteilen AM/FM-Radio, Quarzuhr und Taschenrechner besteht das Taschenrechnerradio TR 81. Das Uhrenteil kann auch als Stoppuhr und als Wecker verwendet werden. Die Abmessungen sind 161 mm × 76 mm × 21 mm – VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder)*

heute bipolare Transistoren und Schaltkreise vorwiegend im VEB *Halbleiterwerk Frankfurt (Oder)* und im VEB *Röhrenwerk Anna Seghers Neuhaus* gefertigt. Unipolare MOS-Transistoren und MOS-Schaltkreise produzieren der VEB *Funkwerk Erfurt* und der VEB *Zentrum Mikroelektronik Dresden*. Halbleitergleichrichter gehören zum Produktionsprofil des VEB *Gleichrichterwerk Stahnsdorf*, und optoelektronische Bauelemente produziert der VEB *Werk für Fernsehelektronik*. Seit Anfang 1978 ist die Halbleiterindustrie der DDR im VEB *Kombinat Mikroelektronik* vereint. Dank der weitsichtigen Politik der Sozialistischen Einheitspartei Deutschlands gehört heute die DDR zu den wenigen Ländern der Welt, die über das Potential verfügen, um mikroelektronische Bauelemente zu entwickeln und zu produzieren sowie ausgewählte Vormaterialien herzustellen und hochwertige technologische Ausrüstungen dafür zu fertigen.

Um auf die eingangs erwähnte Fragestellung zurückzukommen – kann man das Jahr 1948 auch als das Geburtsjahr der Mikroelektronik ansehen? Aus meiner Sicht würde ich das bejahen, weil die technische Realisierung des Transistors auch der erste und wichtigste Schritt war auf dem Wege zum integrierten Schaltkreis.

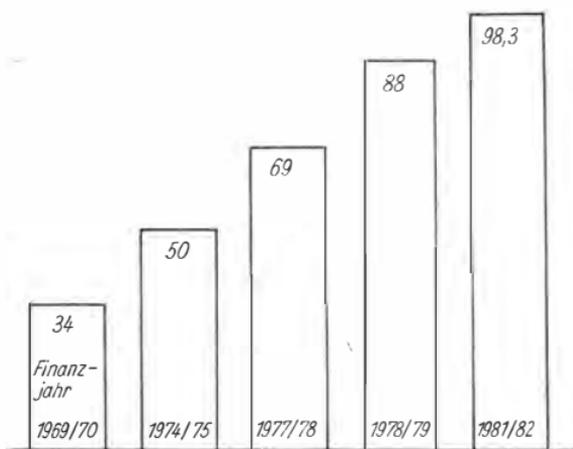
Die NATO rüstet zum Krieg in Europa, materiell und geistig. Mit der am 30. und 31. Mai 1978 auf der Washingtoner NATO-Gipfelkonferenz verabschiedeten «Ost-West-Studie» wird die ideologische Diversion zum Hauptbestandteil der psychologischen Kriegsführung gegen die sozialistischen Staaten gemacht. Dieses mehr als 2000 Seiten umfassende Dokument stellt gewissermaßen das «politisch-ideologische Langzeitprogramm» der NATO für die 80er Jahre dar.

Der Gedanke, einen sogenannten Ostrundfunk zu schaffen, liegt bereits über zwei Jahrzehnte zurück. Schon im November 1961 forderte der NATO-Ausschuß für «Bildungsfragen, kulturelle Angelegenheiten und Informationen» in seiner Empfehlung III alle NATO-Staaten auf, mit ihren Rundfunk- und Fernsehstationen regelmäßig Diversionssendungen gegen die sozialistischen Länder auszustrahlen. Nach dieser Direktive verfährt die NATO heute noch. Der Krieg im Äther wird von den NATO-Kommandozentralen genauso generalstabsmäßig geplant und geführt wie jede andere militärische Operation.

### **Ideologische Diversion über Ätherwellen**

Bevorzugtes Operationsfeld für die ideologische Diversion ist der Äther. Im Vergleich zur imperialistischen Presse, deren Einflußbereich in den meisten Fällen an den Grenzen zu den sozialistischen Staaten endet, können der Rundfunk und das Fernsehen als grenzüberschreitende Medien auch in den sozialistischen Ländern empfangen werden. Obendrein haben die funkelektronischen Medien gegenüber der Zeitung gewisse Vorteile, die die imperialistischen Ätherkrieger für ihre subversive Propaganda geschickt auszunutzen verstehen. Sie resultieren vor allem aus:

- der Schnelligkeit und aktuellen Beweglichkeit, mit der Propagandaattacken inszeniert und gesteuert werden können;
- dem ununterbrochenen, ständig wiederhol- und aktualisierbaren Informationsfluß, der ein pausenloses 24stündiges ideologisches «Trommelfeuer» über den Äther möglich macht;
- der Gleichzeitigkeit von Ereignis, Aufnahme, Wiedergabe und Empfang,



*Bild 1  
Steigerung der finanziellen Aufwendungen für die amerikanischen Diversionssender Radio Liberty und Radio Free Europe (Werte in Millionen Dollar)*

durch die der Eindruck des Unmittelbaren, Ungefilterten und Unverfälschten erzeugt wird;

- der Möglichkeit einer inhaltlich engen Verknüpfung von Wort und Musik bzw. Wort, Musik und bewegten Bildern, die ein Mehr zu Erlebtem und Emotionalität bewirkt;
- der sprachlichen «Intimnähe» zum Empfänger, zu dessen Lebenswelt Rundfunk und Fernsehen gehören [1].

Mit Tausenden von Kilowatt Sendeleistung bemühen sich die vor den Mikrofonen oder Fernsehkameras sitzenden Ideologen der «geistigen Ostfront», ständig neue Formen und Methoden zu entwickeln, mit denen der reale Sozialismus verleumdet, zeitweilige Schwierigkeiten beim Aufbau des Sozialismus ausgenutzt und aufgebauscht werden sollen, um damit von den Mißständen, Unzulänglichkeiten und den immer mehr hervortretenden Gebrechen des Imperialismus abzulenken.

Da werden Gefahren einer «roten Panzerdampfwalze» an die Wand gemalt und Szenarien eines dritten Weltkrieges mit «sowjetischem Atomschlag» entworfen. Da werden die unwahrscheinlichsten Betrugsmanöver und Hochrechnungen zum Thema «sowjetische Raketenüberlegenheit» angestellt. Waren es Anfang des Jahres 1980 noch 79 Mittelstreckenraketen, so brachte es ein Diversionssender einige Wochen danach auf 600 derartiger Raketen und folgerte: «Feuerkraft der Sowjets ist 3,7mal größer.» Alles nach der schon von Nazipropagandaminister Goebbels verbreiteten Devise: «Je dreister die Lüge, desto eher wird sie geglaubt.» Und 79% der Bundesbürger glauben, so teilte ein Meinungsforschungsinstitut der BRD mit, an eine zunehmende «sowjetische Bedrohung». Auf der Grundlage solch mehr als fragwürdigen Materials über das Militärpotential der Streitkräfte des Warschauer Vertrages wird von den BRD-Massenmedien jeden Tag 24 Stunden lang die Meinung der eigenen Bevölkerung manipuliert und die «Angst vor den Russen» geschürt.

In seinem Werk «Der Imperialismus und die Spaltung des Sozialismus» weist W.I. Lenin darauf hin, daß das Monopolkapital nicht auf die Massen verzichten kann und «diese nicht geführt werden (können) ohne ein weitverzweigtes, systematisch angewandtes, solide ausgerüstetes System von Schmeichelei, Lüge, Gaunerei, das mit populären Modeschlagwörtern jongliert, den Arbeitern alles mögliche ... verspricht – wenn diese nur auf den revolutionären Kampf zum Sturz der Bourgeoisie verzichten» [2].

Neben der geistig-psychologischen Manipulierung der eigenen Bevölkerung geht es den Psychokriegern um die ideologische Diversion nach außen, um ideologische Diversion, die gegen die Bürger der sozialistischen Länder und die antiimperialistischen Nationalstaaten gerichtet ist. Der Außenaspekt der ideologischen Diversion umfaßt die Gesamtheit aller auf Einmischung in die inneren Angelegenheiten anderer Länder zielenden Maßnahmen, deren Wirkung auf die Irreführung, die politische Lähmung und den konterrevo-

Der „Deutschlandfunk“ (DLF)  
– Sprachrohr für die  
Nationalismuspropaganda  
der BRD

**DLF**

„Wir wollen der große deutsche Informationssender, insbesondere im Hinblick auf die Zone (!) sein.“  
(Neue Rhein Zeitung, 21. Dezember 1961)

„Der Deutschlandfunk trägt wie kein anderer Sender in der Bundesrepublik dazu bei, dieses Bewußtsein der Zusammengehörigkeit der Deutschen zu erhalten ...“  
(DLF, 30. März 1976)

„Wenn also in der DDR registriert wird, daß der Deutschlandfunk von den Sendern in der Bundesrepublik mit Abstand die meisten Beiträge zu Angelegenheiten der DDR bringt, dann ist das kein Zufall, sondern Absicht.“  
(DLF, 1. Januar 1976)

„Der Deutschlandfunk wird die Hörer in der DDR nicht vergessen.“  
(Frankfurter Allgemeine Zeitung)

BRD-Präsident Carstens:  
„Immer hat der DLF es als seine Aufgabe angesehen, das Bewußtsein von der fortbestehenden Einheit der deutschen Nation lebendig zu erhalten.“  
(DLF, 23. April 1980)

*Bild 2  
Der Deutschlandfunk  
(DLF) ist zum Hetzsender Nr. 1 der BRD  
geworden*

lutionären Mißbrauch von Einzelpersonen, Gruppen von Menschen und ganzen Völkern berechnet ist.

So förderten die westlichen elektronischen Massenmedien auch den von polnischen Solidarnoc-Führern verschärften Konfrontationskurs und die von ihnen entfesselte konterrevolutionäre Hetzkampagne gegen die Partei- und Staatsführung der VR Polen. Mehr noch: Wie bekannt wurde, übermittelte der Sender der Stimme Amerikas in der portugiesischen Stadt Gloria in Richtung der VR Polen sogar geheime verschlüsselte Instruktionen in Form minutenlanger Zahlenkolonnen.

Dabei stört die imperialistischen Meinungsmacher keineswegs die Tatsache, daß das Völkerrecht gemäß UNO-Resolution Nr. 110 (II) vom 3. November 1974 jegliche Art der ideologischen Diversion über beliebige Informationskanäle als völkerrechtswidrig bezeichnet. Auch das Bonner Grundgesetz, nach dem «Handlungen, die geeignet sind und in der Absicht vorgenommen werden, das friedliche Zusammenleben der Völker zu stören . . . , verfassungswidrig» und «unter Strafe zu stellen» sind, gebietet den BRD-Propagandisten des kalten Krieges keinen Einhalt.

Natürlich verstehen sich die Ideologen des Ätherkrieges darauf, durch weitere Differenzierung der Programme und raffiniert ausgedachte Musik- und Unterhaltungssendungen der gegenwärtigen Lage anzupassen. So gibt es beispielsweise keine Aufrufe des Hetzsenders RIAS mehr zum «Generalstreik in der Ostzone», dafür aber hört man solche Floskeln wie «Verständigung» und «Entspannung». An Stelle konterrevolutionärer Anweisungen zum Mord, zur Brandstiftung und Sabotage treten nunmehr «Empfehlungen zum Ausbau der Kontakte».

Doch das alles ändert nichts an der Stellung von Rundfunk und Fernsehen in den imperialistischen Staaten. Die großen Medienkonzerne in den Ländern des Kapitals rechtfertigen mit ihren Sendungen die Ziele der aggressivsten Kräfte der NATO. Sie betreiben eine Propaganda zum Nutzen des kalten Krieges, eine Propaganda, die darauf gerichtet ist, das Wettrüsten anzukurbeln. Zugleich hat das Geschäft mit der Information oder – besser – mit der Desinformation für das Monopolkapital nicht nur politische, sondern auch ökonomische Bedeutung. Jede neue, sensationell aufgemachte Nachricht ist ein Mittel, mit dem man Geld machen kann. Wer zuerst kommt, streicht den höchsten Profit ein. Was ist den Monopolkonzernen bei der Sensationshascherei schon die Wahrheit wert?

Zur Praxis der westlichen Massenmedien äußerte kürzlich auf einer Diskussionsveranstaltung in Westberlin der Pfarrer Jörg Zink: «Es wird zuviel verheimlicht, vertuscht, unter den Teppich gekehrt. Es wird zuviel gefälscht, zuviel verleumdert, zuviel gelehnet. Es wird zuviel Wirklichkeit auf den Kopf gestellt, und die Menschen spüren das.»

Es gibt drei Möglichkeiten, Leute in die Ecke zu stellen, die das «Verschwiegene» aussprechen:

«1. Wer was ausspricht, was verschwiegen werden muß, ist ein Kommunist oder jedenfalls einer, der den Kommunisten in die Hände arbeitet. Das funktioniert seit 30 Jahren.

2. Er ist ein Chaos, das heißt, er bedroht die Sicherheit und Ordnung in unserem Land. Das funktioniert seit den 60er Jahren.
3. Er ist ein Naturapostel, ein Pazifist, Neutralist oder ein Schwärmer sonstiger Art, also ein Idiot. Das ist das Neueste» [3].

### Aufmarsch im Äther

Der Imperialismus verfügt auf dem nichtsozialistischen Territorium der Erde über 42000 Rundfunk- und 25000 Fernsehsender. Allein in der BRD sind 4943 militärische und zivile Sendeanlagen für den Hör- und Fernsehfunk in Betrieb. Damit ist die BRD unter den NATO-Staaten nicht nur das Land, in dem die meisten Atomsprengköpfe lagern, sondern auch das mit den meisten Diversionssendern. In der Nähe der Staatsgrenze zur DDR ist die Dichte der Funk- und Fernsehsender doppelt so hoch wie im übrigen Teil der BRD. Im 50-Kilometer-Streifen entlang der Staatsgrenze zur DDR sind allein 326 Sendeanlagen für den Hör- und Fernsehfunk stationiert.

Gegen die Staaten des Warschauer Vertrages wirken gegenwärtig folgende Diversionssender der USA, der BRD und Westberlins:

- die *Voice of America* (VOA-Stimme Amerikas), die wöchentlich insgesamt 850 Stunden in 44 Sprachen mit 104 Kurz- und Mittelwellensendern ideologische Diversion gegen die sozialistischen Staaten betreibt;
- *Radio Liberty* (RL), das in 18 Sprachen rund um die Uhr Propagandasendungen gegen die Völker der UdSSR ausstrahlt;
- *Radio Free Europa* (RFE), das seine Diversionsprogramme in 22 Sprachen gegen die VR Polen, die Ungarische VR, die ČSSR, die VR Bulgarien und die SR Rumänien richtet und sich als Leitorgan der Konterrevolution 1956 in der Ungarischen VR sowie 1968 in der ČSSR betätigte;
- *RIAS Berlin*, der berühmt-berüchtigte Putschsender vom Juni 1953, der mit seinen Sendungen ideologisch in die DDR einzudringen versucht;
- die *Deutsche Welle* (DW), die mit 50 Sendern und einer allgemeinen Leistung von 10000 kW täglich in 34 Sprachen ideologische Diversionssendungen gegen die sozialistischen Länder, aber auch in zunehmendem Maße gegen antiimperialistische Nationalstaaten verbreitet;
- der *Deutschlandfunk* (DLF), der sich als «bundeseigener Dialogsender» mit seinem deutschsprachigen Programm speziell an die Bevölkerung der DDR wendet, um diese zu desinformieren oder in seinem Sinne zu manipulieren;
- Rundfunksender der BRD und Westberlins wie der *Westdeutsche Rundfunk*, der *Hessische Rundfunk* oder der *Sender Freies Berlin* sowie ihre gemeinsamen Fernsehprogramme ARD und ZDF als Träger und Vermittler der bürgerlichen Ideologie.

Um den Rundfunkkrieg künftig verstärken zu können, werden für die NATO-Diversionssender Riesensummen ausgegeben. Nach einer Meldung im Westberliner Tagesspiegel vom 12. März 1981 will die Reagan-Admini-

stration «die Mittel für die in München stationierten amerikanischen Rundfunksender Radio Freies Europa und Radio Liberty für 1982 um 4 Millionen auf 98,3 Millionen Dollar aufstocken. An die Stimme Amerikas sollen 1982 statt der noch von Präsident Carter geplanten 101,6 Millionen Dollar nunmehr 188 Millionen Dollar gehen» (Bild 1).

Gleichzeitig hat die USA-Administration die Errichtung eines neuen anti-kommunistischen Hetzsenders beschlossen. Dieser soll nach dem Vorbild der berühmten USA-Sender *Radio Free Europa* und *Radio Liberty* zur Hauptwaffe für den ideologischen Krieg gegen das sozialistische Kuba werden. Der Sender soll voraussichtlich im Januar 1982 von Florida aus den Betrieb aufnehmen.

### **Deutschlandfunk – Diversionssender gegen die DDR**

Der *Deutschlandfunk* ist der Anti-DDR-Sender der Bundesrepublik Deutschland. Er wurde 1962 unmittelbar nach den Maßnahmen zum sicheren Schutz der Staatsgrenze der DDR zur BRD und Westberlin als sogenannter Dialog-Sender geschaffen. Er hat seinen Standort in Köln. Daneben verfügt er über 2 Sonderstudios in Bonn und Westberlin mit über 600 Mitarbeitern.

Eine der wichtigsten Redaktionen ist die «Ost-West-Redaktion» mit ihren Verbindungsleuten zum US-amerikanischen RIAS sowie zu dem Rundfunkbataillon der Bundeswehr. Verglichen mit den übrigen BRD-Sendern fabriziert der DLF das tageszeitlich umfassendste gegen die DDR gerichtete Hetzprogramm. Er bringt mehr als 40% aller durch die BRD-Sender gegen die DDR ausgestrahlten Sendungen. Das gestand der damalige Intendant



*Bild 3 Bereits in Friedenszeiten wird unter «Einsatzbedingungen» geübt: Bundeswehrosoldaten im stationären Tonstudio von Radio Bundeswehr I*

des DLF, Appel, am 1. Januar 1976 in einem Kommentar seines Senders in aller Offenheit ein: «Wenn also in der DDR registriert wird, daß der Deutschlandfunk von den Sendern der BRD mit Abstand die meisten Beiträge zu Angelegenheiten der DDR bringt, dann ist das kein Zufall, sondern Absicht» (Bild 2).

Absicht des DLF ist es also, die Bevölkerung der DDR ideologisch zu unterwandern und konterrevolutionär zu beeinflussen. Das ist aus den programmpolitischen Zielrichtungen des DLF klar erkennbar.

*Erstens:* Der DLF betreibt durch seine Sendungen offene antikommunistische Hetze gegen die politische Herrschaft der Arbeiterklasse in der DDR, ihre Führung durch die SED, den festen Bruderbund mit der Sowjetunion und den anderen sozialistischen Ländern. Damit soll das Vertrauen der Bevölkerung in die Politik der SED in Frage gestellt und die Einheit der sozialistischen Staatengemeinschaft untergraben werden.

*Zweitens:* Die von den DLF-Kommentatoren tagtäglich strapazierte Lüge von der «Bedrohung durch den Osten» ist nichts anderes als der Versuch, die Friedensinitiativen der sozialistischen Staaten in Zweifel zu stellen, die Militärpolitik der Warschauer Vertragsstaaten sowie die friedenerhaltende Funktion ihrer Streitkräfte zu diffamieren, das eigene Rüstungsgeschäft in Schwung zu halten und die aggressiven Absichten des NATO-Militärpaktes zu verschleiern.

*Drittens:* Unter dem Deckmantel des Kampfes um die Menschenrechte, der überlebten sowie aussichtslosen Theorie eines «Offenhaltens der deutschen Frage» und der weitverbreiteten These von der «Freizügigkeit für Meinungen, Menschen und Informationen» versucht der DLF, sich direkt in die inneren Angelegenheiten der DDR einzumischen, um einen «tiefgreifenden Wandel» im Denken der DDR-Bürger zu erreichen.

Das alles verdeutlicht, daß der DLF an die Spitze der antikommunistischen Massenmedien gerückt und zum Hetzsender Nr. 1 der Bundesrepublik geworden ist.

### **Rundfunksender für den Kriegsfall**

Neben den zivilen Rundfunk- und Fernsehstationen bestehen in den NATO-Streitkräften spezielle Einrichtungen für die «Psychologische Kampfführung».

Die psychologische Kampfführung ist eine besondere Variante des psychologischen Krieges. Sie ist eigenständiges Element der politischen Strategie und Taktik der NATO unter Friedensbedingungen sowie bedeutender Bestandteil imperialistischer Kriegsvorbereitung und Kriegführung. Mit ihr sollen Einbrüche im Denken und Handeln bei den Streitkräften und den Bürgern sozialistischer Länder erreicht werden. So kommt dem Rundfunksenderbataillon 1 der Bundeswehr die Aufgabe zu, mit leistungsstarken Sendern in Spannungs- und Kriegszeiten subversive Propaganda gegen die Streitkräfte und Bevölkerung der Warschauer Vertragsstaaten auszustrahlen.

Ihre ersten «Kampferfahrten» konnten die Rundfunkkrieger der Bundeswehr bei der Unterstützung der konterrevolutionären Banden in der ČSSR im Sommer 1968 sammeln. Mit mobilen Mittelwellen- und UKW-Sendern bezog das Rundfunkbataillon im Bayrischen Wald, nahe der Grenze zur ČSSR, seinen Einsatzraum. Denn «jetzt bot sich für jedermann die Gelegenheit, auf den Wellenlängen ausgeschalteter ČSSR-Stationen zu proben. Am Wochenende . . . arbeiteten zwölf und mehr Sender auf Wellenlängen der ČSSR, von denen erstaunlicherweise zehn in der Bundesrepublik, aber nur wenige in Österreich abgehört werden konnten. Neben Stationen mit Städtenamen wie Pilsen oder Budweis meldete sich ein «Freies Radio Tschechoslowakei», ein «Freies Radio Nordböhmen» und ein «Radio Nr. 7» [4].



*Bild 4  
Mit Lautsprecher aus-  
gerüsteter Hub-  
schrauber der PSV-  
Truppe der Bundeswehr*

Als *Rundfunksender Bundeswehr 2* nahm das Sendebataillon auch an den in der BRD stattfindenden Manövern teil. So strahlte dieser Sender während des Manövers *Große Rochade* im Herbst 1978 folgenden Text aus:

«Soldaten der Tschechoslowakischen Volksarmee! Eigentlich sind wir doch keine Feinde. Natürlich müssen wir gegen euch kämpfen. Wir tun es nur ungern, aber wir können nicht anders. Wir können euch jedoch versichern, daß mit demjenigen von euch, der zu uns als Gefangener oder auf andere Weise kommt, in jedem Falle großmütig verfahren wird» [5].

Außerdem trainiert der Personalbestand des Rundfunksenderbataillons in seinem Tonstudio in Andernach, St.Thomaserhohl 87, dreimal in der Woche, ohne dabei «in den Äther zu gehen» [6].

Im Zuge der neuen Heeresstruktur ist vorgesehen, das Sendepotential für

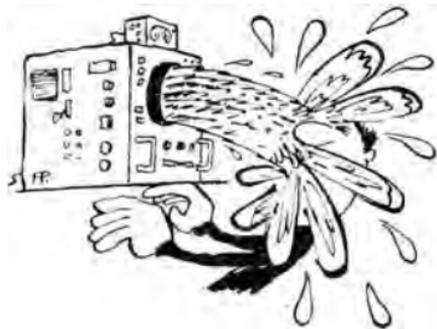
die psychologische Kampfführung zu verdoppeln. Dazu soll das in Clausthal-Zellerfeld stationierte PSV-Bataillon 2, das bisher nur für die Flugblatt- und Lautsprecherpropaganda vorgesehen war, künftig auch über Mittelwellen- und UKW-Sender verfügen.

### Literatur

- [1] Imperialistische Massenmedien im Dienste der ideologischen Diversion. In: «Militärpolitische Informationen», Heft 9/1979, Seite 14
- [2] *Lenin, W. I.*, Ausgewählte Werke, Band 23, Seite 114/115, Berlin 1968
- [3] Zu den BRD-Medien. In: «Was und Wie» – Informationen, Argumente, Übersichten für den Agitator, Heft 10/81, Seite 20
- [4] Stern, Hamburg, Nr. 36/1968, Seite 41
- [5] Rude Pravo, Prag, 27. Oktober 1975
- [6] «Radio Bundeswehr» – Sender für den Krieg. In: FUNKAMATEUR, Heft 7/1981, Seite 326

Wir klären Begriffe

DURCHFLUTUNG



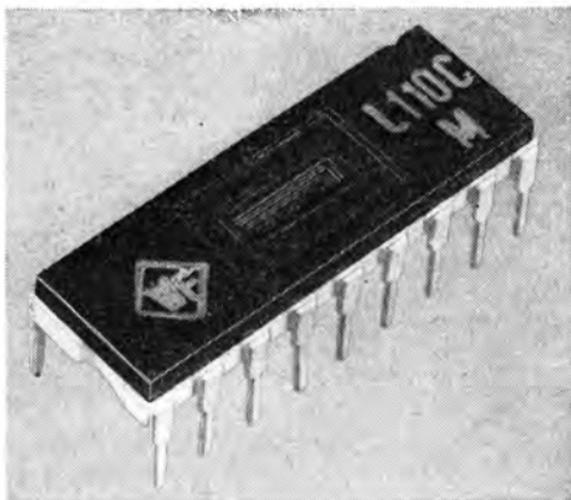
## **Leipziger Frühjahrsmesse 1982 – Progressive Leistungsentwicklung durch Mikroelektronik und Mikrorechentchnik**

Ganz im Zeichen einer durch umfassende Anwendung der Mikroelektronik und Mikrorechentchnik bewirkten Leistungsentwicklung stand zur *Leipziger Frühjahrsmesse 1982* das internationale Angebot im Ausstellungsbereich Elektrotechnik/Elektronik. Renommierte Produktions- und Exportunternehmen aus 25 Ländern stellten auf 45000 Quadratmetern Ausstellungsfläche neueste Entwicklungen vor. Sie ermöglichten umfassende Informationen über den aktuellen Entwicklungsstand und über Entwicklungstendenzen dieser für den wissenschaftlich-technischen Fortschritt vieler Zweige der Volkswirtschaft bedeutenden Technikkomplex.

Das internationale Angebot im Bereich Elektrotechnik war durch verstärkten Einsatz der Leistungselektronik und mikroelektronischen Steuerungen sowie vom Streben nach hoher Energieeffektivität gekennzeichnet. Es zeigte u. a. die Ablösung der zur Zeit in Energieverteilungsanlagen eingesetzten Meß- und Steuertechnik durch neue Sekundärtechnik unter Nutzung der Prozeßdatenverarbeitung sowie der Lichtleittechnik zur Signalübertragung zwischen Hochspannungsfeld und Schaltwarte. Es belegte auch eindrucksvoll, wie sich der Elektromaschinenbau im Zuge der Mikroelektronikentwicklung auf die Anforderung der Feinwerktechnik einstellt oder wie er neue technische und ökonomische Möglichkeiten zur Realisierung drehzahlveränderlicher Antriebe mit Drehstromstandardmotoren nutzt.

Neue Systemlösungen für Automatisierungsprobleme verschiedenster Art auf der Grundlage Mikroelektronik/Mikrorechentchnik prägten neben neuen Industrierobotersteuerungen und freiprogrammierbaren Prozeßsteuerungen das Angebotsbild bei der Automatisierungstechnik. Weitere Fortschritte der Nachrichtentechnik wurden in der forcierten Anwendung der Mikroelektronik sichtbar. Der Übergang zur Digitaltechnik und im verstärkten Maße das funktionelle Zusammenwirken von Nachrichtenelektronik und Rechentchnik bei der Steuerung von Prozeßabläufen kennzeichneten außerdem die Offerte.

Die Mikrorechnersteuerung in der Meßtechnik war ebenso charakteristisch wie die Kompatibilität der Geräte mit der international eingeführten peripheren Automatisierungs- und Datentechnik. Die Demonstration der Erzeugnisse erfolgte vorwiegend anwenderbezogen. Anwenderorientiert in Form von Problemlösungen wurden auch die Erzeugnisse der Datenverarbeitungs- und Bürotechnik vorgestellt. Damit wurde zugleich die Aufmerksamkeit des Fachpublikums auf die zur Gerätetechnik bereitstehende



*Bild 1  
Eine Neuentwicklung  
ist die ladungsge-  
gekoppelte selbst-  
abtastende Dioden-  
zeile L 110 C mit  
256 Elementen. Sie  
dient zur optischen  
Zeichenerkennung und  
für sehr schnelle  
Bildanwendungen, z. B.  
in Seitenlesegeräten  
und bei der Karten-  
abtastung (VEB Werk  
für Fernsehelektronik  
Berlin)*

Anwender-Software gelenkt, die Voraussetzung für den wirtschaftlichen Einsatz der Datentechnik ist.

Eine überdurchschnittlich große Zahl von Neu- und Weiterentwicklungen zeugte insgesamt von einem raschen Innovationsprozeß. Zahlreiche Messeneuheiten der RGW-Länder sind dabei Ergebnisse der sozialistischen ökonomischen Integration. Das hohe Qualitätsniveau der ausgestellten Erzeugnisse und der in ihnen realisierte wissenschaftlich-technische Fortschritt fanden nicht nur in den kommerziellen Ergebnissen ihren Niederschlag, sondern auch in der Verleihung von Goldmedaillen der *Leipziger Frühjahrsmesse 1982* an Aussteller aus 43 Ländern ihre Würdigung. Mehr als 40 Exponate aus 12 Ländern erhielten im Angebotsbereich Elektrotechnik/Elektronik die begehrte Auszeichnung. Die UdSSR konnte Messegold u.a. für den Mono-Chip-Mikrorechner *Elektronika NZ-80 T*, den Leistungs-Silizium-Transistor *KP 911* und für einen 64-k-bipolaren Festwertspeicher entgegennehmen.

*Ilja Nechoroschew*, Standingenieur der Elektroindustrie im sowjetischen Pavillon:

«In der Welt gibt es zu unserem Exponat Mono-Chip-Mikrorechner *Elektronika NZ-80 T* keine vergleichbaren Rechner. Deshalb haben wir auch damit gerechnet, hier in Leipzig eine der begehrten Messesgoldmedaillen eringen zu können. Über die Auszeichnung sind wir erfreut und glücklich zugleich, denn wir legen großen Wert auf die *Leipziger Messe*.»

*Reinhard Welsch*, Direktor für Forschung und Entwicklung, VEB Zentrum für Forschung und Technologie Mikroelektronik im VEB Kombinat Mikroelektronik:

«Wir haben die Goldmedaille für einen vollautomatischen Drahtbinder erhalten. Seine Aufgabe ist es, in der Halbleiterfertigung Montageprozesse

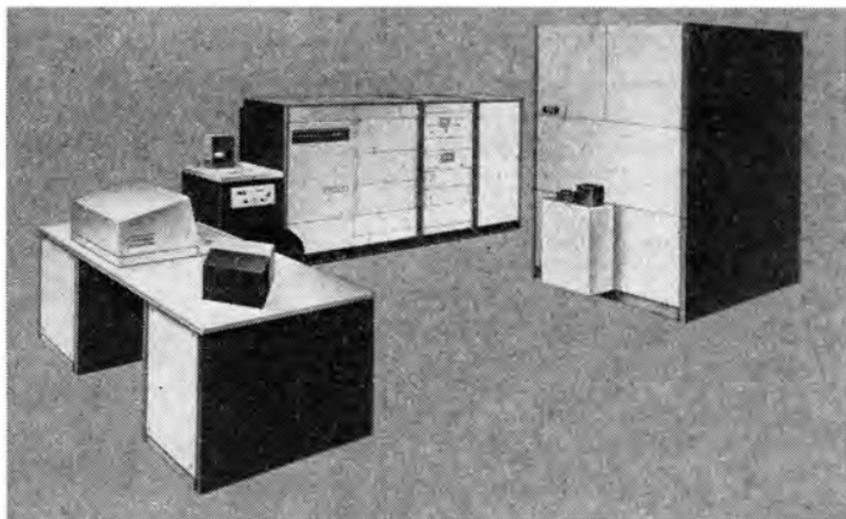
zu übernehmen, die bisher mit der Hand erledigt wurden. Somit haben sich mit dem neuen Gerät die Arbeits- und Lebensbedingungen wesentlich verbessert. Wir erreichen eine Steigerung der Arbeitsproduktivität um 400 Prozent.»

*Konji Kosugi*, Senior Manager bei der *Toshiba Corporation*, Japan:

«Die Verleihung der Goldmedaillen für unsere Farbbildröhre und für den fahrbaren Ultraschall-Real-time-Scanner *SAL-30 A* zeigt uns, welcher Stellenwert diesen Exponaten auf dieser *Leipziger Messe* beigemessen wird. Auch in Japan kennt man die *Leipziger Messe* und weiß, daß Fachleute darüber urteilen, wer eine Goldmedaille bekommt. Ich glaube, man wird dieser Auszeichnung großen Respekt zollen. Diese Messeauszeichnung wird in unserem Verkaufsangebot eine große Rolle spielen.»

*Dr. Dipl.-Ing. Franz Lorber*, Gebietsverkaufsleiter *Hewlett-Packard*, Österreich:

«Für unseren Tischcomputer *HP 9826* haben wir heute eine Goldmedaille bekommen, und ich kann sagen, wir sind glücklich darüber. Zum dritten Mal bekamen wir Leipziger Messesgold. Das ist beinahe wie ein Hattrick im Fußball. Der Tischcomputer, den wir zum ersten Mal in Leipzig ausstellen, hat eine hohe Rechengeschwindigkeit und die Auswahlmöglichkeit aus drei Programmiersprachen.»



*Bild 2* Der Automatische Überdeckungsrepeater AÜR ist eine vollautomatische Justier- und Belichtungsanlage zur schrittweisen Projektionsübertragung von Mikrostrukturen auf Halbleiterscheiben bis 150 mm Durchmesser. Der mikroelektronischen Industrie steht mit dem AÜR die hochproduktive Ausrüstung für die Herstellung von VLSI-Schaltkreisen vom Typ 64-kbit-RAM und höherer Integrationsgrade zur Verfügung (VEB Carl Zeiss Jena)

## Bauelemente der Elektronik

Das Produktionsprogramm der Betriebe des VEB Kombinat *Mikroelektronik* enthält nicht nur bipolare und unipolare integrierte Schaltkreise, Transistoren, Dioden, Thyristoren, optoelektronische Bauelemente, Halbleitergrundmaterialien, Röntgenröhren, Bildwiedergaberöhren und technologische Spezialausrüstungen. In den uhrenherstellenden Kombinatbetrieben in Ruhla, Glashütte und Weimar werden vor allem Quarzuhren gefertigt, der VEB *Mikroelektronik Wilhelm Pieck* Mühlhausen produziert elektronische Taschenrechner. Damit werden umfangreiche Produktionskapazitäten des VEB Kombinat *Mikroelektronik* auch für die Versorgung der Bevölkerung der DDR mit hochwertigen Erzeugnissen der Konsumgüterelektronik wirksam.

### *Neue bipolare Schaltkreise*

Anlässlich der *Leipziger Frühjahrsmesse 1982* zeigte der VEB *Halbleiterwerk Frankfurt (Oder)* sein aktuelles Bauelementeangebot mit einigen Neu- und Weiterentwicklungen.

*A 2030/V/A 2030 H*

Integrierter NF-Leistungsverstärker mit thermischer Schutzschaltung und kurzschlußfestem Ausgang. Die NF-Leistung ist 16 W. Der Schaltkreis hat eine interne Frequenzkompensation, wodurch sich die Beschaltung vereinfacht. Da nur 5 Anschlüsse erforderlich sind, wird ein Plastikgehäuse mit Kühlblech (ähnlich wie beim Thyristor *ST 103*) verwendet.

*B 080 D ... B 084 D*

BJFET-Operationsverstärker der 80er Reihe sind OPVs in bipolarer Technik mit Sperrschichtfeldeffekttransistoren in der Eingangsstufe, mit großem Eingangswiderstand, kleinen Bias- und Offsetströmen, interner Frequenzkompensation (außer *B 080 D*), geringer Leistungsaufnahme, Latch-upgeschützt, großen Bereichen für die Differenz- und Gleichtakteingangsspannung, kurzschlußfest (bei Einhaltung der max. Verlustleistung) für universellen Einsatz. Das DIL-Plastgehäuse hat 8 Anschlüsse.

*B 176 D/B 177 D*

Kleinleistungsoperationsverstärker mit hohem Eingangswiderstand, weitem Betriebsspannungsbereich, geringer Stromaufnahme und einstellbaren elektrischen Kennwerten. Eingangs-Rauschspannung bzw. -Rauschstrom können mit einem Widerstand oder einer Stromquelle optimiert werden. Der *B 176 D* hat im Gegensatz zum *B 177 D* eine interne Frequenzkompensation. Das DIL-Plastgehäuse hat 8 Anschlüsse.

*B 331 G*

Der integrierte Hörhilfesterverstärker mit Dynamikkompensation ist für den Einsatz in Hörhilfegeräten vorgesehen, besonders in Hinterohr-Ausführungen. Das Flat-pack-Gehäuse hat 14 Anschlüsse.

*B 555 D*

Der Schaltkreis *B 555 D* ist ein monolithisch integrierte Zeitgeberschal-

tung, die sich für sehr präzise Zeitverzögerungen und als Oszillator verwenden läßt. Die Schaltung läßt sich extern triggern und rücksetzen. Weitere Merkmale sind: Ausgangsstrom bis zu 200 mA, TTL-kompatibel, einstellbares Tastverhältnis, Arbeitsbereich von Mikrosekunden bis Stunden. Das DIL-Plastgehäuse hat 8 Anschlüsse.

*B 611 D, B 615 D, B 761 D, B 765 D*

*B 621 D, B 625 D, B 761 D, B 865 D*

*B 641 D, B 635 D, B 2761 D, B 2765 D*

Einfache und doppelte vielseitige Operationsverstärker, die sich auf Grund ihrer guten Eigenschaften für ein sehr weites Anwendungsgebiet in der Meß-, Steuer- und Regeltechnik, Autoelektronik, Rechentechnik und Konsumgüterherstellung eignen. Das DIL-Plastgehäuse hat 6 bzw. 8 Anschlüsse.

*B 654 D*

Monolithisch integrierter Schaltkreis für die Funkfernsteuerung, vorzugsweise für den Einsatz in elektronisch gesteuerten Rudermaschinen vorgesehen. Der Schaltkreis mit integrierter Brückenschaltung dient der digital-proportionalen Verarbeitung der in elektrische Signale umgewandelten Führungsgröße zur Ansteuerung von Kleinst-Elektromotoren in einer Abtast-Regelschaltung. Das DIL-Gehäuse hat 14 Anschlüsse.

#### *Low-Power-Schottky-TTL*

In dieser Technologie werden mit einem DIL-Plastgehäuse mit 14 Anschlüssen folgende Schaltkreise hergestellt:

*DL 000 D* 4 NAND mit je 2 Eingängen

*DL 002 D* 4 NOR mit je 2 Eingängen

*DL 003 D* 4 NAND mit je 2 Eingängen und offenem Kollektorausgang

*DL 004 D* 6 Inverter

*DL 008 D* 4 AND mit je 2 Eingängen

*DL 010 D* 3 NAND mit je 3 Eingängen

*DL 011 D* 3 AND mit je 3 Eingängen

*DL 020 D* 2 NAND mit je 4 Eingängen

*DL 021 D* 2 AND mit je 4 Eingängen

*DL 030 D* 1 NAND mit je 8 Eingängen

*E 412 D*

Kurzschlußfester Logik- und Interface-Schaltkreis, bestehend aus 3 AND-Gattern mit Tri-State-Ausgängen, gekennzeichnet durch hohe Störsicherheit und Zerstörfestigkeit und großen Speisespannungsbereich, geeignet für prozeßnahen Einsatz industrieller Steuerungen. Das DIL-Plastgehäuse hat 18 Anschlüsse.

#### **Neue Transistoren/Dioden**

*SF 116 ... SF 119*

Silizium-pnp-HF-Transistoren 600 mW/0,5 A, komplementär zur HFO-npn-Serie *SF 126 ... SF 129*.

### *SU 169*

Silizium-npn-Hochspannungsschalttransistor 1000 V/10 A für Schaltnetz-  
teile und Motorsteuerung, Vergleichstyp: *BY 69 A*.

### *SY 351*

3-A-Silizium-Gleichrichterdiode im Plastikgehäuse für Sperrspannungen bis  
1000 V, Vergleichstyp: *BY 251 ... BX 255*.

### *SY 345*

Schnelle 1-A-Siliziumgleichrichterdiode für Sperrspannungen bis 1000 A,  
soft-recovery-Verhalten, Vergleichstyp: *BY 198*.

### *BD 1*

Selen-Blitzschutzdiode zur Begrenzung von Überspannungen in Fernsprech-  
endgeräten, die z. B. durch atmosphärische Störungen auf Fernmeldelei-  
tungen hervorgerufen werden.

## **Neue unipolare Schaltkreise**

Auch der VEB *Funkwerk* Erfurt zeigte in seinem Fertigungsprogramm neue  
und weiterentwickelte Schaltkreise in MOS-Technik. Das Sortiment für  
Quarzhren wird erweitert durch Uhrenschaltkreise für eine digitale An-  
zeige.

### *U 130*

Schaltkreis in Nacktchipausführung für Herrenquarzarmbanduhr *Kal. 19*  
mit digitaler LCD-Anzeige 6 digit.

- Oszillatorfrequenz: 32768 Hz,
- Anzeige: Stunde, Minute, Sekunde, Wochentag, Tag, Monat und Jahr  
(Angabe des Wochentages durch Sondersymbol).
- Stoppfunktion mit Anzeige der 1/100 s,
- Metall-Gate-CMOS-Technologie.

### *U 131 G*

Schaltkreis für Quarzwecker *Kal. 63* und Radioschaltuhr *Kal. 41*.

- Digitale LCD-Anzeige 6 digit.
- Anzeige: Stunde, Minute, Sekunde,
- 3 voneinander unabhängige Weckzeiten,
- Rückwärtszähler 59 min bis 1 s,
- Metall-Gate-CMOS-Technologie,
- Oszillatorfrequenz: 32768 Hz.

### *U 132*

Schaltkreis in Nacktchipausführung für Damenquarzarmbanduhr *Kal. 33*  
und Herrenquarzarmbanduhr *Kal. 16*.

- Digitale LCD-Anzeige 3 1/2 bzw. 4 digit,
- Oszillatorfrequenz: 32768 Hz,
- Anzeige: Stunde, Minute, Sekunde, Tag, Monat,
- Metall-Gate-CMOS-Technologie.



**Bild 3**

Das Modell Kaliber 19-03 ist nicht zuletzt wegen der geringen Abmessungen des Quarzuhrmodells besonders formschön. Mit 7 Funktionen und 24-Stundenprogramm mit Sondersymbolen für Wochentagsanzeige und Programmierung verkörpert es wissenschaftlich-technischen Höchststand (VEB Uhrenwerke Ruhla)



**Bild 4**

Der neue Quarz-Reisewecker Kaliber 62-01 hat eine hohe Ganggenauigkeit (Quarzfrequenz 4,19 MHz), er wird in verschiedenen Farben angeboten. Die Abmessungen sind 56 mm × 56 mm × 19,8 mm (VEB Uhrenwerke Ruhla)

### CMOS-Schaltkreise

Die in CMOS-Technologie hergestellten Logikschaltkreise haben das 14-polige DIL-Gehäuse und integrierte Gateschutzdioden.

- U 4001 D 4 NOR mit je 2 Eingängen
- U 4011 D 4 NAND mit je 2 Eingängen
- U 4012 D 2 NAND mit je 4 Eingängen
- U 4013 D 2 D-Zwischenspeicher-Flip-Flop
- U 4015 D 2 4-bit-Schieberegister
- U 4023 D 3 NAND mit je 3 Eingängen
- U 4027 D 2 JK-Flip-Flop
- U 4028 D 8-4-2-1-BCD-Dezimal-Dekoder
- U 4030 D 4 Exklusiv-OR mit je 2 Eingängen
- U 3035 D 4-bit-Schieberegister mit synchroner Paralleleingabe
- U 4042 D 4-bit-Auffangregister

#### *U 708 D*

Monolithisch integrierter Triac- und Thyristoransteuerschaltkreis für

- einphasige, netzgelöschte Stromrichter,
- mehrphasige, netzgelöschte Stromrichter in Kanalkonzeption,
- elektronische Schütze,
- gleichzeitige unabhängige Phasenanschnitt- und Nullspannungsschwingungspaketsteuerung.

#### *U 830 C*

Dieser Verarbeitungsschaltkreis für Mikrorechner ist ein MOS-Schaltkreis in n-Kanal-Silizium-Gate-Technik mit Enhancement- und Depletion-Transistoren zum Aufbau von mikroprogrammgesteuerten Rechenwerken. 8 bit Verarbeitungsbreite auf 32 bit erweiterungsfähig durch Zusammenschaltung mehrerer *U 830 C*. Mikrobefehlssteuerung über 14-bit-Bus.

#### *U 834 C*

Dieser neue Bus-Anpaß-Schaltkreis für Mikrorechner ist ein asynchroner Steuerschaltkreis zum Anschluß peripherer Einheiten an Kleinrechner, in n-Kanal-Silizium-Gate-Technik. Parallele Datenübertragung zwischen Rechnerbus und Peripherie.

#### *U 256 C*

Der dynamische Schreib-Lese-Speicherschaltkreis ist ein hochintegrierter Schaltkreis mit wahlfreiem Zugriff (RAM). Organisiert in 16384 Worten zu je 1 bit. MOS-Schaltkreis in n-Kanal-Silizium-Gate-Technik.

#### *U 115 I*

Universeller Herzschrittmacher-Schaltkreis zur Realisierung der Programme

- R-Wellen-inhibierte Schrittmacher für Herzkammerstimulation,
- P-Wellen-inhibierte Schrittmacher für Vorhofstimulation,
- P-Wellen-synchrone Schrittmacher für Herzkammerstimulation.

Die niedrige Leerlaufstromaufnahme des Schaltkreises auf Grund der CMOS-Technologie garantiert eine hohe klinische Funktionsdauer des Schrittmachers.

#### *MOS-Tetrode SM 200*

Speziell für die Anwendung im HF-Bereich wurde diese MOS-Tetrode entwickelt. Sie besteht aus 2 in Kaskode geschalteten MOS-Trioden vom n-Kanal-Anreicherungstyp. Beide Gateanschlüsse sind mit Gateschutzdioden versehen. Haupteinsatzbereich sind HF-Verstärkerschaltungen, bei denen es auf hohe Verstärkung, großen Pegelumfang, geringe Rückwirkung, niedriges Rauschen sowie auf Großsignalfestigkeit ankommt.

Vorwärtssteilheit: typ. 8 mS  
Leistungsverstärkung: 20 dB (200 MHz)  
Rauschfaktor: < 4,5 dB

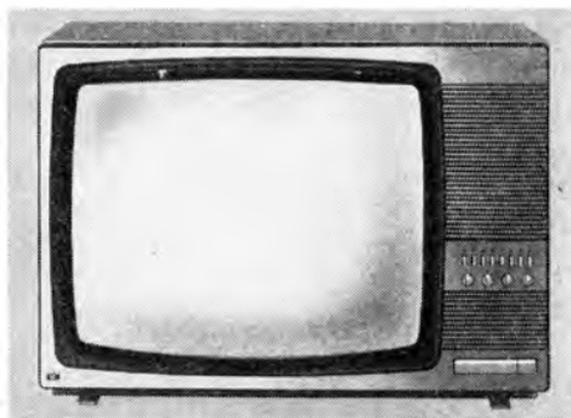
Die DDR fertigt auch moderne technologische Ausrüstungen für die Mikroelektronikproduktion. International beachtet wurden vor allem die Leistungen des VEB *Carl Zeiss Jena*. Die neue Generation mikrolithografischer Ausrüstungen ist auf die Arbeit mit Siliziumwafern von 6 Zoll (150 mm) Durchmesser sowie auf die VLSI-Technik ausgerichtet. Die in enger Zu-

sammenarbeit mit Partnerinstitutionen der UdSSR entwickelten Geräte einer kompletten technologischen Linie entsprechen den Anforderungen bei der produktiven Herstellung und Kontrolle von Schablonen für die Strukturierungsprozesse sowie der Direktstrukturierung von Halbleiterwafern im Mikrometer- und Submikrometerbereich in der mikroelektronischen Industrie der 80er Jahre. Interessante Neuentwicklungen sind dabei die Elektronenstrahl-Belichtungsanlage *ZBA 20*, das Elektronenstrahl-Kontrollgerät *ZRM 20*, der Automatische Überdeckungs-Repeater *AÜR* und das Schablonen-Vergleichsgerät *SVG 160*. Zu diesem Gerätekomplex gehören weiter der Automatische Einfachrepeater *AER*, das Defektkontrollgerät *DKG 160* und das Strukturbreitenmeßgerät *BMG 160*.

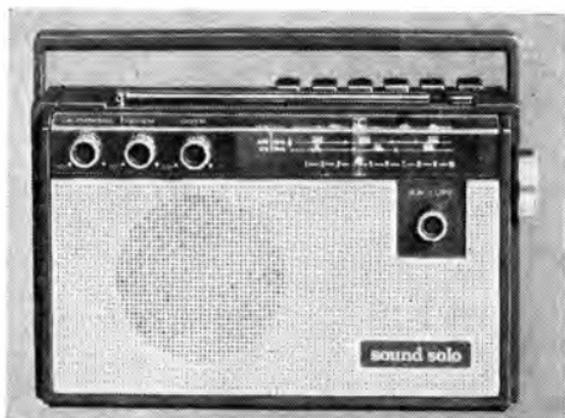
## Rundfunk und Fernsehen

Im Messehaus *Handelshof*, dem traditionellen Ausstellungsort der Konsumgüterelektronik der DDR, stellte der VEB Kombinat *Rundfunk und Fernsehen* das Gesamtsortiment an Fernsehempfängern, Rundfunkempfängern, Reiseempfängern, Kassetten- und Phonogeräten sowie Antennen, Antennenverstärkern und Zubehör aus. Als Verantwortlicher für die Koordinierung der DDR-Konsumgüterelektronik vertrat er weitere Kombinate, die einzelne Geräte des Produktionsprogramms fertigen. Gezeigt wurden u.a. 14 Neu- und Weiterentwicklungen, wobei der breite und durchgängige Einsatz der Mikroelektronik besonders hervorzuheben ist. Die bisher erteilten 20 Goldmedaillen belegen den hohen Entwicklungsstand der DDR-Konsumgüterelektronik.

Der Farbfernsehempfänger *Colotron 4000/4001* ist eine neue Gerätevariante des VEB *Fernsehgerätewerke Friedrich Engels* Staßfurt mit konventioneller Bedienungsausstattung. Das mit einem Vollplastrahmen versehene Gerät hat eine 67-cm-Inline-Bildröhre (110°) mit herstellerseitig vor-



*Bild 5*  
Der Farbfernsehempfänger *Colotron 4000* ist eine neue Staßfurter Gerätevariante mit 67-cm-Bildschirm



*Bild 6  
Eine Neuentwicklung  
ist der Reisesuper  
sound solo, der im  
VEB Kombinat  
Elektro-Apparate-  
Werke Friedrich Ebert  
produziert wird,*

eingestellten Ablenk- und Korrekturmitteln, so daß eine Nachstellung von Konvergenz und Farbreinheit überflüssig wird. Schaltungsmäßig wurde der Integrationsgrad erhöht durch neue Schaltkreise wie *A 241 D*, *A 255 D*, *A 232 D*. Mit 8 Kurzhub-Tiptasten erfolgt die Programmumschaltung, wobei die Tasten beliebig programmierbar sind. Zum Komfort gehören auch Anschlüsse für Kopfhörer und Magnettonaufzeichnung.

Die Stromversorgung arbeitet mit einem Schaltnetzteil. Das Vertikalchassis ist servicefreundlich, hat steckbare Moduln und einen *Service-Schalter*, mit dem die elektrischen Bedingungen für eine optimale Sperrpunkt- und Weißbildeinstellung geschaffen werden. Die mittlere Betriebsleistung aus dem Stromnetz konnte auf 83 VA gesenkt werden.

Eine Neuentwicklung ist der Mittelklasse-Reiseempfänger *sound solo*, der vom VEB Kombinat *Elektro-Apparate-Werke Friedrich Ebert* Berlin-Treptow produziert wird. Das mit 2 IS, 6 Transistoren und 16 Dioden bestückte Gerät hat die Wellenbereiche UKW, MW und KW (5,9 bis 12 MHz). Eine KW-Lupe verbessert die Einstellmöglichkeit im KW-Bereich. Die Sinus-Ausgangsleistung ist bei Batteriebetrieb 1,5 W, bei Netzbetrieb 2,5 W. Neben einer getrennten Höhen- und Tiefenbeeinflussung sind Anschlußmöglichkeiten vorhanden für Außenlautsprecher, Autoantenne und Tonabnehmer/Magnetband. Bei MW-Empfang wirkt eine Ferritantenne, für UKW/KW ist eine Teleskopantenne eingebaut. Die Abstimmanzeige erfolgt mit einer Lumineszenzdiode. Die Gehäuseabmessungen sind 265 mm × 160 mm × 80 mm, die Masse ist 2,5 kg (einschließlich 6 Batterien R14).

Mit dem *KR 450* (VEB *Stern-Radio* Berlin) wurde der weiterentwickelte Radiorekorder *R 4100* vorgestellt. Gestalterisch überarbeitet wurden die Tasten, die Skale und das Kassettenfenster. Das metallic-farbespritzte Gehäuse wird in den Varianten Silber, Anthrazit und Beige geliefert. Als technische Neuheit ist der Indikator durch eine LED-Anzeigekette ersetzt, die als Abstimmanzeige, als Aussteuerungsanzeige und als Batteriekontrolle wirkt. Für das Überspielen vom Radioteil zum Kassettenteil ist als Kenn-

zeichnung hinter dem Kassettenfenster eine rote LED-Diode sichtbar. Eine Neuheit bildet die LED-Anzeige auf dem Zeiger, bei dem eine grüne LED den eingeschalteten FM-Bereich, und eine rote LED die eingeschalteten AM-Bereiche erkennbar macht. Die Bedienung und die Wahl der Wellenbereiche entsprechen dem Radiorekorder *R 4100*, gleiches gilt für alle technischen Daten des neuen Radiorekorders *KR 450*.

Bereits zur *Leipziger Herbstmesse 1981* vorgestellt wurde der Stereo-Radiorekorder *SKR 500* des VEB *Stern-Radio* Berlin, der sich durch ein ansprechendes Design auszeichnet. Bei Batteriebetrieb ist die NF-Leistung  $2 \times 2 \text{ W}$  (12 V – 8 Elemente R20), für Netzbetrieb wird sie auf  $2 \times 4 \text{ W}$  erhöht. Das Kassettenteil ist für 3 Bandsorten ausgelegt. Bestückt ist das Spitzengerät im RFT-Programm mit 9 Schaltkreisen, 24 Si-Transistoren und 32 Dioden. Mit Uhr- und Rechnerenteil kombiniert ist das Taschenrechnerradio *TR 81* aus dem VEB *Halbleiterwerk* Frankfurt (Oder). Das Radioteil basiert auf dem Einchip-AM/FM-Empfängerschaltkreis *A 283 D*, so daß lediglich nur noch 2 Transistoren für den UKW-Tuner erforderlich sind. Das Uhrenteil kann auch als Stoppuhr und als Wecker (3 Transistoren) eingesetzt werden.

Als Neuentwicklungen zeigte der VEB *Elektrotechnik* Eisenach den



*Bild 7* Das Spitzengerät im RFT-Programm ist der Stereo-Kassettenrekorder *SKR 500*, der viele Extras beinhaltet (VEB *Stern-Radio* Berlin)



*Bild 8  
Der Radiorekorder  
KR 450 ist die vor  
allem gestalterisch  
weiterentwickelte  
Ausführung des be-  
kannten Radiorekor-  
ders R 4100  
(VEB Stern-Radio  
Berlin)*

Stereokassettenautoempfänger *A 320* und den Stereoautoempfänger *A 330*. Hervorzuheben ist die moderne Schaltungskonzeption der Geräte, wobei integrierte Schaltkreise dominieren. Das FM-Eingangsteil enthält eine 3-fach-Kapazitätsdiodenabstimmung und sowohl in der Vorstufe als auch in der Mischstufe eine MOSFET, wodurch eine sehr gute Großsignalfestigkeit erreicht wird. Im FM-ZF-Verstärker kommen der *A 225 D* und 2 keramische Filter zum Einsatz. Diese Lösung gewährleistet eine hohe Selektion, einen niedrigen Begrenzeinsatz sowie eine hohe Zuverlässigkeit des FM-Empfangsteils. Als Stereodekoder findet der *A 290 D* Anwendung. Das AM-Empfangsteil hat eine 3-fach-Variometerabstimmung und ist mit dem *A 244 D* sowie einem Kompakt-Keramikfilter ausgestattet. Es zeichnet sich ebenfalls durch eine hohe Selektion und Zuverlässigkeit sowie ein gutes Regelverhalten aus. Der NF-Verstärker ist mit 2 *A 210 D* bestückt, die auch bei einer möglichen hohen Umgebungstemperatur im Auto thermisch nicht überlastet werden können.

*Obering. Karl-Heinz Schubert*

# Sammler – und auch ein wenig Jäger Be- und Erkenntnisse von Sammlern alter Rundfunkempfänger in der DDR

Dipl.-Journ. Harry Radke

## Sammlerqualen

«Das erste Gerät einer Firma – das sind die Bonbons für mich. Ich würde irre werden, wenn ich irgendwo das erste Gerät von beispielsweise Telefunken entdeckt hätte und es aus irgendwelchen Gründen nicht bekommen könnte!»

*Dieter Probst* aus Zernsdorf sagt das. Er hat seine Sammelleidenschaft auf Rundfunkempfänger der Anfangsjahre – von 1923 bis 1930 – beschränkt. Der besondere Reiz dieser Zeit: In den ersten Jahren des Rundfunks im damaligen Deutschland – 1983 werden das genau 60 Jahre – schossen die Firmen, die Radios bauten, wie Pilze aus der Erde. Viele waren «Eintagspilze», darunter vor allem viele Holzverarbeitende Firmen. Zum anderen war die Entwicklung in diesen Jahren besonders stürmisch, brachte auch so manches technische Unikum hervor. Der Stolz von *Dieter Probst*, der jetzt 44 Jahre alt wird, ist die erste Rundfunk-Empfangsanlage, die *Siemens* je gebaut hat, die *RFE I!* «Ich habe nie daran geglaubt, daß so etwas noch existiert und ich es eines Tages haben werde!»

Einen repräsentativen Querschnitt aus der Entwicklung des Rundfunkempfängers zusammenzubekommen – das ist *Arno Schiesches* Wunsch. Der Mann aus Frankfurt (Oder) sammelt Sachzeugen eines speziellen Gebiets der Entwicklung der Technik, um sie zu bewahren, gibt es doch gegenwärtig kein Museum in der DDR, das sich diesem Gebiet mit wissenschaftlicher Gründlichkeit verschrieben hat. Dieser hohe Anspruch bringt es mit sich, daß *Arno Schiesches* auch für jeden alten Bedientopf, jeden Wellenschalter, jede Röhre dankbar ist, denn die Empfänger seines Bestands sollen nicht nur original aussehen, sondern auch funktionstüchtig sein. Und das ist eine harte Forderung, eine Herausforderung, die aber dieses Hobby zu einer ernst zu nehmenden Angelegenheit macht.

Unverständnis oder Staunen erntete *Herbert Börner* aus Ilmenau noch vor wenigen Jahren, wenn er seine Leidenschaft gestand. Das lag an dieser selbst. Der promovierte Diplomingenieur für Nachrichtentechnik sammelt, restauriert, dokumentiert alte Rundfunkempfänger, war einer der ersten in der DDR, der systematisch, mit Spaß, Hartnäckigkeit und Beharrlichkeit Stück für Stück aus den Anfangsjahren des Rundfunks und später denen



*Bild 1  
Arno Schiesches mit  
einem Loewe-Orts-  
empfänger OE 333  
von 1926. Das Be-  
sondere an dem Gerät:  
ein sogenanntes Drei-  
röhrengerät, dessen  
drei Röhren aber  
nach einer Erfindung  
M. v. Ardennes in  
einer vereint sind*



des Kofferempfängers zusammenrug, dabei immer wieder nach Verbündeten suchte, die Idee eines speziellen Rundfunkmuseums nie aufgab.

Als es ein wenig später zum guten Ton gehörte, Oldies aller Art zu mögen, gab es manchen, der *Herbert Börners* Leidenschaft in völliger Verkennung der Tatsachen als Kapitalanlage wertete. So geriet *Dr. Börner* unfreiwillig ein wenig in die Rolle eines rechten Sonderlings, mußte gar eine Zeitlang von sich glauben, der einzige mit diesem ungewöhnlichen Sammeltrieb zu sein.

Spätestens seit dem März 1981 ist das anders. Nach einer Zeit der mehr zufälligen Kontakte mit anderen Sammlern dieses Metiers hat sich beim Technischen Museum Dresden eine Interessengemeinschaft für Geschichte der Rundfunktechnik konstituiert, deren Vorsitzender *Arno Schiesches*, dessen Stellvertreter *Herbert Börner* ist.

Rund 600 Geräte haben diese Sammler bisher erhalten – 200 davon allein *Herbert Börner*. Dazu noch mehr als 3000 Röhren – 650 davon in einer ausstellungsreifen Sammlung und weitere 600 in den Geräten. Natürlich nicht in seinem ältesten Stück, einem Detektor aus dem Jahre 1923! «Ich habe wahrlich genug zusammengetragen, aber wie das so ist, man kann ja nie wieder aufhören!»

---

*„Was bedeuten schon Liebesqualen im Vergleich zu Sammlerqualen; dabei ist bemerkenswert, daß sich noch kein Sammler das Leben genommen hat, im Gegenteil, sie erreichen meist ein hohes Alter; wahrscheinlich ist das Sammeln eine gesunde Leidenschaft.“*  
*(K. Čapek)*

---

### Technikromantik

Die Interessengemeinschaft vereint 23 Radiosammelenthusiasten – Mitte Zwanzig der jüngste, ein Student, der erst ein Gerät besitzt; 50 Jahre alt der älteste, Arno Schiesches, dessen Sammlung rund 150 Geräte umfaßt. All diese Männer eint, daß sie ihr Zusammentragen und «Aufmöbeln» von



*Bild 2*  
*Dieter Probst vor*  
*seinen Radioveteranen*



*Bild 3  
Die Trichterlaut-  
sprecher gehören zu  
Audionempfängern um  
1925*

Radioveteranen in erster Linie nicht als Selbstzweck, als pure persönliche Interessenbefriedigung verstehen, sondern als gesellschaftliches Anliegen.

Das verdeutlichen ein paar Zahlen: Ein besessener Sammler kann je Jahr etwa 20 Geräte erwerben; in 50 Jahren wären das dann 1000 Stück. Ein einzelner Sammler kann das nicht verkraften, selbst wenn er nach Vollständigkeit strebte. In den Jahren von 1923 bis 1930 wurden schätzungsweise in Deutschland 1000 Typen von Rundfunkempfängern (ohne Varianten) gebaut, weitere 1000 Typen zwischen 1930 bis 1945. Und auf dem Territorium der DDR von 1946 bis heute nochmals mehrere hundert Typen. Selbst wer nur eine Übersicht über die Entwicklung geben will – Detektor, Einkreiser, Superhet, Großsuper, UKW-Rundfunk, Stereorundfunk, halbleiter- und schaltkreisbestückte Empfänger –, kann das als einzelner nicht schaffen. Doch wert, bewahrt zu werden, sind diese Zeugen der Technikgeschichte. Das beweist letztlich auch das Interesse der Industrie selbst (die Betriebe haben meist keine ihrer alten Erzeugnisse mehr) und das von Besuchern. Von solchen, die zu den Sammlern nach Hause gehen als auch von solchen, die in ihre Ausstellungen gehen.

Denn sowohl *Dr. Börner* als auch *A. Schiesches* und *D. Probst* haben aus ihren Stücken Ausstellungen bestritten, die sehr stark besucht wurden. Wobei natürlich den interessierten Laien die Geräte am besten gefielen, die noch nicht wie Radios aussahen – mit Trichterlautsprecher oder Spulen außerhalb des Gehäuses – oder die Kuriosa, z.B. ein Großsuper mit einer Telefonwählscheibe zur Senderwahl.

Für 1983, dem Jubiläumsjahr des Rundfunks, plant *Dr. Börner* mit der Unterstützung anderer Mitglieder der Interessengemeinschaft eine größere Ausstellung im Stadtmuseum Weimar, zu der er auch ein Begleitheft erarbeiten will. Seine große Hoffnung: einmal so viel Zeit zu haben, daß er eine große Geschichte des Rundfunkempfängers schreiben kann.

Zunächst aber schreiben die Interessengemeinschaftsmitglieder ihre Bestandslisten und tauschen sie untereinander aus. Und jeder von ihnen erarbeitet mehr oder weniger gründlich Kataloge, die die Produktion von Rundfunkempfängern in Deutschland und der DDR möglichst lückenlos dokumentieren.

Deshalb gehört es bei jedem der ernsthaften Sammler dazu, eine recht umfangreiche Bibliothek zusammenzutragen: zeitgemäße Werkskataloge, Fachzeitschriften, Angebotslisten u. a. m., die dann nach Baujahren katalogisiert werden. Ohne diese Dokumentation kommt keiner aus.

*Doktor Börner* nun betreibt sie mit Akribie, ja fast schon mit Pедanterie, wobei er natürlich durch seine berufliche Tätigkeit als wissenschaftlicher Assistent an der Sektion Nachrichtentechnik der Technischen Hochschule



*Bild 4 Als der Rundfunk das Laufen lernte – Geräte der ersten Jahre*



*Bild 5 Da lacht das Herz! Dr. Börner an seinen Oldies*

Ilmenau und durch seine gegenwärtige wissenschaftliche Arbeit an seiner zweiten Promotion über Probleme der Geschichte der Nachrichtentechnik gute Voraussetzungen hat, sein Hobby fachgerecht und gründlich zu untermauern.

So verblüfft er mit der bedenkenswerten Feststellung, daß die Wirkungen der Entwicklung der Elektronenröhre denen der Dampfmaschine gleichen. «Oft wird die Elektronenröhre heute nur als überholt angesehen. Zu kurz kommt dabei die Tatsache, daß es ohne die Röhre nie Halbleiterbauelemente gegeben hätte, daß man ohne die Röhre nicht in der Lage gewesen wäre, die Halbleitereffekte zu erforschen, daß es also ohne die Röhre auch keine Mikroelektronik geben würde.»

---

*„Man muß die Schüler für die Romantik der modernen Technik begeistern.“  
(N. Krupskaja)*

---

## Lebensinhalt

«Andere pflanzen Bäume, bauen ein Haus. Ich lege nur einen Grundstein!» *Herbert Börner* gibt seine Idee nicht auf, daß es irgendwann in der DDR ein Rundfunkmuseum geben wird, das Sender- und Empfängerseite gleichermaßen darstellt. Gegenwärtig zeigt das Postmuseum Berlin einige Exponate der Sender- und Studioausrüstung (wobei sicher vieles von der Studioausrüstung verschiedener Epochen nicht mehr erhalten sein dürfte), und auf dem Speicher des Verkehrsmuseums Dresden lagern einige Empfänger. Viele der Mitglieder der Interessengemeinschaft würden ihre Sammlung einem solchen Museum übergeben wollen. Denn wohl jeder von ihnen hat sich schon gefragt, was mal aus seiner Sammlung werden soll.

Auch *Dieter Probst*. Zunächst will er aber das Problem so lösen: In seinem geräumigen Haus will er einen Raum (extra für diesen Zweck angebaut!) als kleines Museum herrichten. Wobei er auf die entscheidende Schwierigkeit hinweist: In der sehr kurzen Zeit von nur 3 Jahren hat er mit großer Energie aus der ganzen DDR mehr als 200 Rundfunkempfänger vorwiegend aus den Jahren 1923 bis 1930 zusammengetragen, dabei schon Dubletten als Tauschobjekte erworben, ging nicht an Phonographen, Diktiergeräten, Schallwiedergabeanlagen, Kuriosa vorbei, hat vor einiger Zeit nun noch zusätzlich begonnen, Batteriegeräte, Koffer- und Taschenempfänger,

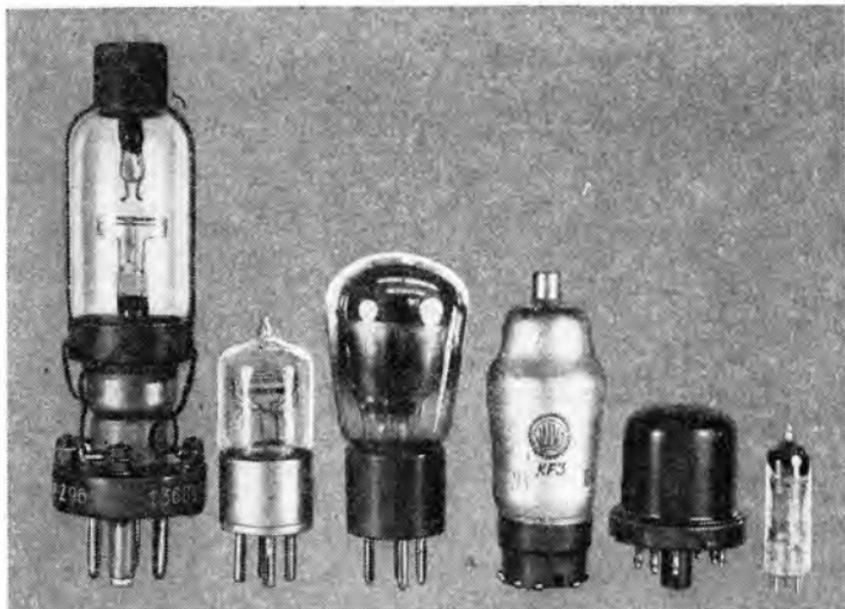
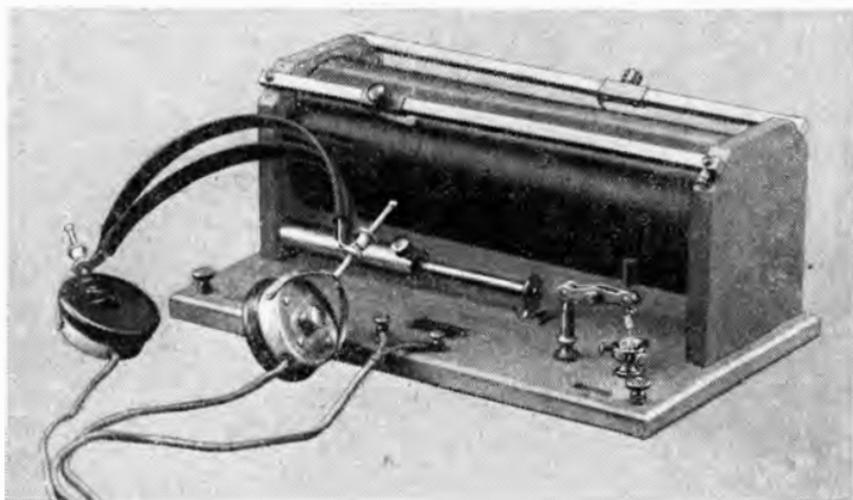


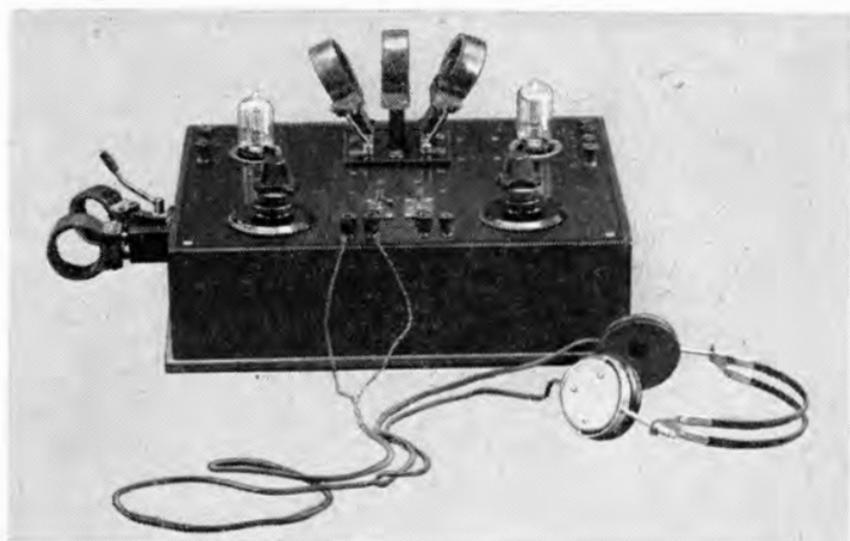
Bild 6 Ahnengalerie der Elektronenröhre: von den ersten Anfängen (1915) bis zur Miniaturröhre (1955)



*Bild 7 Damit fing es bei Dr. Börner vor 15 Jahren an (Staßfurt, Typ W 4 von 1928 mit Blaupunkt-Trichterlautsprecher)*



*Bild 8 Großer Schiebespulen-Dedektorempfänger aus dem ersten Rundfunkjahr (Firma Radiolys, 1923)*



*Bild 9 Saubere Arbeit eines Radioamateurs von 1924 (Zweiröhren-Zweikreis-Reflex-Empfänger)*



*Bild 10 Eine komplette Empfangsanlage um 1927: Empfänger (Radio-Amator, Typ 3044) mit Trichterlautsprecher (Telefunken), Heizakkumulator und Anodenbatterie*

Röhren zusammenzutragen. Doch in seine Ausstellung sollen nur Geräte, die restauriert sind und funktionieren. «Aber das ist ein Programm fürs Leben. Wenn ich je Gerät nur mal zwei Tage für die Restaurierung ansetze, schaffe ich im Jahr nicht mehr als fünfzig Stück – wenn ich nicht noch einen Drehknopf oder ähnliches nacharbeiten muß. Es bleiben ja nur die Wochenenden.» Übrigens jagt *Dieter Probst* immer noch erfolglos einer originalen Anodenbatterie – oder wenigstens einer echten Hülle – nach, um seine Oldies stilgemäß zum «spielen» bringen zu können.

*Herbert Börner* dagegen hat diesen Aufwand schon hinter sich. Seine Veteranen der Töne sind alle optisch und technisch im Bestzustand, sind alle betriebsbereit. Und so kann er jedem, der Ohren hat zu hören, beweisen, daß der Klang des Trichterlautsprechers gar nicht so fürchterlich ist, wie das gemeinhin angenommen wird. *Herbert Börner* treibt sein Prinzip der äußerlichen Originaltreue bis zur Konsequenz. Wenn bei einem Oldie beispielsweise ein Kondensator defekt ist, wird der nicht etwa gegen ein heutiges Bauelement ausgewechselt, sondern er bekommt «nur» ein neues Innenleben im Originalgehäuse. Und war das Bauelement mit Asphalt vergossen, wird auch das wieder gemacht. Übrigens hat *Dr. Börner* im Keller noch einen Fernsehempfänger aus dem Jahre 1934/35 stehen, den er sich

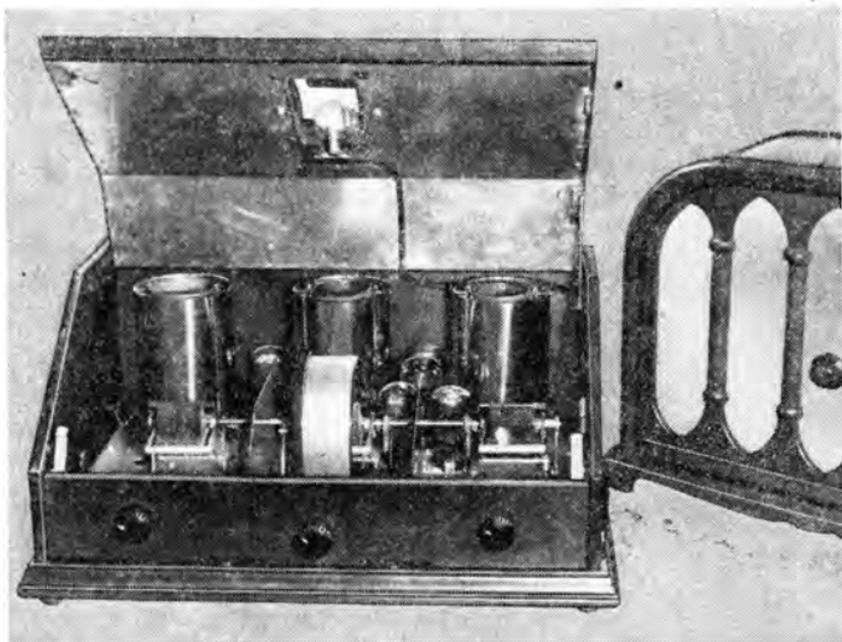
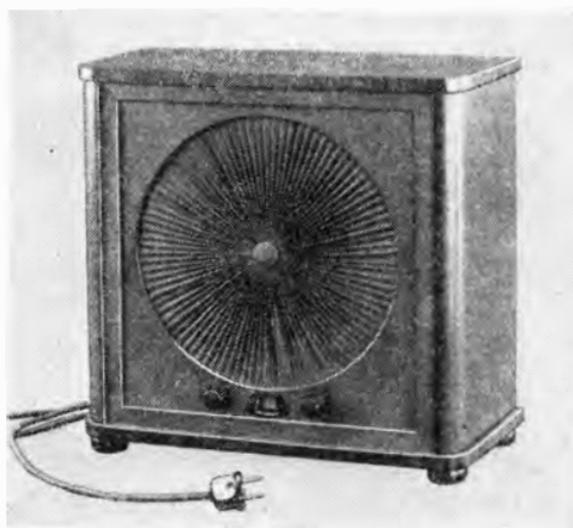


Bild 11 Blick in das Innenleben eines Fünföhren-Dreikreislers von 1927 (Telefunken, Typ T 9)



*Bild 12  
einer der ersten  
Empfänger für  
Netzbetrieb (AEG; Typ  
Geatron 3 W, 1928)*

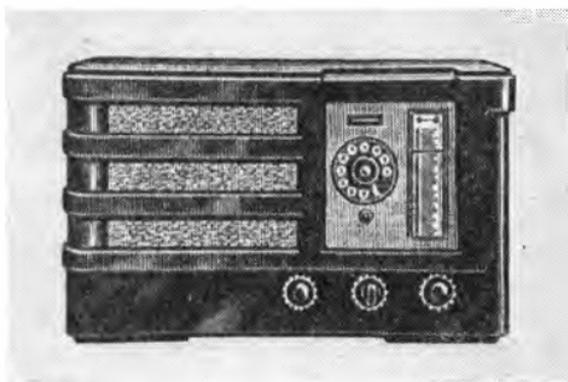


*Bild 13  
Empfänger und  
Lautsprecher »in  
einem« (wie man  
damals sagte):  
der Rundfunk-  
empfänger ist komplett  
(Loewe, Typ EB 100,  
1930)*

eines Tages vornehmen, zum Flimmern bringen will. Noch fehlen ihm einige Röhren...

Bei *Arno Schiesches* ist bisher etwa ein Drittel seiner Geräte funktions-tüchtig.

Was bringt diese Sammelleidenschaft samt Restaurieren ein? *Arno Schiesches* sagt kurz und bündig: «Verruf!» Weil überall, wohin er kommt, seine erste Frage lautet: «Hat jemand noch ein altes Radio? Kennt ihr jemanden, der...» *Dieter Probst*: «Gewinn auf keinen Fall, denn dieses Sammelgebiet hat keinen Markt. Möglicherweise wird die Sammlung auch mal finanziell wertvoll, aber das erlebe ich bestimmt nicht.» *Herbert Börner*:



*Bild 14  
Traum eines jeden  
Sammlers, aber nur  
vom Katalog her  
bekannt: das Radio  
mit der Telefon-  
wählscheibe zum  
Sendereinstellen  
(Nordmark-Super,  
1936)*



*Bild 15  
Ein historischer  
»Empfänger-Automat«  
mit 8 Sendertasten  
(Sachsenwerk,  
Typ 405 W, 1939)*

«Viele Wege, denn die Geräte werden einem nicht ins Haus gebracht. Da muß man schon den Spürsinn eines Jägers entwickeln. Und das gute Gefühl bringt es noch ein, etwas vor dem unwiederbringlichen Verfall zu bewahren.» Ein Gefühl, was übrigens Frau *Börner* nicht zu teilen vermag, wenn sie es auch akzeptiert. Denn obwohl ihr Mann sagt, daß er «kein Stück zu Hause hat», ist seine Kellerwerkstatt ziemlich voll mit Geräten, die neu im Bestand sind und noch auf ihr Comeback warten.

Beruflich mit der Rundfunktechnik zu tun hat jetzt keiner der drei Sammler mehr, wenngleich *Herbert Börner* gelernter Funkmechaniker, *Dieter Probst* gelernter Rundfunkmechaniker ist, *Arno Schiesches* dagegen diesen Beruf liebend gern gelernt hätte, es aber nach 1945 dazu keine Möglichkeit für ihn gab. Zu Sammlern nun sind sie alle durch einen Zufall geworden, der immer wieder gleich war: Irgendwer hatte den bekannten Amateurradio-

bastlern ein sehr schönes altes Gerät angeschleppt. Und in jedem der drei Fälle tickte seit diesem Zeitpunkt eine Zeitbombe. Bei *Dieter Probst* gar 10 Jahre lang, wobei er in all denen jedem erzählte: «Wenn ich Zeit habe, fange ich an, systematisch alte Radios zu sammeln.» Was ihm natürlich schon niemand mehr glaubte, seine eigene Frau eingeschlossen.

Im Wohnzimmer bei *Börners* in Ilmenau wird viel Radio gehört. Mit einem *REMA-Andante*. Doch den packt *Herbert Börner* erst dann in seine Sammlung, wenn er statt dessen einen programmierbaren Empfänger mit mindestens 16 Automatiktasten für AM und FM sowie statt der üblichen Skale eine Mattscheibe zum Selbstbeschriften bekommt. Ferne Zukunftsmusik? Wer 60 Jahre der Entwicklung des Rundfunkempfängers bestens kennt, muß es ja wissen!

---

„Glücklich der Mann, der von seinem Hobby leben kann.“ (G.B.Shaw)

---

Wir klären Begriffe

RIESELKATODE



# Neues aus der Rundfunkempfänger- Schaltungstechnik

Dipl.-Ing. Heinz Bergmann

Die Schaltungstechnik der Rundfunkempfänger kann auf eine lange Entwicklungsgeschichte zurückblicken. Sie hat aus relativ bescheidenen Anfängen einen hohen Stand erreicht, der heute gekennzeichnet wird durch:

- den Einsatz von Halbleiterbauelementen und integrierten Schaltungen;
- einen hohen Bedienungskomfort der Geräte;
- neue schaltungstechnische Lösungen.

Bei allen Neuerungen und Verbesserungen muß beachtet werden, daß die Ausstrahlung und der Empfang von Hörrundfunkprogrammen weiterhin analog erfolgen. Deshalb bleibt die Anwendung digitaler Schaltungsprinzipien vorwiegend auf Bedien- und Ablauffunktionen beschränkt, während die Signalverarbeitung selbst weiterhin analog vorgenommen wird.

Die wohl tiefgreifendste Neuerung auf dem Gebiete der Schaltungstechnik auch für Rundfunkempfänger hat in jüngster Zeit die Mikroelektronik durch das Angebot und den Einsatz von integrierten Schaltungen für Signalverarbeitungsaufgaben und Bedienfunktionen gebracht. Obwohl durch eine spezielle integrierte Schaltung die Schaltungstechnik sowie die Anzahl und die Art der noch notwendigen diskreten Bauelemente im wesentlichen mitbestimmt werden, gestattet gerade die IS-Bestückung, Geräte mit unterschiedlichem Ausstattungsgrad rationell und effektiv aufzubauen. Bis auf den FM-Tuner lassen sich alle Hauptfunktionsgruppen eines Rundfunkempfängers (s. Bild 1) integrieren. Die Anzahl der in DDR-Rundfunkempfängern eingesetzten integrierten Schaltung (IS) reicht von 2 IS (z. B. *A 281 D* für AM-FM-ZZ und *A 211 D* oder *A 210 D* als NF-Verstärker) in einfachen Rundfunkempfängern bis zu 12 IS in hochwertigen Geräten (z. B. *Carat S*).

Neben der Realisierung von zum Teil hochgezüchteten Bedienfunktionen durch spezielle IS hat die Mikroelektronik auch Einfluß auf andere schaltungstechnische Veränderungen wie:

- Schaltungen zur Gebrauchswertsteigerung (Automatiken, Anzeigen, Rauschunterdrückung, Suchlauf, Fernbedienung);
- spulen- und abgleicharme- bzw. spulenfreie Schaltungen (Piezofilter, akustische Oberflächenwellenfilter),
- Steuerung der Bedienfunktionen über Gleichspannungen;
- Schaltungen zur Störverminderung;
- Aufbaurealisierung in Modultechnik (ökonomische Fertigung, Service);

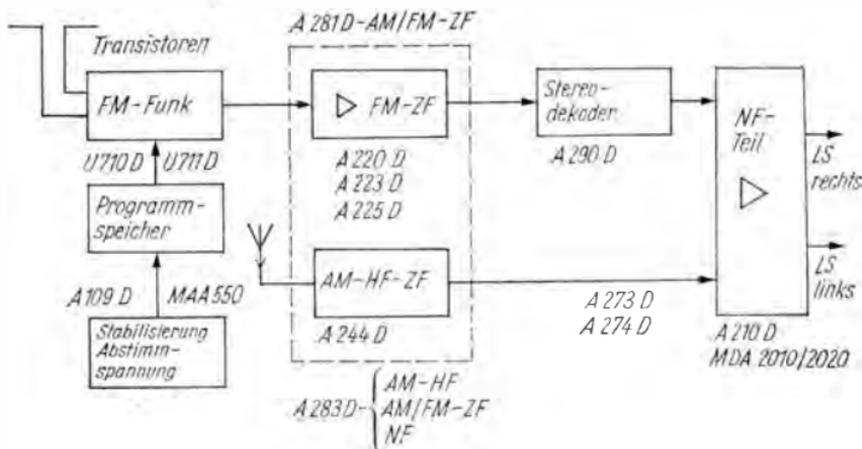


Bild 1 Beispiel zur Bestückung von Rundfunkempfänger-Schaltungen mit integrierten Schaltkreisen

- Verwendung neuer oder in der kommerziellen Nachrichtentechnik bekannter Schaltungslösungen (digitale Prinzipien, PLL, Zählmodulator);
- Mikroprozessoreinsatz (programmorientierte Schaltungen für Steuer- und Speicheraufgaben).

Im folgenden soll an Hand einiger Beispiele ein Überblick über neue oder veränderte Schaltungen gegeben werden.

### FM-Tuner-IS

Die Integration eines FM-Rundfunkempfängers auf einem Chip vom Antenneneingang bis zum NF-Ausgang ist bisher nur als Prototyp gelungen. Als äußere Bauelemente sind 1 Abstimmkreis und 14 Kondensatoren anzuschließen. Bei der Realisierung eines derartig hohen Integrationsgrads greift man auch auf neue bzw. veränderte Schaltungskonzepte zurück. Man benutzt z. B. eine ZF von 70 kHz, so daß sich RC-Filter verwenden lassen. Weiterhin wird eine Frequenzrückkopplung zur Unterdrückung von Verzerrungen benutzt, die den Hub auf 15 kHz verringert. Zur Stummapstimmung zieht man die Korrelation zwischen 2 ZF-Signalen heran, wobei ein ZF-Signal verzögert und invertiert gegenüber dem anderen ZF-Signal verarbeitet wird. Sind beide Signale gleich, so liegt eine richtige Abstimmung vor.

### Frequenzsynthese für Rundfunkempfänger

Als *Frequenzsynthese* bezeichnet man ein Verfahren, bei dem aus einer Bezugsfrequenz hoher Frequenzkonstanz und Frequenzgenauigkeit eine Reihe

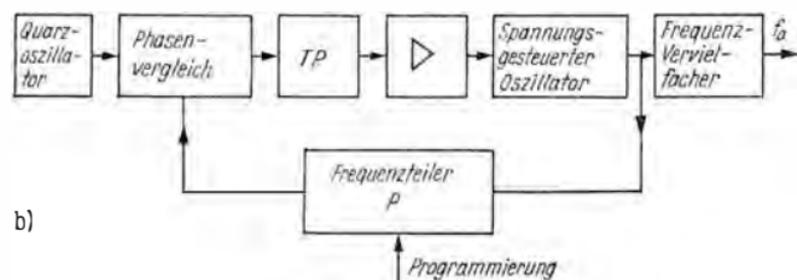
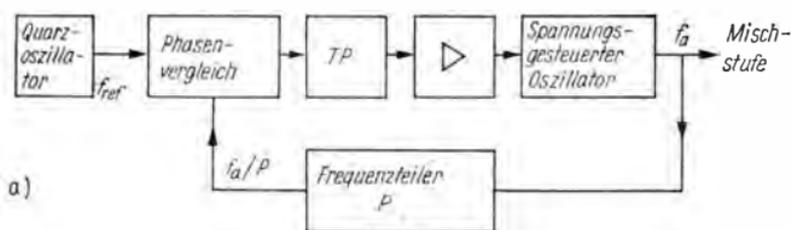


Bild 2 Frequenzsynthese beim Rundfunkempfänger; a – PLL-Prinzip, b – mit Frequenzvervielfachung

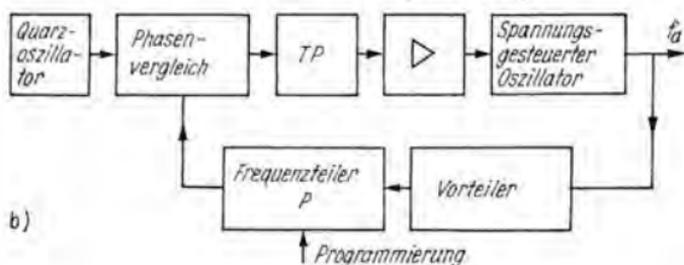
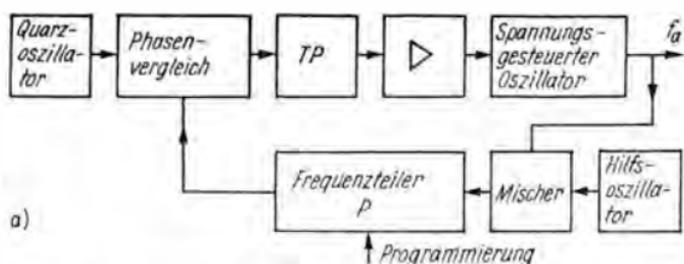


Bild 3 Frequenzsynthese beim Rundfunkempfänger; a – mit Hilfsoszillator, b – mit Vorteiler

anderer Frequenzen – hier die AM- und FM-Oszillatorfrequenzen – abgeleitet werden. Bei der *indirekten Frequenzsynthese* (auch *Analyse*) wird ein frei laufender Oszillator über einen Regelkreis (z. B. PLL) mit der Bezugsfrequenz synchronisiert. Von einer *direkten Frequenzsynthese* spricht man dagegen, wenn aus der Bezugsfrequenz direkt durch entsprechende Schaltungen (Teiler, Vervielfacher, Filter) die gewünschte Ausgangsfrequenz gewonnen wird.

Die Frequenzsynthese greift auf das Prinzip der phasenstarr verketteten Regelschleife zurück (PLL), die in Bild 2a dargestellt ist. Der spannungsgesteuerte Oszillator liefert das gewünschte Ausgangssignal mit der Frequenz  $f_a$ . Dieses Oszillatorsignal wirkt als Überlagerungsfrequenz in einer Mischstufe und gelangt gleichzeitig zu einem Frequenzteiler mit dem Teilerfaktor  $P$ . Der Teiler liefert an den Phasenvergleich ein Signal, das aus dem Überlagerungssignal  $f_a/P$  gewonnen wurde. Darüber hinaus wird dem Phasenvergleich das genaue und konstante Bezugssignal mit der Frequenz  $f_{ref}$  zugeführt. Der Phasenvergleich gibt ein Gleichspannungssignal ab, dessen Größe und Polarität von der Phasendifferenz seiner beiden Eingangssignale abhängt. Nach Unterdrückung unerwünschter Mischprodukte durch einen Tiefpaß und entsprechende Verstärkung steuert es den spannungsgesteuerten Oszillator so nach, daß die Phasendifferenz möglichst klein wird, d. h., im «ingerasteten» Zustand ist  $f_{ref} = f_a$ .

Durch einen einstellbaren Teilerfaktor des Frequenzteilers lassen sich Ausgangssignale erzeugen, deren Frequenzen unterschiedliche Vielfache der Bezugsfrequenz sind. Auf diese Weise ergibt sich durch eine Programmierung des Teilerfaktors ein gerastertes Frequenzspektrum, wie es zum Abstimmen von UKW-Rundfunkempfängern notwendig ist. Will man dieses Prinzip auch auf die AM-Bereiche ausdehnen, kann man eine Rasterung im Abstand von 1 kHz anwenden.

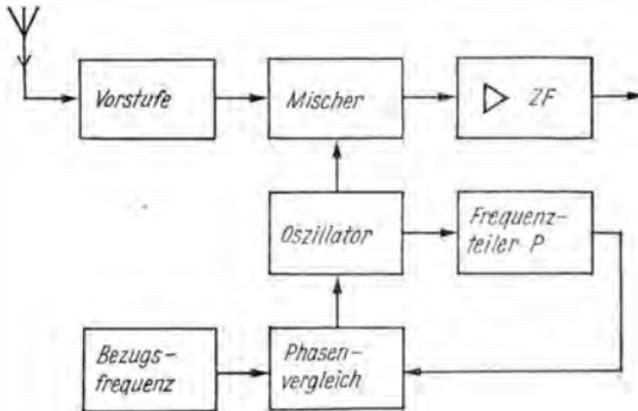


Bild 4 Einsatz der PLL-Schaltung im Rundfunkempfänger

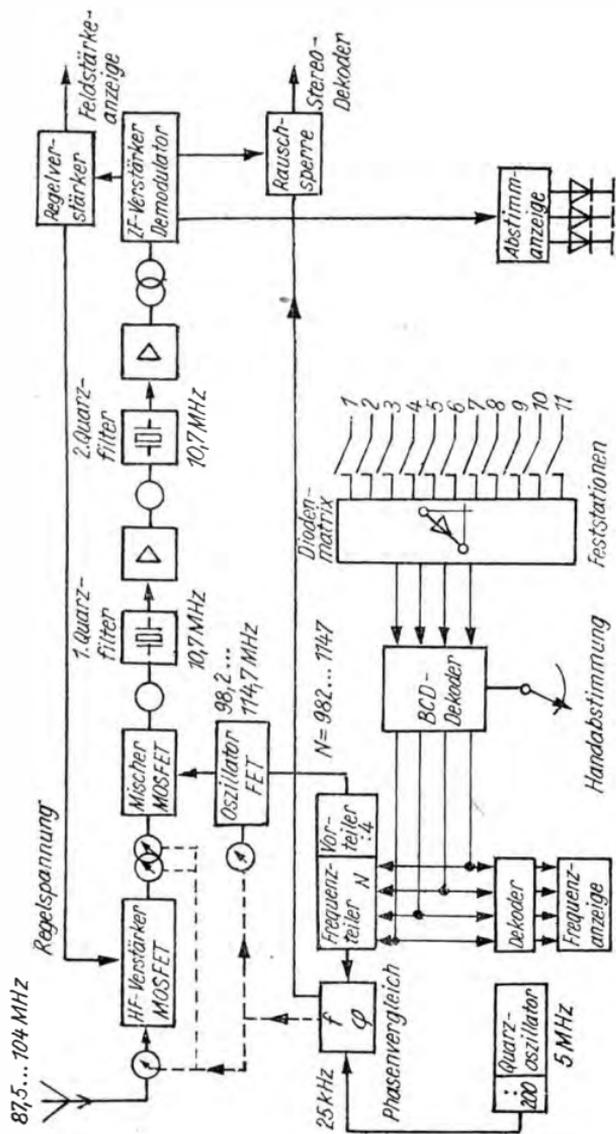


Bild 5 Einsatz der Frequenzsynthese in einem UKW-Steuergerät

Speziell im UKW-Bereich muß der programmierbare Teilerhohe Frequenzen verarbeiten können, was jedoch noch große Schwierigkeiten bereitet, da die Betriebsfrequenzen der in Frage kommenden Logik-IS unterhalb dieser Bereiche liegen. Um diese Schwierigkeiten zu umgehen, lassen sich verschiedene Schaltungsprinzipien anwenden. Bild 2b zeigt das Prinzip einer Frequenzsynthese mit Frequenzvervielfachung des Ausgangssignals vom spannungsgesteuerten Oszillator. In diesem Fall arbeitet die Regelschleife bei niedrigeren Frequenzen. Erst nachdem die Frequenz aufbereitet ist, wird eine Frequenzvervielfachung vorgenommen.

Eine weitere Möglichkeit ist der Einsatz eines Hilfsoszillators (Bild 3a), der die Frequenz des Ausgangssignals des spannungsgesteuerten Oszillators herabsetzt. Wesentlich günstigere Eigenschaften weist das Prinzip nach Bild 3b auf, das mit 2 Teilern arbeitet. Es wurde durch die Entwicklung sehr schneller Zählerbausteine für den Vorteiler möglich. Die eigentliche Programmierung (Abstimmung) wird bei niedrigeren Frequenzen vorgenommen. Die Vorteilerung läßt sich auch auf 2 einstellbare Vorteilerfaktoren erweitern. Bild 4 zeigt im Prinzip den Einsatz eines PLL im Rundfunkempfänger.

Bild 5 gibt das Beispiel eines UKW-Steuergeräts mit Frequenzsynthese wieder. Das Bezugssignal wird in diesem Fall von einem Quarzoszillator (5 MHz) geliefert und nach einer Teilung (: 200) als 25-kHz-Bezugssignal an den Phasenvergleich geführt. An den Phasenvergleich gelangt auch das über einen programmierbaren Frequenzteiler geführte Oszillatorsignal. Stimmen beide Signale in der Frequenz oder in der Phase nicht überein, so steuert die Phasenvergleichsstufe die Kapazitätsdioden im Eingangs- und Oszillatorteil des Steuergeräts nach. Die Programmierung des Frequenzteilers kann einmal über eine festprogrammierte Diodenmatrix (Stationstasten) oder über eine Handabstimmung erfolgen. Während der Abstimmung gibt die Phasen-

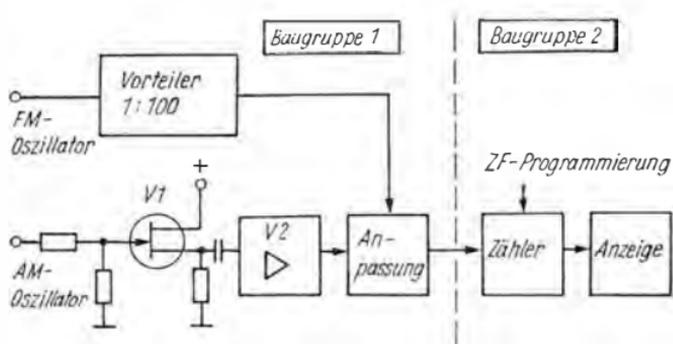


Bild 6 Frequenzanzeige für AM/FM-Rundfunkempfänger

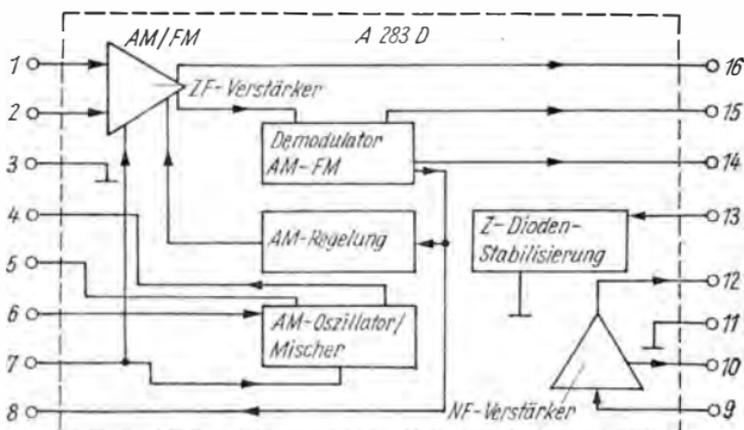


Bild 7 Übersichtsschaltplan der Einchip-Empfänger-IS A 283 D

vergleichsstufe außerdem ein Signal an die Rauschsperrung ab. Als Abstimmungsanzeige wirken 3 Leuchtdioden. Die mittlere grüne Leuchtdiode leuchtet bei richtiger Abstimmung auf, die beiden äußeren roten bei einer Fehlabbildung. Der im Frequenzteiler enthaltene Vorteiler (: 4) ist in ECL-Technik aufgebaut und kann Eingangsfrequenzen bis 180 MHz verarbeiten. Der Teilerfaktor N des programmierbaren Teilers läßt sich von 982 ... 1147 verändern. Das entspricht einer Frequenzänderung von 87,5 ... 104 MHz. Über einen Dekoder wird die digitale Frequenzanzeige angesteuert.

### Frequenzanzeige für AM/FM-Rundfunkempfänger

Dem Trend einer digitalen Frequenzanzeige kommt im Prinzip ein Bausteinsystem (Bild 6) einer Digitalanzeige nach, das wahlweise für AM- oder FM-Empfänger eingesetzt werden kann. Das Bausteinsystem ermittelt die Frequenz des (AM- oder FM-) Überlagerungsoszillators und nimmt von diesem ermittelten Wert eine Subtraktion der Zwischenfrequenz vor, so daß die Empfangsfrequenz angezeigt wird.

Die Schaltung besteht aus einem Vorteiler, einem Zähler und einer Flüssigkristallanzeige sowie aus weiteren Bauelementen, zu denen der Feldeffekttransistor V1 und verschiedene Logikschaltungen gehören.

Im AM-Betrieb gelangt das Signal des Überlagerungsoszillators an V1, der den Oszillator durch seine hohe Eingangsimpedanz nur gering belastet. V2 arbeitet linear und bewirkt die Verstärkung. Die sich anschließenden Schmitt-Trigger formen ein TTL-Rechtecksignal, das dann an den Zähler gelangt. Der Zähler enthält einen Festwertspeicher, dem verschiedene ZF-Werte ein-

gegeben werden können. Auf diese Weise ist es möglich, den Zähler für unterschiedliche Zwischenfrequenzen einzusetzen. Weiterhin nimmt der Zähler auch die Subtraktion vor. Die Differenzfrequenz, die gleich der Empfangsfrequenz ist, wird auf der Anzeige dargestellt. Im FM-Betrieb wird eine Vorteilung (: 100) der Frequenz des Überlagerungsoszillators vorgenommen. Zur Ermittlung der Empfangsfrequenz wird nur 1/100 der FM-ZF subtrahiert.

Das Bausteinsystem läßt sich vorteilhafterweise in zwei Gruppen getrennt aufbauen. Vorteiler und Logikschaltungen sowie der FET werden in der Nähe des HF-Teils im Empfänger, der Zähler und die Anzeige an geeigneter Stelle an der Frontseite angeordnet. Mit dem Bausteinsystem steht eine universelle Frequenzanzeige zur Verfügung, mit dem auch Rundfunkempfänger nachgerüstet werden können.

### Einchip-Radio IS

Der *A 283 D* stellt im Prinzip einen Einchip-AM/FM-Empfängerschaltkreis dar, der außer dem UKW-Tuner alle Hauptfunktionen eines AM/FM-Rundfunkempfängers einschließlich des NF-Verstärkers auf einem Chip enthält. Als äußere Komponenten sind HF-Kreise und einige RC-Netzwerke anzuschließen. Die Stromaufnahme beträgt bei einer Speisespannung von 5,5 V nur  $\leq 20$  mA. Die Ausgangsleistung ist 300 mW. Bild 7 zeigt den vereinfachten Übersichtsschaltplan des *A 283 D*, der z.B. im Uhrenradio *2001* eingesetzt wird.

### Computer-AFC

Die optimale Abstimmung auf den jeweils gewählten UKW-Sender läßt sich automatisch durch eine abschaltbare, sogenannte Computer-AFC realisieren.

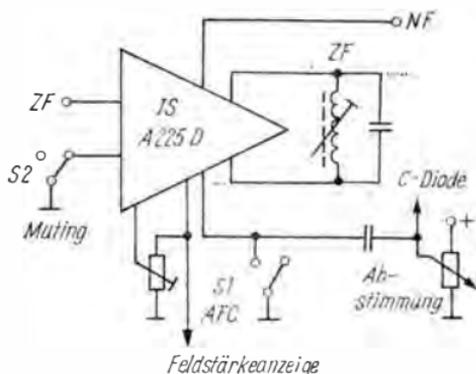


Bild 8  
Prinzip der Computer-AFC

ren, wie sie z. B. im HiFi-Steuergerät *RS 5001* (VEB Robotron Büromaschinenwerk Sömmerda) verwendet wird. Im FM-ZF-Teil befindet sich der *A 225 D* (Bild 8), der aus einem achtstufigen Begrenzerverstärker, einem Koinzidenzdemodulator, einer feldstärke- und verstimmungsabhängigen Stummabstimmung, der AFC und der Ansteuerung für die LED-Feldstärkeanzeige besteht. Beim Drehen am Senderwahlknopf schaltet die sich verändernde Abstimmspannung über einen Kondensator *C* die AFC für die Dauer der Senderwahl aus. Erst bei Ruhigstellung des Schleifers des Abstimpmpotentiometers schaltet die AFC wieder ein und hält den Sender optimal abgestimmt. Über *S1* kann man bei ungünstigem Empfang die AFC ausschalten. Die Stummschaltung unterdrückt bei offenem Schalter *S2* das bei der Senderwahl zwischen den Sendern auftretende Rauschen.

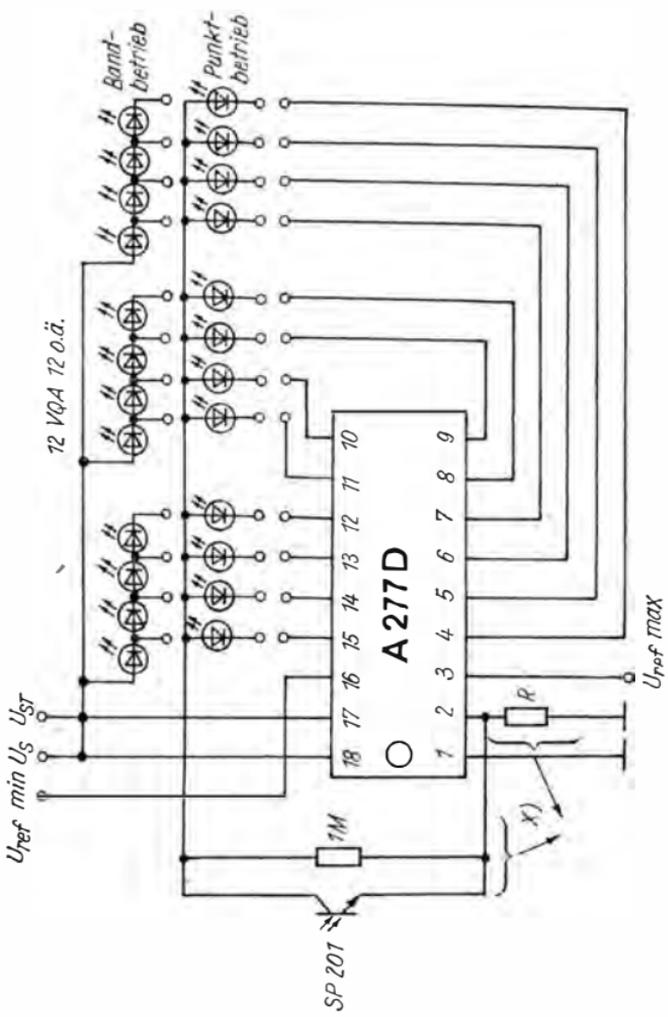


Bild 9  
LED-Anzeigeschaltung mit  
der Steuer-*IS A 277 D*

## LED-Anzeige

Neben der rein digitalen Abstimmanzeige sind durch den Einsatz moderner Bauelemente auch Neuerungen bei der Analoganzeige möglich durch:

- einen in Abhängigkeit von der Abstimmung wandernden Leuchtpunkt auf einer Skale oder
- ein Leuchtband.

Bild 9 zeigt dazu ein Beispiel, das mit 12 Leuchtdioden (LEDs) und dem *A 277 D* arbeitet (Stereorundfunkempfänger *accord sc 1500*). Der IS ist so aufgebaut, daß er außerdem im Leuchtband- oder Leuchtpunktbetrieb funktioniert und eine Steuerspannung als Vorgabe für die jeweilige Abstimmstellung am Anschluß 17 erfordert. Der IS befindet sich in einem DIL-18-Gehäuse. Die Steuerspannung von 5,5 ... 18 V für Punktbetrieb und 10,5 bis 18 V für Bandbetrieb muß von außen bereitgestellt werden.

## Regelsystem zur Verzerrungsminderung

Die Abstimmung eines FM-Rundfunkempfängers mit einem etwa vorhandenen Abstimminstrument bedeutet noch nicht die Abstimmung auf minimale Verzerrungen, wenn der ZF-Verstärker als Gesamtkomplex nicht symmetrisch ist. Eine Verbesserung gestattet ein relativ aufwendiges System (Bild 10) zur Ermittlung der Verzerrungen, das die Oszillatorfrequenz verändert, damit im ZF-Verstärker nur minimale Verzerrungen entstehen können. Dazu wird der Überlagerungsoszillator durch ein im Empfänger erzeugtes 95-kHz-Signal frequenzmoduliert. Durch dieses Signal werden Modulationsanteile in die unteren und oberen Bereiche des ZF-Bands gelegt.

Nach Durchlaufen des ZF-Verstärkers und nach der Demodulation werden das 95-kHz-Signal und seine Oberwellen (190 kHz) über einem Hochpaß vom Multiplexsignal abgetrennt und dem Phasendetektor 2 zugeführt. Der Phasendetektor 2 bewirkt, daß der Frequenzverdoppler ein phasenkorrigiertes 95-kHz-Signal erhält. Das sich nunmehr ergebende 190-kHz-Signal wird an den Phasendetektor 1 geführt, der auch Oberwellen (Verzerrungskomponenten) des Testsignals (95 kHz) aus dem ZF-Verstärker erhält. Die Phase dieser Verzerrungen ist abhängig von der Verstimmungsrichtung; ihre Größe von der Größe des Verstimmungsfehlers. Damit ist das Ausgangssignal des Phasendetektors 1 proportional den durch eine Verstimmung verursachten Verzerrungen. Nach entsprechender Aufbereitung wird es zur Nachstimmung des Überlagerungsoszillators verwendet. Während der Handabstimmung ist das System unwirksam.

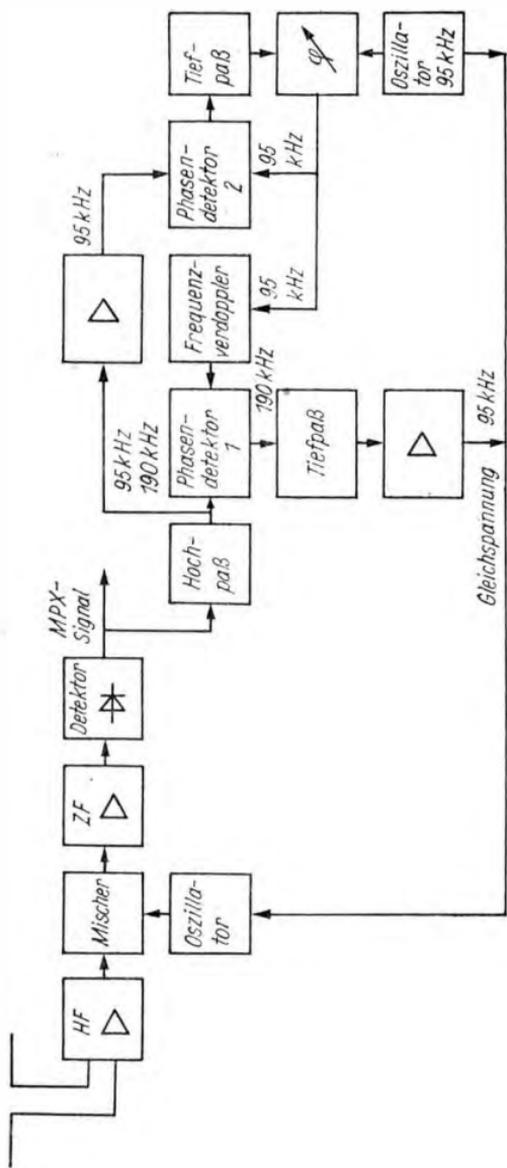


Bild 10 Regelsystem zur Verzerrungsminderung

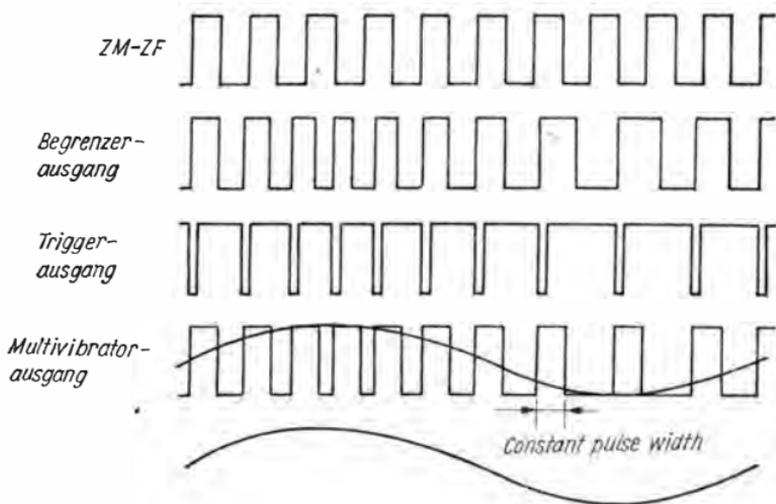


Bild 11 FM-Demodulator nach dem Zählprinzip

### Zähldemodulator

Bisher benutzte FM-Demodulatoren verwenden Resonanzkreise, die zuerst das FM-Signal in ein amplitudenveränderliches Signal verwandeln, das anschließend gleichgerichtet wird. Beide Vorgänge sind im Prinzip nichtlinear und lassen sich nur innerhalb gewisser Grenzen ausnutzen. Durch moderne IS ist nunmehr für diese Aufgabe auch der Zähldemodulator interessant und ökonomisch einsetzbar geworden.

Das FM-ZF-Signal wird in kurze Pulse konstanter Breite und Amplitude umgesetzt (Bild 11), die mit der gleichen Frequenz wie die des FM-ZF-Signals auftreten. Besonders günstig bezüglich der weiteren Verarbeitung mit digitalen Schaltungen ist es, wenn eine zweite frequenzmäßige Umsetzung stattfindet, d. h. von der üblichen ZF auf z. B. 1,9 MHz. Die schmalen Triggerpulse steuern einen monostabilen Multivibrator, dessen Ausgangssignal einem Tiefpaß zugeführt wird, der dann die NF liefert. Geringere Verzerrungen, besseres Signal/Rausch-Verhältnis und der Wegfall von abzugleichenden Bauelementen sind die sich ergebenden Vorteile.

### Digitalschaltungen

Der Einsatz von Digitalschaltungen hat sich besonders im Bedienungskomplex durchgesetzt. Beim Suchlauf muß nach der Erhöhung der Kanalzahl um

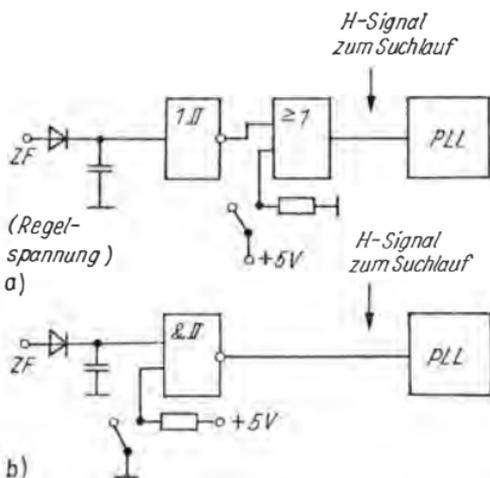


Bild 12  
 Digitalschaltungen im Suchlauf; a - Beispiel 1,  
 b - Beispiel 2

einen Kanal geprüft werden, ob ein empfangswürdiger Sender (Feldstärke) vorhanden ist. Wenn ja, muß der Suchlauf gestoppt werden.

Der Suchlaufbaustein hat einen Eingang, der bei H-Signal einen Kanal weiterschaltet. Ein Inverter (*Schmitt-Trigger*) wandelt die Information «Empfangswürdiger Sender vorhanden» in die Information für den Suchlaufstop um. Will der Rundfunkteilnehmer trotzdem einen anderen Sender empfangen, so kann er die Taste für den Suchlauf drücken (Bild 12a). Diese zusätzliche Information koppelt ein ODER-Glied ein, das an den Suchlaufbaustein ein H-Signal gibt, wenn kein Sender anliegt oder wenn die Taste gedrückt wird. Soll ein L-Signal der Taste den Suchlauf auslösen, kann man Inverter und ODER-Glied zu einem NAND-Glied zusammenfassen (Bild 12b).

### Logikglieder mit offenem Kollektorausgang

Neben den üblichen NAND-Gliedern und den NAND-Gliedern mit *Schmitt-Trigger*-Eigenschaften gibt es noch eine dritte Ausführung mit offenen Kollektorausgängen. Diese Glieder sind für Phantom-UND-Verknüpfungen vorgesehen. Die Ausgänge der einzelnen Stufen lassen sich einfach parallel schalten, was mit normalen Gegentaktausgängen nicht möglich ist. Bei Gegentaktausgängen würden Querströme zwischen Gattern, die L-Signal haben, und Gattern, die H-Signal haben, fließen. Bei Gattern mit offenem Kollektorausgang sind die Ausgangstransistoren bei H-Ausgangspegel hochohmig. Ein gemeinsamer «pull-up»-Widerstand gibt den miteinander verbundenen Ausgängen (Bild 13a) H-Signal, wenn alle Ausgangstransistoren hochohmig sind. Führt jedoch einer der Ausgänge L-Signal, so nimmt der gemeinsame Ausgang Q auch L-Pegel an. Logisch gesehen handelt es sich

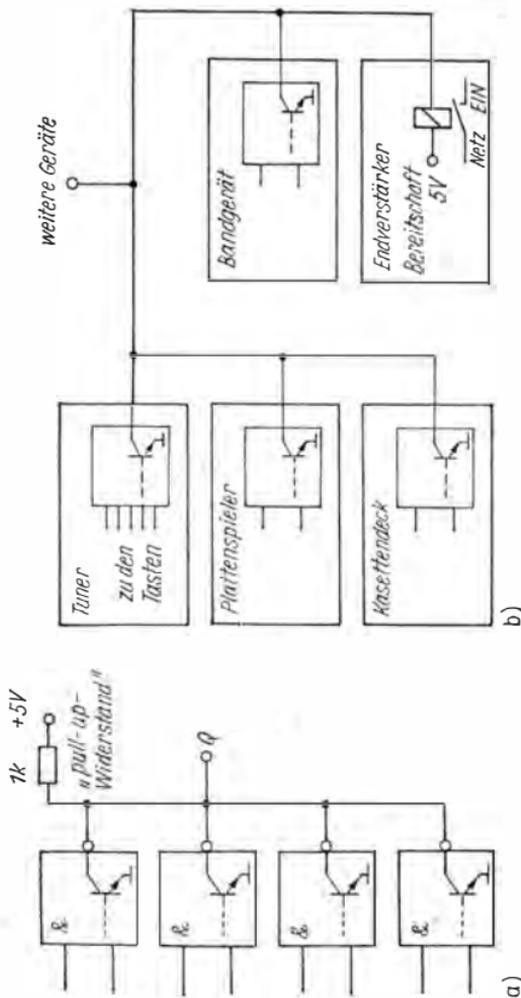


Bild 13  
Logikglieder mit offenem Kollektorausgang (a)  
und Anwendungsbeispiel (b)

also um eine NOR-Verknüpfung. Der im Bild 13 eingezeichnete Ausgangstransistor ist normalerweise nicht in den Schaltzeichen zu finden, man kann an Hand der Schaltzeichen Glieder mit Gegentaktausgang und Glieder mit offenem Kollektorausgang nicht ohne weiteres unterscheiden.

Das Bild 13 b zeigt ein typisches Anwendungsbeispiel für eine Phantomverknüpfung verschiedener Komponenten. Heute hat in einer Stereoanlage in Turmbauweise jedes Gerät sein eigenes Netzteil. Die logische Verknüpfung der Einschaltung unterschiedlicher Geräte wird über die beschriebene Verknüpfung vorgenommen. Der Endverstärker muß immer dann eingeschaltet werden, wenn ein Rundfunkprogramm empfangen, der Plattenspieler, eine Kassette oder ein Band abgespielt wird. Er braucht nicht ein-

geschaltet zu sein, wenn man beispielsweise vom Tuner oder Plattenspieler auf das Kassettendeck oder auf das Bandgerät überspielen und nicht über Lautsprecher mithören möchte. Ähnliche Gelegenheiten liegen vor, wenn man vom Kassettendeck auf das Bandgerät oder umgekehrt überspielt, ohne daß mitgehört wird. Die entsprechenden Tasten an den Geräten führen über logische Glieder zu einer Sammelleitung, an der alle Ausgänge mit offenem Kollektor angeschlossen sind, die den Befehl «Endverstärker einschalten» bewirken. Im Endverstärker selbst ist ein Relais mit dieser Sammelleitung und der Speisespannung + 5 V verbunden. Erscheint nun ein Aktiv-LOW auf der Sammelleitung, so wird über das Relais die Netzspannung für den Endverstärker automatisch eingeschaltet, auch wenn der entsprechende Netzschalter von außen nicht betätigt wurde.

### Verbesserter AM-Empfang

Durch einen Störunterdrückungsdetektor läßt sich mit einem herkömmlichen MW-Rundfunkempfänger ein verbesserter AM-Empfang gewährleisten, indem mit dem Detektor bei auftretenden Störungen ein störungsärmeres Seitenband ausgewählt wird. Der Detektor kann auch für einen Einseitenbandempfang bzw. Empfang mit 2 unabhängigen Seitenbändern verwendet werden. Das ZF-Signal wird 2 Synchrondemodulatoren zugeführt, die die ZF-Träger über eine ZF-Trägerrückgewinnung zueinander  $90^\circ$  phasenverschoben erhalten. Durch anschließende Addition und Subtraktion der sich ergebenden Seitenbänder stehen am Ausgang voneinander getrennt das untere und das obere Seitenband zur Verfügung. Durch eine Umschaltung kann jeweils das nicht durch Nachbarkanalstörungen beeinträchtigte Signal ausgewählt werden.

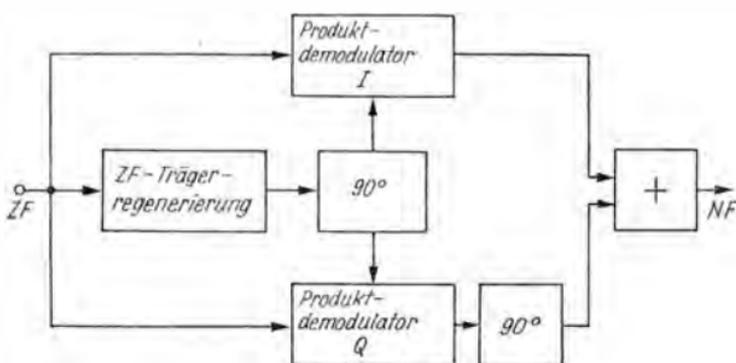


Bild 14 Verbesserter AM-Empfang durch Störunterdrückung

Ein mit diesem Detektor ausgestatteter Rundfunkempfänger ermöglicht einen herkömmlichen Empfang durch Zweiseitenbanddemodulation oder einen entstörten Empfang durch Umschalten auf ein Seitenband beim Auftreten von Nachbarkanalstörungen. Vor der Trägerregenerierung erfolgen eine Ausfilterung des ZF-Trägers und eine Begrenzung. Kostspielige Filter sind nicht erforderlich.

Eine weitere Möglichkeit zur Verbesserung des AM-Empfangs ist mit dem in Bild 14 gezeigten Schaltungsprinzip möglich. Das Grundprinzip geht davon aus, störende Frequenzen durch eine Phasendrehung in einem Zweig und anschließende Addition mit nicht phasengedrehten Signalanteilen zu unterdrücken. Die Schaltung arbeitet mit 2 Produktmodulatoren, die den ZF-Träger nach seiner Aufbereitung um  $90^\circ$  phasenverschoben zugeführt bekommen. Auf diese Weise entsteht am Ausgang des Demodulators I die Niederfrequenz, am Ausgang des Demodulators Q kein Signal. Enthält jedoch das ZF-Signal ein Störsignal (Störträger), so tritt in den Ausgängen der Demodulatoren eine Störung auf. Der Ausgang des Demodulators Q wird um  $90^\circ$  gedreht und zum I-Ausgang addiert, so daß sich die nunmehr gegenphasigen Störungen herausheben.

### Feldstärkeabhängige AM-Bandbreitenregelung

Bei Fernsenderempfang ist eine schmale ZF-Bandbreite von Vorteil, da hier frequenzbenachbarte Sender wie auch Störungen stärker unterdrückt werden. Wird dagegen der Ortssender empfangen, so strebt man mit Rücksicht

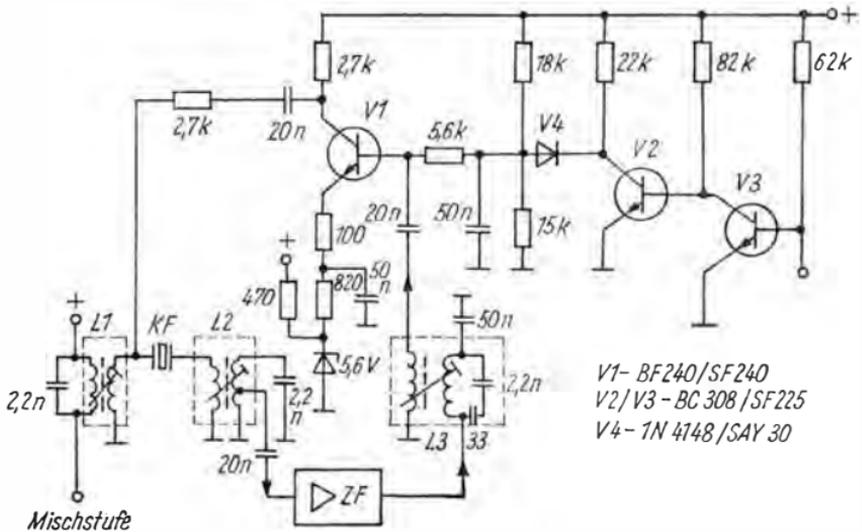


Bild 15 Prinzip der feldstärkeabhängigen AM-Bandbreitenregelung

auf eine gute Tonwiedergabe eher eine größere ZF-Bandbreite an. Diese Zielstellung läßt sich unter Ausnutzung der Schwundregelspannung als Bandbreitenregelspannung erreichen, wobei an Stelle der Veränderung frequenzbestimmender Bauelemente die Tatsache ausgenutzt wird, daß die Bandbreite eines bei Resonanzfrequenz phasenrein rückgekoppelten Bandfilters durch den Rückkopplungsstrom (Entdämpfung) beeinflusst werden kann (Bild 15). Über eine Auskoppelwicklung  $L_3$  und den Transistor V1 erfolgt eine phasenreine ZF-Rückkopplung begrenzter maximaler Höhe auf das Hybridfilter

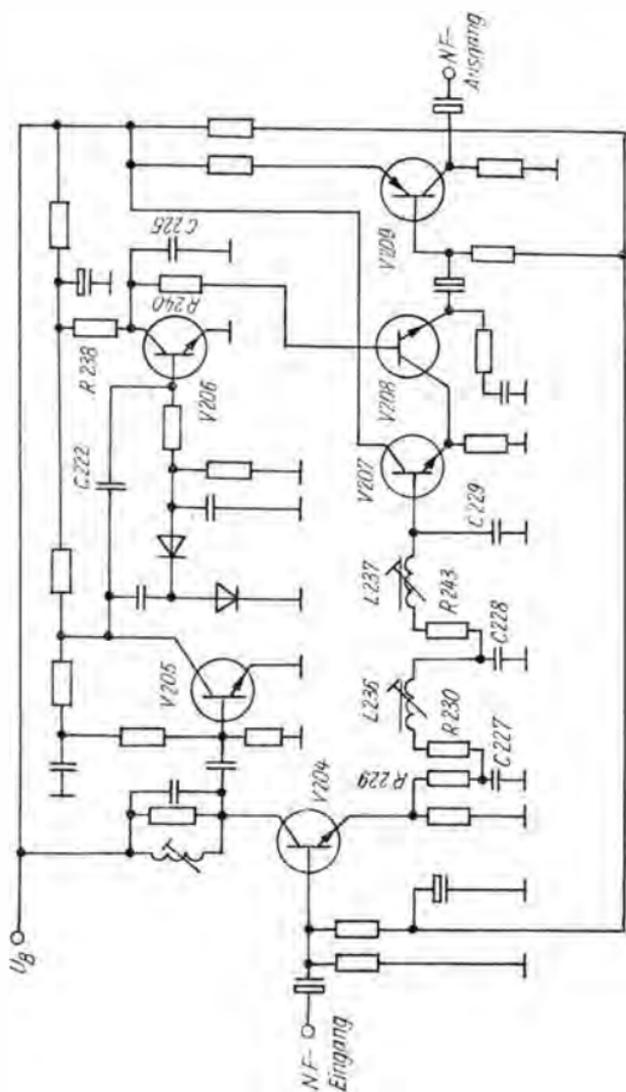


Bild 16. Automatische Störunterdrückung im Autosuper

( $L1 - L2$ ). Die Spannungsrückführung bewirkt eine Entdämpfung des Primärkreises  $L1$ . Der ZF-Verstärker arbeitet im schmalbandigen Betrieb.

Bei Erreichen einer ausreichend hohen Eingangsspannung beginnt über  $V2, V3$  und die bisher gesperrte Diode  $V4$  die Abwärtsregelung von  $V1$ . Damit sind eine Verringerung der ZF-Rückkopplung und eine Vergrößerung der Bandbreite verbunden.

### Abstimmungssystem für Autoradios

Eine Neuerung auf dem Gebiete der Autoradios ist ein UKW-Abstimmungssystem, das den automatischen Empfang des jeweils am günstigsten einfallenden Senders aus einem Angebot von insgesamt 70 elektronisch gespeicherten UKW-Sendern vornimmt. Der im Autoradio enthaltene Mikrorechner sucht in einem kontinuierlichen Vorgang stets die Frequenz des am besten zu empfangenden Senders mit dem vom Autofahrer gewünschten UKW-Programm heraus. Es sind insgesamt 6 Speicher vorhanden, in die jeweils bis 10 unterschiedliche Senderfrequenzen desselben Programms eingespeichert werden können. Die gewünschte Programmkette wird durch Drücken einer der 6 Programmtasten ausgewählt. Das Umschalten von einem Sender auf den anderen wird vollautomatisch vorgenommen und ist für den Zuhörer nur durch eine Unterbrechung in Sekundenbruchteilen zu bemerken.

Das Autoradio besteht aus einem analogen und einem digitalen Teil. Der Analogteil umfaßt den AM/FM-Tuner, den ZF-Verstärker, die Demodulatoren sowie den Stereodecoder. Im digitalen Teil sind 2 Mikrorechner mit entsprechenden Speichern, eine Tastatur, ein EAROM-Speicher, in dem bis zu 70 Frequenzen gespeichert werden können, ein Frequenzsynthesator, Steuereinheiten und eine Flüssigkristallanzeige enthalten. Die Programmierung wird vom Benutzer mit einer Frequenztafel vorgenommen. Drückt man eine der 6 Programmtasten, so überträgt der Mikrorechner die zugehöri-

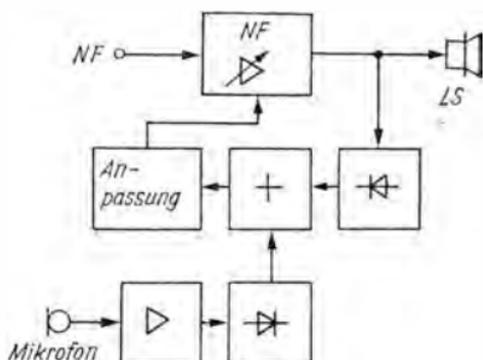


Bild 17  
Automatische Lautstärke-  
regelung im Autosuper

gen Senderfrequenzen aus dem EAROM-Speicher in seinen Arbeitsspeicher. Daraufhin wird aus diesen Frequenzen der empfangsbeste Sender gewählt und dessen Frequenz über den Synthetisator in den Analogteil übertragen, wobei gleichzeitig die Frequenz auf der Anzeige erscheint.

### **Störunterdrückung für Autoradios**

Eine automatische Störunterdrückung in Autoempfängern (z. B. Autoempfänger *A 200*) bewirkt das Erkennen und Ausblenden von Störimpulsen (eigenes Fahrzeug, andere Fahrzeuge) bei UKW-Empfang. Die Störunterdrückung wird im NF-Weg vorgenommen und unterbricht beim Auftreten eines Störimpulses den NF-Weg für  $40 \mu\text{s}$ . Im Kollektorkreis des Transistors V204 (Bild 16, Auszug aus dem Stromlaufplan des *A 200*) liegt ein auf  $180 \text{ kHz}$  abgestimmter Parallelkreis, der das Erkennen der beim Auftreten eines Störimpulses vorhandenen hohen Frequenzen ermöglicht. Diese Spektralanteile werden verstärkt (V205) und gleichgerichtet. V206 wird ohne Basisvorspannung betrieben und ist normalerweise gesperrt. Über R238 fließt ein geringer Strom über den Schalttransistor V208 und hält ihn für das Nutzsignal geöffnet. Am V206-Kollektor steht eine Spannung von etwa  $4 \text{ V}$ , auf die sich auch C225 auflädt. Tritt ein Störimpuls auf, so wird in die Basis von V206 über C222 ein Strom eingespeist, der den Transistor öffnet. C225 entlädt sich über R240 und sperrt V208 für etwa  $40 \mu\text{s}$ , d. h., der Nutzsignalweg wird unterbrochen. Um den Störimpuls sicher auszublenden, muß das Nutzsignal gegenüber dem Störimpuls verzögert werden, wozu 2 Verzögerungsglieder (R230, L236, C228, R243, L237, C229) und das RC-Glied R229/C227 vorhanden sind ( $5 \mu\text{s}$ ). Bei AM-Empfang fehlen höherfrequente Anteile im NF-Signal, der NF-Weg ist ständig offen.

### **Automatische Lautstärkeregelung für Autoradios**

Eine störgeräuschabhängige automatische Lautstärkeregelung bewirkt die Anpassung der Lautstärke eines Autoradios bzw. eines Autokassetten-Magnetbandgeräts an die jeweils herrschenden Fahr- und Motorgeräusche. Dadurch braucht der Lautstärkeinsteller nicht mehr entsprechend dem jeweils vorhandenen Geräuschpegel nachgestellt zu werden. Das Prinzip wird in Bild 17 veranschaulicht. Als Aufnehmer für den sich ändernden Geräuschpegel im Autoradio wirkt ein gegen Körperschall geschütztes Kondensatormikrofon. Das NF-Signal am Lautsprecheranschluß wird zur Realisierung der störgeräuschabhängigen automatischen Lautstärkeregelung gleichgerichtet und gesiebt und einer Pegelvergleichsstufe zugeführt. Andererseits gelangt auch das vom Mikrofon aufgenommene Signal nach entsprechender Verstärkung und Gleichrichtung an die Pegelvergleichsstufe. Aus dem Vergleich wird ein Steuersignal gewonnen, das über eine entsprechende Anpassung

sung die Verstärkung des NF-Verstärkers automatisch verändert. Auf diese Weise läßt sich die Lautstärke in Abhängigkeit vom vorhandenen Geräuschpegel vergrößern oder verkleinern.

### E-Verstärker

Eine relativ neue Betriebsart für Verstärker wird mit *E-Betrieb* bezeichnet. Diese Betriebsart geht auf Untersuchungen der Leistungsverteilung bei der

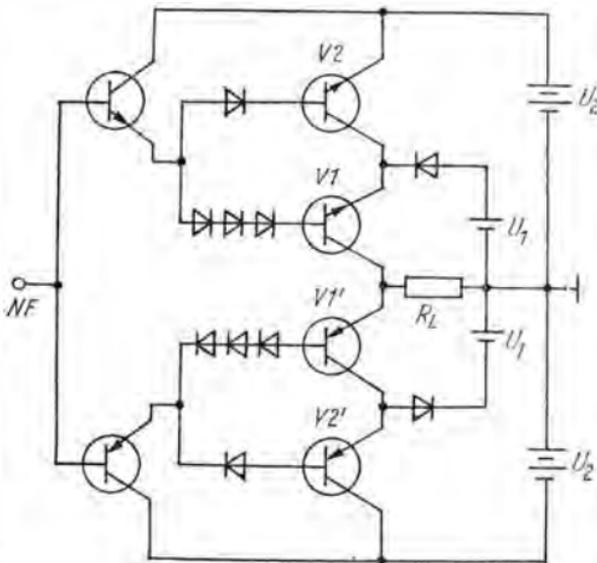


Bild 18  
Prinzip des  
E-Verstärkers

Wiedergabe von Musik zurück, wonach Spitzenwerte in der Ausgangsleistung nur innerhalb weniger Prozent der gesamten Programmzeit auftreten. Es wird also der größte Teil der Ausgangsleistung in über 90% der Zeit nicht genutzt. Abhilfe soll hier der E-Betrieb bringen, der im Prinzip in Bild 18 dargestellt ist. Die *Arbeitsweise* dieses Verstärkers beruht darauf, daß man durch Speisung der *Endstufen* mit einer niedrigeren Spannung für die normale Ausgangsleistung und mit einer höheren Spannung, die bei Bedarf der Spitzenleistung elektrisch zugeschaltet wird, arbeitet. Auf diese Weise erhält man eine Einsparung in der Stromaufnahme, wenn keine Leistungsspitzen vorliegen. Der Verstärker besteht aus 2 Netzteilpaaren und 2 Paaren von Ausgangstransistoren. Beträgt die Dauerausgangsspannung weniger als die niedrigere Spannung  $U_1$  des Netzteils, so wird die Ausgangsleistung von den Transistoren  $T_1$  und  $T_1$  und dem Netzteil  $U_1$  geliefert. Überschreitet jedoch die Ausgangsspannung die Leistungsfähigkeit des Netzteils  $U_1$ , dann werden

die übrigen Bauelemente mit dem Netzteil  $U_2$  zugeschaltet. Verzerrungen beim Übergang von einer Betriebsspannung auf die andere werden durch schnelle Schalttransistoren und Dioden gering gehalten.

### Der D-Verstärker

Unter *D-Verstärker* versteht man einen Verstärker, der mit Pulsbreitenmodulation arbeitet. Die Möglichkeiten der Pulsbreitenmodulation (D-Betrieb) bei Verstärkerfunktionen in der Hi-Fi-Technik werden seit geraumer Zeit diskutiert. Bis heute war jedoch die Anwendung der Pulsbreitenmodulation in NF-Verstärkern vorwiegend auf Einzellösungen beschränkt. Der fortschreitende Einsatz neuer oder veränderter Prinzipien auch in Geräten der Unterhaltungselektronik gestattet Schaltungslösungen, die sich auch serienmäßig in der Produktion und beim Service beherrschen lassen.

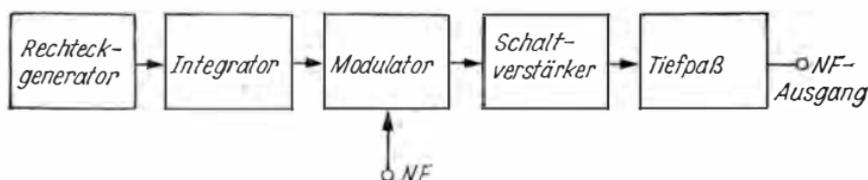


Bild 19 Prinzip des D-Verstärkers

In Bild 19 ist der Übersichtsschaltplan eines D-Verstärkers im Prinzip dargestellt. Bild 20 enthält die unterschiedlichen Signalformen. Als Trägersignal wirkt ein Rechtecksignal mit einer Frequenz von etwa 500 kHz. Das Rechtecksignal wird durch ein Integrationsnetzwerk in einen symmetrischen Sägezahn umgewandelt, worauf sich eine Mischung mit dem NF-Signal anschließt. Es folgt ein mit hoher Sättigung und Verstärkung arbeitender Schaltverstärker, der eine Impulsfolge mit der Frequenz von 500 kHz, jedoch unterschiedlicher Impulsbreite abgibt. Die Impulsbreite ist dabei proportional der Amplitude des NF-Signals. Hinter einem Tiefpaß steht das verstärkte NF-Signal zur Verfügung. Da der Impulsverstärker nur ein- oder ausgeschaltet werden muß, entsteht kein Energieverlust durch einen Ruhestrom wie beispielsweise bei einem A-Verstärker. Die Frequenz des Trägersignals ist ausreichend hoch zu wählen, um Verzerrungen niedrig zu halten und um den Träger am Ausgang unterdrücken zu können. Für die Endstufen müssen ausreichend schnell arbeitende Transistoren zur Verfügung stehen, wofür sich V-FET gut eignen. Weiterhin muß dafür gesorgt werden, daß der Hochfrequenzträger bzw. seine Oberwellen nicht nach außen gelangen können (Störabstrahlung).

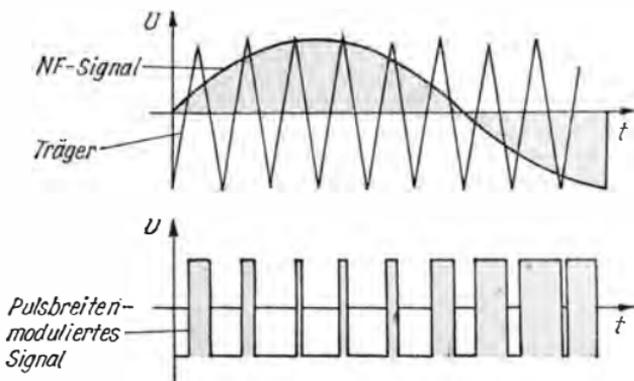


Bild 20 Signalformen beim D-Verstärker

### NF-Verstärker mit Gleichstromkopplung

Mit *Super-Servo-Schaltung* wird eine hochwertige Verstärkerschaltung mit Gleichstromkopplung bezeichnet, die Frequenzen unterhalb von 2 Hz so steilflankig unterdrückt, wie das mit herkömmlichen Schaltungen nicht möglich ist. In Bild 21 wird das Prinzip der Schaltung gezeigt. Durch die Schaltung werden auch Gleichspannungsanteile am Verstärkerausgang, die eine Gefahrenquelle bei konventionellen Gleichstromverstärkern bilden, vermieden. Dabei bleiben die bekannten Vorzüge des Gleichstromverstärkers wie hohe Klangqualität sowie Phasen- und Impulstreue voll erhalten. Die Super-Servo-Schaltung besteht aus einer Phasenumkehrstufe und einem Tieffrequenzverstärker und wirkt zusätzlich zur Gegenkopplungsschleife. Sie bildet für die Unterschallfrequenzen eine aktive Gegenkopplungsschleife, so daß die Ausgangsimpedanz für sehr niedrige Frequenzanteile abgesenkt wird. Unerwünschte Frequenzanteile werden dadurch wirksam unterdrückt. Im Gegensatz zu herkömmlichen Gleichstromverstärkern garantiert diese Schaltung ein verbessertes Einschwingverhalten auch bei komplizierten Wellenformen. V1 stellt den eigentlichen NF-Verstärker mit der herkömmlichen Gegenkopplung ( $R1$ ,  $R2$ ) dar. V2 ist der Tieffrequenzverstärker und V3 die Phasenumkehrstufe.

### Verbindung des Rundfunkempfängers mit anderen Geräten

Die Verbindung des Rundfunkempfängers mit anderen Geräten wie Schallplattenabspielgerät oder Magnetbandgerät ist nicht mehr auf herkömmliche Verbindungskabel beschränkt. Die moderne Optoelektronik bietet neue und

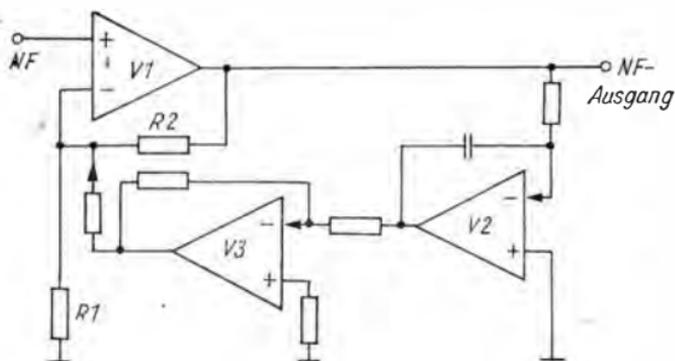


Bild 21 Prinzip der Super-Servo-Schaltung

verbesserte Möglichkeiten, die aber nur mit Systemkomponenten sinnvoll sind, die hohe Gebrauchswerte und Eigenschaften realisieren. Ein Beispiel für diesen Trend ist ein mit einem PCM-Schallplattenabspielgerät (Digital-schallplatte) arbeitendes HiFi-System, das zur Informationsübertragung an die Lautsprecher Lichtleitfasern benutzt, in denen die Übertragung ebenfalls digital vorgenommen wird. Die Digital/Analog-Wandlung findet in den Lautsprecherboxen statt. Auf diese Weise werden Rauscheinflüsse durch die Verstärker oder die Lautsprecherkabel vermieden. Das System verfügt weiterhin über einen Eingang mit Analog/Digital-Wandlung zur Verarbeitung der vom Tuner, Magnetbandgerät oder Analogplattenspieler kommenden Analogsignale. In Weiterführung dieser Idee ist als Verbindungssystem auch ein Heimdatenbus, z. B. wie bei Mikrorechnern, möglich.

## Wir klären Begriffe

### ABSTANDSPRINZIP



Anfang der 70er Jahre erschienen auf dem Weltmarkt die ersten Mikroprozessoren. Ihre Entwicklung gewann eine große Bedeutung für viele Bereiche der Elektronik, sie beeinflusste positiv die Leistungsfähigkeit ganzer Industriezweige. Welche Gründe lassen sich anführen, die für den vielseitigen Einsatz des Mikroprozessors sprechen?

Um diese Fragestellung zu beantworten, muß man sich noch einmal die Situation in der Mikroelektronik vor Augen führen, die vor etwa 10 Jahren herrschte. Im Ergebnis der ständigen Vervollkommnung der Fertigungstechnologie von Halbleiterstrukturen wurden hochintegrierte Schaltkreise (LSI) entwickelt. Diese enthielten Tausende Transistorkonfigurationen auf einem Siliziumchip, dessen Fläche etwa  $25 \text{ mm}^2$  betrug. Somit war die Konstruktion von relativ komplexen Funktionssystemen möglich, die bezüglich Masse, Abmessungen und Energieverbrauch bis dahin unerreichte optimale Parameter garantierten.

Jedoch waren diese hochintegrierten Schaltkreise nur für jeweils genau feststehende Anwendungszwecke einsetzbar, was sie zu wenig flexiblen, teuren Baugruppen werden ließ, deren Fertigung in großer Stückzahl aus Bedarfsgründen problematisch war (Kundenwunschs Schaltkreise). Deshalb suchte man nach effektiveren Methoden der Verwendung des Großintegrationsprinzips.

Das führte zum Mikroprozessor, dessen Grundmerkmal der Ersatz festverschalteter durch programmierbare Logik darstellt. Damit ergibt sich ein LSI-Schaltkreis universeller Art, der es den Anwendern ermöglicht, durch Programmierung eine optimale Anpassung an die jeweilige Aufgabe zu gewährleisten. Der Mikroprozessor wird auf einem oder manchmal auch auf mehreren Chips realisiert, er kann als Zentraleinheit eines Rechners betrachtet werden, den man zu einem Mikrorechner durch Zusatzbaugruppen ergänzen muß.

Bild 1 zeigt den prinzipiellen Übersichtsschaltplan eines Mikroprozessors. Das Rechenwerk des Mikroprozessors, die ALU (Arithmetisch-Logische Einheit), ist sehr einfach, sie enthält einen Addierer, der die mathematische oder logische Verknüpfung zweier Zahlen realisiert (Addition, Subtraktion, ODER, UND, EXKLUSIV-ODER). Das Endergebnis der mathematisch-logischen Operationen steht im Akkumulator. Im Befehlszähler ist die

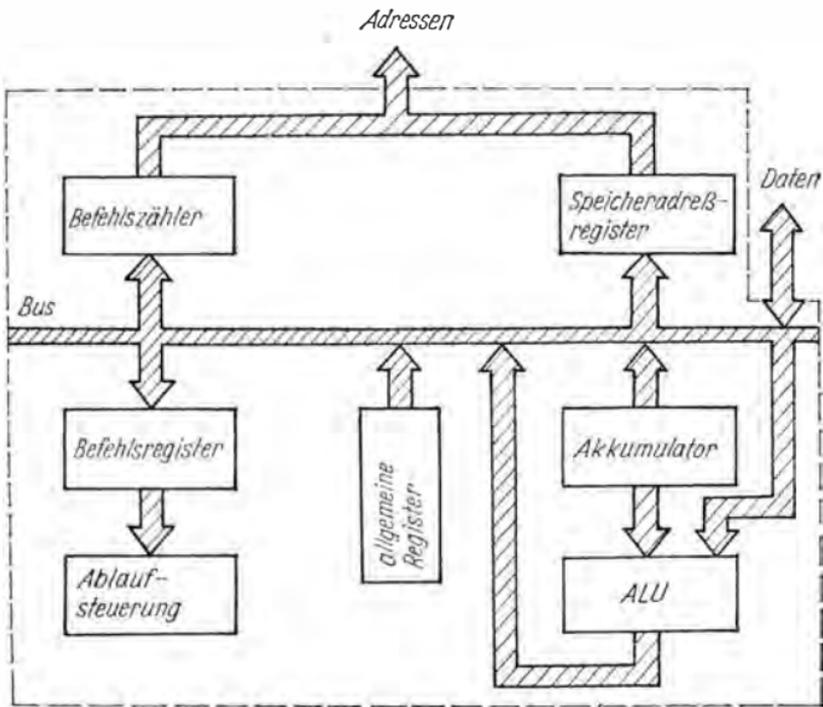


Bild 1 Übersichtsschaltplan eines Mikroprozessors [1]

Adresse erfaßt, unter der im Speicher der nächste Befehl aufbewahrt wird. Nach jeder Abrufoperation erhöht der Zähler seinen Stand um einen Schritt. Die Bus-Struktur wird zum Informations- und Datenaustausch im Mikroprozessor bzw. Mikrorechner benutzt. Die Speicherkapazität der einzelnen Datenregister in der Zentraleinheit entspricht bei parallelem Zugriff der Zahl der Leitungen des Daten-Bus. Diese Kapazität, als *Wortlänge* bezeichnet, ist eine wichtige Größe zur Charakteristik des Mikroprozessors. Die ersten Strukturen hatten Wortlängen von 4 Bit, dann wurden 8-Bit-Mikroprozessoren entwickelt, gegenwärtig gibt es schon 16-Bit-Mikroprozessoren, und solche mit 32 Bit werden konzipiert.

Die Arbeitsgeschwindigkeit von Mikroprozessoren leitet sich aus der jeweils verwendeten Bauelementetechnologie ab, bei MOS-Bausteinen liegt sie im Mikrosekundenbereich und ist damit nicht sonderlich hoch, aber für viele Anwendungszwecke ausreichend. Bei der Bipolartechnologie (z. B. I<sup>2</sup>L-Technik) lassen sich wesentlich höhere Geschwindigkeiten erzielen.

Ein wichtiges Kennzeichen von Mikroprozessoren ist der Befehlsvorrat, der bei älteren Bausteinen etwa 50 Befehle beträgt, bei neueren bis etwa 160 Befehle reicht.

Der Mikroprozessor stellt ein modernes Bauelement dar, aber kein vollständiges System. Um seine Vorteile in einem Mikrorechner nutzen zu können, muß er durch zusätzliche Funktionseinheiten ergänzt werden. So werden zur Arbeit des Rechners feste Programmspeicher, die als «Nur-Lese-Speicher» konzipiert sind (ROM, PROM), sowie Speicher mit wahlfreiem Zugriff (RAM) benötigt. Die letztgenannten arbeiten als «Schreib-Lese-Speicher» für Daten und Befehle. Um eine Kommunikation mit anderen Systemen zu gewährleisten, sind weiterhin Ein- und Ausgabeeinheiten erforderlich. Bild 2 zeigt ein vereinfachtes Schema eines Mikrorechners.

Es ist verständlich, daß Mikroprozessoren auf Grund ihrer günstigen Eigenschaften von Anfang an ein breites Anwendungsgebiet fanden. Wegen ihres kleinen Flächenbedarfs, des geringen Energieverbrauchs und der relativ niedrigen Kosten können sie in unterschiedlichen elektronischen Geräten und Einrichtungen eingesetzt werden. Auch Anlagen, die auf den ersten Blick gar nichts mit der Elektronik gemeinsam haben, weisen gegenwärtig schon Mikroprozessorsteuerungen auf.

Wie sieht der Einsatz der Mikroprozessoren im Konsumgüterbereich aus? Diese Bauelemente der Mikroelektronik erhöhen vor allem den Bedienungs-komfort und vervielfachen die funktionellen Möglichkeiten solcher Geräte wie Rundfunk- und Fernsehempfänger. So gestattet ein Steuerblock mit Mikroprozessor, das Gerät nach einem vorgegebenen Programm ein- bzw. auszuschalten, weiterhin wird ein automatisches Suchen der Kanäle und die Anzeige ihrer Nummer oder Frequenz gewährleistet. Automatische Regelung von Lautstärke, Klangqualität, Balance, Helligkeit und Kontrast sind ebenfalls möglich, wobei die Werte der zu regelnden Parameter im Speicher fixiert sind.

Bild 3 zeigt das Funktionsschema eines digitalen automatischen Kanalwählers eines Fernsehgeräts mit Mikroprozessorsteuerung. Der Mikroprozessor erhält das Programm von einem ROM, der eine Kapazität von 2048 Byte (1 Byte = 8 Bit) hat. Damit ist prinzipiell eine programmierte Abstimmung von 99 Kanälen möglich, wobei man meist mit weniger Frequenzen auskommt. Der Kanalwähler ist mit Infrarot-Fernbedienung ausgerüstet und erlaubt eine Anzeige von Kanal- und Programmnummern.

Mit künftigen Mikroprozessor-Steuerblöcken für Fernsehempfänger wird man den Bedienungskomfort noch wesentlich erhöhen können. Im Magnetbandgerät oder Plattenspieler kann ein Mikroprozessorblock die

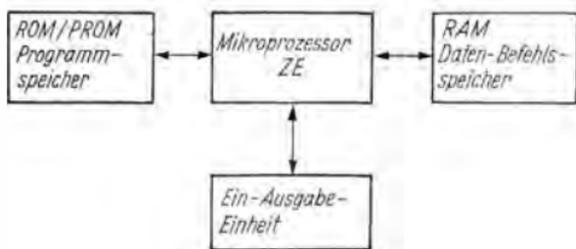


Bild 2  
Übersichtsschaltplan  
eines Mikro-  
rechners [2]

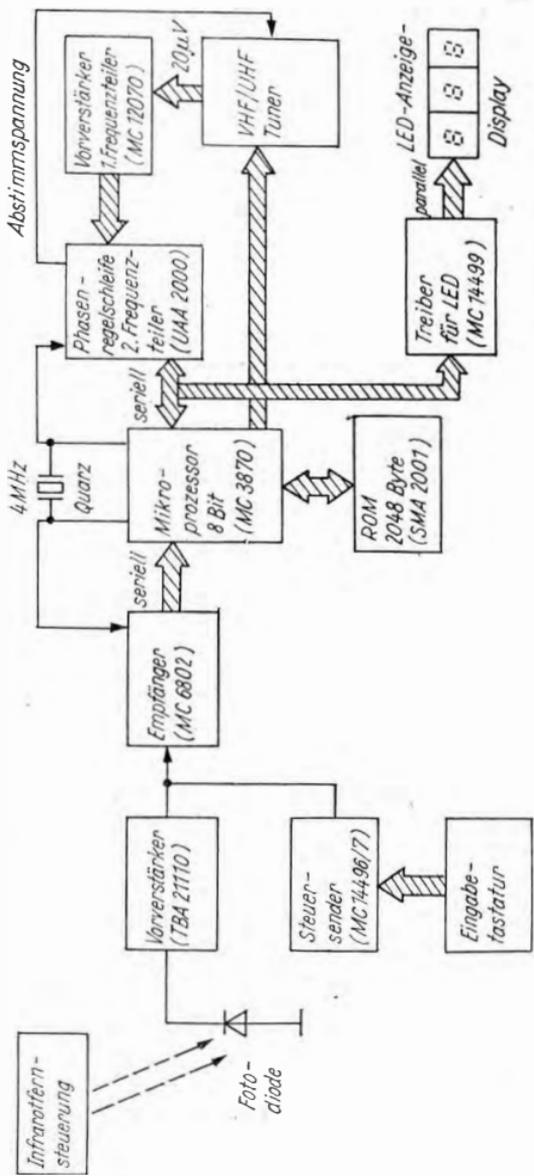


Bild 3 Digitaler Kanalwähler mit Mikroprozessorsteuerung [3]

Geschwindigkeit des Bandes bzw. der Schallplatte überwachen und im Bedarfsfall regelnd eingreifen. Außerdem kann die Wiedergabecharakteristik in Abhängigkeit vom Magnetbandtyp in gewissem Maße automatisch beeinflußt werden.

Ein weiteres Anwendungsgebiet in der Konsumgüterelektronik finden die Mikroprozessoren in der Klasse der «intelligenten» Fernsehspiele. Diese schaffen beim Spieler die visuelle und akustische Illusion der Teilnahme an echten Sportwettkämpfen, z. B. Tennis, Hockey, Fußball, Schach und anderen Spielarten. Die Mikroprozessoren gestatten hierbei eine schnelle Änderung der Spielsituation sowie eine stufenweise Erhöhung des Schwierigkeitsgrads der Spielregeln in Abhängigkeit von der Versiertheit des Spielers. Durch einfachen Programmwechsel kann das jeweilige Spielgeschehen modifiziert bzw. grundlegend geändert werden.

Man erwartet, daß die Mikroprozessoren auch im Fernmeldewesen eine grundlegende Bedeutung erlangen werden. Moderne Tendenzen sind hierbei von der schnellen Einführung der Digitaltechnik gekennzeichnet, vor allem bei der Signalübertragung. Bereits heute gibt es Telefone, die eingebaute Mikroprozessoren haben. Diese Apparate erkennt man vor allem durch den Nummerntastenschalter, der eine wesentlich kürzere Bedienungszeit als die klassische Wählerscheibe aufweist. Meist haben diese Telefonapparate noch Zusatzkomfort, z. B. die digitale Anzeige der Zeit, der gewählten Nummer und gespeicherter Telefonnummern.

Künftig gestattet eine noch breitere Anwendung der Mikroprozessoren bei Gebrauchsgegenständen des täglichen Lebens die Schaffung von «Haushaltszentren» mit Mikrorechnern als Steuerzentrale. In diesen Zentren wirkt das Fernsehgerät, das gegenwärtig fast nur für das Beobachten des gesendeten Programms eingesetzt wird, als Hausbildterminal für den Empfang der verschiedensten Informationen politischer, ökonomischer, allgemeinbildender und unterhaltender Art. Das Hauszentrum wird von einem territorialen Informationszentrum versorgt. Für den Abonnenten ist es ausreichend, den Kode auf der alphanumerischen Tastatur des Steuerpults zu wählen, und auf dem Bildschirm werden die ihn interessierenden Daten erscheinen. Prinzipiell kann man sogar Informationen zwischen den einzelnen Teilnehmern des Kommunikationssystems austauschen.

Das Heiminformationszentrum wird die unterschiedlichsten Funktionen erfüllen. Es kann die Aufgaben eines automatischen Sicherungs- und Warnsystems übernehmen (Brandmeldung, Wasserrohrbruchmeldung). Gleichzeitig können automatische Schutzmaßnahmen eingeleitet werden. Auch das Mikroklima der Wohnung läßt sich durch dieses Zentrum regeln, das für die Einhaltung optimaler Werte von Temperatur und Luftfeuchtigkeit sorgt. Mit Mikroprozessoren werden die Nutzungsbedingungen von Kochplatten, Nähmaschinen und Geschirrspülautomaten wesentlich verbessert werden. Das bedeutet neben der Erhöhung des Bedienungskomforts auch eine Energieeinsparung, was künftig noch mehr an Bedeutung gewinnt.

Eine der wichtigsten Funktionen eines künftigen Steuersystems im Haushalt wird die medizinische Kontrolle der Lebensvorgänge im Organismus des

Menschen sein. Diese beruht auf der Analyse des Herz-Gefäß-Systems (Blutdruck, EKG), der Atmungsvorgänge (Atemfrequenz und -tiefe) und des Nervensystems (EEG).

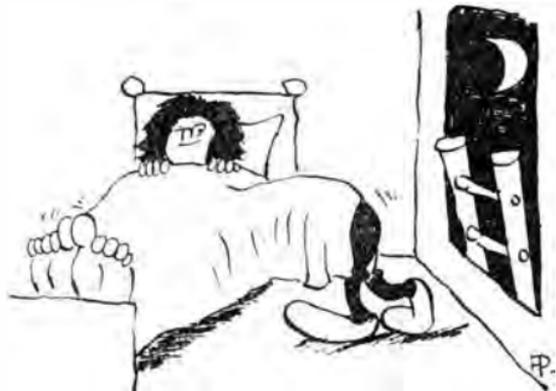
Dieser Beitrag konnte nur wenige Beispiele der Anwendung von Mikroprozessoren in Geräten der Konsumgüterelektronik aufzeigen. Dabei wurde dargelegt, daß die Mikroprozessoren auf der einen Seite bedeutend die funktionellen Möglichkeiten von bereits bestehenden Anlagen erhöhen und auf der anderen Seite die Konstruktion prinzipiell neuer Erzeugnisse für den allgemeinen Gebrauch stimulieren. Die Zukunft wird zeigen, daß der Mikroprozessor eine noch allseitigere Verbreitung findet.

### Literatur

- [1] *Dieckmann, H. W.*, Mikroprozessor – Computer statt festverdrahteter Logik, Funkschau (1975), Heft 26, Seite 53
- [2] *Nasarenko, E./Simakov, V.*, Mikroprozessory u nas doma, Radio (1979), Heft 5, Seite 17/18
- [3] *Gosch, J.*, Television chips are good bet for channel tuning, Electronics 51 (1978), Heft 15, Seite 3E/4E
- [4] *Reichel, R.*, Mikroprozessoren, Radio-Fernsehen-Elektronik (1977), Heft 1, Seite 5/7

### Wir klären Begriffe

### EINSCHLEICHEN



Immer wieder werden Versuche unternommen, die Empfangsqualität in den AM-Bereichen, speziell im Mittelwellen- und im Langwellenbereich, zu verbessern. Unter diese Bemühungen fällt auch der Vorschlag für eine Stereoübertragung im Mittelwellenbereich, für dessen Realisierung es verschiedene Lösungsmöglichkeiten gibt. Ein für den Betrieb im Mittelwellenbereich vorgesehenes stereofones Übertragungssystem muß folgende Grundanforderungen erfüllen:

- Kompatibilität mit bisher verbreiteten Mono-AM-Rundfunkempfängern, d. h., der bisher mögliche Monoempfang darf in keiner Weise beeinträchtigt werden.
- Einhaltung der für eine stereofone Übertragung und Wiedergabe notwendigen Parameter wie Übersprechen, Signal/Rausch-Abstand, Klirrfaktor und Intermodulation.
- Keine Störsignalerzeugung in Nachbarkanälen, die auf die Stereoübertragung im benutzten Senderkanal zurückzuführen ist.
- Keine größere Bandbreite als bei einer klanglich gleichwertigen Monoübertragung.
- Leichte Realisierbarkeit, insbesondere auf der Empfängerseite.

Zur Lösung dieser Aufgaben gibt es verschiedene Vorschläge, die auf ein gemeinsames und von der FM-Stereofonie her bekanntes Grundprinzip zurückgreifen: Sie arbeiten alle mit einem Summensignal, das das kompatible Monosignal darstellt, und einem Differenzsignal. Summen- und Differenzsignal werden jeweils aus der Summe bzw. aus der Differenz aus linkem und rechtem Signal gewonnen. Genau wie bei der FM-Stereofonie muß bei der AM-Stereofonie eine geeignete Möglichkeit gefunden werden, um Summen- und Differenzsignal in geeigneter Weise im betreffenden Übertragungskanal vom Sender an den Empfänger zu übertragen. Dazu gibt es unterschiedliche Systemvorschläge, die einmal eine Kombination verschiedener Modulationsarten (Amplituden-, Frequenz- und Phasenmodulation) zusammen mit 1 Träger, 2 Trägersignale mit Phasenverschiebung (Quadraturverfahren) oder 2 unabhängige Seitenbänder einsetzen.

## AM-FM-Verfahren

In diesem Fall wird von der gleichzeitigen Amplituden- und Frequenzmodulation eines Trägers Gebrauch gemacht. Die Amplitude des Trägers wird mit dem Summensignal moduliert, seine Frequenz mit dem Differenzsignal. Ein üblicher MW-Rundfunkempfänger spricht nur auf die Amplitudenmodulation an und liefert das Monosignal (Summensignal). Der AM-Stereorundfunkempfänger dagegen ist zusätzlich noch mit einem FM-Demodulator ausgestattet und liefert neben dem Summensignal auch das Differenzsignal. Beide werden einer Matrix zugeführt, die das linke und das rechte Signal an die NF-Verstärker (Bild 1) abgibt.

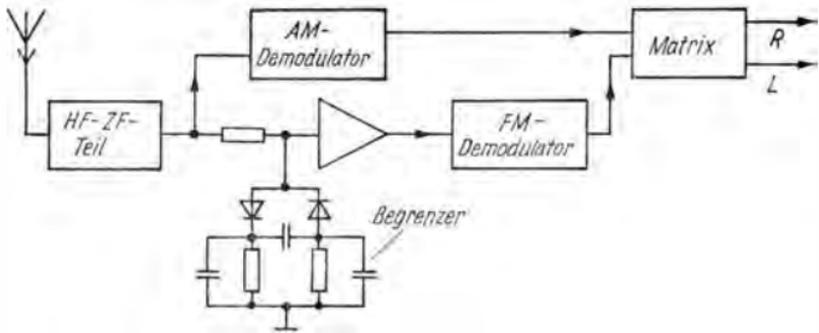


Bild 1 Empfängerprinzip für das AM-FM-Verfahren

## AM-PM-Verfahren

Bei diesem Lösungsvorschlag moduliert das Summensignal den Träger in der Amplitude. Zusätzlich erfolgt durch das Differenzsignal eine Phasenmodulation desselben Trägers. Zur Stereoanzeige kann ein zusätzliches Signal (z. B. 5-Hz-Signal) verwendet werden, das ebenfalls in Phasenmodulation übertragen wird. Das 5-Hz-Signal bewirkt neben einer Stereoanzeige auch eine automatische Mono-Stereo-Umschaltung im AM-Stereorundfunkempfänger. Bild 2 zeigt den vereinfachten Übersichtsschaltplan eines Rundfunkempfängers, der nach diesem Verfahren arbeitet.

Neben den üblichen Stufen eines AM-Rundfunkempfängers werden hier einige Zusatzbausteine verwendet. Dazu gehört ein Begrenzer, der die Phasenmodulation von der Amplitudenmodulation trennt. Der Phasendemodulator liefert das Differenzsignal an eine Matrix, an die auch das Summensignal gelangt. Die Phasenmodulation läßt sich auch nach dem PLL-Prinzip realisieren. Das Summensignal muß für eine richtige Matrixierung durch eine gute Verstärkungsregelung konstantgehalten werden. Bevor das Diffe-

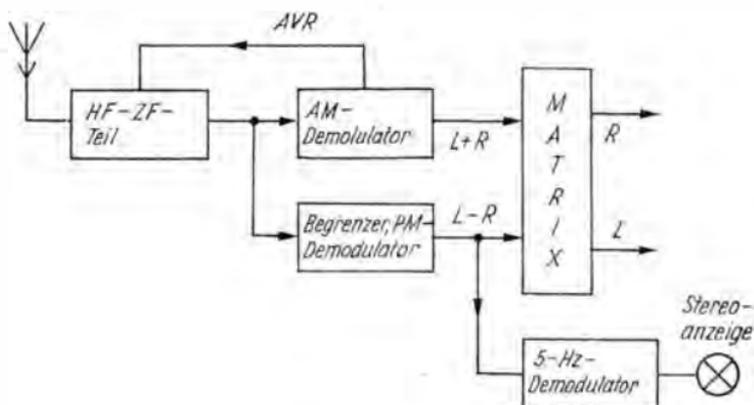


Bild 2  
Empfängerprinzip für AM-PM-  
Verfahren

renzsignal an die Matrix gelangt, wird das 5-Hz-Signal ausgekoppelt. Der Monorundfunkempfänger spricht auch in diesem Fall wieder nur auf die Amplitudenmodulation an und liefert das Monosignal (Summensignal).

### Quadraturverfahren

Das Quadraturverfahren arbeitet mit 2 Trägern gleicher Frequenz, die jedoch eine Phasenverschiebung von  $90^\circ$  aufweisen. Es wird auch mit QUAM-Verfahren (quadrature amplitude modulation) bezeichnet. Die beiden Träger werden jeweils mit einem der beiden Tonsignale amplitudenmoduliert und über eine gemeinsame Antenne abgestrahlt. Der Monorundfunkempfänger empfängt beide Trägersignale. Durch die in ihm angewendete Hüllkurvendemodulation wird das Monosignal gewonnen. Der AM-Stereorundfunkempfänger enthält neben den üblichen Stufen zusätzlich 2 Synchron-demodulatoren, die das rechte bzw. das linke Tonsignal liefern. Das Quadraturverfahren hat jedoch in dieser Form erhebliche Schwierigkeiten mit der Kompatibilität, wenn die linken und die rechten Tonsignale stark voneinander abweichen. Hierbei treten im Monorundfunkempfänger unzulässig große Verzerrungen auf. Ein normaler Hüllkurvendemodulator liefert nicht die Summe aus linkem und rechtem Signal, sondern eine Mischung aus Summen- und Differenzsignal, die zu einer unzulässig großen Intermodulation führt.

Zur Lösung dieser Unzulänglichkeiten des Quadraturverfahrens hat man eine Modifikation der Übertragungsparameter vorgenommen und das sogenannte kompatible Quadraturverfahren (C-QUAM – compatible quadrature

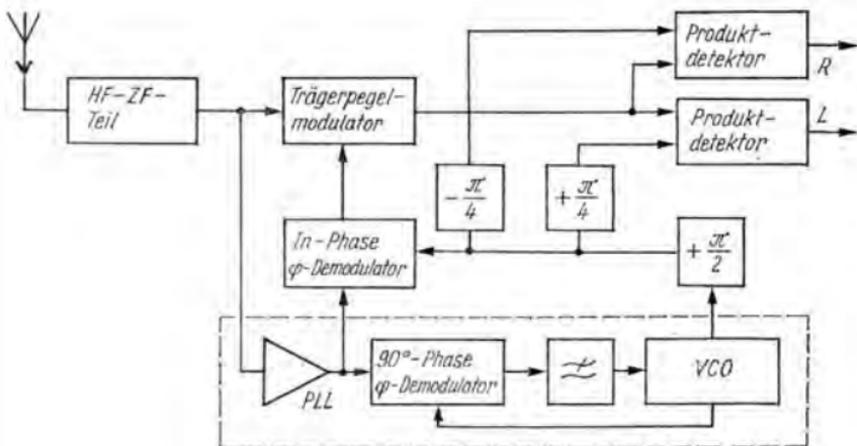


Bild 3 Empfängerprinzip für das C-QUAM-Verfahren

amplitude modulation) entwickelt. Beim kompatiblen Quadraturverfahren werden die auftretenden Verzerrungen vom Mono- zum AM-Stereorundfunkempfänger hin verschoben, in dem sie sich korrigieren lassen. Im AM-Stereorundfunkempfänger muß der Modulationseffekt des Senders kompensiert werden, der für den kompatiblen Betrieb mit einem normalen Hüllkurvendemodulator im Monoempfänger erforderlich ist. Dazu wird im AM-Stereorundfunkempfänger dem Trägerpegelmodulator ein Signal zugeführt, das proportional der Trägerphase ( $\cos \varphi$ ) ist. Die Trägeraufbereitung arbeitet ebenfalls mit einer PLL-Schaltung (Bild 3). Zur Demodulation sind 2 Synchrondemodulatoren erforderlich, die das rechte und das linke Signal bereitstellen.

### APM-Verfahren

Das APM-Verfahren ist wieder eine Kombination aus Amplituden- und Phasenmodulation. Das ausgestrahlte Signal läßt sich auffassen als ein Paar amplitudenmodulierter Signale mit einer Phasendifferenz von  $30^\circ$ . Das Ton-signal des linken Kanals wird von einem um  $-15^\circ$  gegenüber der Trägernullphase verschobenen Träger, der rechte Kanal von einem um  $+15^\circ$  in der Phase verschobenen Träger übermittelt. Es ergibt sich für den normalen Träger das Monosignal aus dem Summensignal. Das Differenzsignal wird mit einer Phasenverschiebung von  $30^\circ$  übertragen. Auf der Empfängerseite kann man mit 2 Produktdemodulatoren arbeiten, von denen der eine mit einem um  $75^\circ$  vorauslaufenden und der andere mit einem um  $75^\circ$  nachlaufenden Träger angesteuert wird. Weiterhin kann man auch mit Synchrondemodulatoren arbeiten und erhält auf diese Weise das Summen- und das Differenzsignal. Die Einführung eines Pilotsignals ist ebenfalls möglich.

## Schlußfolgerungen

Die vorliegenden Lösungen zur Realisierung einer AM-Stereoübertragung sind von technischer Seite recht interessant. Durchgeführte Feldversuche bewiesen ihre Einsetzbarkeit und zeigten, daß kein System durch unzureichende Parameter von der Liste der Bewerber gestrichen werden muß. Bei der Bewertung ist allerdings davon auszugehen, daß von einer stereofonen Übertragung im Mittelwellenbereich bei weitem nicht die Qualität erwartet werden kann, die im UKW-Bereich möglich ist. Einschränkende Faktoren sind Bandbreite, auftretende Verzerrungen und die große Störanfälligkeit sowie die Überbelegung des Mittelwellenbereichs. In den USA, wo auf die Einführung einer stereofonen Übertragung im Mittelwellenbereich senderseitig und aus rein kommerziellem Interesse stark gedrängt wird, herrschen bezüglich der Senderabstände und der zur Verfügung stehenden Bandbreite andere Verhältnisse als in Europa. Wenn die stereofone Übertragung im Mittelwellenbereich in qualitativer Hinsicht einigermaßen der UKW-Stereofonie entsprechen soll, muß mindestens eine Bandbreite von  $\pm 12$  kHz zur Verfügung stehen. Eine derartige Forderung konnte auf der Weltfunkverwaltungskonferenz nicht berücksichtigt werden.

Wir klären Begriffe

ÖFFNUNGSFEHLER



Die Leiterplattentechnik ist zu einem wichtigen Verfahren für den Aufbau von elektronischen Geräten, Baugruppen und Schaltungen geworden. Durch sie und mit anderen Technologien konnte die Realisierung komplizierter Schaltungsfunktionen technisch und ökonomisch vertretbar gelöst werden. Der Stand und die weitere Entwicklung der Leiterplattentechnik wird durch folgende Gesichtspunkte gekennzeichnet:

- Erzielen einer hohen Packungs- und Bauelementedichte (Miniaturisierbarkeit) der mit der Leiterplattentechnik aufgebauten Geräte, Baugruppen und Schaltungen;
- Erzielen einer hohen Zuverlässigkeit und Wirtschaftlichkeit;
- Realisieren komplizierter Schaltungsfunktionen und neuer Aufbauprinzipien (z. B. Modultechnik);
- Einbeziehen unterschiedlicher diskreter Bauelemente wie auch von integrierten Schaltungen;
- Realisieren einer rationellen Verdrahtungs- und Verbindungstechnologie.

## Die Leiterplatte

Eine Leiterplatte ist eine Platte vorgegebener Kontur aus Basismaterial mit haftfest auf- und/oder eingebrachten Leiterbildern, die alle Durchbrüche und Ausklinkungen enthalten kann. Bestückt mit Bauelementen und/oder Bausteinen, wird diese Leiterplatte (Baugruppe) als gedruckte Schaltung bezeichnet. Der Grundgedanke zur Realisierung einer gedruckten Schaltung stammt bereits aus dem Jahr 1906, als *Edison* in den USA ein Verfahren zur Anfertigung von Leiterzügen auf Isolatoren mit Metallpulver veröffentlichte. Als Vorgänger der heute zur Realisierung gedruckter Schaltungen angewandten Ätztechnik wird ein USA-Patent aus dem Jahre 1925 angesehen, das zwar zu neuen Gedanken Anregung gab, aber der gedruckten Schaltung noch nicht zum Durchbruch verhalf. Der Start von gedruckten Schaltungen in den USA wird auf das Jahr 1952, in Europa auf das Jahr 1954 datiert.

Leiterplatten nehmen zur Zeit eine dominierende Stellung unter den Verdrahtungselementen für Baugruppen und Bauelemente in elektronischen Geräten ein und werden diese auch künftig weiter beibehalten. Der steigende

Bedarf an Geräten in der Elektrotechnik und Elektronik, in Wissenschaft und Technik allgemein sowie in der Datenverarbeitung und die fortschreitende Miniaturisierung verlangen eine ständige Weiterentwicklung der Leiterplattentechnik, die inzwischen bereits zu einer Vielfalt von Technologien und Varianten geführt hat.

### Einteilung von Leiterplatten

Aus konstruktiver Sicht lassen sich Leiterplatten (Bild 1) in *starre* und *flexible* Leiterplatten einordnen. Innerhalb dieser beiden Hauptgruppen ist eine weitere Unterteilung in *Einlagen-* und *Mehrlagenleiterplatten* möglich. *Einlagenleiterplatten* können wiederum *starr* oder *flexibel* sein bzw. als *nicht durchkontaktierte* und als *durchkontaktierte* Leiterplatten aufgebaut werden.

Zur Herstellung von Einlagenleiterplatten gibt es unterschiedliche Verfahren, deren wesentliche Unterschiede in der Art und Weise der Realisierung der Leiterbilder liegen und die mit *Subtraktivverfahren*, *Additivverfahren* und *Semiadditivverfahren* bezeichnet werden.

Bei der Herstellung von Mehrlagenleiterplatten (Bild 2) handelt es sich um einen Laminierprozeß, bei dem die einzelnen Leiterplattenlagen zur Mehrlagenleiterplatte verpreßt werden. Hierzu werden sogenannte Aufbauverfahren eingesetzt, die Kombinationen verschiedener Additiv- und Subtraktivverfahren darstellen.

Mit flexiblen Leiterplatten stellt man elektrische Verbindung von Baugruppen in Geräten her und benutzt sie an Stelle von Kabelbäumen zur Ver-

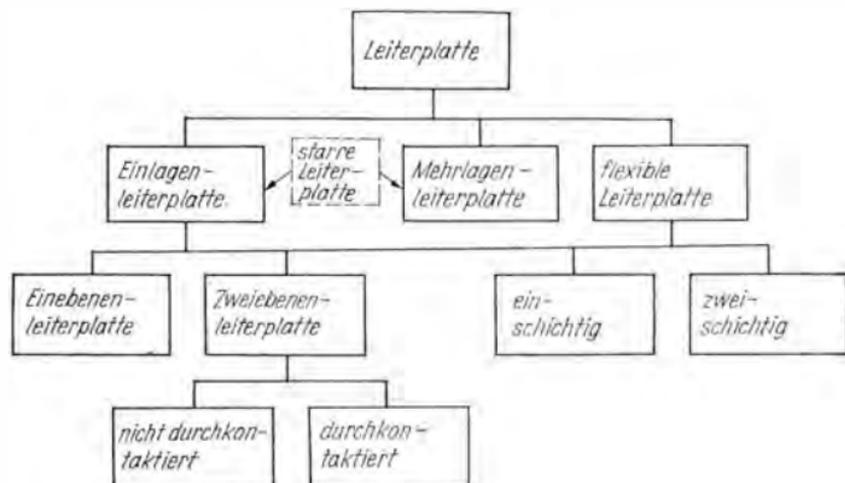
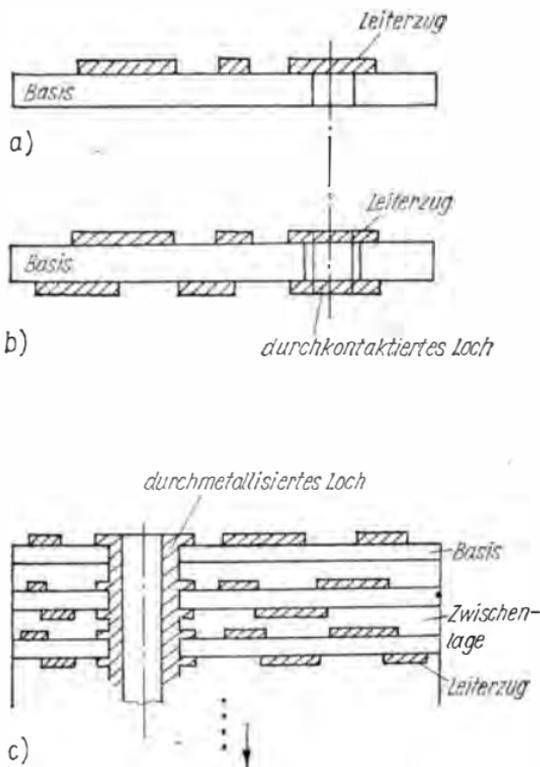


Bild 1 Schema der Einteilung von Leiterplatten



**Bild 2**  
 Aufbau von Leiterplatten;  
 a – Einebenenleiterplatte,  
 b – Zweiebenenleiterplatte,  
 durchkontaktiert,  
 c – Mehrlagenleiterplatte

kabelung von Geräten mit Schwenkrahmen. Sie bestehen aus flexibler Kupferfolie und elastischem Basismaterial. Ihre Kontaktierung wird auch über Steckverbinder vorgenommen.

### Subtraktivverfahren

Bei der Herstellung von (starr)en Leiterplatten nach dem Subtraktivverfahren (Bild 3) geht man als Basismaterial von kupferkaschiertem Epoxidglas-hartgewebe aus, wobei die Dicke der Kupferfolie 17 oder 35  $\mu\text{m}$  betragen kann. Auf die in handlichen Größen zugeschnittenen Leiterplattentafeln bringt man entweder im Fotodruck, im Siebdruck oder im Offsetdruck ein positives Bild der Leiterzüge aus einer ätzfesten Farbe auf die Leiterfolie auf. Der nachfolgende Ätzvorgang entfernt alle Teile der unbedruckten Leiterfolie, so daß das gewünschte Muster der Leiterzüge und der Leiterflächen auf dem Basismaterial zurückbleibt. Darauf folgt die weitere Verarbeitung der Leiterplatte. Beim Einsatz von flexiblen Basismaterialien, die in Rollenform angeliefert werden, empfiehlt sich eine kontinuierliche Fertigung ohne vorheriges Zuschneiden. Die Dicke der Folie beträgt z. B. 75  $\mu\text{m}$ , die der Kupferfolie wieder 17 oder 35  $\mu\text{m}$ .

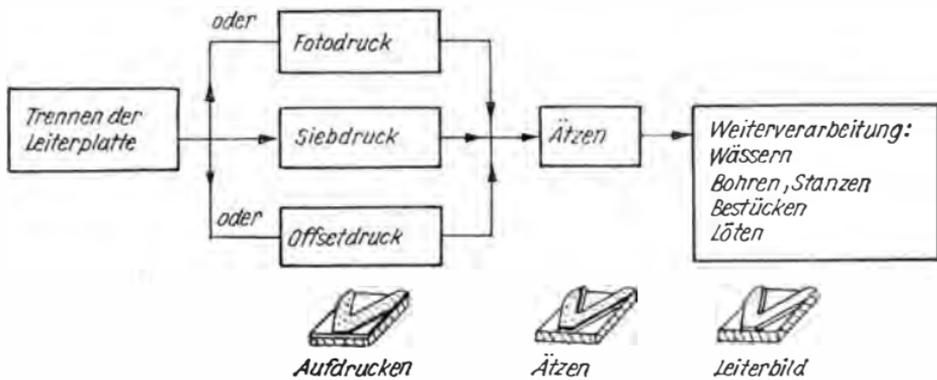


Bild 3 Schema des Subtraktivverfahrens

Das Aufbringen des Leiterbilds im Siebdruck gestattet Feinheiten und Abstände der Leiterzüge von 0,2 ... 0,3 mm. Der Aufdruck der jeweiligen Siebdruckfarben wird mit Siebdruckmaschinen durchgeführt. Das zu bedruckende Basismaterial befestigt man in der Siebdruckeinrichtung auf dem Arbeitstisch, und mit einem Rakel wird durch das feinmaschige Sieb hindurch Farbe auf das Basismaterial gedrückt. An allen Stellen, die entsprechend der Vorlage nicht bedruckt werden sollen, ist das Sieb farbundurchlässig. Auf diese Weise entsteht ein Farbdruckmuster auf dem Basismaterial.

Zum Aufbringen des Leiterbilds auf das Basismaterial wird der Fotodruck verwendet, wenn man im Siebdruck geringe Leiterzugabstände nicht mehr herstellen kann. Das ist vor allem bei Feinheiten unterhalb 0,25 mm mit Toleranzen von 0,05 mm der Fall. Dazu wird das Basismaterial mit einer lichtempfindlichen Schicht versehen. Von der Zeichnungsvorlage wird ein Fotonegativ angefertigt, das man auf die lichtempfindliche Schicht des Basismaterials legt. Es folgen die Belichtung sowie die Entwicklung dieser belichteten Stellen, so daß sie für den Ätzzvorgang einen festen Ätزشchutz darstellen. Die unbelichteten Stellen können entfernt werden. Im Gegensatz zum Siebdruck wird der Fotodruck insbesondere für kleine Serien und für Einzelanfertigungen von Leiterplatten verwendet.

Das Subtraktivverfahren gilt als eine sicher zu beherrschende Technologie, die weit verbreitet ist.



## Additivverfahren

Beim Additivverfahren (Bild 4) werden die Leiterbilder rein additiv ohne subtraktive Prozesse hergestellt. Als Basismaterial verwendet man Leiterplattentafeln ohne Kaschierung. Sie werden in entsprechende Größen zerschnitten, und anschließend erhalten sie die endgültige Leiterplattenform mit allen Durchbrüchen und Löchern. Es schließt sich eine sogenannte Aktivierung an, so daß sie später in einem weiteren chemischen Prozeß überall Leitermaterial annehmen können. Zuvor muß jedoch das gewünschte Lei-

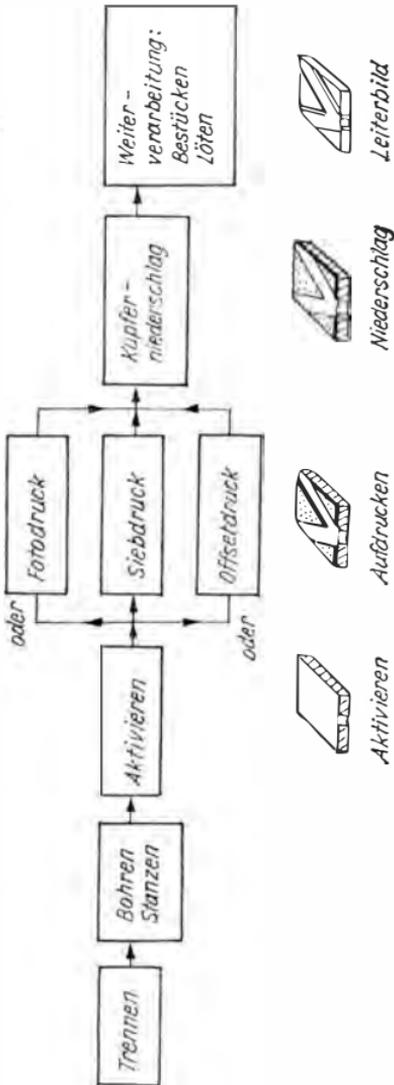


Bild 4 Schema des Additivverfahrens

tungsmuster als Negativ in einem geeigneten Druckverfahren (vorzugsweise Fotodruck oder Siebdruck) aufgebracht werden. Das zumeist aus glasfaserverstärktem Epoxidharz bestehende Basismaterial muß neben guten elektrischen Eigenschaften auch eine entsprechende Chemikalienbeständigkeit aufweisen. Der Haftung der Metallschicht auf dem Basismaterial an den entsprechenden Stellen (unbedruckte Stellen) kommt besondere Bedeutung zu. Man unterscheidet dafür 3 geeignete Basismaterialien:

- Basismaterial mit Haftvermittler, nichtkatalysiert;
- Basismaterial mit Haftvermittler, vollkatalysiert;
- Basismaterial mit Harzdeckschicht.

Ein wesentliches Merkmal bei der Herstellung von Leiterplatten nach dem Additivverfahren ist die selektive Metallisierung, d. h. der Kupferniederschlag an den gewünschten Stellen, an denen Leiterzüge und Leiterflächen entstehen sollen. Da von einem unkaschierten Basismaterial ausgegangen wird, entfällt hier das Entfernen der überflüssigen Kupferkaschierung. Damit ergeben sich wesentliche Vorteile hinsichtlich der Materialökonomie (geringerer Kupferverbrauch) und der Umweltverschmutzung durch Wegfall von Ätzmitteln und der Kupferrückgewinnung. Als technologischer Vorteil fallen Unterätzungen weg. Basismaterial mit Haftvermittlern wird vor der Metallisierung chemisch aufgeraut, um eine gute Haftfestigkeit der Leiterzüge zu erzielen. Es schließt sich ein chemisches Verkupfern bis zur gewünschten Leiter- und Lochstärke an. Die Metallisierung, d. h. das Verkupfern, nimmt man stromlos ohne äußere Stromquelle vor.

Grundsätzlich kann die Strukturierung, d. h. die Ausbildung der Leiterzüge auf dem Basismaterial, mit Masken oder maskenlos geschehen. Bei der Verwendung von Masken arbeitet man mit einem Prozeßablauf, bei dem Bedrucken der Leiterplattenoberfläche mit dem negativen Leiterbild, chemischer Aufschluß und Aktivierung des frei liegenden positiven Leiterbilds und sein nachfolgendes Verkupfern wichtige Stationen bilden. Die Dicke der Maske muß etwa der Stärke der gewünschten Leiterschicht entsprechen. Weiterhin muß man auf solche Maskenmaterialien zurückgreifen, die im hochalkalischen Bereich längere Zeit beständig sind.

Das Additivverfahren ist noch relativ neu und erfordert neue technologische Einrichtungen.

### **Fotoselektiver Metallniederschlag**

Eine Variante des Additivverfahrens bildet der fotoselektive Metallniederschlag – PSMD: photoselective metal deposition. Der chemische Aufschluß der Haftvermittler- bzw. Harzdeckschicht geschieht hier auf der gesamten Oberfläche. Nach dem Sensibilisieren schiebt man einen Prozeßschritt ein, durch den die Sensibilisierung partiell aufgehoben wird. Bei diesem Prozeßschritt wird die Leiterplattenoberfläche durch Ultraviolettlicht mit dem negativen Leiterbild belichtet. Die anschließende Aktivierung auf dem negativen Leiterbild bewirkt, daß sich das Kupfer nur an den gewünschten Stellen ab-

scheidet. Es handelt sich um ein direkt arbeitendes Fotoverfahren, bei dem gewisse Vergleiche zur Sofortbildfotografie gezogen werden können. Da keine Siebdruck- oder Fotomasken notwendig sind, verringert sich die Fertigungszeit für eine Leiterplatte. Die Auflösung ist sehr hoch, ebenso wie die zu erzielende Packungsdichte auf der Leiterplatte. Mit diesem Verfahren können in Abhängigkeit von der Schichtdicke des chemisch abgeschiedenen Kupfers Feinstleiter realisiert werden.

### Das Semiadditivverfahren

Das charakteristische Merkmal des Semiadditivverfahrens (Bild 5) ist die Erzeugung der Leiterzüge in einem kombinierten Verfahren, das sich aus Elementen des Subtraktiv- und Additivverfahrens zusammensetzt. Im Gegensatz zum Subtraktivverfahren geht man hier wieder von einem unkascherten Basismaterial aus, das entsprechende Haftvermittler- oder Harzdeck-

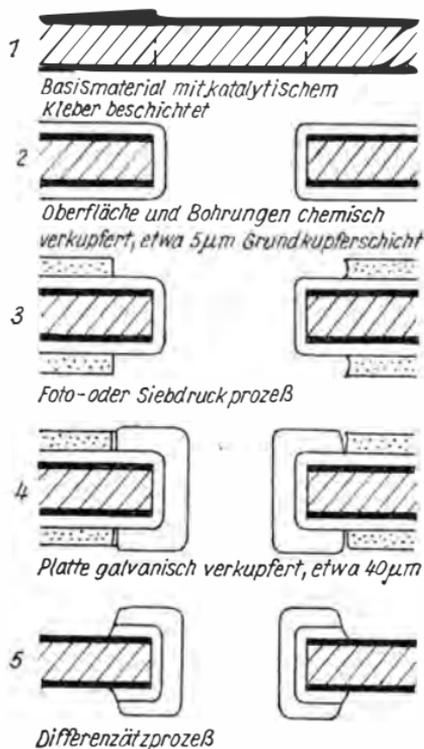


Bild 5  
Prinzip der Herstellung von Leiterplatten nach dem Semiadditivverfahren

schichten aufweisen muß. Auf das Basismaterial wird eine Grundkupferschicht in einer Stärke von 3 ... 5  $\mu\text{m}$  aufgebracht, die wesentlich dünner ist als die Kupferkaschierung beim Subtraktivverfahren. Das gewünschte Leiterbild wird nach einer negativen Abdeckung im Foto- oder Siebdruckverfahren durch eine selektive Galvanisierung der Grundkupferschicht verstärkt. Es schließt sich ein Ätzprozeß an, der zum Entfernen der nichtverstärkten Grundkupferschicht entsprechend kurz ist. So beträgt die Ätzzeit etwa nur 1/10 der Zeit, die zum Abtragen der wesentlich dickeren Kupferkaschierung beim Subtraktivverfahren benötigt wird.

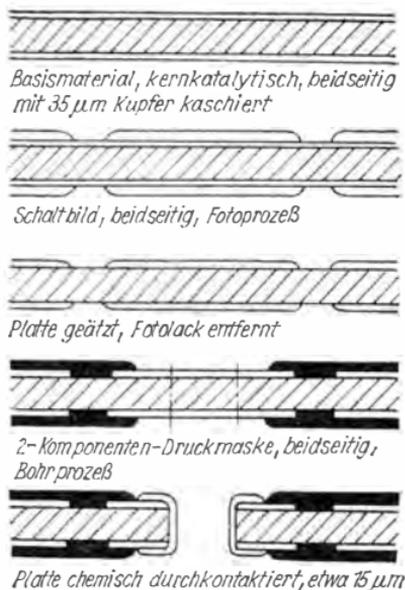
Auch das Semiadditivverfahren wird noch relativ selten angewendet.

### **Mehrlagenleiterplatte zur Miniaturisierung**

Die weitere Entwicklung der Elektrotechnik und Elektronik verlangte eine Verkleinerung der Leiterplatte und eine bessere Ausnutzung des Basismaterials. Ein erster Schritt in diese Richtung bildete die doppelseitige Kaschierung des Basismaterials, wobei eine Durchkontaktierung von der Ober- zur Unterseite erforderlich wird. Unter einer Durchkontaktierung (Durchplattierung) versteht man die metallische Verbindung zwischen den Leiterebenen einer Zweiebenen- oder Mehrebenenleiterplatte. Bei wenigen Verbindungsstellen griff man anfangs hierbei auf Nietverbindungen zurück, die aber bald durch verfeinerte technologische Verfahren ersetzt wurden. Zu den gebräuchlichsten Verfahren zur Herstellung zweiseitig kaschierter Leiterplatten gehören das Metallresistverfahren, das Semiadditivverfahren und das kombinierte Subtraktiv-Additiv-Verfahren.

Beim Subtraktiv-Additiv-Verfahren (Bild 6) werden die Leiterbilder durch doppelseitiges Ätzen der beiderseitig kupferkaschierten Platine hergestellt. Die sich anschließende fremdstromlose chemische Metallisierung der Bohrungen bewirkt eine entsprechende Verbindung. Dieses Verfahren ist auch zur Aufnahme gedruckter Bauelemente, z. B. gedruckter Induktivitäten, geeignet.

Aus der Zweilagenerleiterplatte mit Durchkontaktierung entwickelte sich die Mehrlagenleiterplatte. Sie besteht aus mehreren Lagen einzelner Schaltungen, die aufeinandergelegt und miteinander zu einer Platte verpreßt werden. Mehrlagenleiterplatten bestehen aus 3 bis 20 Leiterebenen, die an den erforderlichen Stellen miteinander kontaktiert sind. Zwischen den ein- oder beiderseitig mit Leiterbildern versehenen Basismateriallagen befinden sich kupferfreie Lagen, die die Leiterbilder voneinander isolieren und die Lagen mit Leiterbildern mechanisch verbinden. Die Kontaktierung der Leiterbilder untereinander wird mit metallisierten Löchern vorgenommen. Die einzelne Lage wird nach einem üblichen Herstellungsverfahren für Leiterplatten gefertigt, an deren Randstreifen sich Aufnahmelöcher zur Lagesicherung beim anschließenden Verpressen sowie gedruckte Justierelemente befinden. Die fertigen Lagen werden mit je 2 oder mehr Prepregs (Zwischenlagen) zwischen 2 Lagen zum sogenannten Preßstapel geschichtet und anschließend unter



**Bild 6**  
Prinzip der Herstellung von durchkontaktierten Zweiebenenleiterplatten nach dem kombinierten Subtraktiv-Additiv-Verfahren

Temperatureinwirkung miteinander verpreßt. Mehrlagenleiterplatten können starr oder flexibel ausgeführt werden.

Die Mehrlagenleiterplatte erfüllt nicht nur Träger und Verbindungsaufgaben, sondern hat selbst auch – besonders bei der Übertragung großer Datenmengen – Bauelementeeigenschaft. Aus Gründen der Temperaturschockfestigkeit wird angestrebt, die Mehrlagenschaltung möglichst dünn zu gestalten, was minimale Stärken des Dielektrikums zwischen 2 Ebenen bis zu 0,06 mm erfordert. Bei Bitraten um 400 Mbit/s führt der sich ergebende niedrige Wellenwiderstand durch Anstieg der Dämpfung zu Übertragungsproblemen. Da die Leiterbreiten aus Fertigungsgründen nicht beliebig verringert werden können, bleibt als Variable die Materialkonstante  $\epsilon_r$ , die bei den eingeführten Mehrlagenmaterialien (Epoxidglashartgewebe) um 4,5 liegt.

### Leiterplattenentwurf und Druckvorlagen

Neben den eigentlichen Herstellungsverfahren für Leiterplatten bilden der Entwurf der Leiterplatte und das Anfertigen der Druckvorlagen wesentliche Stufen innerhalb der gesamten Herstellung (Bild 7). Trägermaterial für Zeichnungsoriginale, die während der Leiterplattenherstellung weiter verarbeitet werden, müssen eine hohe Maßstabilität aufweisen. Dafür kommen in Betracht: aluminiumkaschierter Zeichenkarton, Glas und Polyesterfolien.

Polyesterfolien sind sehr verzugsarm und weisen eine hohe mechanische Festigkeit auf. Zum Herstellen der Originale wird die Oberfläche durch Auf-

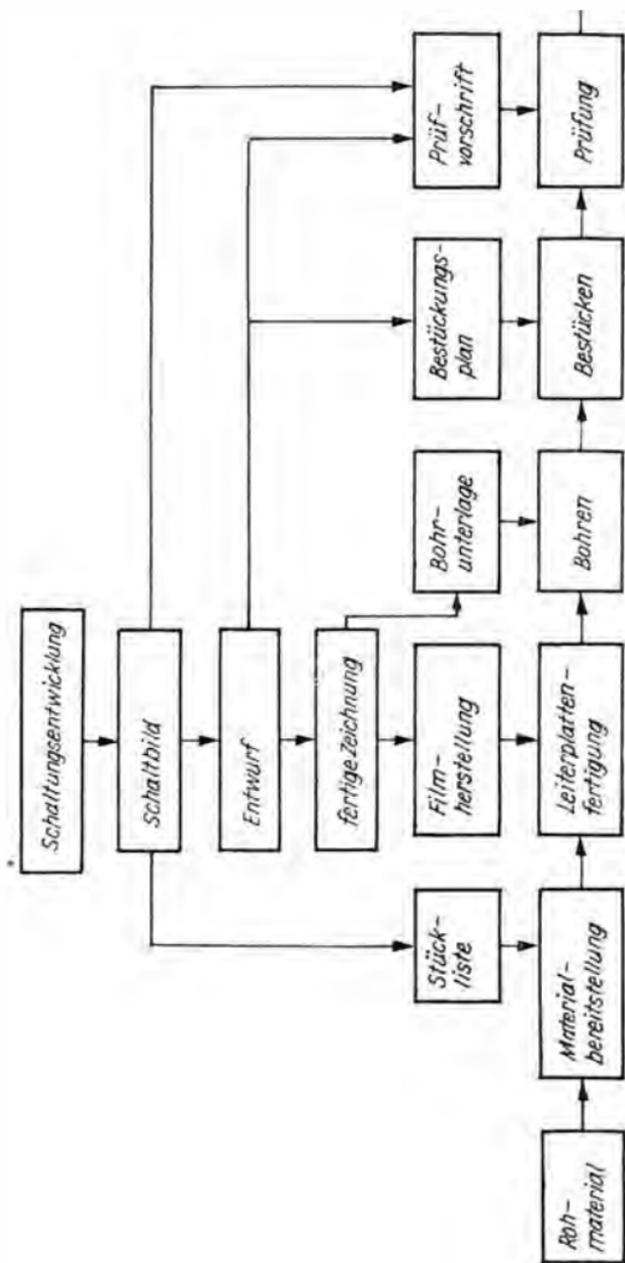


Bild 7 Schema zur Leiterplattenherstellung

bringen einer matten Schicht für die Aufnahme von Tusche und Druckfarbe versehen. Vorteilhaft ist auch eine matten Polyesterfolie mit einem Raster aus hellblauer Farbe, das beim Umkopieren verschwindet.

Mit der Reproduktionsfotografie werden die Zeichnungsuriginele in Positive oder Negative umgesetzt. Als Filmmaterial für das Herstellen der Positive oder Negative verwendet man Polyesterfolien (0,18 ... 0,25 mm Stärke) und Glasplatten. Die fotografische Reduktion vom Zeichenmaßstab auf Originalleiterplattengröße wird vorwiegend mit Horizontalkameras durchgeführt. Die Auswahl von geeignetem lichtempfindlichem Material, richtige Beleuchtung und die Auswahl entsprechender Spezialobjektive sind wesentliche Voraussetzungen für die eingesetzte Reproduktionsfotografie.

Die Konstruktion der Kamera muß so ausgelegt sein, daß ein Verwackeln der Aufnahme während der mitunter relativ langen Belichtungszeit nicht eintreten kann. Hauptbestandteile einer derartigen Repronkama sind der Kamerakasten, die verschiebbare Optik, Vorlagenhalter und Zentrier- und Meßeinrichtung. Die feste Anordnung des Kamerakastens in der Dunkelkammer bei einer Zweiraumbauweise gestattet eine vereinfachte Handhabung des Filmmaterials sowie günstige Bedingungen für die Reinhaltung des Arbeitsplatzes. Vorwiegend wird bei Horizontalkameras im Durchlichtverfahren gearbeitet, d. h., die Beleuchtungseinrichtungen befinden sich hinter dem Vorlagenhalter.

Bei der Herstellung der Zeichenuriginele haben sich in jüngster Zeit rationale Verfahren und Methoden durchgesetzt. Dazu gehören die Legetechnik, die maschinelle Zeichentechnik sowie maschinelle Entwurfsverfahren. Die Lichtzeichentechnik gestattet das Realisieren von seitenrichtigen Glasnegativen im Maßstab 1:1. Sie entstehen durch Belichtung einer Frontglasplatte mit einem Lichtzeichenkopf, der sich lochstreifengesteuert über sie bewegt. Die weitere Entwicklung bei der Herstellung der Zeichenuriginele ist durch den Einsatz rechnergestützter Zeichensysteme gekennzeichnet, wobei die möglichen Anlagen von Off-line-Systemen über moderne interaktive On-line-Systeme mit Sichtgeräten bis zu Systemen für den automatischen Schaltungsentwurf reichen.

### **Weitere Entwicklung**

Die Leiterplattentechnik der Zukunft ist geprägt vom verstärkten Einsatz von Feinleiterplatten, bei denen die zur Verfügung stehende Leiterplattenfläche besser ausgenutzt wird und die eine höhere Packungsdichte gestatten. Ab 1985 werden Leiterzugabstände im Bereich von 75 ... 100  $\mu\text{m}$  üblich sein, 1990 erwartet man in der Massenproduktion bereits 50  $\mu\text{m}$ . Mit dem herkömmlichen Subtraktivverfahren läßt sich diese Zielstellung nicht erreichen. Semiadditiv- und Additivverfahren werden an seine Stelle treten. Weiterhin wird man ähnliche Reinraumbedingungen bei der Herstellung von Leiterplatten wie in der Halbleitertechnik anwenden müssen.

Der Entwurf, die Konstruktion und die Herstellung von Leiterplatten der

80er Jahre wird durch neue Tendenzen gekennzeichnet, die sich durch immer größere Packungsdichte, zunehmende Komplexität und verminderte Leiterzugbreiten auszeichnen. Neben Epoxidharzglasgewebelaminat als sogenanntes klassisches Basismaterial werden eine Reihe anderer Materialien für die Herstellung von Leiterplatten eingesetzt. Das Angebot der dafür möglichen Plaste reicht von Polyester über Polykarbonat, Polyamid und Polyphenylenoxid bis zum Polytetrafluoräthylen. Die Entwicklung alternativer Laminatsysteme ist notwendig, da immer häufiger die Grenzen der Einsatzmöglichkeiten von Epoxidglas erreicht werden. Dabei spielen höhere Temperaturbeständigkeit, geringere Dimensionsänderungen während der Weiterverarbeitung und bessere dielektrische Werte eine besondere Rolle. Durch die enorme Erhöhung der Packungsdichte tritt immer mehr die Mehrlagenleiterplatte in Erscheinung. Die herkömmliche Art der Herstellung von Mehrlagenleiterplatten beruht auf dem separaten Fertigen der Innenlagen und dem anschließenden Laminieren in Preßwerkzeugen. Neue Verfahren gestatten, die Fertigung zu vereinfachen und die Produktionskosten zu senken. Eine weitere Produktivitätserhöhung wird durch rechnergestützte Leiterplattenfertigungen offenbar.

Einen Schaltungsaufbau mit hoher Packungsdichte und mit dreidimensionaler Leitungsführung erhält man, wenn die Anzahl von Mehrlagenleiterplatten durch flexible stromführende Teile mechanisch und elektrisch miteinander verbunden werden. Derartige Aufbauten lassen sich zusammenfallen und nehmen wenig Raum ein. Weitere Möglichkeiten ergeben sich durch Mehrschicht- und Mehrdrahtleiterplatten.

Die Erhöhung der Funktionsdichte durch die Großintegration steigert auch die Verlustleistung je Flächeneinheit. Eine erhöhte Wärmeleitfähigkeit kann mit sogenannten Metallboards erzielt werden. Dabei handelt es sich um Leiterplatten mit einem Metallkern (Aluminium oder Stahlblech), der beidseitig mit einem Dielektrikum abgedeckt ist und der die Wärme gleichmäßig verteilt und abführt.

Eine interessante Alternative zur chemischen Leiterplattenherstellung bieten rein mechanische Verfahren, z.B. über eine mikroprozessorgesteuerte Fräsmaschine, die mit hoher Verfahrensgeschwindigkeit und einer Genauigkeit bis auf 0,01 mm eine wirtschaftliche Fertigung gewährleistet. Die wichtigsten Vorteile gegenüber chemischen Verfahren sind der einfachere mechanische Fertigungsablauf, der Wegfall aller Abwasserprobleme und der geringe Raumbedarf einer solchen Anlage, die von einer Bleistiftskizze direkt gesteuert werden kann sowie die Leiterbilder fräst und bohrt.

## Bezugsquellen für Elektronik-Bauelemente

### *Amateurbedarfs-Filialen*

1034 Berlin, Kopernikusstraße 3	5892390
1058 Berlin, Kastanienallee 87	4483593
7500 Cottbus, Markt 2	25181
8010 Dresden, Ernst-Thälmann-Straße 9	493170
5010 Erfurt, Hermann-Jahn-Straße 11-12	22108
4020 Halle, Klement-Gottwald-Straße 40-41	35466
9010 Karl-Marx-Stadt, Straße der Nationen 46	62887
7010 Leipzig, Grimmaische Straße 25	29482
3018 Magdeburg, Lüneburger Straße 25	51277
1500 Potsdam, Friedrich-Ebert-Straße 113	22923
2500 Rostock, Steinstraße 6	34635
2700 Schwerin, Wilhelm-Pieck-Straße 34	864498

### *Konsum-Elektronik-Versand*

Für alle nicht an den vorstehend genannten Orten wohnenden Leser hält der *Konsum-Elektronik-Versand*, 7264 Wermsdorf, Clara-Zetkin-Straße 21, Telefon 333, ein umfangreiches Sortiment an Elektronik-Bauelementen bereit. Bestellungen werden *nur* schriftlich entgegengenommen.

# Spannungsregler mit integrierten Schaltkreisen

Ing. Klaus K. Streng

Seit Jahrzehnten werden in elektronischen Geräten Spannungen konstantgehalten. Zunächst geschah das mit Elektronenröhren, später durch Transistoren [1]. Im letzten Jahrzehnt erschienen speziell für diesen Zweck entwickelte integrierte Schaltkreise (IS), die teils allein, teils in Verbindung mit einem Leistungstransistor eine Spannung konstanthalten. Sie werden – nicht exakt – mit dem Begriff «Spannungsregler» gekennzeichnet. Im Zusammenhang mit diesen Spannungsreglern gibt es einige Begriffe, die vorgestellt werden sollen (Bild 1). Der Spannungsregler soll einmal eine Spannung  $U_{\text{out}}$  (seine Ausgangsspannung) möglichst konstanthalten, wenn die Eingangsspannung  $U_{\text{in}}$  schwankt. Das kann z. B. bedingt sein durch Netzspannungsschwankungen, aber auch durch langsame Erschöpfung einer Batterie. Der Spannungsstabilisierungsfaktor  $s_U$  berechnet sich zu

$$s_U = \frac{U_{\text{out}}}{\Delta U_{\text{in}}} . \quad (1)$$

Hierin ist  $U_{\text{in}}$  die Eingangsspannung und  $U_{\text{out}}$  die Ausgangsspannung. Durch den griechischen Buchstaben  $\Delta$  (Delta) wird die Änderung (das Schwanken) der Spannung bezeichnet. Dieser Spannungsstabilisierungsfaktor ist ohne Meßbezeichnung, man gibt ihn entweder in % oder dB an.

Ein zweites Kriterium für die Funktion des Reglers ist sein Laststabilisierungsfaktor  $s_R$ . Dieser gibt an, wie stark die Ausgangsspannung  $U_{\text{out}}$  des Reglers schwankt bei Änderung des Ausgangsstroms  $I_{\text{out}}$  bzw. der «Last»  $R_L$ . Er ist

$$s_R = \frac{U_{\text{out}1} - U_{\text{out}2}}{U_{\text{out}2}} . \quad (2)$$

Hierin ist  $U_{\text{out}1}$  die Ausgangsspannung beim kleinsten und  $U_{\text{out}2}$  die Ausgangsspannung beim größten (Last-) Strom  $I_{\text{out}}$ . Dann gibt es noch einen Brummunterdrückungsfaktor  $s_B$ . Er gibt an, um wieviel eine der Eingangsspannung überlagerte Wechselspannung (z. B. das Restbrummen) reduziert wird. Hierfür gilt

$$s_B = \frac{U_{\text{Brout}}}{U_{\text{Brin}}} . \quad (3)$$

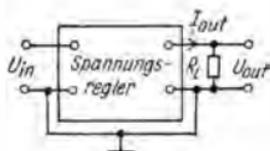


Bild 1  
Prinzipschaltung des elektronischen Spannungsreglers

Die Indizes «out» und «in» kennzeichnen den Ein- und Ausgang des Reglers,  $U_{Br}$  ist die nach der Gleichrichtung vorhandene «Brummspannung», d.h. Wechselspannung, die meist aus der gleichgerichteten Netzspannung herrührt.

Auch die Größen  $s_R$  und  $s_B$  können in % und dB angegeben werden. Die dB-Angabe bedeutet Vereinfachung bei Rechnungen, ist allerdings für manche Leser ungewohnter, da sie das Rechnen mit Logarithmen voraussetzt.

Weitere Daten von Spannungsregler-IS sind: die minimal oder maximal zulässige Eingangsspannung bzw. Ausgangsspannung und eventuell noch die minimal erforderliche Spannungsdifferenz zwischen Eingang und Ausgang, damit der Spannungsregler noch ausreichend funktionieren kann, ferner der maximal entnehmbare Ausgangsstrom bzw. die maximale Leistung, die der Regler ohne Schaden verarbeiten kann. Dazu erinnert man sich, daß sich die Verlustleistung des Reglers

$$Q_v = (U_{out} - U_{in}) I_{outmax} \quad (4)$$

ergibt.  $I_{outmax}$  ist der erwähnte maximal zulässige Ausgangsstrom.

Wichtig kann für manche Verwendungszwecke auch der Ausgangswiderstand  $r_{out}$  sein. Das ist der Innenwiderstand des Ausgangs wie etwa bei Verstärkern usw. Diese Größe stellt nicht den Quotienten von Ausgangsspannung und Ausgangsstrom dar, sondern die differentielle Größe  $dU_{out}/dI_{out}$ .

Als weitere wichtige Größe ist  $T_{KU}$  zu finden, sie gibt an, wie groß die Abweichung der Ausgangsspannung je Grad Temperaturänderung ist. Schließlich gibt es noch die zeitliche Konstanz der Ausgangsspannung. Sie stellt ein Maß dafür dar, wie groß die maximale zeitliche Abweichung der Ausgangsspannung vom Sollwert ist. Wichtig ist das, wenn die Ausgangsspannung als «Normalspannung» benutzt wird oder bei bestimmten Messungen, bei denen die Nullpunktdrift eine Rolle spielt.

### Die Arten der Spannungsregler-IS

Welches sind nun die gegenwärtig (1981) existierenden Spannungsregler-IS? Da gibt es zunächst den schon klassischen Präzisions-Spannungsregler 723, der von TESLA (ČSSR) als MAA 723 bzw. MAA 723H [2]; von TUNGSRAM (Ungarische VR) als  $\mu A$  723 PC [3]; als IL 723 bzw. IL 72723 bei RIZ (Sozialistische Förderative Volksrepublik Jugoslawien) [4] gefertigt wird. Bild 2 zeigt die Prinzipinnenschaltung des 723, Bild 3 die beiden Gehäuse

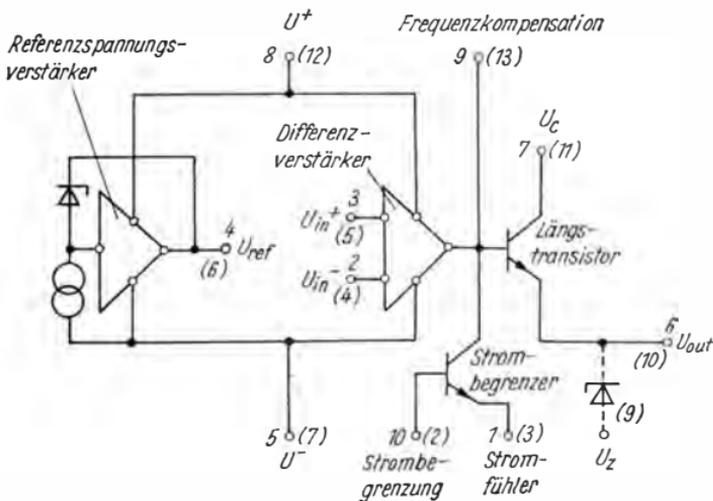


Bild 2 Prinzipschaltung des Präzisions-Spannungsreglers 723 mit Anschlußnummern des TO-100-Gehäuses. Die eingeklammerten Zahlen beziehen sich auf die Anschlüsse des DIL-14-Gehäuses

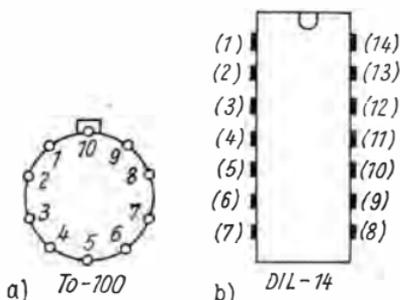


Bild 3 Gehäuseformen des 723-Reglers, a - TO-100, b - DIL-14

(TO-100 und DIL-14). Dabei muß beachtet werden, daß der gestrichelt gezeichnete Teil der Innenschaltung nur beim DIL-14-Gehäuse vorhanden ist und eine Z-Diode 6,2 V umfaßt. Bei Verwendung eines 723-Spannungsreglers im TO-100-Gehäuse muß eventuell zusätzlich eine Z-Diode SZX 19/6,2 o.ä. verwendet werden, deren Katode an Pin 6 angeschlossen wird. Diese 723-Spannungsregler sind international üblich. Sie finden sich im Herstellungsprogramm zahlreicher NSW-Firmen und unterscheiden sich dann lediglich durch den «Vorsatz», der die Herstellerfirmen kennzeichnet. So heißt die TO-100-Ausführung des 723 bei *National Semiconductor* (USA) *LM 723 H*, bei *Texas Instruments* (USA) *SN 52723 L* bzw. *SN 72723 L*, bei *Thomson-CSF* (Frankreich) *SFC 2723 M*, bei *Signetics* (Großbritannien) *N 5723 L* und bei *Siemens* (BRD) *TDB 0723* oder *TDC 0723*. Außerdem

gibt es noch NSW-Firmen, die den 723 anders nennen, obwohl die technischen Daten dem 723 entsprechen: *NE 550 K* bzw. *SE 550 K* (Signetics, USA), *LAS-1000* (Lamda Manufacturing Plants, USA) oder *TBA 281* (Valvo, BRD). Genauso verhält es sich bei der DIL-14-Ausführung. Sie heißt *LM 723 J* bzw. *LM 723 N* bei National Semiconductor (USA), *SN 52723 J* bzw. *SN 72723 J* oder *SN 72723 N* bei Texas Instruments (USA), *TDB 0723 A* bei Siemens, usw.

Wenn auf die pinäquivalenten Ausführungen der beiden 723 so ausführlich eingegangen wurde, so deshalb, weil immer wieder nach ihren Daten gefragt wird. Um es noch einmal zu sagen: Sie unterscheiden sich praktisch (außer eventuell durch die Gehäuseausführung) nicht von den besprochenen RGW-Typen.

Auf die Außenbeschaltung einzugehen scheint im Rahmen dieses Beitrags wenig sinnvoll. Es gibt auch in der DDR darüber genügend Literatur, z.B. [4], [5], [6].

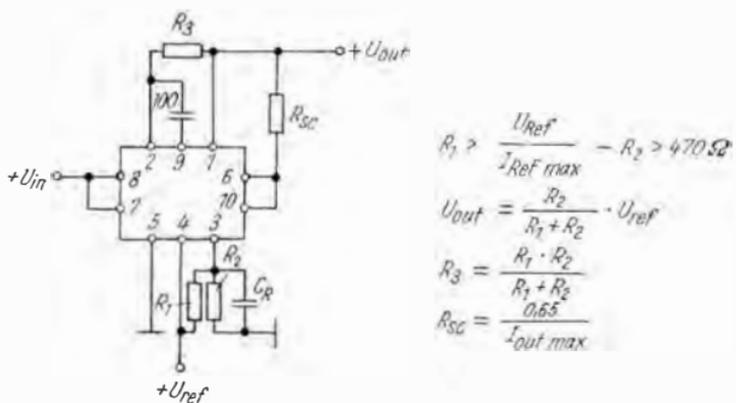


Bild 4 Empfohlene Beschaltung des 723-Reglers für  $U_{out} = +2 \dots +7\ V$

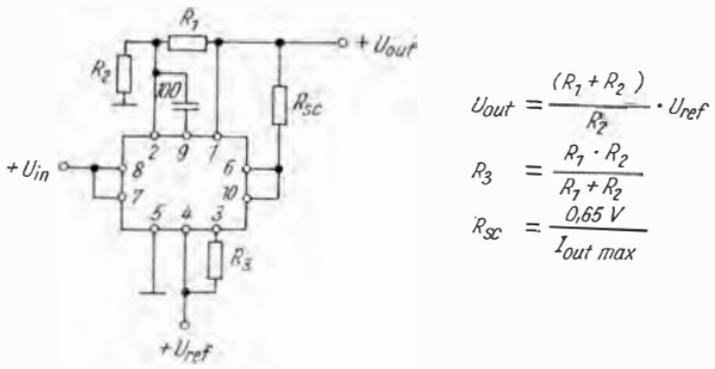


Bild 5 Empfohlene Beschaltung des 723-Reglers für  $U_{out} = +7 \dots +37\ V$

**Tabelle 1** Daten der Präzisions-Spannungsregler (Serie 723) im RGW

Typ	Hersteller	$U_{I_{min}}$ in V	$U_{in}$ max in V	$U_{out}$ min in V	$U_{out}$ max in V	$I_{out}$ max in mA	$Q_v$ max in mW	$s_U$ in dB	$s_R$ in dB	$s_B$ in dB	$T_{KU}$ in $\%K$	$I_o$ in mA	$U_{ref}$ in V	Gehäuse Bild 3
IL 723 M	Iskra		+40			150			70					a, b
IL 723 S	Iskra		+40			150			70					a, b
IL 72723	Iskra	+9,5...+40		+2,0...+37	+37	150	74	44	44			4,0		a
MAA 723	TESLA	+9,5...+40		+2,0...+37	+37	150	800	50	44	74	$1,5 \cdot 10^{-4}$	3,5	7,15	b
MAA 723 H	TESLA	+9,5...+40		+2,0...+37	+37	150	700	52	50	60	$1,0 \cdot 10^{-4}$	5,0	7,15	b
$\mu$ A 723 PC	TUNGSRAM	+9,5...+40		+2,0...+37	+37	150	1000	54	70	99	$3,0 \cdot 10^{-5}$	2,5		b

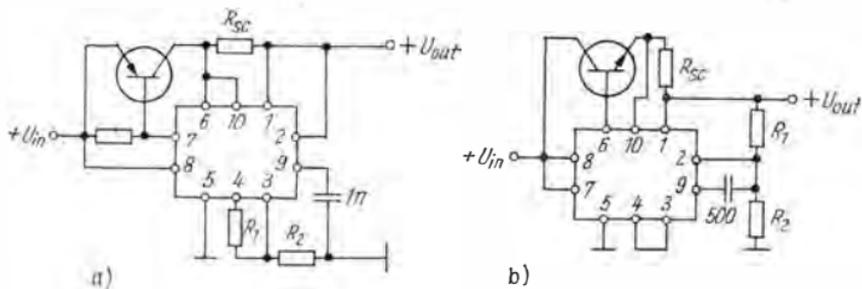


Bild 6 Erweiterung des 723-Reglers für größere Ströme als 150 mA; a – mit pnp-Transistor, b – mit npn-Transistor

Interessant für den Benutzer der 723 ist vor allem, daß von den Herstellern ausdrücklich zwischen Anwendungen bei  $U_{out} = 2 \dots 7 \text{ V}$  (Bild 4) und  $U_{out} = 7 \dots 33 \text{ V}$  (Bild 5) – etwa – unterschieden wird. Wichtig ist auch, daß sich der maximale Ausgangsstrom von 150 mA durch einen Leistungstransistor (Bild 6) erweitern läßt. Das gilt übrigens prinzipiell für alle Spannungsregler!

In Tabelle 1 sind die Daten der 723-Spannungsregler aus der Fertigung im RGW zusammengestellt. Die geringfügigen Abweichungen bei weniger wichtigen Daten bzw. die «Leerstellen» in der Tabelle dürfen nicht irritieren: Diese wurde aus verschiedenen Primärquellen konsultiert, denen zum Teil unterschiedliche Meß- und Umgebungsbedingungen zugrunde lagen. Grundsätzlich gilt bis auf geringfügige Abweichungen, daß alle 723-Spannungsregler mit gleichem Sockel pinäquivalent sind.

### Positiv-Spannungsregler mit einstellbarer Ausgangsspannung

Außer dem Präzisions-Spannungsregler 723 gibt es auch sogenannte Positiv-Spannungsregler mit einstellbarer Ausgangsspannung. Sie gestatten die Konstanthaltung einer einstellbaren positiven Spannung von etwa  $+9 \dots +40 \text{ V}$  ( $U_{in}$ ) bzw.  $+3 \dots +27 \text{ V}$  ( $U_{out}$ ). Sie sind heute durch die technische Entwicklung weitgehend überholt, da sie eine relativ komplizierte Beschaltung aufweisen. Im RGW fertigte sie die UdSSR. Beispiele sind *K1 ПН 811 А...Б* [8] und *K 142 EH 1 А ... K 1 EH 2 Г* [7]. Die Daten sind aus Tabelle 2 zu ersehen, ihre Außenbeschaltung zeigen Bild 7 und Bild 8.

Im NSW waren derartige Positiv-Spannungsregler weit verbreitet, wobei Innenschaltung und Daten oft nur geringfügig voneinander abwichen. Ihre Wirkungsweise hingegen bietet nichts Besonderes. Mit der technischen Entwicklung wurden diese Spannungsregler durch die nachfolgenden Festspannungsregler abgelöst.

**Tabelle 2 Daten der Positiv-Spannungsregler aus der RGW-Fertigung**

Typ	Hersteller	$U_{in\ min}$ in V	$U_{in\ max}$ in V	$U_{out\ min}$ in V	$U_{out\ max}$ in V	$I_{out\ max}$ in mA	$Q_{v\ max}$ in mW	$S_R$ in dB	$S_U$ in dB
K 1 H 811 A	UdSSR	+9,0 ... +20	+9,0 ... +20	+3,0 ... +15	+3,0 ... +15	150			44
K 1 H 811 B	UdSSR	+9,0 ... +40	+9,0 ... +40	+3,0 ... +27	+3,0 ... +27	150			50
K 142 EH 1 A	UdSSR	+9,0 ... +20	+9,0 ... +20	+3,0 ... +12	+3,0 ... +12	150	800	46	50
K 142 EH 1 B	UdSSR	+9,0 ... +20	+9,0 ... +20	+3,0 ... +12	+3,0 ... +12	150	800	54	60
K 142 EK 1 B	UdSSR	+9,0 ... +20	+9,0 ... +20	+3,0 ... +12	+3,0 ... +12	150	800	34	46
K 142 EH 1 B	UdSSR	+9,0 ... +20	+9,0 ... +20	+3,0 ... +12	+3,0 ... +12	150	800	40	46
K 142 EH 2 A	UdSSR	+20 ... +40	+20 ... +40	+12,0 ... +30	+12,0 ... +30	150	800	46	50
K 142 EH 2 B	UdSSR	+20 ... +40	+20 ... +40	+12,0 ... +30	+12,0 ... +30	150	800	54	60
K 142 EH 2 B	UdSSR	+20 ... +40	+20 ... +40	+12,0 ... +30	+12,0 ... +30	150	800	34	46
K 142 EH 2 B	UdSSR	+20 ... +40	+20 ... +40	+12,0 ... +30	+12,0 ... +30	150	800	40	46

**Tabelle 3 Festspannungsregler von TESLA (ČSSR)**

Typ	$U_{in\ min}$ in V	$U_{in\ max}$ in V	$U_{out\ min}$ in V	$U_{out\ max}$ in V	$I_{out\ max}$ in mA	$P_{v\ max}$ in mW	$S_U$ in dB	$S_R$ in dB	$T_{KU}$ in/K	$I_0$ in mA
MA 7805	+7 ... +35	+7 ... +35	+4,8 ... +5,2	+5,2	1000	1)	68	54	$2,2 \cdot 10^{-4}$	4,2
MA 7812	+14 ... +35	+14 ... +35	+11,5 ... +12,5	+12,5	1000	1)	65	64	$8,3 \cdot 10^{-5}$	4,3
MA 7815	+17 ... +35	+17 ... +35	+14,4 ... +15,6	+15,6	1000	1)	67	65	$6,7 \cdot 10^{-5}$	4,4
MA 7824	+26 ... +40	+26 ... +40	+23,0 ... +25,0	+25,0	1000	1)	66	70	$6,2 \cdot 10^{-5}$	4,6

1) intern begrenzt

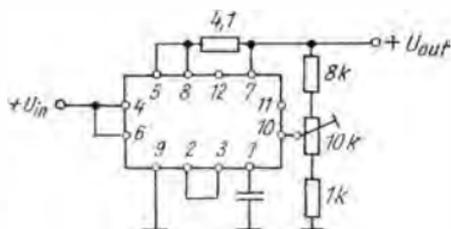


Bild 7  
Besaltung des Reglers  
K 1 H 811

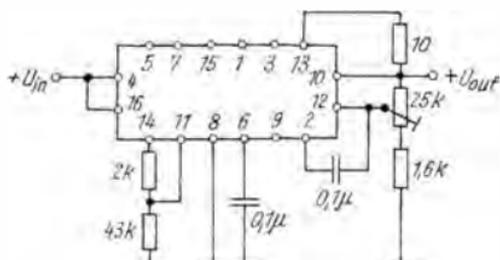


Bild 8  
Besaltung des Reglers  
K 142 EH 1 bzw. K 142 EH 2

### Festspannungsregler

Diese Festspannungsregler sind die z. Z. modernste Lösung. Sie werden auch 3-Anschluß-Spannungsregler genannt. Ihre typische Schaltung ist in Bild 9 zu sehen. Sie haben nur 3 Anschlüsse: Eingang, Ausgang, Masse. Damit ähnelt ihr Prinzip dem in Bild 1 gezeigten. Das darf aber nicht dazu führen, daß man sich ihre Innenschaltung ebenfalls einfach vorstellt. Vielmehr ist diese recht aufwendig (Bild 10). Dieses Bild gibt die Innenschaltung der Festspannungsregler der MA-78-Reihe (TESLA Rožnov) wieder. Auf kleinstem Raum enthält der Regler 17 Transistoren, 2 Z-Dioden, 20 Widerstände und 1 integrierten Kondensator.

Das Wichtigste bei den Festspannungsreglern ist, daß sie ohne mehr oder weniger aufwendige Außenbeschaltung nur für jeweils eine bestimmte Ausgangsspannung ausgelegt sind. Die wichtigsten Ausgangsspannungen sind: 5 V; 5,5 V; 6 V; 8 V; 9 V; 10 V; 12 V; 13 V; 15 V; 18 V und 24 V. Die Erfahrung lehrt, daß kaum eine abweichende Spannung notwendig ist. Die Gesamtzahl der genannten Ausgangsspannungen wird sogar selten benötigt. TESLA kommt mit den Spannungen 5 V; 12 V; 15 V und 24 V aus (daher seine IS MA 7805, MA 7812, MA 7815 und MA 7824). Ihre Daten werden

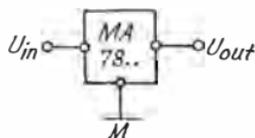


Bild 9  
Prinzipschaltung des Festspannungsreglers  
mit 3 Anschlüssen

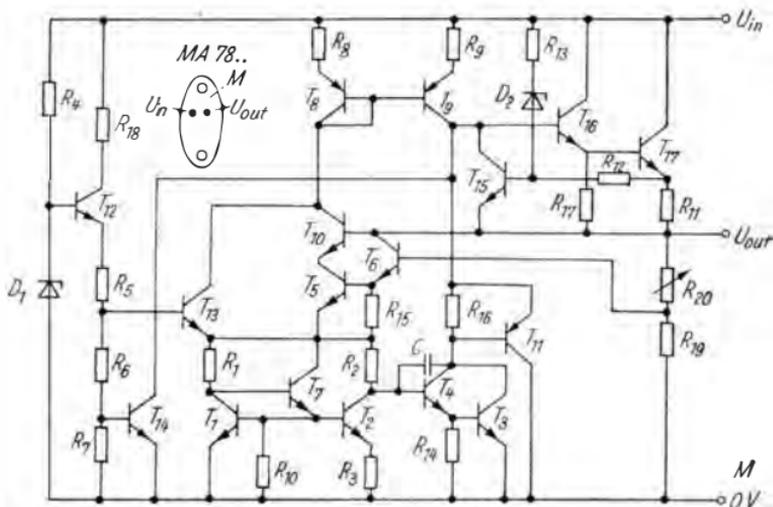


Bild 10 Innenschaltung der Festspannungsregler der MA-78-Reihe von TESLA

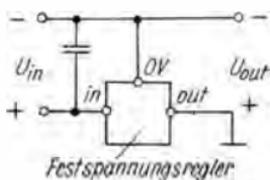


Bild 11  
Festspannungsregler für negative Spannungen

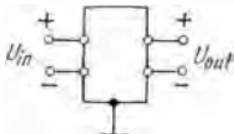


Bild 12  
Prinzipschaltung des Dual-Spannungsreglers

in der Tabelle 3 aufgeführt [10]. Es ist verständlich, daß diese Spannungsregler-IS im NSW stark verbreitet sind. Bedingt durch die vielen einzelnen Herstellerfirmen und deren Typenkennzeichnungen ist ihre Vielzahl groß. Glücklicherweise einigte man sich auf eine gewisse Standardisierung. So gibt der Zahlenschlüssel immer Auskunft über die Ausgangsspannung und eventuell über den maximalen Laststrom. Die Typenzahl ist also nicht so groß, wie es dem erscheinen muß, der den Bezeichnungsschlüssel nicht kennt.

An dieser Stelle soll erwähnt werden, daß es im NSW auch zahlreiche «Negativ»-Spannungsregler gibt, teilweise als Gegenstück zu den eingangs genannten Positiv-Spannungsreglern (Serie 104, veraltet), teilweise als Nega-

tiv-Festspannungsregler (Serie 79...). Sie lassen sich aber durch entsprechende Außenbeschaltung der Positiv-Festspannungsregler voll ersetzen (Bild 11).

Schließlich ist noch eine Art von Spannungsregler-IS zu erwähnen, die im RGW nur in der Sowjetunion zu finden waren: die sogenannten Dual-Spannungsregler. Sie geben sowohl eine geregelte positive Spannung als auch eine geregelte negative Spannung gegen Masse ab. Diese Spannungen müssen nicht (typenabhängig) untereinander betragsgleich sein. Bild 12 zeigt die Prinzipschaltung. Der wichtigste Vertreter dieses Typs war im RGW der Typ *K 142 EH 6*. Seine Daten sind allerdings in der sowjetischen Fachliteratur kaum zu finden. Er wurde und wird auch nach Informationen des Verfassers nicht in die DDR exportiert.

### Schaltspannungsregler

Das Prinzip eines Schaltspannungsreglers mit Netztransformator sieht so aus: Eine hochfrequente Wechselspannung öffnet und schließt periodisch einen Längstransistor, der zwischen Ein- und Ausgangsspannung liegt [9]. Durch Variation des Tastverhältnisses (d. h. der Ein- und Aus-Zeiten) läßt sich die Größe der Ausgangsspannung verändern. Das gleiche läßt sich auch durch Variation der Schaltfrequenz erreichen. Bei entsprechender Wahl der Schaltfrequenz kommt man mit kleinen Siebgliedern aus. Die Schaltregler haben Bedeutung für große Ausgangsströme bei kleinen Spannungen bzw. für kleine Ausgangsströme bei großen Spannungen. Prinzipiell läßt sich der bereits beschriebene 723-Regler auch als Schaltregler verwenden. Die Literatur (z. B. [4]) bietet entsprechende Stromlaufpläne.

### Weitere Spannungsregler

Das Prinzip des elektronischen Spannungsreglers mit Differenzverstärker bzw. mit Operationsverstärker (Bild 13) läßt sich mit ursprünglich nicht für Spannungsreglerzwecke konzipierten IS verwirklichen. Ein Eingang eines

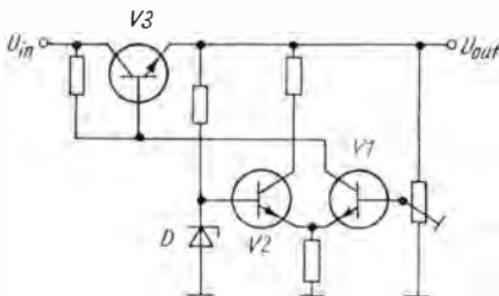


Bild 13  
Prinzipschaltung des Reglers  
mit Differenz- oder  
Operationsverstärker

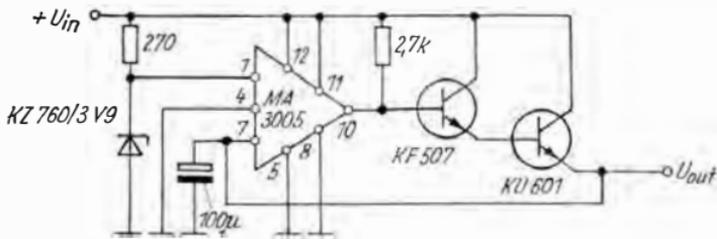


Bild 14 Regler für 3,9 V/1 A mit Differenzverstärker

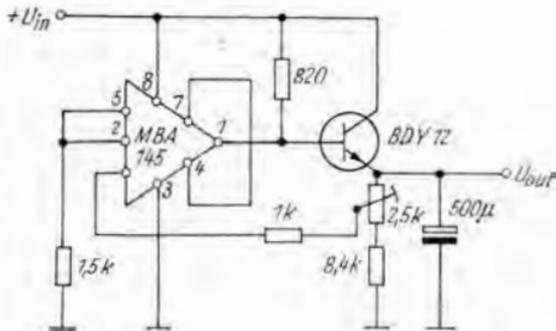


Bild 15  
Regler für einstellbare  
kleine Spannungen  
und  $I_{out\ max} = 300\ mA$   
mit Differenz-  
verstärker

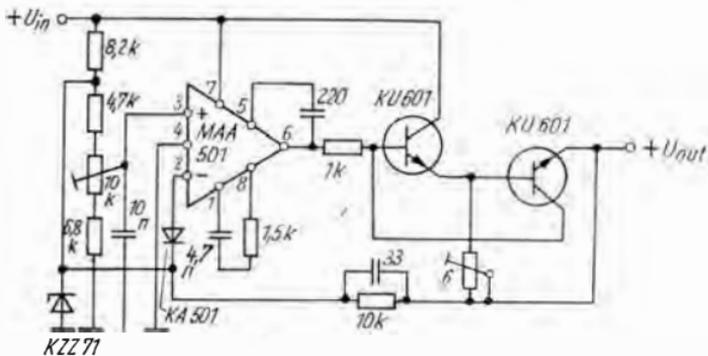


Bild 16 Regler für 3 ... 8 V/2 A mit Operationsverstärker

Differenzverstärkers (Basis V1) wird von der Ausgangsspannung des Reglers gesteuert, der andere Eingang (Basis V2) erhält eine stabilisierte Spannung (Z-Diode D). Der Differenzverstärker vergleicht gewissermaßen beide Spannungen, die Differenzspannung steuert V3, der als Regelstrecke fungiert. So zeigt Bild 14 einen Spannungsregler für 3,9 V/1 A mit Differenzverstärker

[12], Bild 15 einen Spannungsregler mit Differenzverstärker [13] und Bild 16 einen nicht alltäglichen Spannungsregler mit dem Operationsverstärker *MAA 501* [14].

Das Prinzip ist in allen Fällen das gleiche: Ein Eingang des Differenz- bzw. Operationsverstärkers erhält die Ausgangsspannung bzw. einen Teil dieser Ausgangsspannung, dem anderen Eingang wird die meist mit einer Z-Diode stabilisierte Vergleichsspannung zugeführt. Der Verstärker vergleicht gewissermaßen die beiden Spannungen, mit der Differenzspannung steuert der Verstärker dann das Stellglied – ein oder mehrere Leistungstransistoren.

Derartige Spannungsreglerschaltungen waren sehr beliebt, bevor es spezielle Spannungsregler-IS gab. Abgesehen von ihrem größeren Aufwand gegenüber den Regler-IS haben sie auch heute noch ihre Berechtigung. Durch entsprechende Wahl des Leistungstransistors läßt sich die Regelschaltung optimal für den jeweils gegebenen Zweck dimensionieren. Für den Elektronikamateur, für den der Erwerb einer speziellen Regler-IS oft ein Problem ist, bleibt der Spannungsregler mit Differenz- bzw. Operationsverstärker und Leistungstransistor eine durchaus gangbare Lösung.

### Zusammenfassung

Die wichtigsten integrierten Schaltkreise für die Regelung einer Spannung (meist der Versorgungsspannung elektronischer Geräte) aus der RGW-Produktion wurden beschrieben. Dabei wurde zurückgegriffen auf Datenblätter der Firmen ELORG (Moskau, UdSSR) TESLA (Rožnov, ČSSR), ISKRA (Zagreb, SFRJ) und TUNGSRAM (Ungarische VR) bzw. [11]. Die Beschreibung erhebt keinen Anspruch auf Vollständigkeit. So gibt es z. B. in der UdSSR mehrere Regler-IS-Typen, die nicht oder kaum (1981) in der DDR bekannt sind und auch nicht importiert wurden. Nicht in den Beitrag aufgenommen wurden Spannungsstabilisatoren wie Z-Dioden und IS mit vergleichbarer Wirkung. Das sind keine eigentlichen Regler, d. h., Änderungen des Ausgangsstroms wirken nicht auf die Eingangsspannung der Schaltung zurück.

Der Beitrag soll der technischen Information dienen, gibt also keine Auskunft über Bezugsmöglichkeiten.

### Literatur

- [1] *Streng, K. K.*, abc der Stromversorgungstechnik, Militärverlag der DDR, Berlin 1972
- [2] *konstruční katalog lineárních a logických integrovaných obvodů*, Tesla Rožnov, Rožnov pod Radhoštěm 1975
- [3] *Linear Integrated Circuits '78*, Tungsram, Budapest 1978
- [4] *Jungnickel, H.*, Moderne Stromversorgungstechnik, radio fernsehen elektronik, Berlin 29 (1980) 5, Seite 299 bis 302, und 29 (1980) 6, Seite 367 bis 369, und 8, Seite 499 bis 502.

- [5] *Gildemeister, J.*, Minimale Längstristorbelastung bei Stromversorgungen mit MAA 723, radio fernsehen elektronik, Berlin 29 (1980) 11, Seite 696 bis 698
- [6] *Schmidt, W.*, Universalnetzteil für TTL-Schaltkreise mit dem integrierten Spannungsregler MAA 723. In: Elektronisches Jahrbuch 1981, Militärverlag der DDR (VEB) – Berlin, 1980, Seite 182 bis 188
- [7] Микросхемы К 142 ЕН 1, К 142 ЕН 2, Радио, Москва 55 (1978) 10, Seite 59
- [8] Integrated Circuits Catalog, Ehlers, Moskva 1977
- [9] *Streng, K.K.*, So funktioniert das elektronische Schaltnetzteil. In: Elektronisches Jahrbuch 1979, Militärverlag der DDR (VEB) – Berlin, 1978, Seite 64 bis 71
- [10] Monolické integrované výkonové stabilizátory napěti řady MA 78..., Tesla Rožnov, Rožnov pod Radhoštěm, 1977
- [11] *Streng, K.K.*, Daten linearer integrierter Schaltkreise (I), Militärverlag der DDR (VEB) – Berlin, 1982
- [12] Příklady použití vysokofrekvenčních lineárních obvodů MA 3005, MA 3006, Tesla Rožnov, Rožnov pod Radhoštěm 1977
- [13] *Streng, K.K.*, Analoge Integrierte Schaltungen von Tesla, Militärverlag der DDR (VEB) – Berlin, 1976
- [14] Příklady použití operacních zesilovačů MAA 501-MAA 504, Tesla Rožnov, Rožnov pod Radhoštěm 1972

Wir klären Begriffe

HEULZUSATZ



Ing. Klaus K. Streng

Auch in den Jahren 1980/81 gab es im RGW-Bereich Neuentwicklungen bei integrierten Schaltkreisen (IS). Es soll aber nicht von dem «jüngsten Kind», dem oft und nicht immer ganz zu Recht gerühmten Mikroprozessor, die Rede sein. Der Platz würde für eine umfassende und korrekte Information nicht reichen. Doch auf den traditionellen Gebieten der Halbleitertechnik gab es gleichfalls viel Bemerkenswertes zu registrieren. Es soll mit einer Erzeugnisgruppe begonnen werden, die nach Ansicht vieler Elektroniker heute schon technisch überholt ist: den TTL-Schaltkreisen. Gemeint sind die digitalen IS der Transistor-Transistor-Logik (TTL), die lange Jahre die Standardlösung für viele Aufgaben bildeten.

TTL-Schaltkreise sind unseren Lesern längst bekannt. Das Kombinat VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder) stellt sie als *D-100-* und *D-200-*Serie her, TESLA (ČSSR) fertigt die Serie *MH 74* bzw. *MH 54* und *MH 84* sowie die *Schottky-TTL-IS MH 74S, MH 54S* und *MH 84S*, TUNGSRAM (Ungarische VR) die Standard-74-Serie und UNITRA (VR Polen) die Serien *UCA 74* und *UCA 64* – letztere hat kein Äquivalent bei *Texas Instruments*. Zu erwähnen ist, daß zu den Herstellern der *64er-Serie* im NSW *Intermetall* gehört oder gehörte [1] sowie die französische Firma *Sescosem* bzw. *Thomson-CSF* [2].

Die Serie *UCA 64* ist zwar pinkompatibel mit der bekannten *74er-Serie*, wurde jedoch für einen anderen Temperaturbereich ausgelegt:  $T_{\text{amb}}$  (Umgebungstemperatur) =  $-40 \dots +85^\circ\text{C}$ . (Bei der *74er-Serie* ist sie  $0$  bis  $+70^\circ\text{C}$ .) Diese Erweiterung nach tiefen Temperaturen hin ist für manche Anwendungszwecke wichtig. Erwähnt sei noch, daß UNITRA-CEMI (VR Polen) auch eine Anzahl *UCA 74H...*-Schaltkreise fertigt. Der Buchstabe «H» bedeutet hier «high speed» (hohe Geschwindigkeit). Die mittlere Impulsverzögerungszeit bei dieser Serie liegt bei  $6 \text{ ns}$  – bei der Standardserie sind es knapp  $10 \text{ ns}$ . Die Serie *64H* ist pinkompatibel mit der *74H-Serie*, die übrigens als *UCY 74H...* ebenfalls von UNITRA hergestellt wird. Die einzelnen TTL-Familien sind nicht mehr ausschließliche Domäne bestimmter Partner im RGW für das jeweilige Land. Vielmehr findet eine zunehmend stärkere Arbeitsteilung innerhalb des RGW auch auf diesem Gebiet statt (s. hierzu auch den Beitrag «Neue Schaltkreise aus dem RGW-Bereich» im Elektronischen Jahrbuch 1982, S. 96 bis 103). Es ist deshalb angebracht, die

**Tabelle 1 TTL-Schaltkreisfamilien**

Staat	UdSSR (ELORG)	ČSSR (TESLA)	DDR (HWF)	VR Polen (UNITRA)	Ungarische VR (TUNGSRAM)	äquivalent NSW
54/74/84	K 133/155	MH 54/74/84	D/E 100	UCY 74	54/75	SN 54/74/84
54/74 H	K 130/131		D 200	UCY 74 H		SN 54/74 H
54/74 L	K 136/158					SN 54/74 L
54/74 LS	K 555					SN 54/74 LS
54/74 S	K 530/531					SN 54/74 S
64				UCA 64		MIC 64
64 H				UCA 64 H		

**Bemerkungen zu den Serien**

Ohne angehängten Buchstaben: Standardserie

H ≙ High speed (hohe Geschwindigkeit), Hochgeschwindigkeitsserie

L ≙ Low power (niedrige Leistung), Serie mit geringer Verlustleistung

LS ≙ Low power *Schottky* (*Schottky*-Serie mit geringer Verlustleistung)

S ≙ *Schottky*-Serie

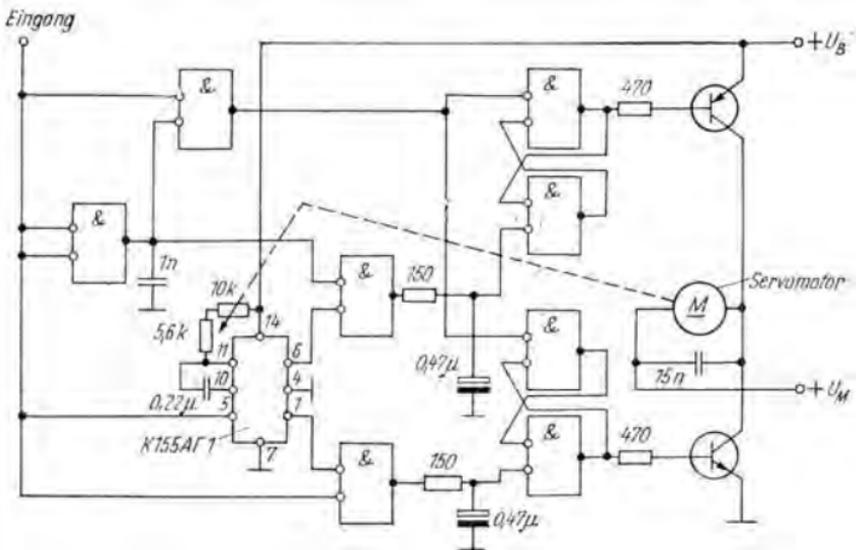


Bild 1 Übersichtsschaltplan des K 155 AΓ 1

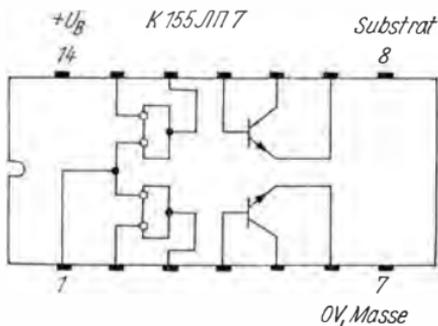


Bild 2  
Übersichtsschaltplan mit Pin-  
belegung des K 155 III 7

wichtigsten Merkmale der einzelnen TTL-Familien und ihr jeweiliges Herstellungsland anzuführen (Tabelle 1).

Zu dieser Tabelle [3] einige Erklärungen. Die einzelnen Serien der unterschiedlichen Hersteller enthalten nicht alle gleichermaßen sämtliche Typen. So fertigt z. B. TESLA im Rahmen seiner 74er-Serie keinen Typ 180 (Paritätsgenerator), hierfür führt der TESLA-Katalog 1981 [4] den UNITRA-Typ UCY 74180 N bzw. den 74180 PC von TUNGSRAM an. Ebenso ist der Typ 195 (4-Bit-Schieberegister) bei TESLA nicht vertreten, für ihn wird der HWF-Typ D 195 C empfohlen usw. Die TTL-Serien werden in den einzelnen RGW-Partnerländern ständig durch Neuentwicklungen ergänzt. Es empfiehlt sich also, sorgfältig zu untersuchen, wer welchen TTL-Schaltkreis herstellt.

Auf 2 neue sowjetische TTL-Schaltkreise soll kurz eingegangen werden. Sie sind zwar seit einiger Zeit für viele Zwecke eingesetzt [5], [6], doch gibt es kaum Literatur über sie (1981): *K 155 AГ 1* und *K 155 ИИ 7*. Der *K 155 AГ 1* ist ein Monoflop mit *Schmitt*-Trigger-Eingang (äquivalent dem *SN 74121* von *Texas Instruments* bzw. dem *UCY 74121* von *UNITRA*). Die Pinbelegung seines DIL-14-Sockels:

1	Ausgang $\bar{Q}$	14	$+U_B$
2	frei	13	frei
3	Eingang A1	12	frei
4	Eingang A2	11	$R_{ext}/C_{ext}$
5	Eingang B	10	$C_{ext} (+)$
6	Ausgang Q	9	$R_{int}$
7	0 V, Masse	8	frei

Die Bedeutung der Indizes: ext = äußerer, int = innerer. Die Ausgangsimpulsbreite beträgt 40 ns ... 28 s, die minimale Eingangsimpulsbreite 50 ns.

In Bild 1 wird der Stromlaufplan einer typischen Anwendung dieses Schaltkreises gezeigt. Es handelt sich um den Teil eines Fernsteuerempfängers (Servoschaltung): Die positive Anstiegsflanke jedes Impulses, der an den Eingang gelangt, triggert den monostabilen Multivibrator (*K 155 AГ 1*). Die Impulsdauer wird durch das RC-Glied zwischen den pins 10 und 11 (« $C_{ext}$ », « $R_{ext}$ ») bestimmt. Ein Teil des R-Glieds wird durch ein Potentiometer gebildet, das mit dem Servoantrieb gekuppelt ist. In der angegebenen Dimensionierung beträgt die Dauer des Impulses 0,8 ... 2,4 ms [5], [7].

*K 155 ИИ 7* ist die Bezeichnung für einen Doppelperipherietreiber (Doppelleistungstreiber), der dem *SN 75450 B* von *Texas Instruments* entspricht. Er gehört also nicht zur eigentlichen TTL-Serie, wie die Zahl 155 in seiner Typenbezeichnung vermuten läßt. Die Spannung  $U_{CEO}$  darf 20 ... 30V betragen, die Verzögerungszeit ist 20 ns. In Bild 2 wird die Pinbelegung des DIL-14-Sockels gezeigt.

Im Zusammenhang mit den sowjetischen TTL-Schaltkreisen sei auf die seit einigen Jahren gültigen, aber erst schrittweise eingeführten neuen Bezeichnungen für IS nach *GOST 18662/73* verwiesen. Wichtigste Änderungen gegenüber der bisherigen Bezeichnungsweise sind: Die erste Zahl der Typenbezeichnung ist nicht mehr eine 1 für monolithische und eine 2 für hybride IS, sondern die vollständige Seriennummer, der der betreffende IS angehört. Ferner: Negierte UND/ODER-Verknüpfungsglieder hießen früher *ИБ* (LB), sie heißen künftig *ИА* (LA). Die letzte Ziffer gibt die Nummer der Ausführung an. Beispiel: Der *K 155 ИА 8* hieß früher *K 1 ИБ 558*. Da z. Z. (1981) oft noch IS mit beiden Bezeichnungen auf dem Markt sind, muß man sehr aufpassen mit unbekanntem sowjetischen IS – eine Verwechslung ist jedoch ausgeschlossen.

Die neuen Bezeichnungen für IS wirken sich auch auf die linearen IS aus: Operationsverstärker hießen früher *ИТ* (UT), Beispiel der bekannte *K 1 ИТ 401*. Sie werden jetzt mit *ИД* (UD) bezeichnet. In diesem Zusammenhang ein Hinweis für unsere Leser: Es ist zu empfehlen, bei Anfragen oder dergleichen über sowjetische IS stets die Originalbezeichnung anzu-

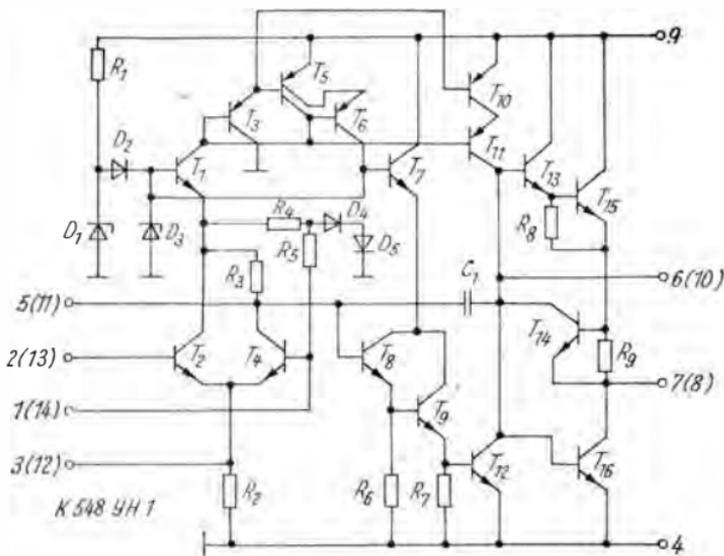


Bild 3 Innenschaltung des K 548 YH 1

geben, also das, was auf den IS aufgedruckt ist. Die Erfahrung lehrt, daß durch falsche Transliterierung der kyrillischen Buchstaben und durch unsaubere Schrift falsche Auskünfte angefordert und folglich auch gegeben werden. In diesem Fall muß man die Praxis unserer Halbleiterindustrie bedauern, transliterierte Bezeichnungen (also mit lateinischen Buchstaben) zu verwenden. Freilich ist das drucktechnisch bedingt, und die entsprechenden Veröffentlichungen wenden sich an Fachleute. Seit einigen Jahren erleben die längst bekannten ECL-Schaltkreise (emittergekoppelte Logikschaltkreise, in der Literatur gelegentlich auch «ECTL»-Schaltkreise genannt) eine Renaissance. Sie erlauben wesentlich kürzere Schaltzeiten als die eingangs erwähnten TTL-Schaltkreise, obwohl sie gewisse Nachteile aufweisen [9]. So gab es vor Jahren bereits die Serien *K 137* (18 unterschiedliche IS), *K 138* (7 unterschiedliche IS) und *K 187* (10 unterschiedliche IS) [10]. Sie werden jetzt ergänzt durch die Serie *K 100* (17 unterschiedliche IS). Das ist um so erstaunlicher, als die Daten dieser Serie bereits 1976 propagiert wurden [11]. Als typische Verzögerungszeit für ein NOR-Gatter wird 2,9 ns genannt (vgl. die Standard-TTL-Serie mit 10 ns). Die Serie *K 100* ist in der DDR noch weitgehend unbekannt, obwohl sie seit einigen Jahren gefertigt wird. Ihre IS sind im 16poligen Flat-pack-Kunststoffgehäuse untergebracht, ähnlich wie die Serie *K 500* im DIL-Gehäuse [12], [13].

Auch mehrere lineare IS aus der UdSSR sind für die DDR neu: Der *K 174 AX 2* enthält einen kompletten AM-Überlagerungsempfänger bis zum Demodulatorausgang. Er ist äquivalent dem *A 244 D* vom VEB Halb-

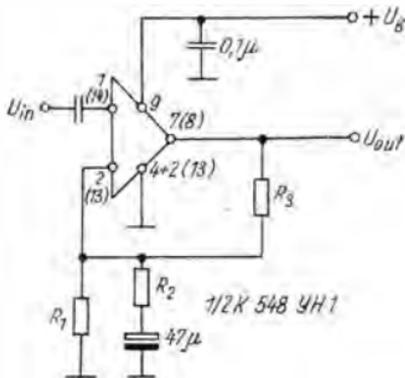


Bild 4  
Stromlaufplan eines Tonabnehmer-  
Vorverstärkers mit K 548 YH 1

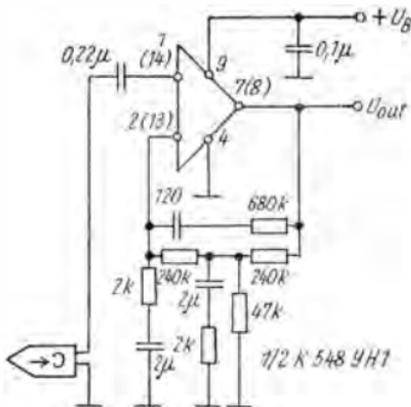


Bild 5  
Magnetbandgerät-Wiedergabe-  
verstärker mit K 548 YH 1

leiterwerk Frankfurt (Oder). Der Schaltkreis K 174 VP 3 stellt einen FM-ZF-Verstärker mit FM-Demodulator dar. Er hat also die gleiche Funktion wie der A 220 D, ist jedoch mit diesem nicht äquivalent; Daten und Pinbelegung sind unterschiedlich. Seine wichtigsten Daten [14] sind:

$$U_{Bnom} = +6 \dots +15 \text{ V}; I_B = 12 \dots 14 \text{ mA}; U_{in \text{ lim}} = 100 \mu\text{V}$$

$$(f = 10,7 \text{ MHz}); U_{NF} = 100 \text{ mV}.$$

Die Pinbelegung des DIL-14-Sockels:

1	Masse, 0 V	14	Entkopplung
2	ZF-Phasenschieberkreis	13	Eingang, heißes Ende
3	24-pF-Kondensator an pin 2	12	Eingang, kaltes Ende
4	frei	11	frei
5	24-pF-Kondensator an pin 6	10	Regelspannung
6	ZF-Phasenschieberkreis	9	+ $U_B$
7	frei	8	NF-Ausgang

1980 sorgte eine Veröffentlichung in der sowjetischen Fachpresse für Überraschung [15]. In jenem Artikel wird der Schaltkreis K 548 YH 1 (Varianten A und B) beschrieben. Es handelt sich um einen Stereovorverstärker, der pinkompatibel dem LM 381 N (National Semiconductor, USA) ist. Seine wichtigsten Daten:  $U_{Bnom} = +12 \text{ V} (+9 \dots +30 \text{ V})$ ;  $I_B = 8 \text{ mA}$ ;  $V_u = 100 \text{ dB}$  (Variante A) bzw.  $106 \text{ dB}$  (Variante B), beide an  $R_L = 10 \text{ k}\Omega$ ; Rauschspannung am Eingang =  $0,6 \mu\text{V}$  (Variante A) bzw.  $0,8 \mu\text{V}$  (Variante B);  $k = 0,05\%$  bei  $U_{out} = 2 \text{ V}$  an  $R_L = 2 \text{ k}\Omega$  und  $V_u = 34 \text{ dB}$ ;  $\Delta f_{ohne \text{ Gegenkopplung}} = \text{mindestens } 20 \text{ MHz}$ ; Übersprechdämpfung zwischen beiden Verstärkerhalbzügen =  $60 \dots 62 \text{ dB}$  bei  $1 \text{ kHz}$ . Der IS ist in einem DIL-14-Gehäuse untergebracht, seine Pinbelegung:

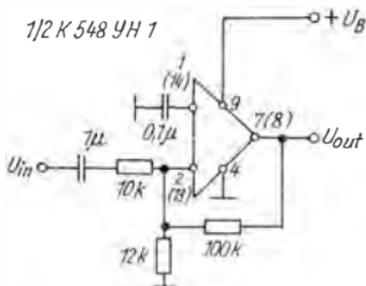


Bild 6  
 Äußerst klirrarmer Vorverstärker  
 mit K 548 YH 1

- |                                  |                                   |
|----------------------------------|-----------------------------------|
| 1 nichtinvertierender Eingang 1  | 14 nichtinvertierender Eingang 2  |
| 2 invertierender Eingang 1       | 13 invertierender Eingang 2       |
| 3 Fußpunkt Eingang 1             | 12 Fußpunkt Eingang 2             |
| 4 0 V, Masse                     | 11 Frequenzkompensation Eingang 2 |
| 5 Frequenzkompensation Eingang 1 | 10 Frequenzkompensation Eingang 2 |
| 6 Frequenzkompensation Eingang 1 | 9 + $U_B$                         |
| 7 Ausgang 1                      | 8 Ausgang 2                       |

In Bild 3 ist die Innenschaltung des IS zu sehen. Die Einsatzmöglichkeiten des K 548 YH 1 sind vielfältig: NF-Vorverstärker bzw. -entzerrer für Tonabnehmer (Bild 4). Der Verstärkungsfaktor ergibt sich aus der Größe der eingestellten Gegenkopplung, d. h. aus dem Verhältnis  $(R_3 + R_2)/R_2$ . In Bild 5 wird der Einsatz des K 548 YH 1 als Wiedergabeverstärker im Magnetbandgerät gezeigt. In Bild 6 schließlich ist der Stromlaufplan eines äußerst verzerrungsarmen Vorverstärkers ( $k < 0,05\%$  bei 3 V Ausgangsspannung) zu sehen. Die Verstärkung liegt bei 20 dB. Die Schaltung nach Bild 6 ist insofern eine interessante Lösung, weil der invertierende Eingang angesteuert wird – bei den meisten Anwendungen des K 548 YH 1 ist es der nichtinvertierende Eingang.

Natürlich wird in Bild 3 bis Bild 6 nur jeweils ein Halbzug gezeigt – der andere Halbzug (es handelt sich ja um einen Stereovorverstärker) bezieht sich auf die eingeklammerten Pinnerierungen.

Noch während der Arbeit an diesem Beitrag erschien eine Zusammenstellung neuer IS der sowjetischen Serien K 157 und K 547. Dabei fallen einige Schaltkreise besonders auf: der Leistungsoperationsverstärker K 157 YII 1 und der Doppeloperationsverstärker K 157 YII 2 (die wichtigsten Daten dieser beiden IS sind in Tabelle 2 enthalten; es gibt übrigens keine Vergleichstypen im NSW), die Stereo-NF-Vorverstärker-Entzerrer K 157 III 1 A und der MOS-Schaltkreis K 547 KII 1, bestehend aus zum Teil intern verbundenen 4p-Kanal-MOSFET, vorwiegend als Schalter konzipiert.

Die genannte Veröffentlichung [16] ist die erste, die konkrete Auskunft über die neuen sowjetischen IS gibt, deren Existenz zumindest teilweise interessierten Fachleuten bekannt war. Beim Erscheinen dieses Beitrags werden wesentlich mehr Einzelheiten über sie vorliegen.

**Tabelle 2** Daten der Schaltkreise **K 157 УД 1** und **K 157 УД 2**

Typ	$U_{B\min}$ in V	$U_{B\text{nom}}$ in V	$U_{B\max}$ in V	$I_B$ in mA	$U_{I_0}$ in mV	$T_K$ in $\mu\text{V/K}$	$v_0$ in dB	$\Delta f$ in MHz	$SR$ in $\text{V}/\mu\text{s}$	$U_{0\max}$ in V	$R_L$ in $\text{k}\Omega$
K 157 УД 1	$\pm 3,0$	$\pm 15$	$\pm 20$	9	5	50	94	0,5	0,5	$\pm 12$	0,2
K 157 УД 2*	$\pm 3,0$	$\pm 15$	$\pm 18$	7	10	50	94	1,0	0,5	$\pm 10$	2,0

\* je Verstärker

Damit endet dieser kleine Streifzug durch die neuen IS im RGW. Ein Anspruch auf Vollständigkeit wird nicht erhoben, schon deshalb nicht, weil während der Niederschrift in der DDR noch lange nicht alle Daten der neuen IS vorlagen. Dazu ein Hinweis: Die neuen IS wurden vorgestellt, über derzeitige Bezugsmöglichkeiten kann der Autor nichts sagen. Der Beitrag ist zur Information der zahlreichen Elektronikamateure gedacht. Betriebe und gleichgestellte Institutionen können nur importierte Bauelemente verwenden, deren Einsatz vom VEB *Applikationszentrum Elektronik* Berlin genehmigt ist.

### Literatur

- [1] Halbleiterbauelemente 1973/74, Intermetall, Halbleiterwerk der Deutsche ITT Industries GmbH, Freiburg i. B.
- [2] Semiconductors, Sescosem, Paris (ohne Erscheinungsjahr).
- [3] *Patera, J.*, Sovětské integrované obvody TTL, Amatérské radio, Praha 29 (1980) 7, Seite 265 und 266
- [4] Polovodnicové součástky 1981, Tesla Rožnov
- [5] *Steger, G./Meyer, H.*, Spannungsgesteuerter Oszillator mit K 155 АГ 1, radio fernsehen elektronik, Berlin 30 (1981) 7, Seite 454 und 455
- [6] *Turinsky, G.*, Anwendung der IS K 155 ЛП 7, radio fernsehen elektronik, Berlin 30 (1981) 4, Seite 220 bis 222
- [7] Schaltbeispiele mit integrierten Digitalschaltungen der TTL-74...-Serie, Ausgabe 1975, Intermetall semiconductors, Freiburg i. B.
- [8] *Henkel, D.*, Moderne Schaltkreistechnologien und ihr Einfluß auf den Entwurf logischer Schaltungskomplexe, radio fernsehen elektronik, Berlin 24 (1975) 3, Seite 73 bis 78
- [9] Telefunken-Laborbuch V, AEG-Telefunken, Geschäftsbereich Röhren/Halbleiter, Ulm 1971
- [10] *Горюнов, Н. Н.*, Справочник по полупроводниковым диодам, транзисторам и интегральным схемам; энергия, Moskva 1977
- [11] *Böttger, K.-D./Göhler, K.-P.*, Integrierte Schaltungen; radio fernsehen elektronik, Berlin 25 (1976) 19/20, Seite 645 bis 666
- [12] *Шмакова, Т./Стольова, Г./Логунова, Р.*, Микросхемы серии К 100; Радио, Moskva 55 (1978) 2, Seite 57 und 58
- [13] *Шмакова, Т./Стольова, Г./Логунова, Р.*, Микросхемы серии К 100; Радио, Moskva 57 (1980) 3, Seite 61 und 62
- [14] *Александров, Г.*, Микросхемы К 174 ХА 2 и К 174 УР 3; Радио, Moskva 57 (1980) 4, Seite 61 und 62
- [15] *Богдан, А.*, Интегральный двоянный предварительный усилитель К 548 УН 1; РАГИО Moskva 57 (1980) 9, Seite 59 und 60
- [16] *Андрианов, В.*, Интегральные микросхемы для аппаратуры магнитном запис; Радио, Moskva 58 (1981) 5-6, Seite 73 bis 76

Die unterschiedlichen Modelle elektronischer Taschenrechner, (Bild 1), Armbanduhr, Wohnraumuhren (Bild 2) und Wecker (Bild 3) sind, für jeden ersichtlich, fast ausschließlich mit Flüssigkristallanzeigebaulementen ausgestattet. An Stelle der Bezeichnung Flüssigkristallanzeige ist die werbewirksamere angelsächsische Kurzform für Liquid crystal display = LCD häufig auf Gerätefrontplatten anzutreffen. LC-Anzeigen haben die Lichtemitter- und Fluoreszenzanzeigen aus solchen Geräten verdrängt, für die als Stromversorgung Batterien vorgesehen sind. Der einzigartige Vorteil der LC-Anzeigebaulemente ist ihre außerordentliche geringe Leistungsaufnahme. Nur wenige  $\mu\text{W}/\text{cm}^2$  angesteuerter aktiver Fläche genügen, um Ziffern, Zeichen, Symbole und Grafiken sichtbar zu machen.

Die geringe Leistungsaufnahme erklärt sich dadurch, daß LC-Anzeigebaulemente selbst kein Licht erzeugen, hierfür also keine Energie aufgebracht werden muß. Damit sind diese Anzeigebaulemente nur ablesbar, wenn sie durch natürliche oder künstliche Lichtquellen beleuchtet werden. Mit dieser Verhaltensweise macht sich eine weitere Eigenschaft der LC-Baulemente vorteilhaft bemerkbar. Je intensiver die LC-Anzeige beleuchtet wird, um so kontrastreicher erscheinen die angesteuerten Symbole im Anzeigefeld. Für Geräte und Anlagen mit LC-Anzeigesystemen, die im Freien oder einer sehr hell beleuchteten Umgebung betrieben und abgelesen werden müssen, ist das eine Eigenschaft von hoher ergonomischer Wichtigung.

Von einer gewissen Problematik erweist sich zur Zeit der relativ enge Betriebstemperaturbereich. Der Temperaturbereich, in dem das LC-Anzeigebaulement betrieben werden darf, ist durch den verwendeten Flüssigkristallsubstantztyp gekennzeichnet. Der Betrieb des Baulements außerhalb der fixierten Temperaturgrenzwerte schränkt seine Funktionsfähigkeit zunehmend ein.

## Aufbau und Funktion

Für die Funktion der derzeit am häufigsten eingesetzten Flüssigkristallanzeigebaulemente wird der Feldeffekt genutzt. Auch der Begriff TNP-Effekt (Twisted-nematic-phase: verdrillte nematisch-fadenförmige Phase)



*Bild 1  
Kombinierte LC-  
Anzeige des Taschen-  
rechners MR 411  
mit Datum- und  
und Wochentaganzeige*



*Bild 2 Wohnraumuhr Kaliber 44-01*

ist für derartige Flüssigkristallanzeigebauetelemente, besonders in der angelsächsischen Literatur, üblich und entspricht dem gleichen Funktionsprinzip. Die Erläuterung der Effekte ergibt sich im Textverlauf im Zusammenhang mit den Erklärungen zur Funktion des LC-Anzeigebauetelementes.

Die im LC-Anzeigebauetelement eingesetzte Flüssigkristallsubstanz ist ein Gemisch aus vielen organischen Komponenten. Die chemische Zusammensetzung nimmt auf eine Reihe von Eigenschaften, wie Ein- und Ausschaltverzögerung, maximal zulässige Betriebsspannung, Schwellwert (Spannung,

bei der die angesteuerten Symbolelektroden sichtbar werden) und, wie bereits angedeutet, auf den Betriebstemperaturbereich Einfluß. Die Flüssigkristallsubstanz ist durch fadenförmige oder stäbchenförmige Moleküle gekennzeichnet. Mit der Molekülform und ihrer Lage kann auf die Moleküle auftreffendes Licht optisch beeinflußt werden. Die Lage der Moleküle läßt sich durch ein auf sie einwirkendes elektrisches Feld verändern. Zu diesem Zweck befindet sich die Substanz zwischen zwei parallel angeordneten Glasflächen (Bild 4). Sie bilden ein geschlossenes Gefäßsystem. Der Abstand der Glasinnenflächen beträgt etwa  $10 \mu\text{m}$ . Auf den Innenflächen der Glasplatten sind die transparenten Elektrodenstrukturen aufgebracht. Die rückwärtige Glasplatte ist im allgemeinen mit der Rückelektrode oder der gemeinsamen Gegenelektrode bzw. Rückelektrodengruppen belegt. Die in Blickrichtung vorn liegende Glasplatte trägt auf der Innenseite die darzustellenden Elektrodenkonfigurationen.

Es gehört zum Funktionsprinzip der Feldeffektflüssigkristallanzeigebau-elemente, daß den fadenförmigen Molekülen eine definierte Ausgangslage auferlegt wird. Damit wird bezweckt, daß die Moleküle, im nichtangesteuerten Zustand des Bauelements, eine bestimmte Lageorientierung einnehmen (Bild 4), die auf das einfallende Licht eine optische Wirkung ausübt. Die einzelnen Moleküle bilden zwischen den Glasplatten Schichten, wobei die Molekülachsen innerhalb der Schichten um einen bestimmten Betrag zueinander verdreht sind. Im stationären Zustand stellt sich auf diese Weise eine schraubenförmig verdrehte Ausgangslage der faden- oder stäbchenförmigen Moleküle ein. Erzwungen wird die Ordnung durch einen speziellen technologischen Bearbeitungsschritt der Glasoberflächen. Die Glasoberflächen erhalten auf mechanischem Weg eine mikrofeine Längsstrukturierung. Die

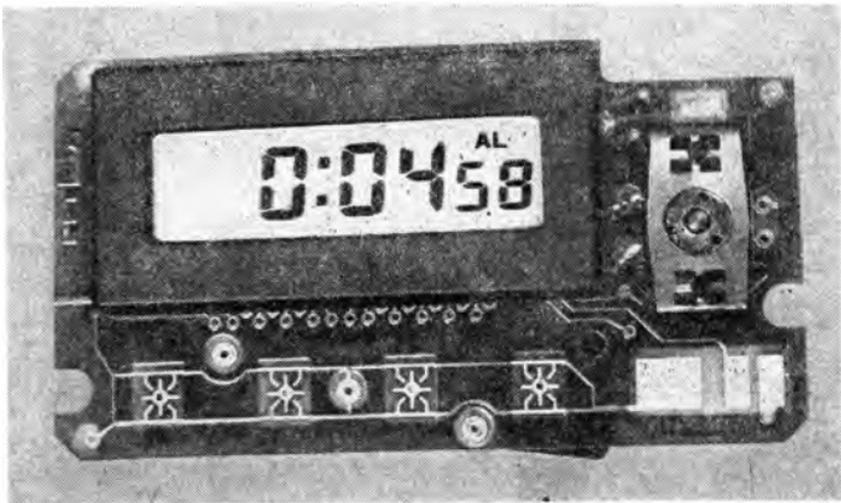


Bild 3 Modul des Digitalweckers Kaliber 63-01

Richtung der Mikrorillen verläuft, auf beiden Plattenhälften im zusammengebauten Anzeigebauelement, senkrecht zueinander.

Die Rillenstruktur veranlaßt die sich in ihrer Nähe befindlichen Moleküle, ihre Achsen dieser Richtungsvorgabe anzugleichen. Die von den Glasoberflächen weiter entfernten Molekülschichten folgen der Rillenrichtung mit größer werdendem Abstand in immer geringerem Maß. Auf diese Weise kommt die schraubenförmige Verdrehung der Molekülachsen der übereinander lagernden Molekülschichten zustande. Im angelsächsischen Sprachraum wird die verdrehte Lage der Molekülachsen zueinander zur Kennzeichnung dieses LC-Bauelementetyps herangezogen und in abgekürzter Form als TNP-Effekt bezeichnet.

An den schraubenförmig verdrehten Molekülen (Bild 4) wird die Schwingungsebene polarisierten Lichts, der Molekülschichtung folgend, verdreht. Das in das Anzeigebauelement eintretende polarisierte Licht läßt sich durch eine auf der vorderen Glasplatte aufgelegte Polarisatorfolie (Frontpolarisator) erzeugen. Eine zweite Polarisatorfolie, deren Polarisationssebene zu der erstgenannten um  $90^\circ$  verdreht ist, befindet sich auf der rückwärtigen Fläche des Anzeigebauelements. Dieser Rückpolarisator kann von dem in seiner Schwingungsebene verdrehtem Licht durchdrungen werden. Handelt es sich um reflektive LC-Anzeigebauelemente, so trifft das Licht auf eine dem Polarisator nachgesetzte metallische Reflektorfolie. Von der Reflektoroberfläche zurückgeworfen, verläuft der Weg des Lichts durch die Substanz in gleicher Weise zurück. Die Schwingungsebene des Lichts wird hierbei in ihre Ausgangslage zurückgedreht. Dadurch ist es möglich, daß das Licht den Frontpolarisator erneut passieren kann.

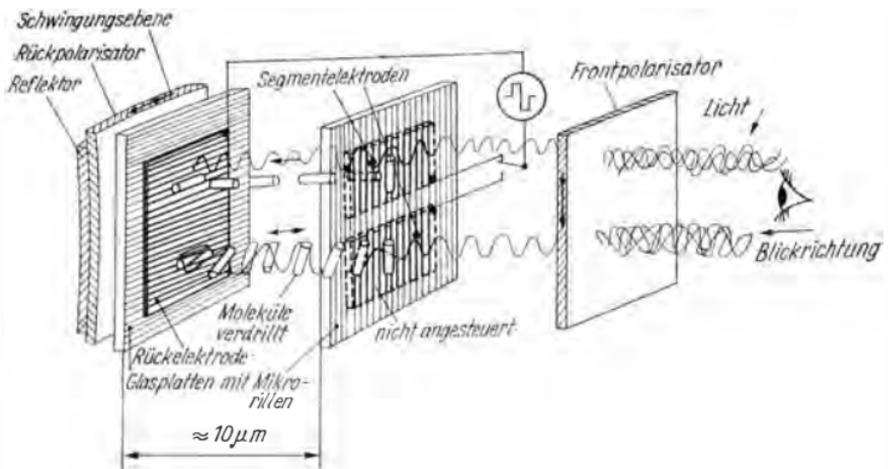


Bild 4 Funktions- und Aufbauprinzip eines Feldeffekt-Flüssigkristallanzeigeelementes; Reflektionstyp



Bild 5  
LC-Anzeige für  
Taschenrechner,  
positive Symbol-  
darstellung



Bild 6  
LC-Anzeige mit  
negativer Symbol-  
darstellung (Pola-  
risationsfilter um  $90^\circ$   
gedreht oder die  
Fläche um  $180^\circ$   
gewendet)

Für den Betrachter zeigt sich eine silbrig glänzende Oberfläche des Anzeigebauelements. Symbolstrukturen sind nicht erkennbar, da nicht angesteuert wird. Befindet sich an bestimmten Segmenten oder Symbolstrukturen eine Steuerspannung, so bildet sich nur zwischen den partiellen Flächen des angesteuerten Segments und der Rückelektrode ein elektrisches Feld. Es bewirkt die parallele Ausrichtung der Molekülachsen zueinander. Die Achsen stehen senkrecht zu den Glasinnenflächen. Die Schwingungsebene des Lichtes, das zwischen den parallel verlaufenden Molekülachsen hindurchtritt, bleibt unbeeinflusst. Da nunmehr die Schwingungsebene nicht der des Rückpolarisators entspricht, kann er vom Licht nicht passiert werden. Am Reflektor wird folglich auch kein Licht zum Betrachter reflektiert. Das Licht verbleibt im Bauelement, es geht dort «verloren». Die betroffenen Segmente erscheinen dunkel (Bild 5), sie werden sichtbar. Der visuelle Eindruck der anzuzeigenden Ziffern, Zeichen, Symbole und Grafiken kann umgekehrt werden, in dem man Polarisationsfilter mit gleicher Polarisationssebene verwendet. Der Betrachter sieht in solch einem Fall die angezeigten Strukturen in silbriger Farbe auf schwarzem Umfeld (Bild 6).

Im Hinblick auf eine möglichst lange Lebensdauer eines LC-Anzeigebauelements sind sämtliche mit der Flüssigkristallsubstanz in Berührung kommenden Elektroden mit einer  $\text{SiO}_2$ -Schicht versiegelt. Die Schutzschicht verhindert den unmittelbaren Kontakt der Elektrodenoberfläche mit der empfindlichen Flüssigkristallsubstanz. Ohne die Schutzschicht entstehen elektrolytische Prozesse, die die Substanz allmählich zersetzen.

### Ansteuerung

Flüssigkristallanzeigebaulemente dürfen grundsätzlich nur mit Wechselspannung betrieben werden. Der Gleichspannungsanteil darf nur wenige Mikrovolt betragen. Bei Gleichspannungsbetrieb werden ebenfalls Elektrolysevorgänge ausgelöst, die das Bauelement kurzfristig zerstören. Die An-

steuerung von LC-Bauelementen kann nach zwei unterschiedlichen Methoden vorgenommen werden, die an bestimmte den Anzeigebau-elementen zu-geordnete Voraussetzungen gebunden sind.

### Parallelansteuerung

Die Parallelansteuerung setzt voraus, daß sämtliche anzusteuern-den Seg-mentelektroden einzeln elektrisch zugänglich sind und daß diese Elektroden über eine gemeinsame Rückelektrode verfügen. Mit Exklusiv-ODER-Gat-tern, wie sie der CMOS-Schaltkreis *U 4030* enthält, läßt sich mit der ent-sprechend Bild 7 gezeigten Weise ein LC-Bauelement ansteuern. Ein Seg-ment ist in der Schaltung angesteuert, wenn die an der Segmentelektrode anliegende Rechteckspannung zu der an der Rückelektrode liegenden in invertierter Form (Bild 8) wirksam wird. Aus der Differenz beider Rechteck-spannungen resultiert eine Mäanderspannung, deren Amplitude den dop-pelten Wert der Betriebsspannung erreicht. Diese Tatsache muß vom An-wender der LC-Bauelemente beachtet werden. Beträgt beispielsweise die maximal zulässige Betriebsspannung einer LC-Anzeige  $U = 4\text{ V}$ , so darf die angelegte Betriebsspannung höchstens  $2\text{ V}$  betragen.

Zwischen der Rückelektrode und einer nichtangesteuerten Segmentelektrode befinden sich die anliegenden Rechteckspannungen in der gleichen Phasenlage. Die sich aus dieser Phasenlage ergebende Differenzspannung ist 0. Die Gatter *D1* und *D2* sind zu einem Multivibrator zusammengeschal-tet, dessen Rechteckspannung der Rückelektrode zugeführt wird. Die gleiche Rechteckspannung wird in invertierter Form an den Segmentelektroden

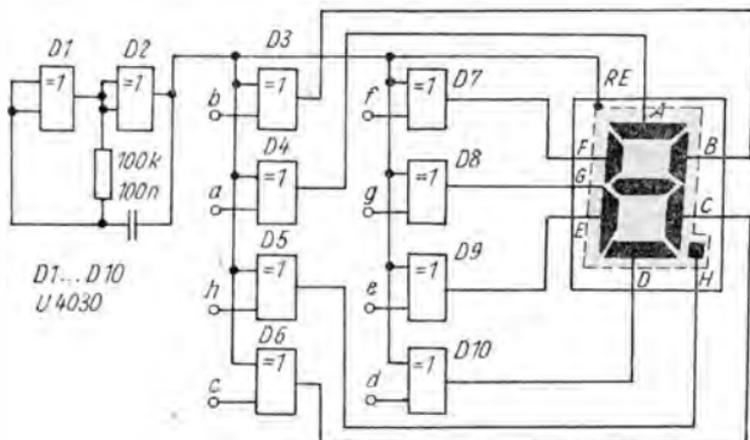


Bild 7 Parallelansteuerung einer LC-7-Segmentanzeige mit Exklusiv-OR-Gatter des *U 4030*

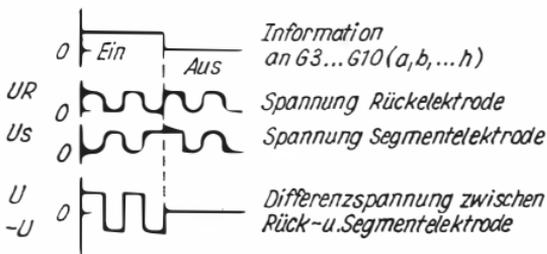


Bild 8  
Impulsschema der Parallelansteuerung nach Schaltung Bild 7 für an- und nicht-angesteuerte Segmentelektroden

wirksam, wenn die zweiten Eingänge der Gatter D3 ... D10 H-Pegel erhalten. Für eine anzusteuernde Ziffernstelle in 7-Segment-Konfiguration sind einschließlich Dezimalzeichen 8 Gatter bzw. 2 Schaltkreise U 4030 erforderlich. Der Multivibrator muß nur einmal für eine mehrstellige Anzeigeeinheit aufgebaut werden.

Der Aufwand an konventionellen IS-Bauelementen ist erheblich. Um diesem Aufwand zu begegnen, wurden von einigen ausländischen Firmen spezielle Ansteuerschaltkreise für ein- und mehrstellige LC-Anzeigebaulemente entwickelt. Diese Ansteuerschaltkreise haben bisher nicht die Bedeutung erlangt, wie z. B. die, die zur Ansteuerung für LED-Anzeigebaulemente gedacht sind. Der Grund ist in der Tatsache zu suchen, daß LC-Anzeigebaulemente meistens im Zusammenhang mit speziellen gerätespezifischen Schaltkreisen betrieben werden. Diese enthalten bereits die notwendige Ansterelektronik. Beispiele hierfür sind elektronische Uhren, Taschenrechner, Digitalvoltmeter u. a. m. Aus dieser Sicht ist es verständlich, daß LC-Anzeigebaulemente in Absprache mit dem Hersteller kundenspezifischer Schaltkreise und dem Geräteentwickler maßgeschneidert werden.

### Multiplexbetrieb

Der Multiplexbetrieb von LC-Anzeigebaulementen ist nicht mit dem von LED, gasgefüllten Anzeige- oder Fluoreszenzanzeigeröhren vergleichbar.

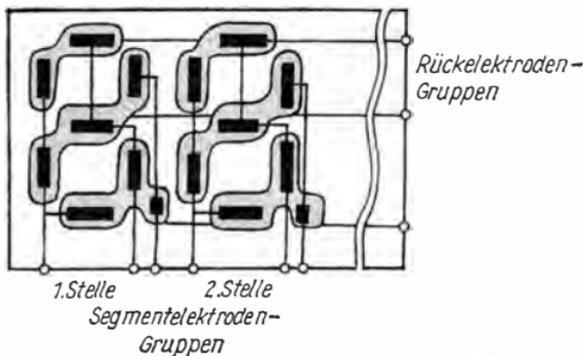


Bild 9  
Segment- und Rückelektrodengruppenanordnung für 3-Schritt-Multiplexbetrieb einer mehrstelligen LC-Anzeige

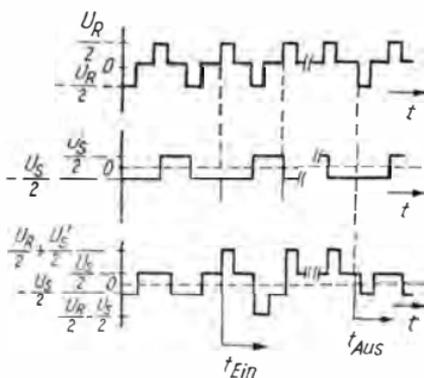


Bild 10  
Impulsschema für 3-Schritt-  
Multiplexbetrieb

Obwohl der Grund, LC-Anzeigebaulemente auch multiplex zu betreiben, dem der zuvor erwähnten Anzeigebaulemente entspricht: durch den Multiplexbetrieb sollen Ansteuerbaulemente, Zuleitungen, Kontaktierungen und Anschlüsse am Anzeigebaulement eingespart oder reduziert werden.

Bedingt durch die Schwellwertigenschaften der Kontrastkennlinie, sowie der Ein- und Ausschaltverzögerung von LC-Baulementen können diese zur Zeit mit nur maximal drei Multiplexschritten (auch: Triplexansteuerung, Dreiphasen-Multiplexansteuerung) betrieben werden.

Für den 3-Schritt-Multiplexbetrieb ist die Rückelektrode einer Stelle elektrisch in drei Rückelektrodenengruppen (Bild 9) aufgeteilt. Die gleichartigen Gruppen aller Stellen eines Anzeigebaulements sind im Baulement untereinander verbunden und nach außen geführt. Die Segmentelektroden einer Stelle sind ebenfalls zu drei Segmentgruppen zusammengefaßt. Es besteht aber zu den Segmentgruppen der anderen Stellen keine Verbindung. Für jede Stelle sind die Segmentgruppen separat zugänglich. Die Gestaltung der Segment- und Rückelektrodenengruppen gewährleistet, daß jedes Segment einer Segmentgruppe einer anderen Rückelektrodenengruppe gegenübersteht. Das für die Ansteuerung benutzte Impulsschema (Bild 10) läßt sich schaltungstechnisch kompliziert erzeugen und bedarf eines erheblichen Aufwands an Baulementen. Multiplex zu betreibende LC-Anzeigebaulemente werden deshalb grundsätzlich aus dem gerätespezifischen Schaltkreis (Taschenrechner) mitversorgt. Ansteuerschaltkreise für den Multiplexbetrieb haben sich bisher international nicht durchsetzen können oder blieben anwendungstechnisch ohne Bedeutung.

### Prüfschaltung

Mit der in Bild 11 gezeigten Multivibratorschaltung lassen sich in einfacher Weise LC-Anzeigebaulemente, sowohl solche für Parallelbetrieb als auch für Multiplexbetrieb, einer visuellen Funktionsprüfung unterziehen. Hierzu

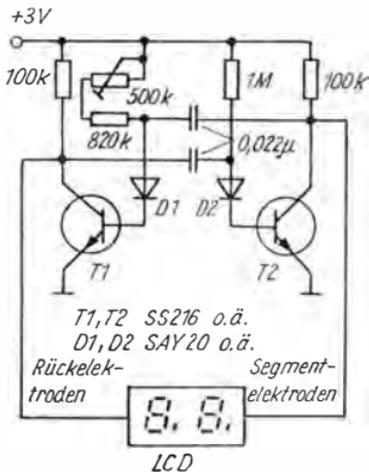


Bild 11  
 Multivibrator zum Testen  
 von LC-Bauelementen

werden sämtliche Rückelektroden und Segmentelektroden galvanisch zu je einer Elektrodengruppe miteinander verbunden und wie in Bild 11 ersichtlich, an den Multivibrator angeschlossen.

### Kontaktierung

Die Kontaktierung des LC-Bauelements mit der Leiterplatte stellt eine Besonderheit dar und wird durch plastische Kontaktelemente, den Konektoren (Bild 12), hergestellt. Es handelt sich um streifenförmige Gummielemente,

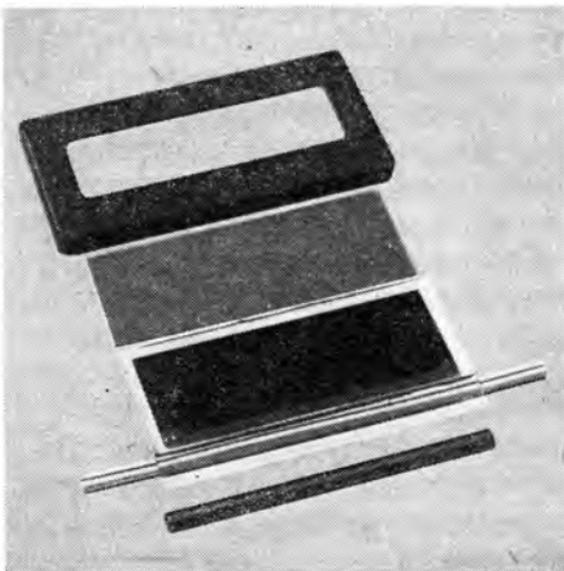


Bild 12  
 Kontaktierung von  
 LC-Anzeigen. Von u.  
 n. o.: röhrenförmiger  
 Konektor oder Streifenkonektor, Frontpolarisator, Spann- und Befestigungsrahmen für sämtliche Bauteile

die abwechselnd in leitende und nichtleitende Abschnitte aufgeteilt sind. Eine andere Art Konektoren wird aus röhrenförmig gerollter Folie hergestellt. Sie ist ebenfalls in leitende und nichtleitende Abschnitte unterteilt.

### Typenbezeichnung

Für die im VEB *Werk für Fernsehelektronik* Berlin gefertigten LC-Anzeigebaulemente gelten die nachstehend aufgeschlüsselten Buchstaben, die entsprechend kombiniert, die Typenbezeichnung darstellen. Aus der Typenbezeichnung läßt sich folgendes erkennen:

1. Buchstabe F kennzeichnet – Flüssigkristallanzeigebaulement
2. Buchstabe A bedeutet – numerische Anzeige
2. Buchstabe B bedeutet – alphanumerische Anzeige
2. Buchstabe C bedeutet – Matrix-Anzeige
3. Buchstabe T bedeutet – transmissive Anzeige
3. Buchstabe R bedeutet – reflektive Anzeige
3. Buchstabe S bedeutet – semipermeable Anzeige

Die folgende Zifferngruppe kennzeichnet die Bauelementevariante. Die der Zifferngruppe nachgesetzten Buchstaben informieren über die angewendete Baureihentechnologie:

A – Plastlothermetisierung,

B – Glaslothermetisierung.

Hierunter ist die Verschlusstechnologie zwischen den Rändern der Glasplatten zu verstehen.

### Wir klären Begriffe

#### BESPULUNG



# Anwendungen des Zeitschalters B 555 D

Dipl.-Phys. Detlef Lechner – Y21TD

Der Zeitschalter (engl. timer) *B 555 D* ist eine monolithisch integrierte Analogschaltung im Mini-DIL-Gehäuse. Sie ist dem international verbreiteten Typ *NE 555* ( $\mu A 555$ , *TDB 0555*) äquivalent. Im Schaltkreis *B 556 D* (*NE 556*,  $\mu A 556$ , *TDB 0556 A*) sind zwei dieser Schaltungen auf einem Chip mit gemeinsamen Stromversorgungsanschlüssen integriert (Bild 1). Die Schaltung besteht im wesentlichen (Bild 2) aus zwei Komparatoren, die einen Flip-Flop setzen bzw. rücksetzen, einem Endverstärker, einem ohmschen Spannungsteiler mit drei gleichgroßen 5-k $\Omega$ -Widerständen *R7/R8/R9* und dem Transistor T14, der den außen an Anschluß 6 anzuschließenden Zeitgeberkondensator *C1* entlädt, wenn das Flip-Flop kippt. Über den Freigabeanschluß 4 kann das Flip-Flop von außen zurückgestellt werden. Die Ein- und Ausgänge sind TTL- und CMOS-kompatibel. Die Tabelle gibt die wichtigsten Grenz- und Kennwerte an. Der IS ist eines der vielseitigsten Bauelemente der sequentiellen Logik.

## Anwendungen unter Ausnutzung der Komparatoren

Die integrierte Schaltung kann am Ausgang Q (Anschluß 3) bis zu 0,2 A Laststrom abgeben oder aufnehmen. Allerdings muß sie dazu mit  $U_{CC} = 15V$

*Draufsicht*  
(auf die Bauelementeseite der  
Leiterplatte gesehen)

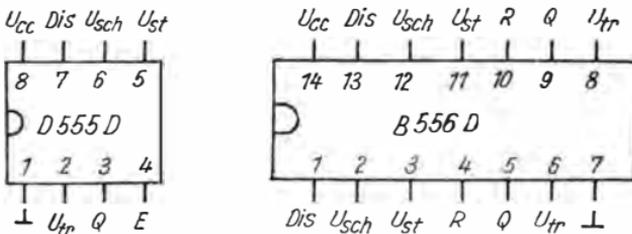


Bild 1 Siftbelegung der IS-Zeitschalter B 555 D und B 556 D

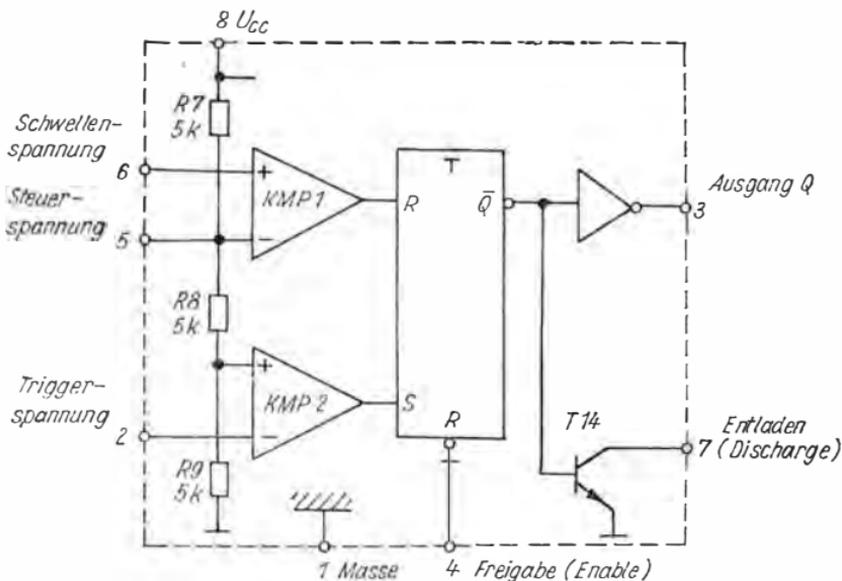


Bild 2 Der IS-Zeitschalter B 555 D besteht im Prinzip aus zwei Komparatoren, die ein Flipflop setzen bzw. rücksetzen, einem Endverstärker, einem ohmschen Spannungsteiler  $R7/R8/R9$  und dem Transistor T14 zum Entladen des Zeitgeberkondensators

versorgt werden, und die Umgebungstemperatur darf höchstens  $50^{\circ}\text{C}$  betragen. Bei  $U_{CC} = 5\text{ V}$  kommt man kaum über  $5\text{ mA}$  Laststrom. Anschluß 3 ist ein totempole- (Gegentakt-) Ausgang, so daß man die Last sowohl nach Plus als auch nach Masse legen darf. Wegen dieses hohen Stromes kann die IS direkt Anzeigelampen oder Relais ansteuern (Lampen-, Relaisreiber). Um den IS beim Abschalten nicht durch die Induktionsspannung zu gefährden, schaltet man einer induktiven Last eine Freilaufdiode VD1 parallel (Bild 3). Damit nicht die Flußspannung von VD1 als negatives Potential an Stift 3 auftritt, schaltet man VD2 in Reihe. VD2 entfällt, wenn das Relais nach  $U_{CC}$  geschaltet wird.

Um TTL-IS anzusteuern, ist der B 555 C mit  $U_{CC} = +5\text{ V}$  zu versorgen, damit die Pegelbedingungen eingehalten werden. Der Ausgangslastfaktor beträgt etwa 5. Durch Stellen am Potentiometer RP1 in der Schaltung nach Bild 4 kann man das Potential von Anschluß 5 etwas verändern. Über Anschluß 4 läßt sich der Schmitt-Trigger stroben. Im Unterschied zu TTL-Eingängen muß das Potential  $U_4$  unter  $0,4\text{ V}$  abgesenkt werden, um den Zeitschalter sicher zu sperren.

Einen Schmitt-Trigger mit einstellbarer Schwellenspannung kann man mit Erfolg in vielen Bereichen der Automation einsetzen. Bild 5 zeigt eine Anwendung als Gut-Schlecht-Prüfgerät (Go-No-Go-Tester) für den Anti-

**Tabelle Grenz- und Kennwerte des Zeitschalters  $\mu A555$**

**Grenzwerte**

$U_{CC}$  maximal 18 V (minimal 4,5 V empfohlen)  $P_{tot} = 0,6$  W

**Kennwerte**

Versorgungsstrom  $I_{CC}$

bei  $R_L \rightarrow \infty$  typisch maximal

$U_{CC} = 5$  V 3 6 mA

$U_{CC} = 15$  V 10 15 mA

relativer Zeitschaltefehler  $\Delta T_H$

bei  $C = 0,1 \mu F$ ;  $R1, R2 = 1 \dots 100$  k $\Omega$

typ. 1 %

Zeitschalte-temperaturbeiwert  $\Delta T_H/T_H \Delta \theta$

typisch  $50 \cdot 10^{-6}/K$

Versorgungsspannungseinfluß  $\Delta T_H/T_H \Delta U_{CC}$

typisch 0,1 %/V

Triggerstrom  $I_{tr}$

typisch 0,5  $\mu A$

Rücksetzspannung  $U_R$

minimal 0,4 typisch 0,7 maximal 1,0 V

Rücksetzstrom  $I_R$

typisch 0,1 mA

Schwellenstrom

typisch 0,1  $\mu A$  maximal 0,25  $\mu A$

Steuer-

spannung

bei  $U_{CC} = 15$  V, minimal 9,0 typisch 10,0 maximal 11,0 V

$U_{QLow}$

bei  $U_{CC} = 5$  V,  $I_Q = 5$  mA 0,25 0,35

$U_{CC} = 15$  V,  $I_Q = 10$  mA typisch 0,1V maximal 0,25 V

$U_{CC} = 15$  V,  $I_Q = 50$  mA 0,4 0,75

$U_{CC} = 15$  V,  $I_Q = 100$  mA 2,0 2,5

$U_{CC} = 15$  V,  $I_Q = 200$  mA 2,5 -

$U_{QHigh}$

bei  $U_{CC} = 5$  V,  $-I_Q = 100$  mA minimal 2,75 V typisch 3,3 V

$U_{CC} = 15$  V,  $I_Q = 100$  mA 12,75 V 13,3 V

$U_{CC} = 15$  V,  $I_Q = 200$  mA - 12,5 V

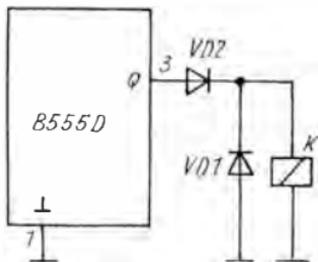


Bild 3  
Schutzbeschaltung des B 555 D vor Zerstörung durch Selbstinduktions-Spannungsspitzen bei induktiven Verbrauchern

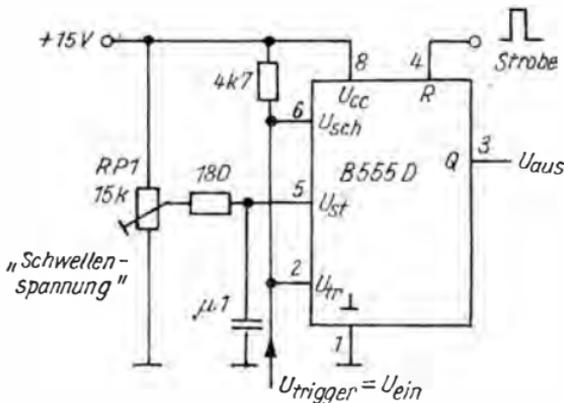


Bild 4  
Schmitt-Trigger mit einstellbarer Schwellenspannung  $U_{Th+} = U_5$   
 $U_{Th-} = U_5/2$

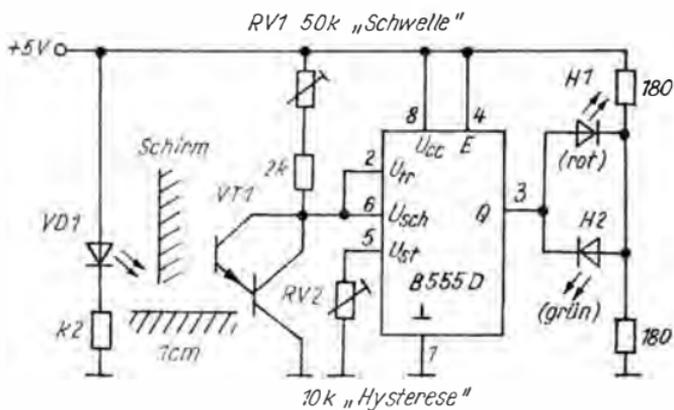


Bild 5 Gut-Schlecht-Prüfgerät für den Antireflexionsbelag von Solarzellen

reflexionsbelag von Solarzellen. VD1 strahlt Licht auf die Solarzelle. Wenn der Antireflexionsbelag nicht in Ordnung ist, reflektiert die Zelle einen größeren Teil dieses Lichtes. Es gelangt zum Foto-Darlington-Transistor VT1. VT1 leitet, U2 = U6 fällt. Sinkt U2 unter U5/2, so kippt der Komparator 2, setzt den FF, und U3 hat High-Potential. Dadurch leuchtet die rote Leuchtdiode H1 und zeigt Ausschuß an. Bei einer guten Solarzelle leitet VT1 weniger gut, U3 bleibt auf Low-Potential, und die grüne LED H2 zeigt «gut» an. BD1 und VT1 sollen etwa 1 cm über der Solarzelle angeordnet werden. Direkten Lichtdurchgang von VD1 nach VT1 muß man durch einen lichtundurchlässigen Schirm zwischen beiden unterbinden.

Bild 6 zeigt eine Schaltung, die einen empfindlichen Verbraucher bei Über- oder Unterspannung vom Netz abschaltet. Bei Unterspannung ist das Potential am Punkt A kleiner als  $U_{ZVD3}$ , VD3 und VT2 sperren. U4 = L setzt FF zurück, U3 = L. Das Relais K zieht nicht an. Bei Überspannung ist U2 größer als  $U_{CC}/3 = 4\text{ V}$ . Der Ausgang von Komparator 2 hat Low-Potential, das FF ist nicht gesetzt. Nur bei Normalspannung plus Minustoleranz ist FF gesetzt. Verwendet man für RP1 und RP2 Präzisionspotentiometer, so lassen sich die Netzabschaltspannungen mit  $\pm 5\text{ V}$  Genauigkeit einstellen. C1 macht Netzspannungsspitzen unschädlich. Gegenüber den sonst üblichen Schutzschaltungen hat die vorgestellte den Vorteil, auch auf langsame Netzspannungsschwankungen zu reagieren.

Bild 7 zeigt eine 2-Punkt-Regelung für eine Thermostatenheizung. RT1 ist ein Heißeiter. Im kalten Zustand hat der Heißeiter RT1 einen großen Widerstand, U2 ist niedrig. Der Ausgang von Komparator 2 hat High-Potential, das FF ist gesetzt, U3 = H schaltet den Heizer ein, und T14 sperrt. Der Heizer heizt auf. Wenn der Widerstand von RT1 so stark absinkt, daß der Komparator-2-Ausgang S = L wird, passiert noch nichts. Erst wenn U6 größer als U5 wird, kippt Komparator 1, sein Ausgang R wird High, damit Q = L und U3 = L, der Heizer schaltet ab. Nun liegt  $(R1 + R2) \parallel R3$  in Reihe zu RT1. Diese Bedingung ist bei

$$U6 = U_{CC} \cdot R2 / (R_{RT1} + R1 + R2) \quad U5 = 2 \cdot U_{CC} / 3$$

$$R \cdot 2 / (R_{RT1H} + R1 + R2) = 2/3$$

erfüllt. Sofort sinkt U6 unter U5. R wird Low. Das FF bleibt aber noch rückgesetzt. Wenn die Temperatur sich so weit abgekühlt hat, daß U2 unter  $U_{CC}/3$  absinkt, kippt der Komparator 2, setzt FF, und U3 = H schaltet den Thermostatheizer ein. T14 hebt die Erdung von R3 auf. Die Kaltschalttemperatur folgt aus

$$\frac{R3 \parallel (R1 + R2)}{R_{RT1K} + R3 \parallel (R1 + R2)} = \frac{1}{3}$$

(der Index K bedeutet «kalt», H bedeutet «heiß»).

Wenn  $R_{RT1K} / R_{RT1H} \equiv K \geq 2$  gilt, dimensioniert man

1.  $R2 = R_{RT1K}$ ; 2.  $R1 = (K/2 - 1) R_{RT1H}$ ;
3.  $R3 = (3K^2 - 1) R_{RT1H} / (4K - 2)$ .



Wenn  $R_{RT1H}/R_{RT1K} < 2$  gilt, dimensioniert man

1.  $R_1 = 0$ ; 2.  $R_2 = 2R_{RT1H}$ ;
3.  $R_3 = 2 \cdot R_{RT1H}R_{RT1K}/(2R_{RT1H} - R_{RT1K})$ .

Damit die Eigenerwärmung des Thermistors nicht zu einer Drift bei den Umschalttemperaturen führt, muß die Verlustleistung des Thermistors gering bleiben. Das läßt sich durch niedrige Versorgungsspannung ( $U_{CC} = 5\text{ V}$ ) erreichen. Liegen jedoch beide Umschalttemperaturen hoch, so beträgt  $R_{RT1}$  nur einige hundert Ohm, und das Verfahren wird unpraktisch. Andererseits muß man bei sehr tiefen Temperaturen den endlichen Eingangswiderstand der beiden Komparatoren berücksichtigen und darf deshalb den Spannungsteiler  $R_1/R_2/RT_1$  nicht zu hochohmig bemessen.  $C_1$  und  $C_2$  verhindern ein vorzeitiges Umschalten des Thermostaten bei Anwesenheit von Störspannungen auf der Versorgungsleitung  $U_{CC}$ .

### Monoflopartige Anwendungen

Bild 8 zeigt die Monoflop-Grundsaltung.  $R_1$  lädt  $C_1$  nach  $U_{CC}$  auf. Der nichtinvertierende Eingang des Komparators 1 (Anschluß 6) fühlt  $U_{C1}$ . Wenn  $U_6 = U_{C1}$  den Wert  $U_5 = 2U_{CC}/3$  überschreitet, kippt KMP 1 und setzt das FF zurück, so daß  $U_{aus} = U_3 = L$  wird. Damit ist der Ausgangsimpuls beendet.  $T_{14}$  leitet und entlädt über Anschluß 7 rasch  $C_1$  (nicht nachtriggerbares Monoflop). Die Aufladung von  $U_{C1} = 0$  auf  $U_{C1} = 2U_{CC}/3$  benötigt die Zeit  $T_H = R_1 \cdot C_1 \cdot \ln 3 \approx 1,1 R_1 \cdot C_1$ . Die Impulsdauer  $T_H$  ist unabhängig von  $U_{CC}$ . Sie hängt nur von der Konstanz von  $R$  und  $C$  und dem Verhältnis der Widerstände  $R_1/R_2/R_3$  im Inneren ab. Nach Impulsende kann ein neuer Impuls getriggert werden, indem man  $U_2$  größer als  $U_{CC}/3$  auslegt und dann  $U_2$  absinken läßt, so daß KMP 2 kippt und das FF gesetzt

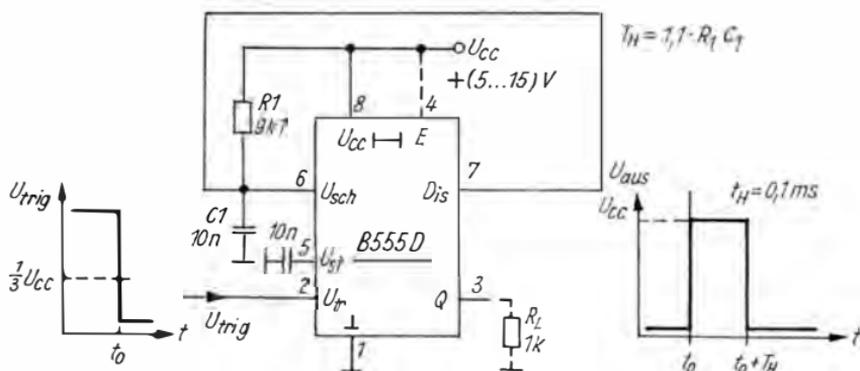


Bild 8 Monoflop-Grundsaltung,  $T_H = R_1 C_1 \ln 3 \approx 1,1 R_1 C_1$   $T_H > 10 \mu\text{s}$ : B 555 D, CD 4538 B.  $T_H < 10 \mu\text{s}$ : SN 74123 N

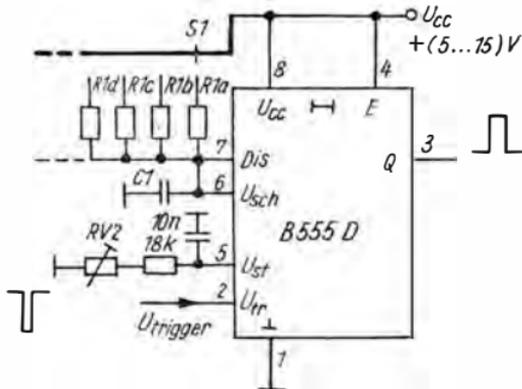
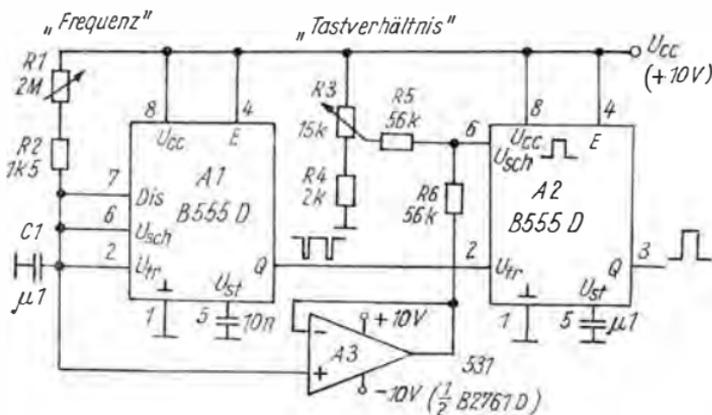


Bild 9  
Umschaltbarer Zeit-  
schalter. R2 gleicht C1-  
Toleranzen aus, so daß  
R1a, b, c, ... eng toleriert  
werden können



$$U_{6A2} = U_{C1} \frac{R_5}{R_5 + R_6} + U_{R3} \frac{R_6}{R_5 + R_6}$$

Bild 10 Rechteckgenerator mit voneinander unabhängig einstellbarer Impulsfolge-  
frequenz (R1) und Tastverhältnis (R3)  $f = 10 \text{ Hz} \dots 10 \text{ kHz}$ .  
 $\alpha = 1 \text{ bis } 99\%$

wird. Während der Impulsdauer  $T_H$  bewirken erneute Triggerimpulse keine Zustandsänderung des FF. Der Zeitschalter ist vor weiteren Triggerimpulsen immunisiert (nicht nachtriggerbares Monoflop).

Legt man während der Zeitspanne, in der  $u_{aus}(t) = H$  gilt, an den Freigabe-Anschluß E (Stift 4) Low-Potential ( $U_4 < 0,4 \text{ V}$ ), so wird der Ausgangsimpuls sofort (vorzeitig) beendet und C1 entladen. Erst bei der LH-Flanke des Freigabesignals beginnt der nächste Ausgangsimpuls.

Das Monoflop wird zur Erzeugung genauer Zeitverzögerungen im Bereich von  $10 \mu\text{s}$  bis etwa 1 h eingesetzt. Unterhalb von  $10 \mu\text{s}$  verwendet

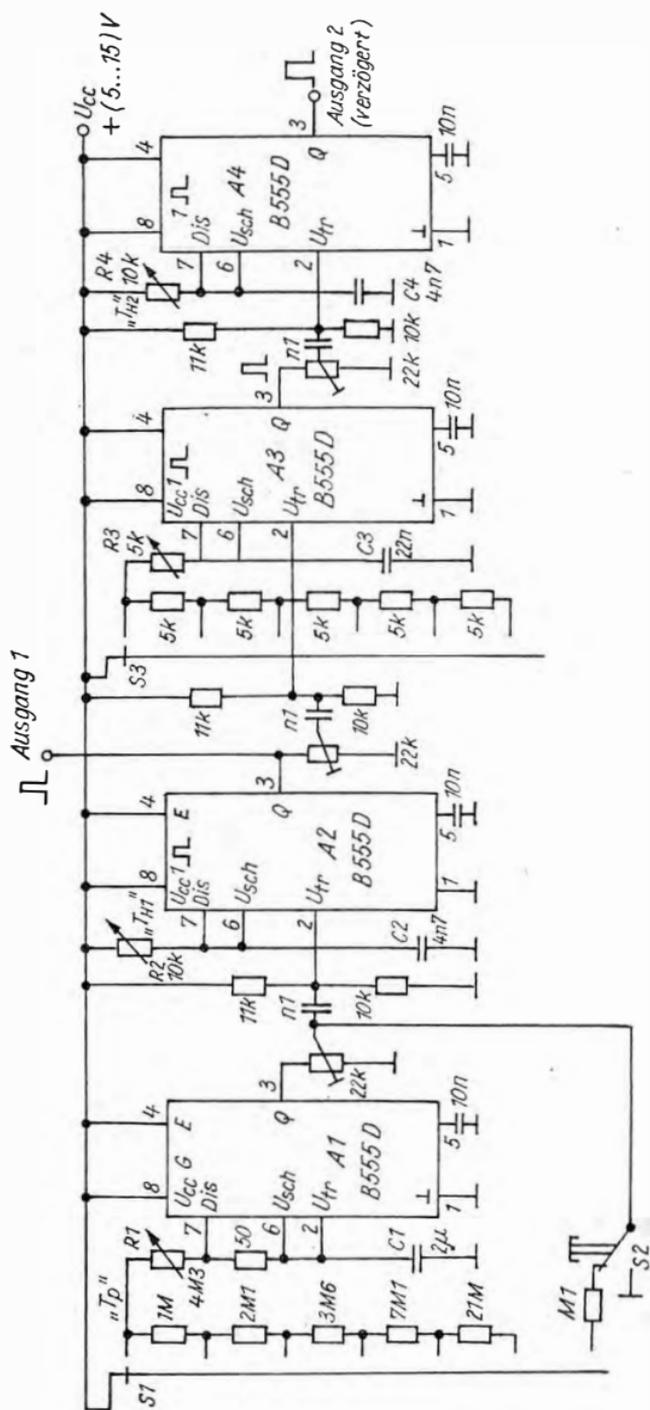


Bild 11 Doppelimpulsgenerator. Periodendauer  $T_p = 0 \dots 6 s$ , Impulsdauer  $T_{H1} = 0 \dots 50 \mu s$ ,  $T_{H2} = 0 \dots 50 \mu s$ , Verzögerung der Vorderflanke des 2. Impulses gegen die des ersten  $T_V = 0 \dots 0,7 ms$



vorwählen. In der untersten Stellung von S1 kann man durch Drücken des Mikrotasters S2 einzelne Doppelimpulse abgeben. Mit der angegebenen Dimensionierung kann die Schaltung die Blitzlampe (Impuls 1) und den Q-Schalter in einem Nd-Glas-Laser zünden. Durch Abänderung der Bemessung von C1, R2, C3, C4 läßt sie sich leicht an eine Vielzahl von anderen Anwendungen anpassen.

Bild 12 zeigt eine einfache Autosicherung. Beim Einsteigen in das Auto schließt der Besitzer den versteckt angebrachten Schalter S2, um den Alarmgeber auszuschalten. U2 sinkt dadurch unter  $U_{CC}/3$  ab, KMP 2 kippt, setzt das FF, U3 wird H und sperrt VT1, K1 zieht nicht an. H1 leuchtet und mahnt, beim Aussteigen S2 zu öffnen. Kurz vor dem Aussteigen öffnet der Besitzer S2, um den Alarmgeber zu entschleunigen und schließt alle Türen.  $U_{aus\ KMP\ 2}$  wird L, bewirkt aber kein Kippen des FF. Wenn später eine Tür oder der Kofferraum geöffnet wird, schließt einer der Sensorschalter S1 und legt R1 an  $U_{CC}$ . C1 lädt sich über S1 und R1 auf, bis  $u_{C1}(t) = 2U_{CC}/3$  erreicht, KMP 1 kippt, R = H setzt das FF zurück, U3 wird L, VT1 leitet, und K1 betätigt den Alarmkontakt für eine Hupe. Gleichzeitig leitet VT14, und Anschluß 7 schließt C1 nach Masse kurz. Dadurch sinkt U6 unter  $2U_{CC}/3$ , KMP 1 kippt, R wird H und setzt das FF zurück. A1 ist auf «Alarm» eingeklinkt. Erst nach Ausschalten von S2 schweigt die Hupe. Mit R1 kann man die Ansprechzeit, die zwischen dem Öffnen einer Tür und dem Hupen vergeht, bis auf maximal 1 min einstellen.

### Multivibrator-Anwendungen

Bild 13 zeigt die Grundbeschaltung als astabiler Multivibrator. Gegenüber der Schaltung entsprechend Bild 8 erhält der Triggeranschluß 2 Kondensatorpotential. Nach dem Einschalten der Versorgungsspannung ist C1 zunächst ohne Ladung. C1 lädt sich über die Reihenschaltung von R1 und R2 gegen  $U_{CC}$  auf mit der Zeitkonstanten  $t_H = (R1 + R2) C1$ , bis  $u_{C1}(t)$  den Wert  $2U_{CC}/3$  erreicht. Dann wird U6 größer als U5, und KMP 1 kippt. Diese Zeit beträgt  $T_0 = (R1 + R2) C1 \ln 3$ . KMP 1 setzt den FF zurück,  $U_{aus}$  wird Low. Gleichzeitig zieht T14 Strom, und Anschluß 7 nimmt Massepotential an. R2 entlädt C1 gegen Masse, bis  $u_{C1}(t)$  auf  $U_{CC}/3$  absinkt. Diese Zeit beträgt  $T_L = R2 \cdot C1 \cdot \ln 2$ . Dann kippt KMP1, setzt das FF, U3 =  $U_{aus}$  wird H, wodurch sich gleichzeitig der Kurzschluß von Anschluß 7 aufhebt. C1 lädt sich wieder über  $(R1 + R2)$  auf, bis  $u_{C1}(t) = 2U_{CC}/3$  erreicht ist. Die dafür benötigte Zeitdauer  $T_H = (R1 + R2) \cdot C1 \cdot \ln 2$  ist kürzer als  $T_0$ , da  $u_{C1}$  dieses Mal zu Beginn schon  $U_{CC}/3$  betrug. Die beiden zuletzt beschriebenen Vorgänge wechseln einander ab. Der Multivibrator schwingt mit der Frequenz

$$f_{osz} = \frac{1}{T_H + T_L} = \frac{1,44}{(R1 + 2R2)C1}$$

Das Tastverhältnis  $\alpha = T_H/(T_H + T_L)$  ist größer als 50%.

Durch Auftrennen der Verbindung von Anschluß 4 nach Plus und Erden des Anschlusses 4 kann man die Schwingungen anhalten. Um schärferen Flanken zu erzielen und eine Einstreuung von Störspannungen zu verhindern, soll Anschluß 5 mit 10 nF abgeblockt werden. Die Oszillatorfrequenz  $f_{osz}$  ist unabhängig von  $U_{CC}$ . Sie wird außer von  $R_1$ ,  $R_2$  und  $C_1$  hauptsächlich vom Verhältnis der inneren Widerstände  $R_7$ ,  $R_8$ ,  $R_9$  untereinander bestimmt. Dieses Verhältnis hält der Hersteller mit enger Toleranz ein.

Mit der Grundbesetzung (Bild 13) des astabilen Multivibrators kann man das Tastverhältnis von knapp über 50% bis fast 100% dimensionieren. Mit der Schaltung nach Bild 14 läßt sich ein Tastverhältnis von kleiner als 50% erzielen, indem sie Auflade- und Entladeweg für  $C_1$  mit  $VD_1$  und  $VD_2$  voneinander trennt.  $C_1$  lädt sich über  $R_1$ , den oberen Abschnitt von  $RP_1$  und  $BD_1$  auf, entlädt sich jedoch über  $VD_2$ ,  $R_2$  und den unteren Abschnitt von  $RP_1$ . Das Einfügen der Dioden bewirkt (wegen der  $U_{CC}$ -unabhängigen Durchlaßspannung  $U_F$  der Dioden) eine stärkere Versorgungsspannungs-

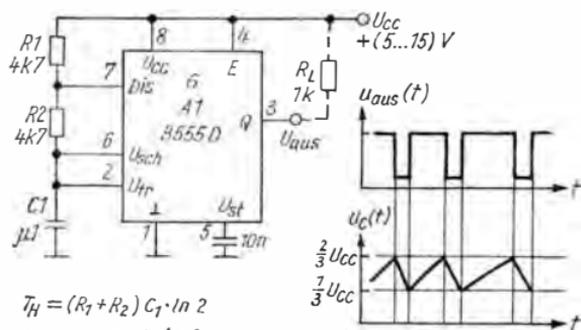


Bild 13  
Astabiler Multivibrator (Grundschaltung)

$$T_H = (R_1 + R_2) C_1 \ln 2$$

$$T_L = R_2 C_1 \ln 2$$

$$f = \frac{1}{T_H + T_L} = \frac{1,44}{(R_1 + 2R_2) C_1}$$

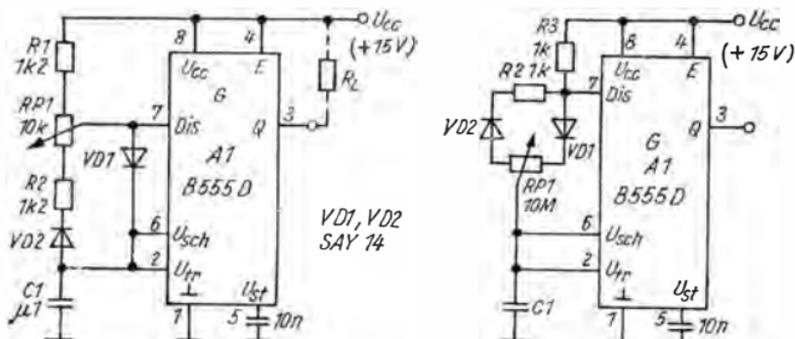


Bild 14 Astabiler Multivibrator mit einstellbarem Tastverhältnis, aber konstanter Frequenz: Bei  $\alpha = 0,1 \dots 0,9$  ist  $|\Delta f/f| < 1\%$

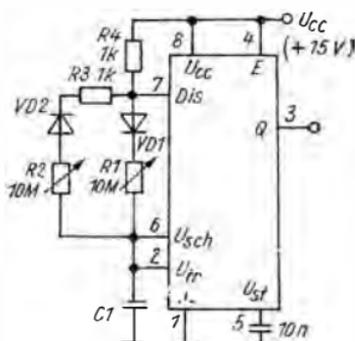


Bild 15  
 Astabiler Multivibrator.  $T_H$  (durch  $R1$ )  
 und  $T_L$  (durch  $R2$ ) lassen sich  
 unabhängig voneinander einstellen

und Temperaturabhängigkeit der Frequenz. Ähnlich wirkt die Schaltung nach Bild 15.

Bild 16 zeigt eine Schaltung zur bequemen digitalen Positionierung von Hand. Sie kann z. B. zur Einstellung einer Werkzeugmaschine mit einem Schrittmotor, eines Zeigers (Cursors) auf einem Bildschirmterminal, eines Frequenzsynthesers oder für Fernsehspiele benutzt werden und ersetzt die Bedienung von 4 Druckknöpfen (grob/fein, rechts/links) durch die eines Potentiometers ( $R4$ ). Die Impulse, die der astabile Multivibrator A2 abgibt, werden von einem z. B. 3stufigen dekadischen Vorrückzähler gezählt. In Mittelstellung ( $\varphi = 180^\circ$ ) zeigt der Knopfpeil des Potentiometers  $R4$  auf «AUS» (Bild 16 rechts oben). In dieser Stellung ist  $U_F$  kleiner als  $2U_{CC}/3$ ,  $C1$  lädt sich auf  $u_C$ ; =  $U_F$  auf,  $U3 = H$ . Da  $U6 = u_C$  nicht den Wert  $2U_{CC}/3$  überschreitet, kippt KMP 2 nicht. A2 verharrt im Zustand  $U3 = H$ . Drehen des Potentiometerknopfes nach links bewirkt zweierlei:  $U_F$  steigt an, so daß die Bedingung  $U6 \geq 2U_{CC}/3$  erreicht wird (einstellbar durch  $R8$ ) und A2 zu schwingen beginnt. Die Ausgangsimpulse von A2 steuern den Schrittmotor und den Zähler. Mit zunehmendem Verdrehungswinkel  $\varphi$  nimmt die Frequenz der Impulse stark zu (Bild 16 rechts); man kann schnell grob positionieren. Außerdem signalisiert der Komparator A1, daß das Potential an seinem invertierenden Eingang niedriger als an seinem nichtinvertierenden Eingang ist und steuert den Vorwärts-Rückwärts-Eingang des Zählers auf Vorwärtszählung. Andererseits gibt A1 bei Rechtsdrehung von  $R4$   $U_{aus A1} = \text{Low-Signal}$  ab und steuert den Zähler auf Rückwärtszählung, während A2 in gleicher Weise die Zählimpulse erzeugt.

Alarmgeneratoren werden häufig in der Automation benötigt. Es ist wichtig, daß nicht kurze Störimpulse unbeabsichtigt Alarm auslösen. Im nicht-getriggerten (Ruhe-)Zustand erhält VT1 entsprechend Bild 17 über  $R4$  und  $R3$  Basisstrom und leitet. VD1 klemmt  $U5$  auf etwa 0,5 V, VD2 sperrt. Über  $R4$  erhält Anschluß 2 das Potential  $U6 = U_{CC} R3/(R3 + R4) \approx 1,5 \text{ V}$ . Es gilt  $U2 > U5$ . KMP 2 erzeugt  $S = L$  und setzt nicht das FF.  $U6 > U5$  bewirkt bei KMP 1  $R = H$  und setzt das FF zurück, so daß  $U3 = L$  und  $U7 = L$  wird. Wenn sich der Alarmschalter SI schließt, sperrt VT1, so daß  $U_{C_{VT1}} = 15 \text{ V}$  wird. VD2 leitet und gibt einen Spannungssprung von

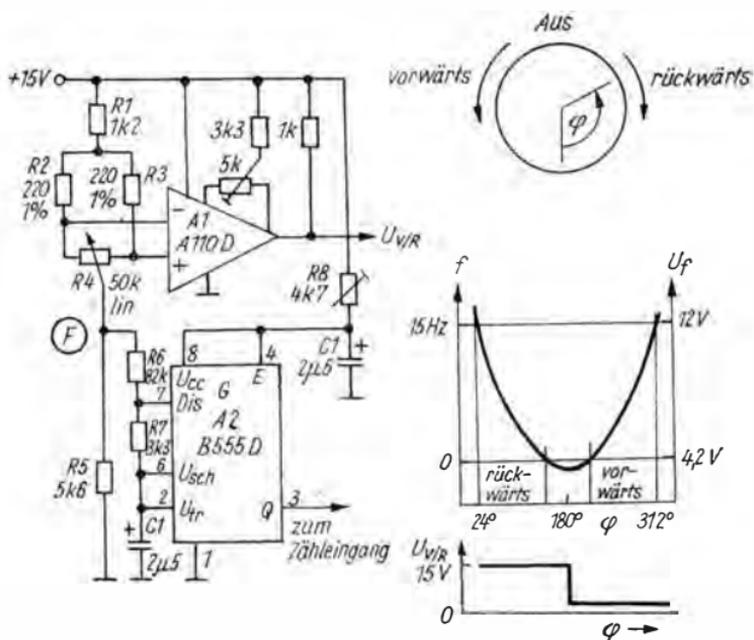


Bild 16 Voreinstellschaltung für Vor-/Rückwärtszähler zur digitalen Positionierung

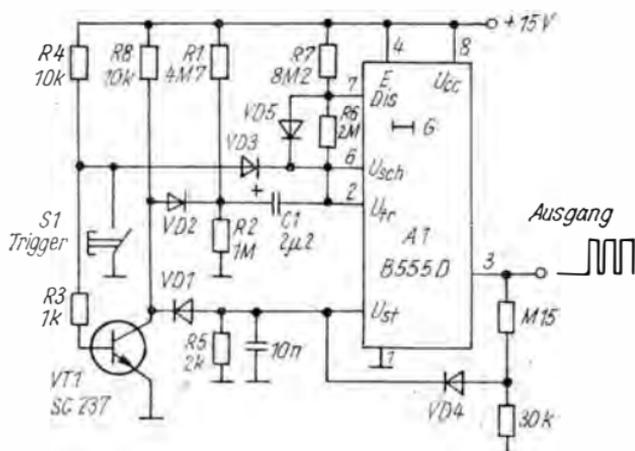


Bild 17 Alarmgenerator mit Störpulsunterdrückung. Störpulse, die kürzer als  $T_v = 7,2$  s sind, werden ignoriert

$U_{CC} - U_{\text{rest VT1}} \approx 14,5 \text{ V}$  auf  $C1$ .  $VD1$  sperrt, und  $U5$  steigt auf  $15 \text{ V} \times (10 \text{ k} \parallel 2 \text{ k}) / (5 \text{ k} + 10 \text{ k} \parallel 2 \text{ k}) = 3,75 \text{ V}$  an. Da auch jetzt  $U2 > U5$  gilt, setzt KMP 2 nicht das FF,  $VD3$  sperrt.  $C1$  lädt sich nun allmählich über  $R8$ ,  $R6$  und Anschluß 7 auf, so daß  $u2(t)$  sinkt. Wenn  $u2$  das Potential  $U5/2 = 1,8 \text{ V}$  erreicht, kippt KMP 2, und  $U3$  wird High, die Schaltung gibt ein Alarmsignal ab. Das ist nach der Zeit

$$T_v = R6 \cdot C1 \cdot \ln \frac{U_{\text{max}}}{U_{\text{max}} - (U_{\text{end}} - U_{\text{anf}})}$$

der Fall.  $U_{\text{max}}$  ist die maximale Spannung,  $U_{\text{end}}$  die Endspannung von  $C1$ ,  $U_{\text{anf}}$  die Anfangsspannung von  $C1$ . Hier gilt  $U_{\text{max}} = 14,5 \text{ V}$ ,  $U_{\text{end}} = 14,5 - U5/2 = 12,7 \text{ V}$ ,  $U_{\text{anf}} = 1 \text{ V}$ . Nach  $T_v = 7,2 \text{ s}$  arbeitet die Schaltung als astabiler Multivibrator: Bei  $U3 = H$  sperrt gleichzeitig  $T14$  im Inneren von  $A1$ .  $C1$  entlädt sich über  $VD5$  und  $R7$ , während  $VD1$  und  $VD2$  die Spannung über  $R2$  auf  $U5 - 2U_F = 3,6 \text{ V} - 1,4 \text{ V} = 2,2 \text{ V}$  klemmen. Wenn sich  $C1$  so weit entladen hat, daß  $u6(t) > U5$  wird, kippt KMP 2, setzt das FF zurück,  $U3$  und  $U7$  werden Low, und  $VD4$  sperrt.

Die Zeitdauer, während der  $U3 = H$  ist, beträgt  $T_H = R7 \cdot C1 \times \ln (U_{\text{anf}}/U_{\text{end}}) \cdot U_{\text{anf}} = 14,5 \text{ V} - 1,8 \text{ V}$  stellt die anfängliche Spannung über  $C1$  dar,  $U_{\text{end}} = 14,5 \text{ V} - 2,0 \text{ V} = 12,5 \text{ V}$  ist die Endspannung über  $C1$ . Nachdem  $U3 = L$  wurde, lädt sich  $C1$  über  $R6$  erneut auf. Wenn  $u2(t)$  von  $2 \text{ V}$  auf  $1,8 \text{ V}$  gefallen ist, kippt KMP 2, setzt das FF, und  $U_{\text{aus}}$  wird wieder H. Die letzten beiden Vorgänge wiederholen sich abwechselnd;  $A1$  arbeitet nun als Multivibrator. Die Schaltung meldet also nur dann, wenn der Sensor-schalter länger als  $T_v$  geschlossen ist. Störimpulse, die kürzer als  $T_v$  sind, meldet er nicht.

# Ein Bandumsetzer für das 15-m-Band

Dipl.-Ing. Horst Hübl – Y24DN



Der im folgenden beschriebene Bandumsetzer wird zur externen Erweiterung eines 80/20-m-SSB/CW-Transceivers benutzt, den der Verfasser in [1] veröffentlicht hat. Der Autor hat als Bewohner eines großen Neubauwohngebietes jahrelang auf das 15-m-Band verzichten müssen, da es besonders im Band I zu erheblichen Fernsehstörungen kam. Durch die Installation einer Großgemeinschaftsantennenanlage (GGA) hat sich diese Situation total entschärft: Uneingeschränkter 5-Band-Betrieb ist nun selbst mit Maximalleistung möglich.

## Schaltungs- und Aufbaukonzept

Bild 1 zeigt die Prinzipschaltung des Umsetzers. Empfangsseitig wird das 21-MHz-Antennensignal im Umsetzer mit einer Quarzfrequenz  $f_Q = 35,5$  MHz gemischt. Das Differenzsignal ergibt 14 MHz und wird dem Transceivereingang zugeführt:

$$\begin{aligned} 35,500 \text{ MHz} - 21,000 \text{ MHz} &= 14,500 \text{ MHz;} \\ 35,500 \text{ MHz} - 21,450 \text{ MHz} &= 14,050 \text{ MHz.} \end{aligned}$$

Zu beachten ist, daß sich bei der Mischung die Seitenbandlage umkehrt, so daß das umgesetzte Signal in der BFO-Stellung «unteres Seitenband» emp-

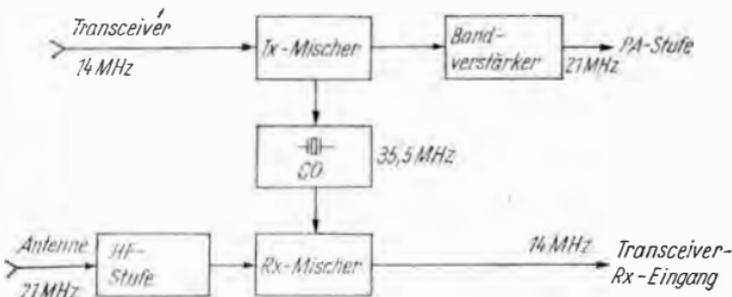


Bild 1 Prinzipschaltung des Bandumsetzers 21/14 MHz

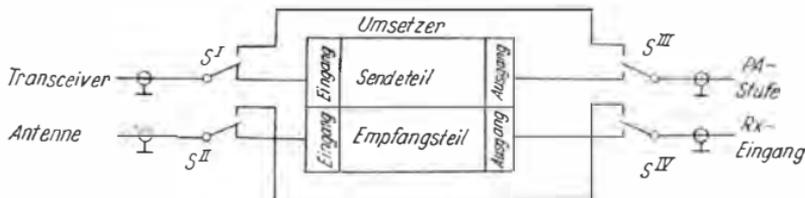


Bild 2 Schema der Bandumschaltung 21/14 MHz. Der Schalter S I/S IV ist ein Febana-Schalter mit 2 Ebenen und 2 Schleifern je Ebene

fangen werden muß. Seitenbandumkehr tritt bei Differenzmischung stets dann auf, wenn die Oszillatorfrequenz höher als die SSB-Frequenz liegt. Ursprünglich verwendete der Verfasser einen 7-MHz-Quarz in der Grundwelle unter Ausnutzung der Summenmischung, dabei trat allerdings Nebenwellenempfang auf. Außerdem erzeugt die 3. Harmonische des Oszillators an der unteren Bandgrenze eine Pfeifstelle von  $S_9 + 40$  dB.

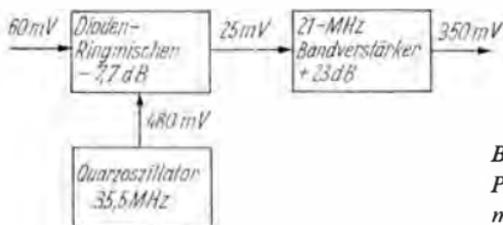
In analoger Weise wird senderseitig das vom Transceiver bereitgestellte 14-MHz-Bandsignal mit  $f_0 = 35,5$  MHz gemischt. Das Differenzsignal wird über einen 21-MHz-Bandverstärker der PA zugeführt. Da die PA (einschließlich Treiber) nicht im Transceivergehäuse untergebracht ist, war es möglich, den Umsetzer ohne jeglichen Geräteeingriff mit dem Transceiver zu koppeln.

Bild 2 zeigt die Signalführung vom und zum Umsetzer. Der Sendeteil wird zwischen 14-MHz-Bandsignalausgang des Transceivers und PA geschaltet. Den Empfangsteil legt man zwischen Antenne und 14-MHz-Empfängereingang des Transceivers. Die Umschaltung erfolgt über einen 2-Ebenen-Febana-Schalter mit 2 Schleifern je Ebene. Der Umsetzer enthält außer dem Bandschalter keinerlei Bedienelemente. Die Selektion wird generell über festabgestimmte Bandfilter vorgenommen. Auf eine Verstärkungsregelung des Empfangsteils von Hand oder automatisch (AVC) wird bewußt verzichtet, um die S-Meter-Skala auch für Umsetzerbetrieb nutzen zu können.

Die Schaltung baut man auf einer gedruckten, doppeltkaschiereten *Cevau-sit*-Platte auf. Die Kupferfolie auf der Bestückungsseite wird als Masseschirm verwendet. Die Bauelemente sind stehend angeordnet. Masseseitige Enden werden unmittelbar auf dem Masseschirm verlötet. Die Feldverkopplung der Bauelemente ist durch den Masseschirm so gering, daß zusätzliche Abschirmbleche nicht erforderlich sind.

### Prinzipschaltung und Pegelplan des Sendeteils

Bild 3 zeigt die Prinzipschaltung und den Pegelplan des Sendeteils. Im Pegelplan sind die für jede Funktionseinheit optimal eingestellten Effektivwerte angegeben. Sie beziehen sich auf Eintonaussteuerung. 60 mV an  $200 \Omega$  ge-



**Bild 3**  
Prinzipschaltung des Sendeteils  
mit Pegelplan

nügen als 14-MHz-Ausgangspegel des Transceivers, um am Mischerausgang ein 21-MHz-Signal von 25 mV zu erzeugen. Der notwendige Quarzoszillatorpegel beträgt 480 mV. Nach der Bandverstärkung stehen 350 mV Bandsignal niederohmig zur Verfügung. Das Signal führt man über Koaxkabel dem Treiber zu, wobei am Steuergitter der *EL 83* durch Aufwärtstransformation mit Ringkernübertrager ein Pegel von 1,5 V erreicht wird. Mit diesem Pegel wird die Endröhre *G1 30* bis 220 mA Anodenstrom angesteuert, das entspricht bei einer Anodenspannung von 900 V einem Input von 200 W. Man muß dabei beachten, daß der Ringkerntransformator nur dann die volle Spannungsübersetzung bringt, wenn seine hochohmige Sekundärwicklung durch die Röhreingangskapazität  $C_{G1}$  der *EL 83* nicht belastet wird. Deshalb ist es notwendig, die Kapazität  $C_{G1}$  durch eine parallelgeschaltete Induktivität wegzustimmen.

**Tabelle 1 Kennwerte des Bandumsetzers 21/14 MHz**

Empfangsteil:

Empfindlichkeit:	0,35 $\mu$ V bei 10 dB S + R/R
Kreuzmodulationsfestigkeit:	24 mV (30% 1-kHz-modulierter AM-Störer 100 kHz von 10- $\mu$ V-Nutzsignal entfernt)
Gesamtverstärkung:	0 dB
Eingangsimpedanz:	60 $\Omega$
Ausgangsimpedanz:	60 $\Omega$
Eingangsfrequenzbereich:	21,00 ... 21,45 MHz
Ausgangsfrequenzbereich:	14,50 ... 14,05 MHz

Sendeteil:

Eingangspegel:	60 mV an 200 $\Omega$
Ausgangspegel:	350 mV an 200 $\Omega$
Gesamtverstärkung:	15,5 dB
Eingangsfrequenzbereich:	14,50 ... 14,05 MHz
Ausgangsfrequenzbereich:	21,00 ... 21,45 MHz

## Signalweg des Sendeteils

Bild 4 zeigt die vollständige Schaltung des Sendeteils. Das 14-MHz-Band-signal des Transceivers gelangt über Koaxkabel unmittelbar zum Dioden-ringmischer. Als Doppelbalancemischer unterdrückt er, bedingt durch den streng symmetrischen Schaltungsaufbau und das Gegentakprinzip, sowohl das Eingangs- als auch Oszillatorsignal. Das trifft auch für die geradzahli-gen Harmonischen beider Signale zu. Voraussetzung ist es, daß das Eingangs- und das Ausgangssignal symmetrisch und impedanzgerecht ein- bzw. ausgekoppelt werden. Das bewirken die auf Doppellochkerne trifilar gewickel-ten Übertrager  $L1/L2/L3$ ,  $L4/L5/L6$ . Als Mischdioden (V1 ... V4) eignen sich besonders die Typen *SAY 17* und *SAY 73*. Da die Kennwertstreuung innerhalb eines Typs gering ist, muß man nicht unbedingt auf gleiche Richt-ströme ausmessen.

Über die Auskoppelwicklung  $L6$  gelangt das 21-MHz-Signal an den Band-verstärker. Da die Mischerdämpfung mit 7,7 dB erheblich ist, macht sich eine Verstärkung von 23 dB erforderlich, um den Treiber voll auszusteuern. V5 und V6 sind als Kaskode geschaltet und erreichen mühelos die erforder-liche Verstärkung. Die Schaltung erweist sich besonders stabil gegen Selbst-erregung. Bei der Verdrahtung ist zu beachten, daß die Basis von V6 auf kür-zestem Wege HF-mäßig geerdet wird. Ausgangsseitig arbeitet die Kaskode auf ein zweikreisiges Bandfilter, bestehend aus kapazitiv gekoppelten Fil-tern FM 207. An der niederohmigen Auskoppelwicklung  $L11$  wird das Band-signal über Koaxkabel entnommen.

Der Quarz wird nach [2] in einer Butler-Schaltung erregt. Er schwingt in Serienresonanz zwischen den beiden Emittlern von V7 und V8. Ein Ziehen auf Sollfrequenz ist über Trimmer  $C7$  möglich. Man muß darauf achten, daß die Basis von V7 hochfrequenzmäßig über  $C3$  zu erden ist. Den Tankkreis  $L7/C5$  gleicht man auf maximale Schwingamplitude bei gleichzeitiger Kon-

**Tabelle 2 Spulendaten zum Sendeteil**

---

$L1/L2/L3$	- 5 Wdg., 0,3-mm-CuL, trifilar auf Doppellochkern, <i>Manifer 340</i>
$L4/L5/L6$	- wie $L1/L2/L3$
$L7$	- 7 Wdg., 0,8-mm-CuL, Spulenkörper 7 mm Durchmesser, Abgleichkern <i>Manifer 330</i>
$L8$	- FM-Filterkreis FM 202, Parallelkapazität auf 40 pF verrin- gert (C12)
$L9$	- FM-Filterkreis FM 202, Parallelkapazität auf 40 pF verrin- gert (C17)
$L10$	- Koppelwicklung des FM-Filterkreises FM 202 (2 Wdg.)
$L11/L12$	- HF-Drossel 10 $\mu$ H

---

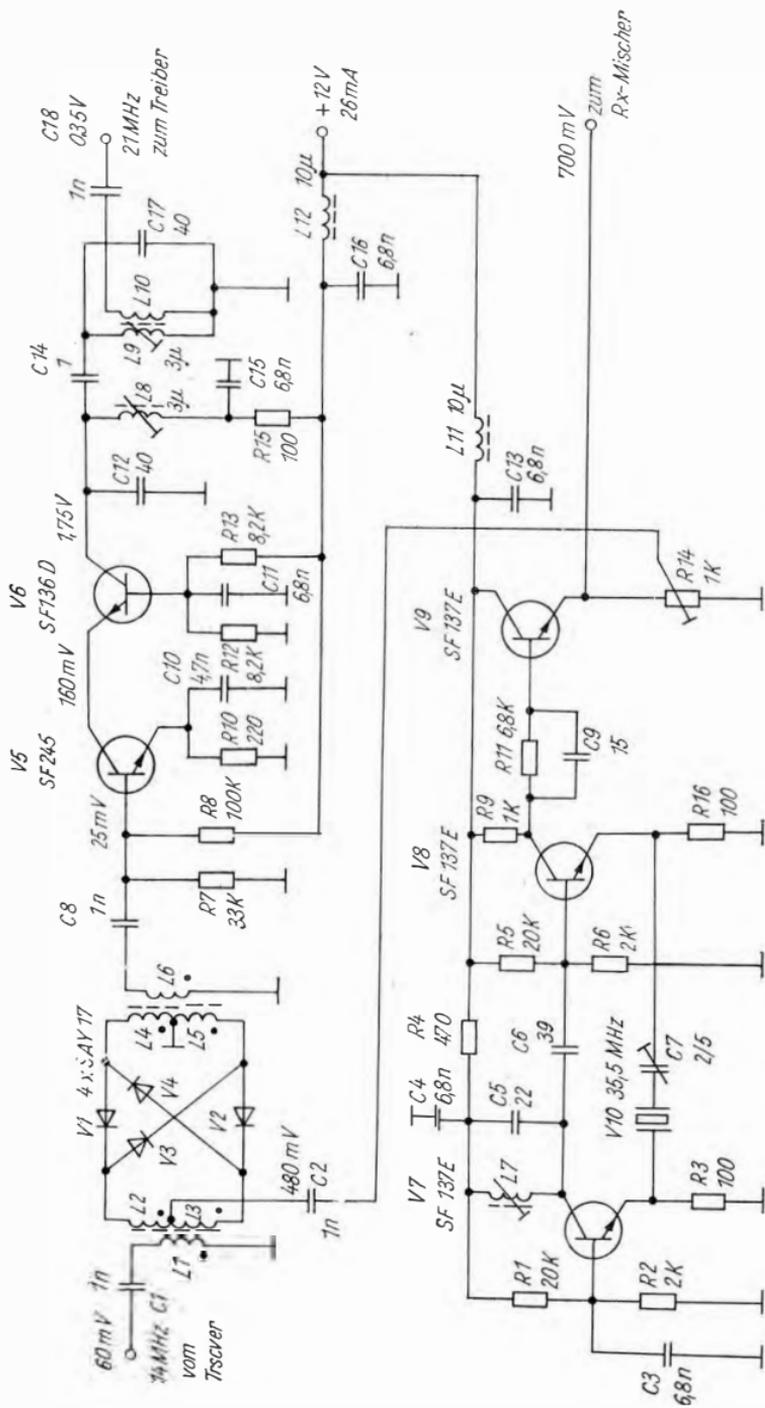


Bild 4 Stromlaufplan des Sendeteils des Bandumsetzers 21/14 MHz

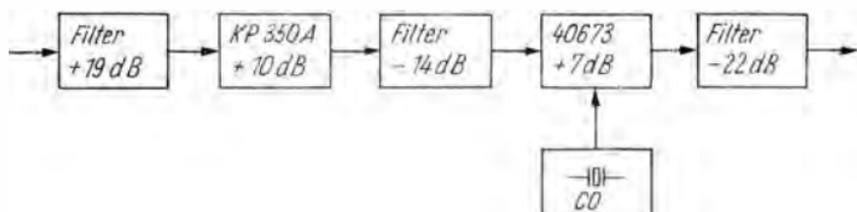


Bild 5 Prinzipschaltung des Empfangsteils mit Pegelplan

trolle des stabilen Einschwingverhaltens ab. Als Kernmaterial für  $L7$  empfiehlt sich *Manifer 330*. Da das Oszillatorsignal die Mischerdioden durchschalten muß, ist  $V9$  als Emitterfolger nachgeschaltet. Es empfiehlt sich die Stromverstärkungsgruppe E. Am Regler  $R14$  wird das Oszillatorsignal angekoppelt. Den optimalen Wert für den Mischer stellt man ein, indem der Pegel am Regler so weit erhöht wird, bis der Oszillograf gerade noch keine Verzerrungen anzeigt. Das ist der Punkt, an dem die Dioden durchgesteuert sind, den Emitterfolger aber noch nicht überlasten.

### Prinzipschaltung und Pegelplan des Empfangsteils

Wie der Pegelplan (Bild 5) ausweist, wurde die Gesamtverstärkung des Empfangsteils auf 0 dB festgelegt. Das bedeutet, daß das 21-MHz-Antennensignal pegelmäßig 1:1 auf 14 MHz umgesetzt wird. Damit wurde erreicht, daß die S-Meter-Eichung des Transceivers auch für die Banderweiterung gültig bleibt. Um den Signalrauschabstand nicht zu verschlechtern, empfiehlt es sich, die Verstärkungsreduzierung durch Abwärtstransformation nach dem Mischer vorzunehmen. Der Pegel wird in diesem Fall um 22 dB abgesenkt. Da neben der Grenzempfindlichkeit auch die Großsignal-

Tabelle 3 Spulendaten zum Empfangsteil

$L1/L2$	- FM-Bandfilter, Typ 23.00 (HFWM), 10 Wdg., Parallelkapazitäten siehe Bild 5
$L3/L4$	- wie $L1/L2$
$L5$	- 2 Wdg., 0,3-mm-CuL, auf $L4$ gewickelt
$L6$	- FM-Filterkreis FM 207, Parallelkapazität auf 20 pF verringert (C15)
$L7$	- Koppelwicklung des FM-Filterkreises FM 207 (1 Wdg.)
$L8/L9$	- HF-Drossel 10 $\mu$ H

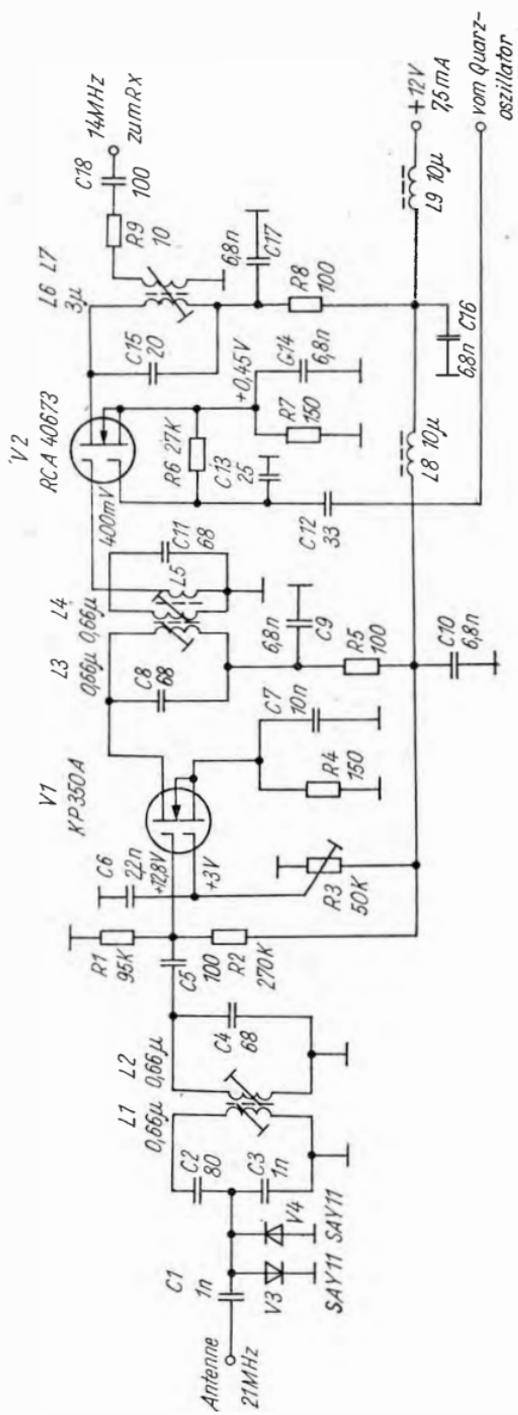


Bild 6 Stromlaufplan des Empfangsteils des Bandumsetzers 21/14 MHz

festigkeit des Mischers von Bedeutung ist, macht es sich erforderlich, den Pegel am Mischereingang zusätzlich um 14 dB zu verringern. HF-Vorstufe und Mischer sind mit Dualgate-MOSFET bestückt. Es wurde eine Empfindlichkeit von  $0,35 \mu\text{V}$  bei 10 dB Signalrauschabstand gemessen. Die Kreuzmodulationsfestigkeit wurde mit 24 mV ermittelt (30% 1-kHz-modulierter AM-Störer 100 kHz von  $10\text{-}\mu\text{V}$ -Nutzsignal entfernt).

### Signalweg des Empfangsteils

Bild 6 zeigt den vollständigen Stromlaufplan des Empfangsteils. Das Antennensignal wird durch Bandfilter  $L1/L2$  gefiltert, es wurde das Standardfilter *HFWM 23.00* verwendet. Die Antenne paßt man über den kapazitiven Teiler  $C2/C3$  an. Von der Verwendung eines Einzelkreises ist aus Gründen mangelnder Weitabselektion abzuraten. Da die Bandbreite der Filter das gesamte Band umfaßt, genügt eine Festabstimmung.

Der HF-Verstärker ist mit dem Dual-Gate-MOSFET *KP 350 A* bestückt. Der Arbeitspunkt ist stark exemplarabhängig, und er muß sorgfältig eingestellt werden. Zunächst wird das Steuergate 2 mit Regler  $R3$  auf +6 V gegen Masse gelegt. Die optimale Vorspannung des Signalgates 1 wird nun durch Variation des Teilers  $R1/R2$  ermittelt. Dazu wird  $U_{G1}$  so weit erhöht, bis 10 mA Drainstrom fließen (entspricht 1,5 V an  $R4$ ). Das ist im Muster bei  $U_{G1} = 2,8 \text{ V}$  der Fall. Jetzt muß die geforderte Verstärkung von 10 dB eingestellt werden, indem  $U_{G2}$  wieder entsprechend verkleinert wird. Im Muster wurde das bei  $U_{G2} = +3 \text{ V}$  erreicht. Die Einstellung erfolgt mit HF-Generator an Antenneneingang und Millivoltmeter am Drain.

Die Zwischenkreise sind ebenfalls als zweikreisiges festabgestimmtes Bandfilter ausgeführt. Durch die Abwärtstransformation über  $L4/L5$  wird der Pegel um 14 dB abgeschwächt. Als Mischer stand der bewährte RCA-Typ *40673* zur Verfügung. Da er bei negativen Gatevorspannungen Drainstrom führt, ist eine automatische Gatevorspannungserzeugung über Stromgegenkopplung im Source möglich. Der Drainstrom sollte nicht höher als 3 mA gewählt werden. Die Oszillatoramplitude wird mit dem kapazitiven Teiler  $C12/C13$  auf 400 mV festgelegt. Als Mischerauskangskreis auf 14 MHz genügt ein Einzelkreis, da die Hauptselektion vom Preselektor des Transceivers übernommen wird. Das 14-MHz-Signal wird niederohmig ausgekoppelt und dem  $60\text{-}\Omega$ -Empfängereingang über Koaxkabel zugeführt. Da die Abwärtstransformation des Filters FM 207 mit 20 dB festliegt, muß mit  $R9$  der fehlende Dämpfungsanteil von  $-2$  zu 22 dB eingestellt werden.

### Literatur

- [1] Hübl, H., Ein SSB-Transceiver in Kompaktbauweise für 80 m und 20 m, FUNKAMATEUR 26 (1977), Heft 10, 11, 12
- [2] Grießl, H., Ein Premischer für den KW-Transceiver, Elektronisches Jahrbuch 1977, Militärverlag der DDR (VEB) – Berlin, 1976, Seite 126 bis 134

Im VHF-Bereich lassen sich  $LC$ -Schwingkreise hoher Güte  $Q$  mit diskreten Bauelementen nicht mehr verwirklichen, da die Induktivitäten und auch die Kapazitäten bei hohen Frequenzen zu große Verluste aufweisen. Ursachen sind im wesentlichen der Skineneffekt, dielektrische Verluste und Strahlungsverluste.

Für hochselektive Resonanzkreise wird die Technik der diskreten Bauelemente verlassen, und es kommen Resonatoren mit verteilten Kapazitäten und Induktivitäten zum Einsatz. Bekannt sind vor allem Koaxialtopfkreise und Streifenleitungskreise, die im UHF-Bereich verwendet werden. Im VHF-Bereich werden jedoch die Abmessungen zu groß, man führt deshalb hochwertige Schwingkreise als Wendeltopfkreise (Helical-Resonatoren) aus. Sie stellen einen räumlich zusammengedrängten Topfkreis dar, wobei aber die Güte  $Q$  nur geringfügig schlechter ist. Gütewerte in der Größenordnung  $Q \approx 1000$  können leicht realisiert werden.

Der Wendeltopfkreis (Bild 1) besteht aus einem Innenleiter in Form eines Wendels, der von einer gut leitenden Abschirmung mit kreisförmigem oder quadratischem Querschnitt umgeben ist. Ein Ende der Wendelwicklung ist mit der Abschirmung verbunden, das andere Ende bleibt frei bzw. wird an einen Korrekturtrimmer hoher Güte und niedriger Kapazität (z. B. Präzisionsrohrtrimmer) angeschlossen.

Physikalisch gesehen entspricht der Wendeltopfkreis einem Parallelschwingkreis und findet als solcher vielfältige Anwendungen, besonders in der professionellen Schaltungstechnik. Der Amateur benutzt diese Resonatoren z. B. zur Verbesserung der Eingangselektion von UKW-Empfängern, zur verlustarmen Unterdrückung der Störstrahlungen von UKW-Sendern (Bandpaß) oder zur Unterdrückung von Störsignalen in unmittelbarer Nähe des Nutzsignals (Falle).

Bild 1 zeigt den Aufbau eines Wendeltopfkreises mit kreisförmigem Querschnitt einschließlich der wichtigsten Bezeichnungen. Zur Berechnung wird von den nachfolgenden Gleichungen ausgegangen.

Die äquivalente Induktivität des Resonators in Mikrohenry je Millimeter axialer Länge beträgt

$$L = 9,84 \cdot 10^{-4} \cdot n^2 \cdot d^2 (1 - d^2/D^2), \quad (1)$$

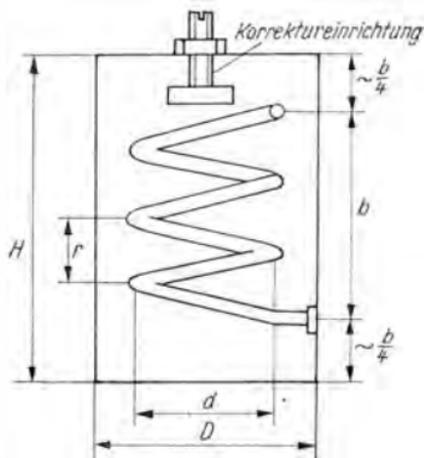


Bild 1  
Prinzipische Skizze eines Wendeltopfkreises

$L$  in  $\mu\text{H}/\text{mm}$ , wobei  $d$  der mittlere Durchmesser der Windungen in mm,  $D$  der Innendurchmesser des Gehäuses in mm und  $n$  die Windungen je Millimeter sind. Empirisch läßt sich für ein Luftdielektrikum die äquivalente Kapazität des Resonators in Pikofarad je Millimeter axialer Länge mit

$$C = \frac{2,95 \cdot 10^{-2}}{\lg D/d}, \quad (2)$$

$C$  in  $\text{pF}/\text{mm}$ , ermitteln. Diese Gleichung gilt nur genau für das Verhältnis  $b/d = 1,5$ . Für Berechnungen mit diesen und den folgenden Gleichungen sind jedoch folgende Verhältnisse zulässig:

- $1,0 < b/d < 4,0$  (empfehlenswert 1,5),
- $0,45 < d/D < 0,6$  (optimal 0,55),
- $0,4 < d_0/r < 0,6$  bei  $b/d = 1,5$  (empfehlenswert 0,5)
- $0,5 < d_0/r < 0,7$  bei  $b/d = 4,0$ ,

$r < d/2$ , wobei  $r$  die Steigung der Spule ( $r = 1/n$ ) in mm und  $d_0$  der Drahtdurchmesser in mm sind.

Die Windungszahl  $N$  wird mit folgender Formel berechnet:

$$N = n \cdot b = \frac{4,36 \cdot 10^4}{f_0 \cdot D (d/D)} \sqrt{\frac{\lg D/d}{1 - (d/D)^2}}; \quad (3)$$

$f_0$  in MHz,  $D$  in mm.

Die charakteristische Impedanz des Resonators ist

$$Z_0 = 10^3 \sqrt{L/C} = 183n \cdot d \sqrt{(1 - d/D)^2 \lg D/d}; \quad (4)$$

$Z_0$  in  $\Omega$ .

Wenn  $d/D = 0,55$  und  $b/d = 1,5$  sind, dann ist

$$N = \frac{4,84 \cdot 10^4}{f_0 \cdot D} \quad \text{und} \quad (5)$$

$$Z_0 = \frac{2,5 \cdot 10^6}{f_0 \cdot D}; \quad (6)$$

$Z_0$  in  $\Omega$ ,  $f_0$  in MHz,  $D$  in mm.

Bei Verwendung eines Gehäuses mit quadratischem Querschnitt werden folgende Gleichungen verwendet:

$$S \approx D/1,2 \quad (7)$$

$S$  = Kantenlänge in mm des Quadrats (innen);

$$N = \frac{4,06 \cdot 10^4}{f_0 \cdot S} \quad (8)$$

$f_0$  in MHz,  $S$  in mm;

$$Z_0 = \frac{2,07 \cdot 10^6}{f_0 \cdot S} \quad (9)$$

$Z_0$  in  $\Omega$ ,  $f_0$  in MHz,  $S$  in mm;

$$d = 0,66S \quad \text{für } d/D = 0,55;$$

$$b = S \quad \text{für } b/d = 1,5;$$

$$H = 1,6S.$$

Andere Querschnittsformen sind möglich, sollen aber nicht beachtet werden.

Die Güte  $Q$  des Resonators wird von den Verlusten im Leiter, in der Abschirmung und im Dielektrikum bestimmt. Die dielektrischen Verluste lassen sich durch hochwertige Isolation (Spulenkörper, Spulenaufhängung) gering halten.

Werden eine Kupferspule und eine Kupferabschirmung verwendet, ergibt sich die unbelastete Güte  $Q_u$  aus

$$Q_u = 8,66 \frac{(d/D) - (d/D)^3}{1,5 + (d/D)^3} \cdot D \sqrt{f_0}, \quad (10)$$

$$Q_u = 1,97 \cdot D \sqrt{f_0} = 2,36 \cdot S \sqrt{f_0}, \quad (11)$$

$D$  in mm,  $f_0$  in MHz,  $S$  in mm.

Der Fehler der vereinfachten Gleichungen ergibt sich mit

$$< \pm 10\%, \quad \text{sofern } d_0 > 5\delta \text{ ist.}$$

Die Eindringtiefe (Skineffekt) beträgt für Kupfer

$$\delta = \frac{6,6 \cdot 10^{-2}}{f_0}; \quad (12)$$

$\delta$  in mm,  $f_0$  in MHz.

Zur Messung der Güte sind Meßgenerator (Sender, Prüfgenerator) und ein möglichst hochohmiger HF-Spannungsmesser (Diodentastkopf) erforderlich. Zweckmäßig ist der zusätzliche Anschluß eines Zähhfrequenzmessers bzw. geeigneten Empfängers. Die unbelastete Güte wird aus der Beziehung

$$Q_u = f_0/B \quad (13)$$

über die gemessene 3-dB-Bandbreite bestimmt. Zur Anwendung dieser Methode ist eine sehr lose Kopplung zwischen Generator und Resonator sowie zwischen Resonator und HF-Spannungsmesser notwendig. Im allgemeinen läßt sich die für den Betrieb des Wendeltopfkreises ohnehin erforderliche Koppelschleife bzw. Anzapfung zur nahezu lastlosen Auskopplung verwenden. Generatorseitig ist eine behelfsmäßige Einspeisung erforderlich, die den Resonator möglichst wenig belastet.

Wenn ein HF-Spannungsmesser mit Durchgangsmeißkopf und zugehörigem Abschlußwiderstand (z. B. URV 3) sowie eine Eichleitung (alles mit gleichem Wellenwiderstand) zur Verfügung stehen, kann die unbelastete Güte  $Q_u$  aus der Einfügungsdämpfung  $L$  berechnet werden.

$$L = 20 \lg \frac{Q_u/Q_B}{(Q_u/Q_B) - 1} \quad (14)$$

$$Q_B = f_0/B \quad (Q_B = \text{belastete Güte}); \quad (15)$$

$L$  in dB.

Meßgenerator und Durchgangsmeißkopf werden dazu normalerweise über zwei gleiche Koppelschleifen (gleiche Impedanzen) oder an einer gemeinsamen Anzapfung angeschlossen. Die Einfügungsdämpfung wird mit der Substitutionsmethode gemessen. Da sich die Eichleitungen meist nur in 1-dB-Stufen einstellen lassen, soll auch bei diesem Verfahren die Kopplung zur besseren Genauigkeit nicht zu fest sein. Zum Beispiel wird bei  $Q_u/Q_B = 2$  die Einfügungsdämpfung nur 6 dB betragen, bei  $L = 25$  dB beträgt das Verhältnis  $Q_u/Q_B$  nur noch etwa 1,05, d. h., der Resonator ist nahezu unbelastet.

Die Einfügungsdämpfung ist auch für den Einsatz des Resonators wichtig, da meist zwischen Betriebsgüte (= belastete Güte) und damit Selektion und der Einfügungsdämpfung ein Kompromiß geschlossen werden muß. Da die Einfügungsdämpfung meist nur gering sein darf (Verluste), ist also die unbelastete Güte möglichst groß zu machen.

Für den Aufbau sollen noch einige Hinweise gegeben werden. Die Abschirmung ist an den Nähten sauber zu verlöten. Geeignet sind hierfür auch Konservendosen. Das Spulenende kann auch an die Bodenabdeckung geführt werden. In diesem Fall ist auch das Bodenblech gut zu verlöten oder zu verschrauben. Die Höhe  $H$  der Abschirmung kann auch größer sein als in Bild 1 angegeben. Falls ein Spulenkörper erforderlich ist, sollte dieser aus einem hochwertigen Material, z. B. Polystyrolrohr, bestehen. Der erhöhte Ausdehnungskoeffizient des Polystyrols kann durch Anbringung von 4 Schlit-

zen über 2/3 Länge des Spulenkörpers ausgeschaltet werden. Die Schlitzte müssen sich auf der Seite des offenen Spulenendes befinden.

Zum Justieren der Resonanzfrequenzen wird dem offenen Spulenende eine mit dem Deckel leitfähig verbundene Schraube oder Metallscheibe genähert, die den Kreis zusätzlich kapazitiv belastet. Hierbei ist auf eine spielfreie Führung zu achten. Bei geringeren Anforderungen kann man auch einen Präzisionsrohrtrimmer verwenden, z. B. den Typ 8203, gegebenenfalls auch 8204.

Die Ankopplung des Resonators an den Generator (z. B. Antenne) und die Last (z. B. Empfänger) kann induktiv durch Koppelschleifen, kapazitiv durch Eintauchen von Sonden in den Wendel oder durch Anzapfung des Wendels bzw. kombiniert erfolgen. Die Sondenkopplung ermöglicht nur die Ankopplung an hochohmige Objekte. Die Schleifenkopplung kann niederohmig ausgeführt werden, hat aber mitunter den Nachteil einer schwierigen Justierbarkeit und ist aufwendiger als die nachfolgend beschriebene Anzapfungskopplung, die die günstigste Lösung darstellt. Zusätzliche mechanische Probleme, wie z. B. die stoßsichere Befestigung einer Koppelschleife, entfallen.

Die Lage der Anzapfung wird mit Formeln aus der Leitungstheorie berechnet:

$$\frac{R_b}{Z_0} = \frac{\pi}{4} (1/Q_b - 1/Q_u), \quad (16)$$

$$\sin \theta = \sqrt{\frac{1}{2} \cdot \frac{R_b}{Z_0} \cdot \frac{R_{Anz}}{Z_0}} \quad R_{Anz} = R_G \quad \text{bzw.} \quad R_L, \quad (17)$$

$R_G$  – Generatorimpedanz (meist 50/60/75  $\Omega$ ),  $R_L$  – Lastimpedanz in  $\Omega$ ,  $\theta$  – elektrischer Winkel der stehenden Welle, vom Wendelanfang aus betrachtet, in Grad.

Unterscheiden sich  $R_G$  und  $R_L$ , ergeben sich unterschiedliche Winkel und damit Anzapfungen, indem man einmal für  $R_{Anz}$ ,  $R_G$  und einmal  $R_L$  einsetzt.

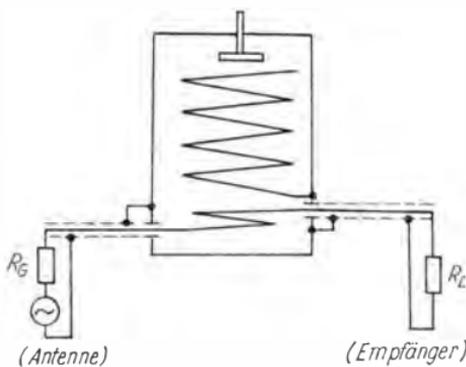


Bild 2  
Prinzip der Wendeltopffalle

Die Belastung des Resonators durch  $R_G$  und  $R_L$  ist auf gleiche Teile aufgeteilt;

$$N_{\text{Anz}} = \frac{N \cdot \Theta}{90^\circ}.$$

Die Anzapfung ergibt sich aus Windungen vom Wendelanfang (Massepotential) aus gezählt.

In Abwandlung der üblichen Praxis, mit dem Resonator die Nutzfrequenz herauszufiltern, kann bei Einbringung einer Koppelschleife, die beiderseitig abgeschlossen ist (Bild 2), auch eine Störfrequenz unterdrückt werden. Dabei entzieht der Resonator der Koppelschleife bei der Resonanzfrequenz die Energie. Zur Verbesserung der Wirkung kann man mehrere dieser Kreise hintereinanderschalten, wobei die entstehende Durchlaßdämpfung gegebenenfalls durch zusätzliche Verstärkung kompensiert werden kann.

Der Rechengang soll an 2 Beispielen veranschaulicht werden.

### *Beispiel 1*

Es soll ein weiter entfernter, schwächerer Sender im UKW-Bereich empfangen werden. Einige in der Nähe liegende starke UKW-Sender verursachen jedoch Kreuzmodulationsstörungen. Abhilfe schafft bei einer vorgegebenen Empfangsanlage eine zusätzliche Eingangsselektion. Da Nutz- und Störsignale in ihren Frequenzen dicht benachbart sein können und die Zusatzselektion keine nennenswerten Verluste verursachen soll, kommen nur hochwertige Wendeltopfkreise in Betracht.

Meist wird 1 Wendeltopf genügen. Dieser wird in die Antennenableitung vor dem eventuell vorhandenen Antennenverstärker eingeschaltet, zweckmäßigerweise aber in der Nähe des Empfängers. Bei Vorhandensein eines großsignalfesten Vorverstärkers sollte der Wendeltopfkreis nach dem Verstärker eingefügt werden.

Der Nutzsender habe die Frequenz  $f_0 = 95$  MHz, die Bandbreite  $B$  des Kreises soll 300 kHz betragen und die Einfügungsdämpfung  $L$  soll 2 dB nicht überschreiten. Antenne, Koaxialkabel und Empfänger haben Impedanzen von jeweils  $75 \Omega$ . Die doppelt belastete Güte ist

$$Q_B = \frac{f_0}{B} = 317.$$

Aus Gl. (14) erhält man durch Umformung

$$Q_u = \frac{-10^{L/20} \cdot Q_B}{1 - 10^{L/20}} \quad (19)$$

$L$  wird in dB eingesetzt.

Mit den obigen Werten ergibt sich die unbelastete Güte  $Q_u$  zu 1541. Daraus erhält man mit Gl. (11)

$$Q_u \approx 1,97 \cdot D \cdot \sqrt{f_0},$$

$$D \approx \frac{Q_u}{1,97 \cdot \sqrt{f_0}} = \frac{1541}{1,97 \cdot \sqrt{95}} = 80 \text{ mm};$$

$D$  in mm,  $f_0$  in MHz.

Aus  $d/D = 0,55$  (optimaler Wert) erhält man den mittleren Spulendurchmesser  $d = 44$  mm.

Die Spulenlänge  $b$  ist mit  $b/d$  1,5

$$b = 1,5 \cdot d = 1,5 \cdot 44 \text{ mm} = 66 \text{ mm}.$$

Als nächstes wird die Windungszahl  $N$  berechnet. Aus Gl. (5) erhält man

$$N = \frac{4,84 \cdot 10^4}{95 \cdot 80} = 6,4 \text{ Wdg.}$$

Die Steigung  $r$  der Spule beträgt

$$r = \frac{1}{n} = \frac{b}{N} = \frac{66 \text{ mm}}{6,4} = 10,4 \text{ mm}.$$

Der Drahtdurchmesser  $d_0$  soll bei  $b/d = 1,5$

$$d_0 = 0,5 \cdot r = 5,2 \text{ mm}$$

sein.

Da diese Stärke nicht handelsüblich ist, kann man entweder Kupferdraht Durchmesser 5 mm oder (bei etwas verschlechterter Güte) 16-mm<sup>2</sup>-Kupferleiter aus der Installationstechnik (abisoliert) verwenden. Die Spule kann noch gut (d. h. mit glatter Oberfläche) versilbert werden.

Die Höhe des gesamten Topfes beträgt  $H \approx 1,5 \cdot b = 99$  mm. Sie ist jedoch unkritisch und läßt sich auch zu größeren Werten hin variieren.

Die charakteristische Impedanz  $Z_0$  des Resonators ergibt sich aus Gl. (6):

$$Z_0 = \frac{2,5 \cdot 10^6}{f_0 \cdot D} = \frac{2,5 \cdot 10^6}{95 \cdot 80} = 329 \Omega;$$

$Z_0$  in  $\Omega$ ,  $f_0$  in MHz,  $D$  in mm.

Damit kann überschlägig die Lage der Anzapfung mit Gl. (16) bis Gl. (18) berechnet werden.

$$\frac{R_b}{Z_u} = \frac{\pi}{4} \left( \frac{1}{Q_B} - \frac{1}{Q_u} \right) = \frac{\pi}{4} \left( \frac{1}{317} - \frac{1}{1541} \right) = 1,97 \cdot 10^{-3},$$

$$\sin \Theta = \sqrt{\frac{1}{2} \cdot \frac{R_b}{Z_0} \cdot \frac{R_{\text{Anz}}}{Z_0}} = \sqrt{\frac{1}{2} \cdot 1,97 \cdot 10^{-3} \cdot \frac{75}{329}} = 0,015,$$

$$\Theta = 0,86^\circ$$

$$N_{\text{Anz}} = \frac{N \cdot \Theta}{90^\circ} = \frac{6,4 \cdot 0,85}{90} = 0,06 \text{ Wdg.}$$

An diesen Punkt der Spule wären jetzt der Innenleiter des Eingangskoaxialkabels und der Innenleiter des Ausgangskoaxialkabels anzulöten. Da aber ein so geringes Anzapfungsverhältnis durch die unübersichtliche Feldverteilung am Spulenanfang ziemlich fehlerbehaftet ist, empfiehlt sich in jedem Fall die meßtechnische Überprüfung der Bandbreite zur Korrektur der Anzapfung.

Sollten die Eingangs- und Ausgangsimpedanzen voneinander unterschiedlich sein, z. B.  $R_G = 75 \Omega$  und  $R_L = 1000 \Omega$ , so erhält man die Ausgangsanzapfung mit

$$\sin \theta = \sqrt{\frac{1}{2} \cdot 1,97 \cdot 10^{-3} \cdot \frac{1000}{329}} = 0,055,$$

$$\theta = 3,1^\circ$$

$$N_{\text{Anz}} = 0,22 \text{ Wdg.}$$

(Die Eingangsanzapfung bleibt natürlich bei 0,06 Wdg.)

### Beispiel 2

Es soll nur 1 Ortssender im UKW-Bereich unterdrückt werden. Die Berechnung des Resonators ist die gleiche wie im Beispiel 1. Die Ankopplung geschieht jedoch mit Koppelschleife (Bild 2).

Diese wird zweckmäßigerweise empirisch dimensioniert, da eine Berechnung relativ schwierig ist. Der entstehende Resonanzdip liegt in der Größenordnung um 20 dB, und man kann ihn durch Hintereinanderschalten mehrerer Resonatoren vertiefen. Die Einfügungsdämpfung sollte dann aber durch einen zusätzlichen großsignalfesten Vorverstärker ausgeglichen werden.

### Beispiel 3

In 2-m-Eingangsteilen wird die Antenne über einen Schwingkreis an die Vorstufe angepaßt. Dieser Schwingkreis soll eine gute Selektivität bei sehr geringer Dämpfung haben. An dieser Stelle bietet sich ein Wendeltopfkreis an (in diesem Beispiel mit quadratischem Querschnitt).

$f_0 = 145 \text{ MHz}$ ,  $B \approx 8 \text{ MHz}$  (0,5-dB-Bandbreite etwa 2 MHz),

$L = 0,25 \text{ dB}$ ,  $R_G = 60 \Omega$ ,  $R_L = 250 \Omega$ .

$$Q_B = \frac{145}{8} = 18,1$$

$$Q_u = \frac{10^{0,25/20} \cdot 18,1}{1 - 10^{0,25/20}} = 638$$

$$S = - \frac{Q_u}{2,36 \cdot \sqrt{f_0}} = \frac{638}{2,36 \cdot \sqrt{145}} = 22,4 \text{ mm,}$$

$S$  in mm,  $f_0$  in MHz

$$d = 0,66 \cdot S = 14,8 \text{ mm} \quad (\text{für } d/D = 0,55)$$

$$b = S = 22,4 \text{ mm}$$

$$H = 1,6 \cdot S = 36 \text{ mm}$$

$$N = \frac{4,06 \cdot 10^4}{f_0 \cdot S} = \frac{4,06 \cdot 10^4}{145 \cdot 22,4} = 12,5 \text{ Wdg.}$$

$f_0$  in MHz,  $S$  in mm

$$d_0 = 0,5 \cdot r = 0,5 \cdot \frac{b}{N} = 0,5 \cdot \frac{22,4}{12,5} = 0,9 \text{ mm} \approx 1 \text{ mm}$$

$$Z_0 = \frac{2,07 \cdot 10^6}{f_0 \cdot S} = \frac{2,07 \cdot 10^6}{145 \cdot 22,4} = 637 \Omega,$$

$f_0$  in MHz,  $S$  in mm

$$\frac{R_b}{Z_0} = \frac{\pi}{4} \left( \frac{1}{18,1} - \frac{1}{638} \right) = 0,042$$

$$\sin \Theta = \sqrt{\frac{1}{2} \cdot 0,042 \cdot \frac{60}{637}} = 0,044$$

$$\Theta = 2,55^\circ$$

$$N_{\text{Anz}} = \frac{12,5 \cdot 2,55^\circ}{90^\circ} = 0,35 \text{ Wdg.} \quad (\text{für } 60 \Omega)$$

$$N_{\text{Anz}} = \frac{12,5 \cdot 5,2^\circ}{90^\circ} = 0,7 \text{ Wdg.} \quad (\text{für } 250 \Omega)$$

Einige Hinweise zur Zusammenschaltung von mehreren Resonatoren zu Filtern: Prinzipiell werden die Berechnungsmethoden und Tabellenwerke bzw. Diagramme der allgemeinen Theorie passiver Polynomfilter bzw. übliche Bandfilterdimensionierungsregeln angewendet. Die Kopplung zwischen den Spulen ist eine gemischt kapazitive und induktive. Zwischen die Spulen wird ein Abschirmblech mit einem Spalt gesetzt, das allseitig mit dem Gehäuse verlötet ist bzw. am Deckel sehr guten großflächigen Kontakt zum Gehäuse hat.

Ein Spalt in der Nähe des Fußpunkts der Spulen ergibt eine überwiegend induktive Kopplung, d. h., oberhalb des Durchlaßbereichs liegende Frequenzen werden stärker unterdrückt. Am heißen Ende der Spulen bewirkt der Spalt mehr eine kapazitive Kopplung, und Frequenzen unterhalb des Durchlaßbereichs werden stärker unterdrückt.

Der Spalt wird meist experimentell bestimmt, da es keine einfache Berechnungsmethode gibt. Die Anzapfungen berechnet man wie in Beispiel 1. Da aber die Eingangslast nicht mehr direkt auf den Ausgangskreis wirkt (es liegen ja 1 oder mehrere Resonatoren dazwischen), wird dieser weniger be-

dämpft. Mit der Ausgangslast ist es genauso. Die doppelt belastete Güte wird deshalb wie folgt berechnet:

$$Q_B = \frac{1}{2} q_1 \cdot \frac{f_0}{B_{3dB}} \quad (20)$$

und in Gl. (16) eingesetzt.

$B_{3dB}$  ist die Bandbreite des gesamten Filters,  $q_1$  ist ein normierter Gütefaktor, der aus Tabellen zu ersehen ist. Für Filter mit maximal flacher Durchlaßkurve (*Butterworth*-Charakteristik) ergibt sich  $q_1$  aus folgender Tabelle:

Anzahl der Resonatoren	2	3	4	5	6	7
$q_1$	1,414	1	0,766	0,618	0,518	0,445

Eingangs- und Ausgangskreis sind bei obiger Dimensionierung immer gleich belastet. Filter mit *Butterworth*-Charakteristik haben zwar keine sehr hohe Flankensteilheit, dafür aber eine flache Durchlaßkurve und eine geringe Einfügungsdämpfung. Sie sind also besonders für Senderausgangfilter geeignet.

Zum Aufbau von mehrkreisigen Filtern wird meist die quadratische Resonatorform gewählt. Alle Kanten sind sauber zu verlöten. Doppeltkaschiertes Leiterplattenmaterial ist ungeeignet, es entstehen undefinierte Kopplungen und Erdverhältnisse. Der Deckel ist besonders sorgfältig zu kontaktieren, z. B. mit Kupferfolie, unter die eine dünne Moosgummibeilage gelegt wird. Deckel großer Filter werden mit vielen Schrauben aufgeschraubt.

### Literatur

- [1] Zverev, A. I., Handbook of Filter Synthesis, John Wiley and Sons, Inc., New York/London/Sydney 1967

# Obertonoszillatoren in der Amateurfunktechnik

Ing. Hans-Uwe Fortier – Y2300

Eine günstige Frequenzaufbereitung bestimmt mit die Qualität eines Sende-/Empfangsgeräts. Daher steht der Funkamateurl häufig vor dem Problem, hochfrequente Quarze zur Erzeugung eines Injektsignals in der Oszillatorschaltung einzusetzen. Ganz besonders trifft das beim Bau von Oszillatoren für UKW-Stationen zu. Um schon von der Oszillatorseite her zu verhindern, daß bei der weiteren Vervielfachung der Anteil der harmonischen Frequenzen hoch ist, setzt man Quarze hoher Frequenz ein. Diese Quarze werden dann im 3., 5., 7. bzw. 9. Oberton erregt. Da es sich bei diesen Quarzen um solche mit AT-Schnitt (Dickenscherschwinger) handelt, liegt ihre Grundfrequenz im Frequenzbereich von etwa 750 kHz bis 20 MHz.

Wird nun dieser Quarz im Oberton angeregt, so schwingt die Quarzscheibe in mehreren Unterscheiben gegenphasig zueinander. Es können dabei nur ungeradzahlige Obertöne angeregt werden. Leider ist die Obertonfrequenz nicht genau der  $n$ -fachen Grundwellenfrequenz, jedoch wird die sogenannte Anharmonie mit wachsendem Oberton geringer. Es ist aber auch noch möglich, Quarze im 9., 11. oder 13. Oberton zu erregen. Hierbei gilt jedoch der Grundsatz, möglichst Quarze mit hohem Grundton zu wählen, damit die Obertonmoden weit auseinanderliegen.

Die dynamische Kapazität  $C_1$  geht im Quadrat des Obertons zurück

$$C_1 \sim \frac{1}{n^2}$$

Ebenso sinkt die erreichbare Quarzgüte mit wachsender Frequenz, und die  $R_1$ -Werte steigen an. Sie liegen typisch zwischen 20 bis 200  $\Omega$ .

Weiterhin stellt die statische Kapazität  $C_0$  mit steigender Frequenz einen immer größeren Nebenschluß für den Quarz dar (Bild 1). Es kann daher der Fall eintreten, bei dem der Blindwiderstand von  $C_0$  so klein ist, daß es keine reelle Resonanzstelle mehr gibt, an der der Quarz rein ohmisch ist. Daher

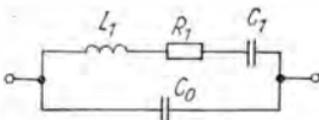
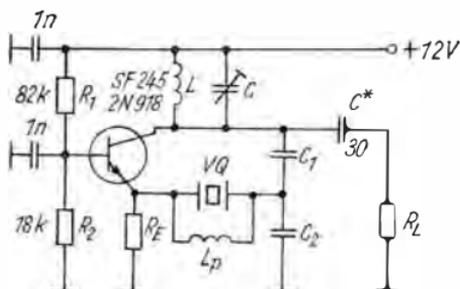


Bild 1

Ersatzschaltung für einen Quarz



**Bild 2**  
Stromlaufplan eines Obertonoszillators in Colpitts-Schaltung, die Bauelementewerte für unterschiedliche Frequenzen enthält  
Tabelle 1

**Tabelle 1** Bauelemente-Werte zu Bild 2

Frequenz	C1 in pF	C2 in pF	$I_C$ in mA	$R_E$ in $\Omega$	$R_L$ in $\Omega$	$L_P$ in $\mu\text{H}$
75 MHz	8	100	25	510	470	0,25
120 MHz	8	50	25	390	300	0,10
150 MHz	5	25	5	1,1 k	600	0,08

sollte die statische Kapazität allgemein oberhalb 100 MHz durch eine Parallelschaltung mit der Induktivität

$$L_p = \frac{1}{\omega_s^2 \cdot C_0}$$

kompensiert werden.

Als Kompensationsspule genügt eine Ausführung geringer Güte ( $R_p > 10 \cdot R_1$ ), z.B. eine entsprechende Anzahl von Windungen auf einen 10-k $\Omega$ -Widerstand.

Obertonquarze sind standardmäßig in Serienresonanz abgeglichen. Daher ist es vorteilhaft, diese Quarze in echten Serienresonanzschaltungen zu betreiben. Bild 2 zeigt eine solche Schaltung. C1 und C2 wählt man so aus, daß sich eine ausreichende Schleifenverstärkung ergibt. Die Schleifenverstärkung reduziert sich aber noch durch die Spannungsteilung von Quarzwiderstand und Eingangsimpedanz des Transistors am Emitter.

Bei der Auswahl der Transistoren gilt die Faustregel, daß die Transitfrequenz  $f_T$  mindestens den zehnfachen Wert der Oszillatorfrequenz haben soll. Weiter sollten Transistoren mit hoher Gleichstromverstärkung ( $h_{21E}$ ) bei kleinem Basisbahnwiderstand ( $r_{bb}$ ) eingesetzt werden.

### Praktische Oszillatorschaltung

Im 2-m-Transceiver von Y2300 ist ein Obertonquarzoszillator für die Injektfrequenzerzeugung eingebaut, der den oben angeführten Grundsätzen genügt.

Tabelle 2 Ersatzdaten von AT-Obertonquarzen nach [1]

Oberton	Frequenzbereich für Gehäusefamilie in MHz		$C_0$	$C_1$	$Q$	$R_1$		
	H 6 /U	HC 18/U (HC 25/U)	in pF	in pF	-	in $\Omega$		
3	18... 60	20... 60	5...7	0,6...0,8 · 10 <sup>-3</sup>	2 · 10 <sup>-3</sup> > $\frac{4 \cdot 10^6}{f_{(MHz)}}$	20		
5	40... 115	40... 115				0,3...0,4 · 10 <sup>-3</sup>	> $\frac{5 \cdot 10^6}{f_{(MHz)}}$	40
7	70... 150	70... 150						100

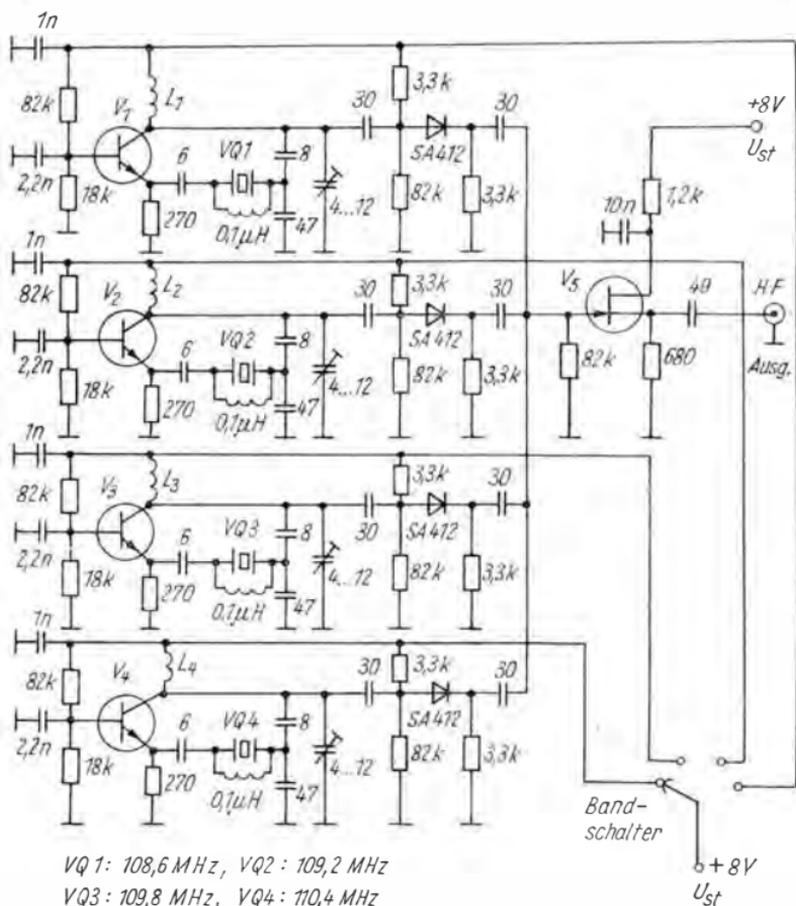
Versuche mit Quarzoszillatoren, bei denen Quarze mit Frequenzen um 30 MHz eingesetzt wurden, brachten kein sehr gutes Ergebnis. Es kam häufig vor, daß diese Quarze nicht nur auf ihrem 3. Oberton, sondern auch auf ihrem 5. Oberton erregt wurden. Außerdem entstanden bei der erforderlichen Vervielfachung unerwünschte harmonische Frequenzen, die nur durch erhöhten schaltungstechnischen Aufwand beseitigt werden konnten. Dadurch zeigten sich beim Empfang viele Signale, die nicht ins 2-m-Band paßten. Auch beim Senden traten unerwünschte Nebenausstrahlungen auf. Das zu verhindern, gibt es nur die Möglichkeit, hochfrequente Quarze (Obertonquarze) einzusetzen.

Da im Gerät des Verfassers das SSB-Signal auf 10,7 MHz erzeugt wird und der VFO von 24,7 bis 25,3 MHz arbeitet, mußten 4 Quarze zwischen 108 bis 110 MHz eingesetzt werden. Die Quarzfrequenzen wurden so ausgesucht, daß sie einen Abstand von 600 kHz ergaben. Damit war es möglich, in der Sendart FM ohne zusätzlichen Aufwand die Relaisablage zu realisieren.

Die Injektoszillatorbaugruppe ist so konzipiert, daß 4 Einzeloszillatoren auf einer Leiterplatte aufgebaut sind. Durch den Frequenzwahlschalter wird an dem entsprechenden Oszillator die Betriebsspannung gelegt und gleichzeitig über eine Schaltdiode das Oszillatorsignal an die Trennstufe gegeben. Nach Meinung des Autors eine einfache und problemlose Lösung.

Als Oszillatortransistoren werden *BF 370* eingesetzt. Diese Transistoren erfüllen die Forderung nach einer hohen Transitfrequenz, gepaart mit einer großen Gleichstromverstärkung im Zusammenhang mit einem kleinen Basisbahnwiderstand außerordentlich gut. Als Äquivalenttyp wird der *SF 245* empfohlen. Bei dem eingesetzten Oszillator handelt es sich um eine *Colpitts*-Schaltung. Der Quarz liegt zwischen einem kapazitiven Spannungsteiler und dem Emittor des Oszillatortransistors. In Bild 3 ist der Stromlaufplan für die Baugruppe wiedergegeben.

Um den Quarz für die richtige Frequenz ziehen zu können, ist ein Serien-



**Bild 3** Praktisch ausgeführter Stromlaufplan eines 4-fach-Obertonquarzgenerators für den SSB-Transceiver von Y2300. Die Induktivitäten  $L1$  bis  $L4$  haben 6 Wdg., 0,6-mm-CuAg und sind als Luftspule auf einem 6-mm-Dorn gewickelt

kondensator vorgesehen. Die statischen Kapazitäten  $C_0$  der Quarze wurden durch Parallelspeulen  $L_p$  kompensiert. Diese Spulen – etwa 10 Wdg., 0,1  $\mu\text{H}$  – sind auf 10-k $\Omega$ -Widerstände gewickelt. Als Trenn- und Verstärkerstufe wurde ein Hochstromfeldeffekttransistor vom Typ  $K11 307 E$  eingebaut. Das Oszillatorsignal gelangt über einen Koppelkondensator sowie die entsprechende Schaltdiode zum Gate des  $K11 307 E$  und wird verstärkt, so daß etwa 200 mV an 50  $\Omega$  zur Verfügung stehen. Die Leiterplatte für die Oszillatorbaugruppe wurde aus einseitig beschichtetem *Ceva*sit gefertigt.

## Abgleich des Oszillators

Der Abgleich des Oszillators erstreckt sich auf die Einstellung der richtigen Obertonfrequenz. Deshalb dürfen die  $L/C$ -Kreise in den Kollektoren der Oszillatortransistoren keine große Frequenzvariation haben, damit nicht irrtümlich der 7. oder 9. Oberton der Quarze angeregt wird. Der Synchronisationsbereich, in dem der Quarz beim Einschalten immer wieder auf der gleichen Frequenz anschwingt, ist sehr klein. Beobachtet man beim Abgleich den Kollektorstrom des Oszillatortransistors, so läßt sich beim Durchdrehen des Trimmers im Kollektorkreis ein leichter Dip des Stroms feststellen. Das ist der Punkt, in dem der Quarz synchronisiert hat. Durch mehrmaliges Ein- und Ausschalten stellt man dann fest, ob der Oszillator auch immer wieder richtig anschwingt.

Auf alle Fälle sollte die Frequenz mit einem Dipmeter oder besser mit

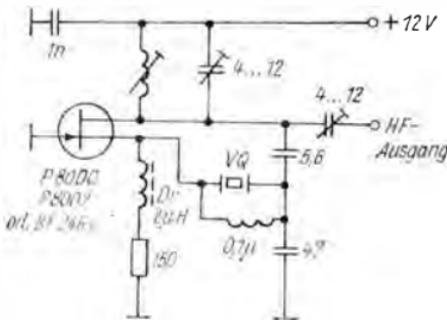
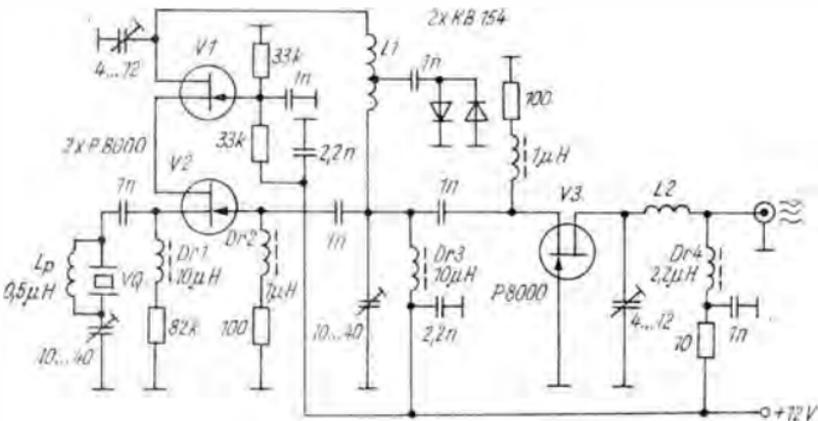


Bild 4

Stromlaufplan eines Obertonoszillators mit Hochstromfeld-effekttransistor. Diese Schaltung ist sehr rauscharm und kann die Bipolartransistoroszillatoren in Bild 3 ersetzen



L1: 5 Wdg., 0,6-mm-CuAg, auf 5mm Dorn gewickelt, Anzapfung bei 2,5 Wdg.  
L2: 6 Wdg., 0,6-mm-CuAg, auf 5mm Dorn gewickelt

Bild 5 Stromlaufplan eines sehr rauscharmen Obertonoszillators nach DK1AG

einem Zähler kontrolliert werden. Den Frequenzfeinabgleich kann man nur mit einem Zähler richtig vornehmen. Dazu wird der Ziehtrimmer, der in Reihe mit dem Quarz liegt, entsprechend eingestellt. Ist ein Zähler nicht zur Hand, muß im Betrieb jeder Oszillator auf die richtige Ausgangsfrequenz gezogen werden.

Als Indikatoren können z. B. Relais- und Bakenfrequenzen herangezogen werden. Auch ein guter Meßgenerator beseitigt alle Probleme. Mit einer digitalen Frequenzanzeige läßt sich der genaue Frequenzabgleich auch problemlos durchführen. Mit diesen Maßnahmen ist der eigentliche Abgleich der Oszillatorbaugruppe beendet. Wer Hochstromfeldeffekttransistoren wie P 8000 o. ä. besitzt, kann die Bipolartransistoren gegen diese auswechseln. Bild 4 gibt den Stromlaufplan der geänderten Oszillatorstufe wieder. Mit dieser Schaltung sind sehr günstige Parameter bezüglich des Seitenbandrauschens des Oszillatorsignals zu erzielen.

### Rauscharme Quarzobertonschaltung

Ein idealer Oszillator hat eine rein sinusförmige Ausgangsspannung mit konstanter Amplitude  $U_0$ . Das Frequenzspektrum besteht aus einer Linie mit der Frequenz  $\omega_0 = 2\pi \cdot f_0$ . Es ergibt sich auf diese Weise für die gesamte Ausgangsgröße

$$U_{(t)} = U_0 \cdot \sin(\omega_0 t + \varphi_0).$$

Das Ausgangssignal eines realen Oszillators sieht leider nicht so günstig aus. Es weist kurzzeitige Amplituden- und Phasen-(Frequenz-)Schwankungen auf, die mehr oder weniger statistisch verteilt auftreten. In der Spektraldarstellung entspricht das einer Verbreiterung der Linie in Verbindung mit Amplitudenschwankungen. Mathematisch wird eine derart verrauschte Schwingung wie folgt dargestellt:

$$\begin{aligned} U_{(t)} &= (U_0 + \varepsilon_{(t)}) \cdot \sin(\omega_{0(t)} t + \varphi_{(t)}), \\ \omega_{0(t)} t + \varphi_{(t)} &= \Phi_{(t)}. \end{aligned}$$

Aus dieser Gleichung ist zu ersehen, daß die Amplitude  $U_0$  durch einen Momentanwert  $\varphi_{(t)}$  verrauscht wird. Der rechte Teil der Gleichung, das Amplitudenrauschen, kann meist vernachlässigt werden, weil größtenteils im Oszillator oder in der weiteren Frequenzaufbereitung eine Amplitudengrenzung stattfindet. Das Ausgangssignal hat dann die Form

$$U_{(t)} = U_0 \cdot \sin(\omega_{0(t)} t + \varphi_{(t)}).$$

Zu einem beliebigen Zeitpunkt  $t$  beträgt die Momentanfrequenz dann:

$$f_{(t)} = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{d}{dt} \Phi_{(t)} = f_0 + \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{d\varphi_{(t)}}{dt}.$$

Hieraus ist der Zusammenhang zwischen Frequenz- und Phasenrauschen zu ersehen. Die Abweichung von der konstanten Frequenz geschieht, außer

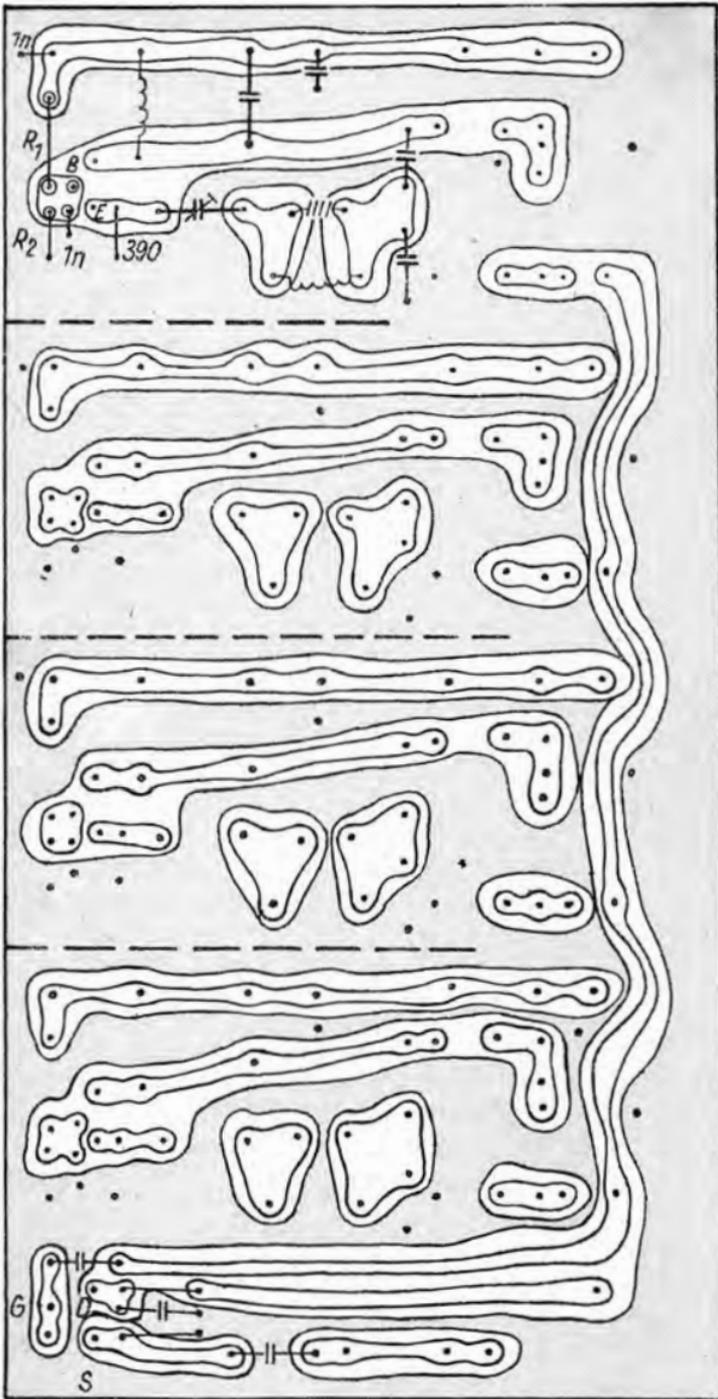


Bild 6 Leitungsführung der Platine für den 4-fach-Generator nach Bild 3

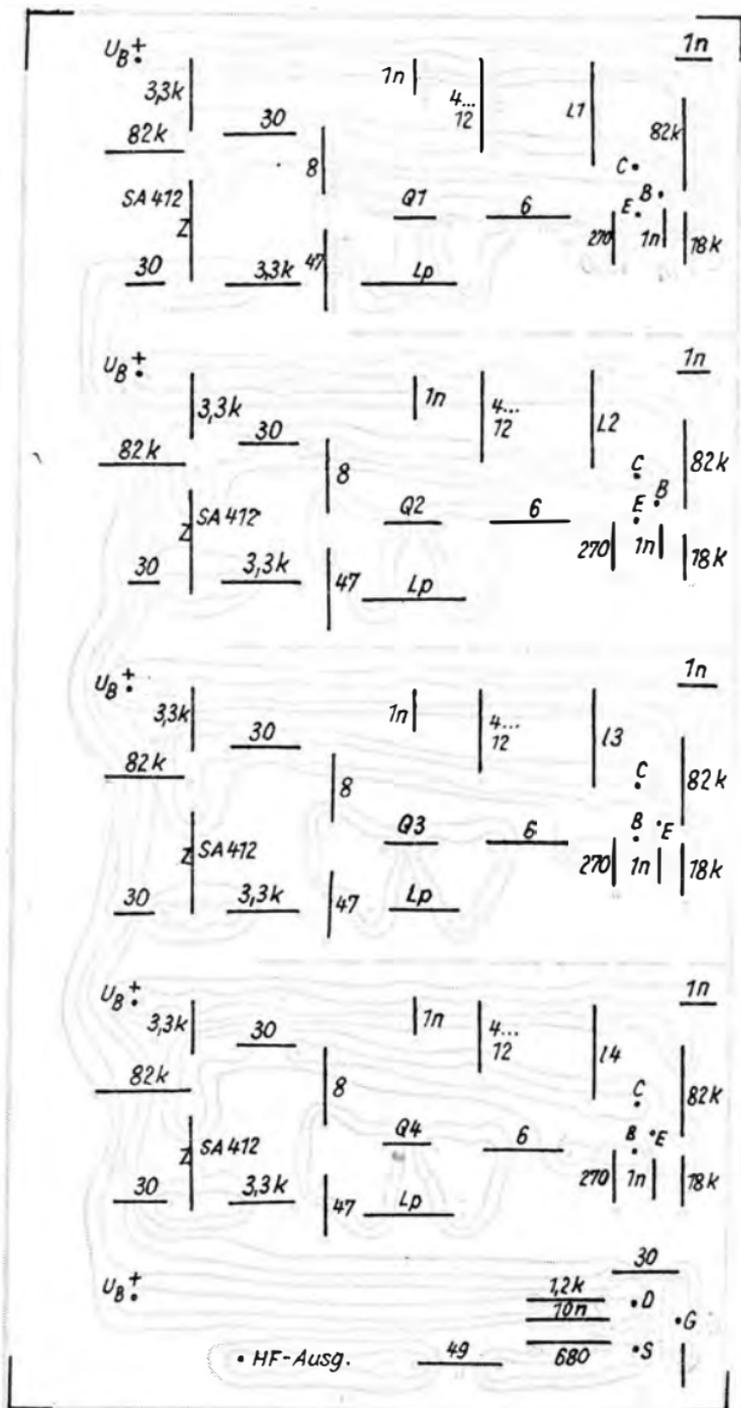


Bild 7 Bestückungsplan für die Platine nach Bild 6

durch äußere Einflüsse, durch das Rauschen der aktiven Bauelemente einschließlich des Quarzes.

Das bedeutet: Rauschseitenbänder eines Sendesignals belegen je nach Vielfachungsgrad einen mehr oder weniger großen Bereich in der Nachbarschaft der Sendefrequenz und überlagern dort einfallende schwache Signale beim benachbarten Funkpartner. Beim Empfänger überlagern sie sich in der Mischstufe mit jedem Eingangssignal und bewirken eine Desensibilisierung («Zu-Rauschen» oder auch in der Literatur als Blocking-Effekt bezeichnet) in der Umgebung aller einfallenden (stärkeren) Stationen. Daher müssen die Bauelemente besonders sorgfältig ausgewählt werden.

### Auswahlkriterien der aktiven Bauelemente

Bei bipolaren Transistoren wird das Rauschen wesentlich von der Basis-Emitter-Strecke bestimmt. Dabei rauschen pnp-Transistoren geringer als entsprechende npn-Transistoren. MOSFET rauschen sehr stark, wobei bei hohen Frequenzen das thermische Rauschen des Drain-Source-Kanals dominiert. Sperrschichtfeldeffekttransistoren rauschen gegenüber bipolaren Transistoren und MOSFET am wenigsten. Bei der Verwendung von FET sind Hochstromtypen wegen des größeren linearen Bereichs und des kleinen Sourceeingangswiderstands in Gateschaltung vorzuziehen.

Auch die geeignete Schaltung muß sorgfältig ausgewählt werden. Sehr wichtig ist eine Amplitudenbegrenzung durch Rückgang der Verstärkung bei hohen Amplituden. Insbesondere darf der Quarz kein Bauelement «sehen», dessen Arbeitspunkt sich beim Anschwingen oder im eingeschwungenen Zustand verändert, da die im Takt des HF-Signals schwankende Impedanz eine multiplikative Mischung von Rauschseitenbändern bewirkt. Ein weiteres Kriterium bei der Wahl der Schaltung ist die Betriebsgüte. So sollte die Güte des Quarzes nicht zu stark durch die weitere Beschaltung der Bauelemente des Oszillators vermindert werden. Die in Bild 5 gezeigte Schaltung entspricht in allen Parametern den angeführten Bedingungen. Man sollte diese, wenn die Mittel vorhanden sind, auch anwenden. Das ist sehr wichtig, wenn das Oszillatorsignal noch weiter vervielfacht werden muß, damit es sich für die UHF/SHF-Bänder zur Sende/Empfangs-Aufbereitung heranziehen läßt.

### Literatur

- [1] *Neubig, B.*, Entwurf von Quarzoszillatoren, UKW-Berichte 19 (1979), Heft 1, Seite 45
- [2] *Neubig, B.*, Extrem rauscharmer 96-MHz-Quarzoszillator für die UHF/SHF-Frequenzaufbereitung, UKW-Berichte 21 (1981), Heft 1, Seite 24 ff.
- [3] *Börs, G.*, SSB im 10-GHz-Band, 1. Teil: Injektionsfrequenz-Aufbereitung, UKW-Berichte 20 (1980), Heft 1, Seite 2
- [4] *Less, M.*, Modernes Eingangsteil für 70-cm-Empfänger, UKW-Berichte 20 (1980), Heft 1, Seite 16

# Millivoltmeter im Taschenformat

Hanno Reimann



Für die Meßpraxis in der Niederfrequenztechnik wird die Schaltung für ein Millivoltmeter vorgestellt, das sehr handlich aufgebaut werden kann. Grundlage dafür war eine Schaltung in [1], die für den Anwendungszweck umdimensioniert wurde. Die erreichten technischen Daten sind:

- Frequenzbereich            10 Hz ... 150 kHz (-1 dB)
- Meßbereiche                1/10/100 mV und 1/10 V
- Eingangswiderstand        1 M $\Omega$ /30 pF
- Stromversorgung            Flachbatterie 4,5 V

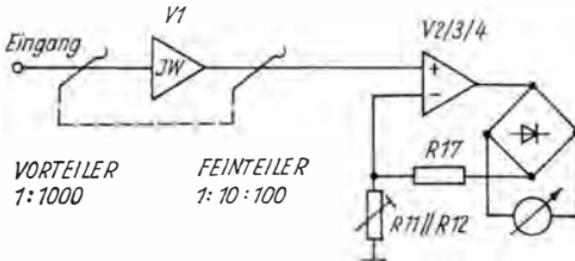


Bild 1  
Prinzipstromlaufplan  
des Millivoltmeters

Bild 1 zeigt den Prinzipstromlaufplan des Millivoltmeters, dessen aktiver Schaltungsteil aus dem Impedanzwandler (V1) und dem Anzeigeverstärker (V2/3/4) besteht. Da auf Grund der niedrigen Versorgungsspannung und des angestrebten niedrigen Stromverbrauchs kein Operationsverstärker verwendet werden kann, wird der Anzeigeverstärker in stromsparender, diskreter Technik aufgebaut. Das sichert weiterhin eine höhere Grenzfrequenz als unter Verwendung von Standardoperationsverstärkern. Das Millivoltmeter zeigt in Effektivwerten geeichte Mittelwerte auf einer annähernd linearen Skale an.

Bild 2 zeigt den Stromlaufplan. Der Vorteiler, bestehend aus  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $C_1$  und  $C_2$ , ist kapazitiv frequenzkompensiert. Damit für den Impedanzwandler ein hoher Eingangswiderstand erreicht wird, wird er mit einem Sperr-

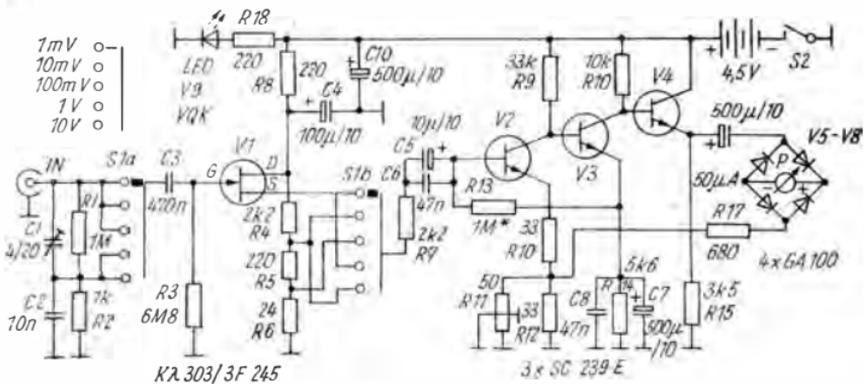


Bild 2 Stromlaufplan des Millivoltmeters

schicht-FET in Sourcefolgerschaltung ausgeführt. Die Versorgungsspannung ist von der übrigen Schaltung mit C4 und R8 entkoppelt. Der folgende Feinteiler aus R4, R5 und R6 braucht auf Grund seiner Niederohmigkeit nicht frequenzkompensiert zu werden. R7 verhindert das schlagartige Umladen von C5 auf den neuen Gleichspannungswert und damit ein starkes Ein- und Überschwingen des Meßwerts beim Umschalten der Meßbereiche. Der zu C5 parallelgeschaltete Kondensator C6 bewirkt die Überbrückung der hohen Frequenzen, ebenso C8.

Der folgende direktgekoppelte Verstärker zeigt keine Besonderheiten. Die

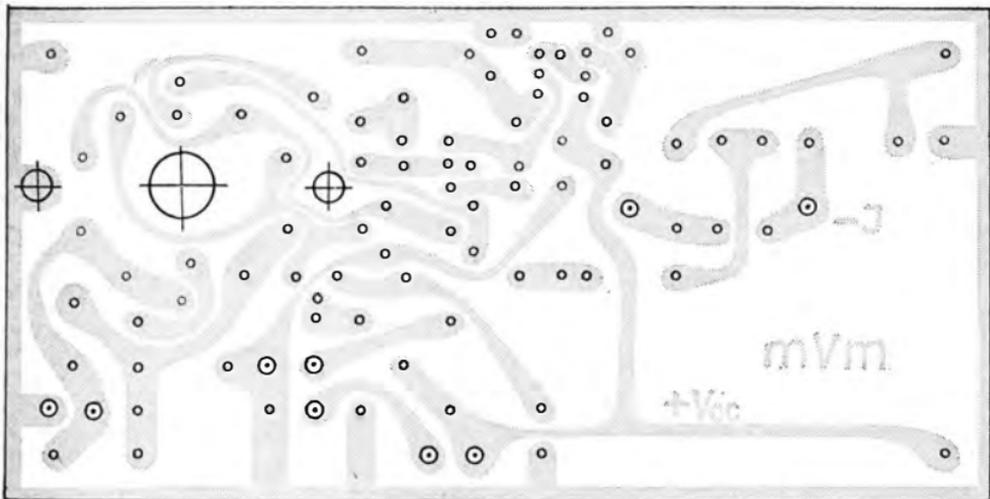


Bild 3 Leiterplatte für das Millivoltmeter (110 mm × 55 mm)

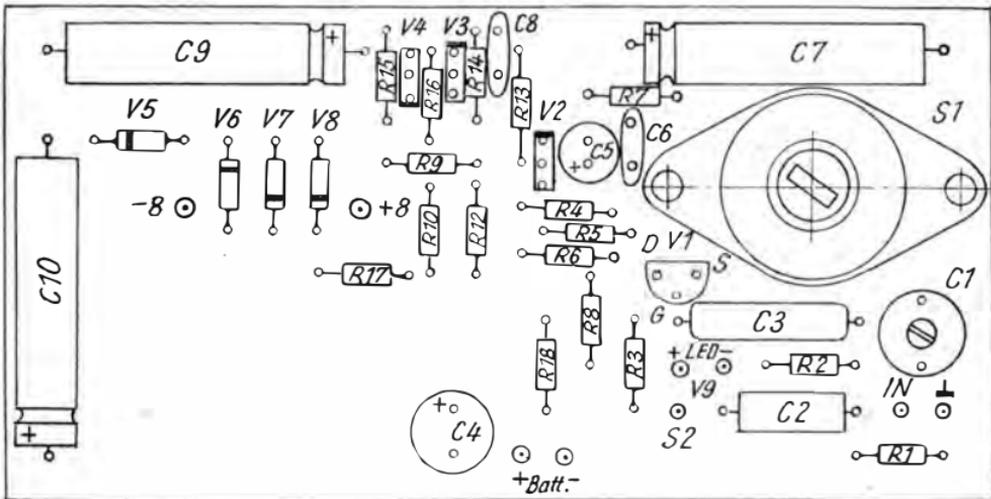


Bild 4 Bestückungsplan für die Leiterplatte nach Bild 2/Bild 3

Gleichrichterdioden V5 ... V8 sind der geringen Flußspannung wegen Germaniumdioden, um noch im empfindlichsten Bereich des Geräts eine Anzeige zu ermöglichen. Für V2 wird ein rauscharmer Transistor eingesetzt. Mit R13 stellt man den Arbeitspunkt des Verstärkers (+ 2 V am Emitter von V4) und mit R11 den Vollausschlag am Instrument P ein. R11 wird auf die Leiterseite der Platine gelötet. Zur Frequenzkompensation stellt man mit C1 den Vollausschlag bei 100 kHz wieder her. Damit ist das Gerät abgeglichen.

Bild 3 zeigt die Leiterplatte, Bild 4 gibt den Bestückungsplan wieder. Als Meßwerk wird ein  $\mu\text{A}$ -Meter mit 50  $\mu\text{A}$  Vollausschlag mit den mechanischen Abmessungen 50 mm  $\times$  45 mm  $\times$  36 mm verwendet. Der Meßbereichschalter ist ein 1-Ebenen-Febana-Schalter mit 2  $\times$  5 Schalterstellungen, der Ausschalter ein Miniatorschiebeschalter. C6 und C8 sind keramische Scheibenkondensatoren. Das gesamte Gerät hat in einem Gehäuse mit den Abmessungen 115 mm  $\times$  60 mm  $\times$  70 mm Platz.

#### Literatur

- [1] Rózsa, S., Vom Voltmeter zum Katodenstrahloszillografen, Teil 16, Radio-technika, Heft 12/1974, Seite 582/584

# Mehrband-Drahtricht- antennen mit geringem Drehradius

Karl Rothammel – Y21BK

Der Funkamateure wünscht sich für seine Antenne bestmögliche Wirksamkeit bei geringstmöglichem Aufwand. Letzteres bedeutet: Minimaler Platzbedarf, kleines Gewicht und geringer Windwiderstand; aber auch die leichte Beschaffbarkeit des Baumaterials und eine hohe mechanische und elektrische Lebensdauer werden gefordert. Eine Antennenform, die diese Wünsche gleichermaßen erfüllt, wurde noch nicht gefunden. Aber es wurden und werden von experimentierfreudigen Funkamateuren immer wieder Kompromißlösungen erdacht, die sich den obigen Forderungen mehr oder weniger gut annähern. Als ein Beispiel dafür soll der *VK2ABQ*-Beam mit seinen Abwandlungen dienen.

Am anschaulichsten läßt sich die Wirkungsweise dieser Antenne erklären, wenn man vom Halbwellendipol mit einem parasitären Element ausgeht (Bild 1 a). Dieses ist die einfachste unidirektionale 2-Element-Richtantenne, deren Gewinn rund 4 dB beträgt. Wird das Parasitärelement als Reflektor abgestimmt und beträgt der Elementabstand  $0,25 \lambda$ , stellt sich ein maximal möglicher Gewinn von 4,5 dB, bei einem Speisepunktwiderstand von etwa 50 bis  $60 \Omega$  ein. Um spätere Vergleichsmöglichkeiten zu schaffen, soll die

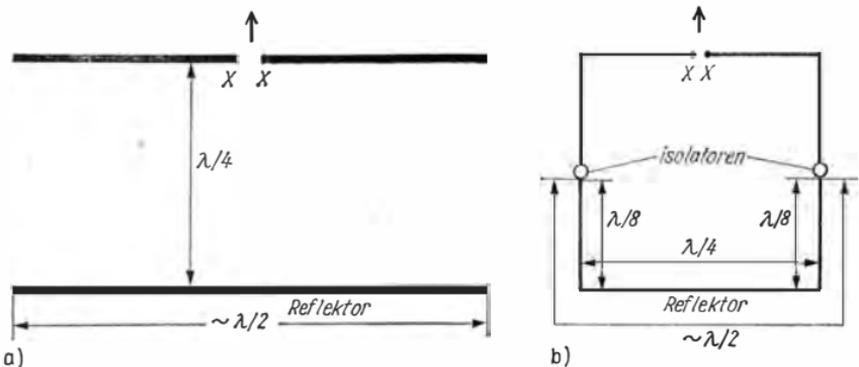


Bild 1 Die Entstehung eines *VK2ABQ*-Elements; a – 2-Element-Richtstrahler mit  $0,25 \lambda$  Abstand des parasitären Reflektors, b – 2-Element-Richtstrahler mit abgelenkten Elementen nach *VK2ABQ*

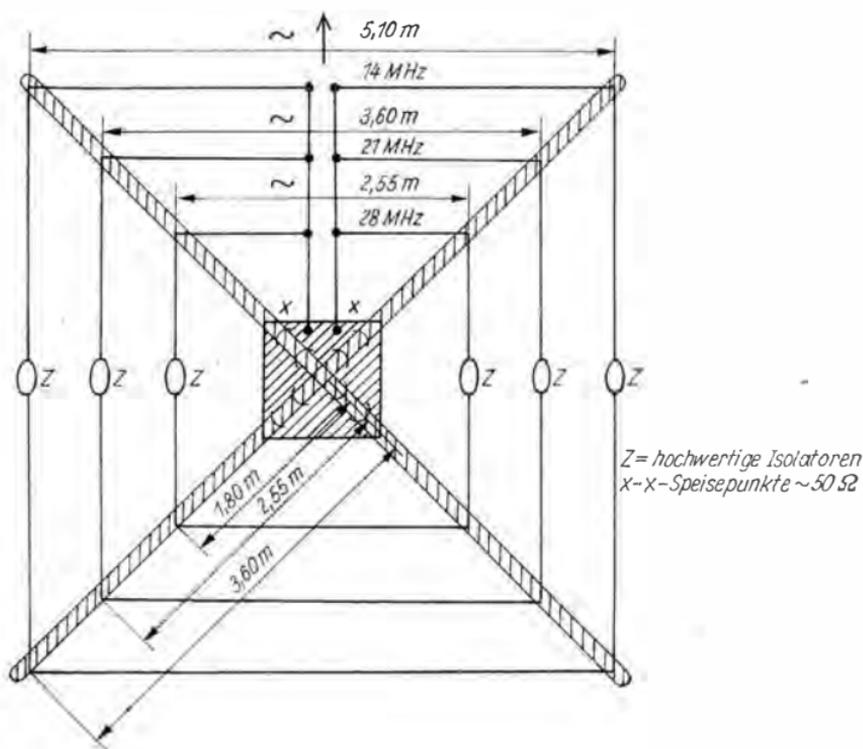


Bild 2 Der VK2ABQ-Dreiband-Beam

Elementlänge mit  $10\text{ m}$  ( $\lambda/2$ ) und der Elementabstand mit  $5\text{ m}$  ( $\lambda/4$ ) angenommen werden, womit näherungsweise Resonanz im 20-m-Band besteht. Ein solcher Beam hat einen Drehradius von reichlich  $7\text{ m}$ , und er bedeckt vergleichsweise eine Fläche von  $50\text{ m}^2$ .

Allgemein ist festzustellen, daß eine Antenne am stärksten aus dem Strombauch abstrahlt, dessen Maxima in diesem Fall in den Dipolmitten liegen. Deshalb können die äußeren Dipolenden abgelenkt werden, ohne daß sich die Strahlungseigenschaften des Systems grundlegend verändern. Das wurde entsprechend in Bild 1 b ausgeführt: Beide Elemente wurden  $\lambda/8$  von ihren Enden entfernt rechtwinklig abgelenkt, so daß sich die Elementenden gegenüberstehen, aber voneinander isoliert sind. Unter Beibehaltung des Elementabstands von  $\lambda/4$  entstand somit ein 2-Element-Richtstrahler, der gegenüber der «weiträumigen» Ausführung Bild 1 a einige mechanische Vorzüge aufweist: Der Drehradius für den 20-m-Beam nach VK2ABQ beträgt nur noch etwa  $3,60\text{ m}$ , und der Flächenbedarf ist auf die Hälfte ( $= 25\text{ m}^2$ ) gesunken.

Natürlich muß mit einem Gewinnabfall gegenüber der normalen «weiträumigen» Ausführung nach Bild 1 a gerechnet werden, und auch die Er-

klärung der physikalischen Wirkungsweise bedarf einer Ergänzung. Tatsächlich liegen die elektrischen Verhältnisse beim  $VK2ABQ$ -Element etwas komplizierter, denn man kann das Reflektorelement nicht als rein parasitär betrachten. Durch die enge Verkopplung der Elementenden (Spannungsbau), die nur durch Isolatoren voneinander getrennt sind, entsteht ein mit  $90^\circ$  Phasenunterschied spannungsgekoppelter Reflektor. Demnach müßte das Richtdiagramm die Form einer Kardioide aufweisen. Meßtechnisch untermauerte Untersuchungen zu diesem Wirkungsprinzip beim  $VK2ABQ$  stehen noch aus.

Bei der mechanischen Verwirklichung dieser Richtantenne wird als Antennenträger ein X-förmiges Gestell verwendet, dessen Speichen aus Rundholz, Bambus oder glasfaserverstärktem Polyesterharz bestehen (Bild 2). Die Elemente werden aus Metalldrähten beliebigen Durchmessers gefertigt, die sich auf den Tragespeichen abstützen. Im Zentrum des Tragegestells befindet sich eine geeignete Platte aus Holz oder Hartgewebe, auf der die Speichen befestigt sind. Zusammenhängende Metallmassen innerhalb des Tragegerüsts sind zu vermeiden. Metallrohrstützen, die möglicherweise zur Aufnahme der Speichen verwendet werden, sollen untereinander und mit dem Tragemast keine galvanische Verbindung haben. Die Speichenenden sind mit einem umlaufenden kräftigen und dehnungsbeständigen Kunststoffdraht (z. B. Angelschnur) verspannt, so daß dieser gleichzeitig die Führung für die Elementdrähte übernehmen kann. Das ergibt eine gute Isolation verbunden mit der einfachen Möglichkeit von Längenkorrekturen an den Elementen.

Wie aus Bild 2 hervorgeht, hat der  $VK2ABQ$ -Beam das Aussehen und den Umfang eines «liegenden» Quad-Elementes, unterscheidet sich aber grundlegend in der elektrischen Wirkungsweise. Der Beam ist ein unidirektionaler 2-Element-Richtstrahler, dessen Gewinn nach Angaben von  $VK2ABQ$  etwa 4 dB beträgt, während das Quad-Element bei gleichem Materialaufwand und Platzbedarf eine bidirektionale Ganzwellenschleife mit einem Gewinn von knapp 1 dB darstellt, die in vertikaler Position betrieben wird.

Neutralgische Punkte beim  $VK2ABQ$ -Beam sind die Isolatoren  $Z$  an den Elementenden, an denen sich diese in geringem Abstand gegenüberstehen. Dort befinden sich die Spannungsmaxima in Verbindung mit einer kapazitiven Endbelastung. Es ist deshalb verständlich, daß die bekannten Bemessungsformeln für Halbwellendipole keine brauchbaren Ergebnisse bringen; sie können aber als Grundlage verwendet werden, wenn man sich die Möglichkeit nachträglicher Längenkorrekturen sichert. Es ist anzunehmen, daß Eisbehang und Rauhreif die Funktion beeinträchtigen.

Bild 2 zeigt, daß man den Einband-Beam ohne großen Mehraufwand in einen Mehrbandstrahler umwandeln kann, im vorliegenden Fall in einem Dreiband-Beam für 14 MHz, 21 MHz und 28 MHz. Interessant ist hier die Dreiband-Speisung über ein einziges Koaxialkabel, das ohne Symmetriewandlung an den Punkten x-x angeschlossen wird.  $VK2ABQ$  verwendete eine  $72\text{-}\Omega$ -Paralleldrahtleitung, aber auch eine  $300\text{-}\Omega$ -Flachbandleitung wird als brauchbar erachtet. Wichtig ist, daß die Verbindungsleitungen nicht in sich verdreht werden dürfen. Der Abgleich für den Dreibandbetrieb dürfte

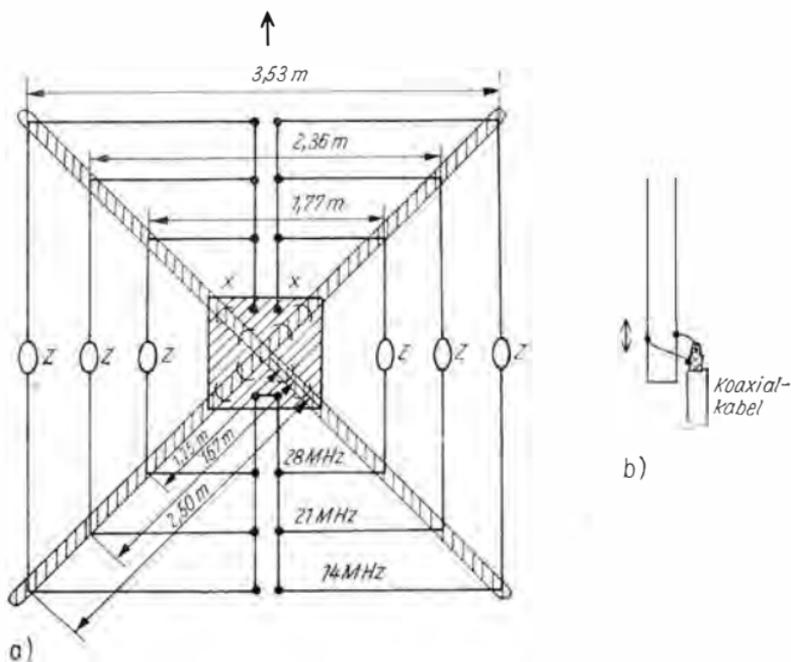


Bild 3 Miniaturausführung des VK2ABQ-Dreiband-Beam

ein Geduldspiel sein, das hauptsächlich darin besteht, für die gespeisten Elemente die Halbwellenresonanz durch Verändern der Elementlängen und der Abgriffe auf der Zweidrahtleitung (das gilt für 21 MHz und 28 MHz) herzustellen. Nimmt man diesen sicherlich zeitraubenden Abgleich in Erdbodennähe (z. B. in 2 m Höhe) vor, sollte man die Resonanzen auf den niederen Bandanfang oder etwas darunter verlegen; dann liegen die Resonanzen am endgültigen Standort in größerer Höhe etwa bei Bandmitte. Für 14 MHz schwanken die (gestreckten) Elementlängen zwischen 9,30 m und 10,40 m, für 21 MHz werden Werte zwischen 6,70 m und 7,20 m sowie für 28 MHz Längen von 4,95 m bis 5,20 m angegeben. Die Speichenlänge beträgt – wie in Bild 2 eingetragen – für 14 MHz = 3,60 m, bei 21 MHz = 2,55 m und bei 28 MHz = 1,80 m.

Die in Bild 3a dargestellte Miniaturausführung des Dreiband-Beam kommt mit einem Drehradius (= Speichenlänge) von 2,50 m aus. Die zur Halbwellenresonanz fehlenden Drahtlängen befinden sich in den Paralleldrahtleitungen. Diese müssen mit einem Leiterabstand von nicht weniger als 50 mm hergestellt werden. Am Speisepunkt x-x kann ein 52-Ω-Koaxialkabel direkt angeschlossen werden, wobei sich ein noch zuvertretendes Stehwellenverhältnis ergibt. Eine günstigere Lösung für die Koaxialkabelspeisung ist in Bild 3b dargestellt; durch Verschieben der Anschlüsse läßt sich in diesem Fall eine

bessere Anpassung an beliebige Wellenwiderstände des Koaxialkabels ermöglichen. Die Speichenlänge beträgt für 14 MHz = 2,50 m, bei 21 MHz = 1,67 m und bei 28 MHz = 1,25 m. *VK2ABQ* gibt für diese Minibauform einen Gewinn von 3 dB bei einer Rückdämpfung von 12 bis 15 dB an. Die Elemente für 21 MHz und 28 MHz müssen durch entsprechendes Verschieben der Anschlußpunkte auf den Paralleldrähten abgeglichen werden.

Eine von Bild 2 etwas abweichende Aufbauart wurde von *G3LZR* konstruiert (Bild 4). In diesem Fall werden die Elementmitten unter Umgehung einer Paralleldrährtleitung direkt zusammengeführt. Dabei sind die Mitten der Reflektorelemente durch kleine Isolatoren galvanisch voneinander getrennt. *G3LZR* schreibt vor, daß sich die Elementenden an den Isolatoren Z nur mit einem Abstand von höchstens 6 mm (maximal 1/4") gegenüberstehen dürfen. Es werden nicht nur die Speichenlängen angegeben (eingezeichnet), sondern auch der Gesamtumfang der einzelnen Systeme. Er beträgt für 14 MHz = 21,03 m, für 21 MHz = 14,17 m und für 28 MHz = 10,62 m. Diese Angaben sind geeignet, den Abgleich etwas zu erleichtern. Wenn es sich beim Abgleich als notwendig erweist, können die Reflektorelemente in ihrer geometrischen Mitte aufgetrennt werden, und man fügt dort einen Abstimmstub ein. Zur Speisung kann an die Punkte x-x ein beliebig langes 75- $\Omega$ -Koaxialkabel ohne Symmetriewandler angeschlossen werden.

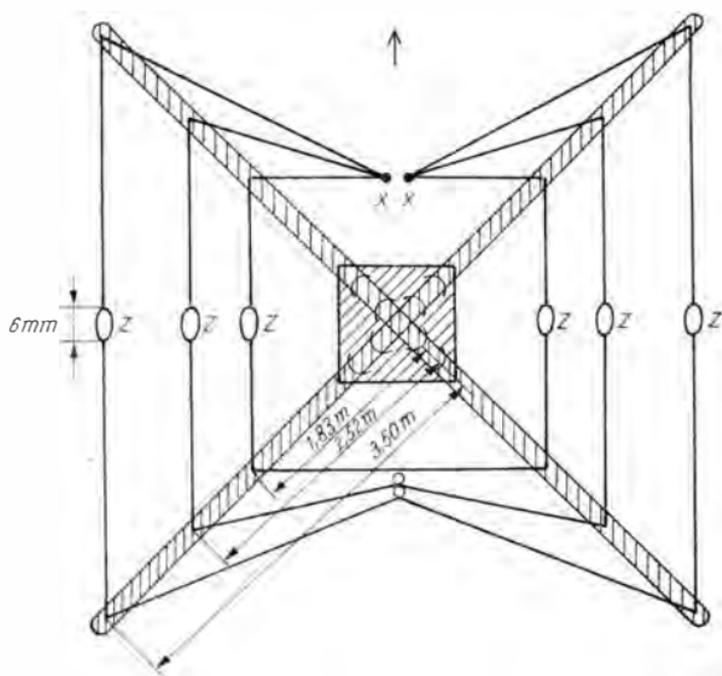


Bild 4 Variante des *VK2ABQ*-Dreiband-Beam nach *G3LZR*

Eine weitere Variante des *VK2ABQ*-Beam in Rechteckform wird von *G6XN* vorgeschlagen und in [1] beschrieben.

Den bisher aufgeführten Bauformen des *VK2ABQ*-Beam wird eine gute Rückdämpfung bescheinigt; leider bleibt auch bei sorgfältigem Abgleich der Antennengewinn sichtlich unter dem eines konventionellen 2-Element-Beam (z. B. Bild 1 a). Diese Minderleistung wird offenbar durch die sich in geringem Abstand gegenüberstehenden Elementenden verursacht. *G3LDO* konstruierte eine Bauform, die diese Nachteile nicht aufweist und ohne Schwierigkeiten abgeglichen werden kann [2]. Er nennt sie *G3LDO*-Doppel-D, Bild 5a zeigt das Prinzipschema in der Draufsicht und Bild 5b als Seitenansicht. Die Elementenden sind mit  $45^\circ$  so angewinkelt, daß sie in der Richtung der diagonalen Tragespeichen liegen. Sie verlaufen aber nicht auf den Speichen, sondern über diesen in Richtung zum verlängerten Tragemast, der als Spannturm ausgebildet ist. Dort sind die Elementenden über Kunststoffdrähte (gestrichelt eingezeichnet) abgespannt. Diese Bauweise ergibt große Abstände zwischen den Elementenden in Verbindung mit hochwertiger Isolation; außerdem wird einem Durchhang der Speichen durch die Abspannung entgegengewirkt.

Die Bemessungsangaben von *G3LDO* sind sehr präzise, so daß ein einfacher Nachbau und Abgleich möglich ist. Die Abwinkelung der Elementenden bewirkt eine elektrische Verkürzung. Dadurch tritt die Halbwellenresonanz des gespeisten Elementes erst bei einer Länge von etwa  $0,52 \lambda$  ein. Daraus ergibt sich die Bemessungsformel für das gespeiste Element *S* aus Blankdraht

$$S = \frac{156,5}{f}; \quad (1)$$

*S* in m, *f* in MHz.

Werden PVC-umhüllte Drähte verwendet, sind die Elemente etwas zu verkürzen. Der Verkürzungsfaktor *V* wurde mit etwa 0,96 festgestellt.

Daraus ergibt sich

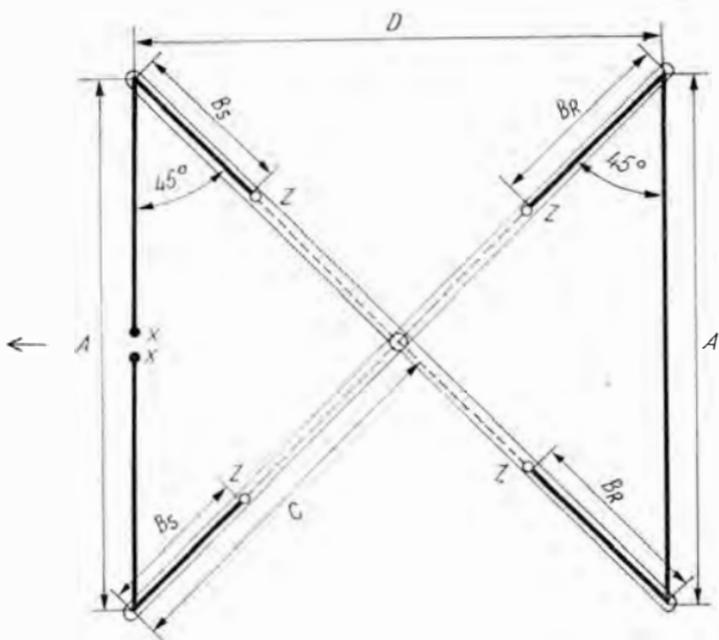
$$S_{\text{(PVC)}} = \frac{150,5}{f}; \quad (2)$$

*S* in m, *f* in MHz.

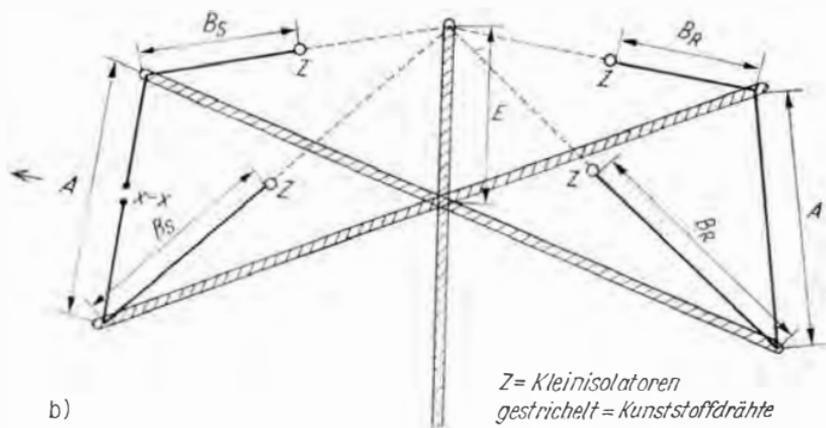
In gleicher Weise muß mit der Längenbemessung des Reflektors verfahren werden:

$$R = \frac{169,4}{f} \quad (3)$$

$$R_{\text{(PVC)}} = \frac{162,88}{f} \quad (4)$$



a)



b)

Z = Kleinisolatoren  
gestrichelt = Kunststoffdrähte

Bild 5 Bemessungsschema für den G3LDO-Doppel-D-Beam; a – Draufsicht, b – Seitenansicht

Nachstehende Tabelle bezieht sich auf Bild 5, sie enthält alle erforderlichen Bemessungsangaben für ausgewählte Resonanzfrequenzen im 14-MHz-, 21-MHz- und 28-MHz-Band (nach *G3LDO*).

#### Bemessungsangaben zu Bild 5

Resonanzfrequenzen	Resonanzlängen		Teillängen					
	S	R	A	B <sub>S</sub>	B <sub>R</sub>	C	D	E
14,2 MHz	11,02	11,94	6,22	2,40	2,86	4,55	6,68	0,84
21,25 MHz	7,36	7,98	3,90	1,73	2,04	2,85	4,20	0,56
28,5 MHz	5,50	5,94	2,90	1,30	1,52	2,15	3,10	0,38

(alle Angaben in m)

Die Elementlängen beziehen sich auf die Verwendung von Kupferblankdraht. Bei PVC-isolierten Drähten sind die Längen mit dem Verkürzungsfaktor 0,96 zu multiplizieren oder nach Gl. (2) bzw. Gl. (4) zu errechnen. Die Resonanzlängen *S* (gespeistes Element) und *R* (Reflektor) ergeben sich aus der Addition  $A + 2B_S$  bzw.  $2B_R$ . Für beliebige andere Resonanzfrequenzen können die Elementlängen nach den Gl. (1) bis Gl. (4) berechnet werden. Die unter *C* angegebenen Abmessungen der Speichenarme wurden etwas länger als erforderlich bemessen. Beim Abgleich mit Dip-Meter sind bei den in der Tabelle vorgegebenen Frequenzen für die Reflektorresonanz 13,56 MHz, 20,25 MHz und 27,2 MHz einzustellen. Der Speisepunktwidestand  $x-x$  beträgt etwa  $50\Omega$ , so daß der Direktanschluß eines Koaxialkabels möglich wäre. Günstiger ist es jedoch, über ein Gamma-Glied anzupassen.

Ein stabiles Tragegestell fordert dazu heraus, Mehrbandausführungen mit ineinander geschachtelten Elementen zu bauen. Es bereitet auch keine Schwierigkeiten, weitere Elemente z. B. für die neuen Amateurbänder 12 und 17 m nachträglich einzusetzen. Der Mehraufwand an Material und an Gewicht sind dabei minimal. Eine gemeinsame Speisung aller Elemente über ein Koaxialkabel wird jedoch nicht empfohlen, da der Abgleich dann erhebliche Schwierigkeiten bereiten kann. Viel günstiger ist es, wenn jedes Band sein eigenes Koaxialkabel erhält, das über ein Gamma-Glied an das gespeiste Element angepaßt wird.

Der *G3LDO*-Beam zeichnet sich durch große Nachbausicherheit und unkompliziertes Abgleich aus. Auch als Mehrbandausführung bietet er keine mechanischen oder elektrischen Probleme. Wenn das Tragegerüst ausreichend mit geeigneten Kunststoffdrähten abgespannt wird, ist das System sturmsicher, leicht und dauerhaft. Somit ist diese Draht-Richtantenne auch für den Anfänger ein geeignetes Nachbauprojekt.

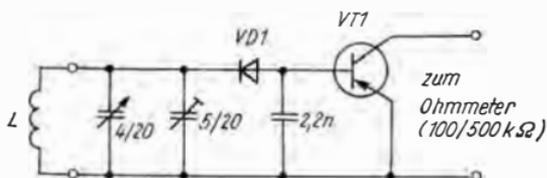
## Literatur

- [1] *Hawker, P.*, Making antennas work, RADIO COMMUNICATION; London (1980) May, Seite 487 bis 489
- [2] *Dodd, P.*, Wire beam antennas and the evolution of the G3LDO double-D, RADIO COMMUNICATION, London (1980) June/July, Seite 616 bis 619
- [3] *Dale, G.N.*, HF antennas: a practical application of the VK2ABQ, RADIO COMMUNICATION, London (1980) September, Seite 819 bis 892
- [4] *Hawker, P.*, Amateur Radio Techniques, Sixth Edition, RSGB London 1978, The Bow-tie, Seite 270 bis 271, The VK2ABQ Triband Beam, Seite 291 bis 292, Miniature VK2ABO «X» Beams, Seite 296 bis 297

## ELEKTRONIK-SPLITTER

### VFO für einen einfachen CW-Transceiver

Einfache Transceiver (Sende-Empfangsgeräte) der Funkamateure für QRP-Betrieb verwenden oft das Direktmischprinzip, so daß der schaltungstechnische Aufwand gering ist. Der Steueroszillator (VFO) wird sowohl bei Sende- wie auch bei Empfangsbetrieb verwendet. Der Stromlaufplan zeigt den VFO für den in [1] beschriebenen CW-Transceiver für das 160-m-Band. Es ist eine Clapp-Schaltung, bei der die Frequenzabstimmung elektronisch mit einer Kapazitätsdiode erfolgt. Als Kapazitätsdiode VD1 wird in der Originalschaltung eine Siliziumgleichrichterdioden *KY 130/300* (etwa *SY 360/3*) verwendet. Mit dem Umschalter S werden



die Vorwiderstände der Abstimmungspannung umgeschaltet. Mit dem Festwiderstand  $2,2\text{ k}\Omega$  bleibt stets die eingestellte Sendefrequenz erhalten. Bei Empfang dagegen kann eine Verstimmung der Empfangsfrequenz mit dem Potentiometer  $5\text{ k}\Omega$  erfolgen (RIT-Betrieb). Der Schwingkreis ( $L = 150\text{ Wdg.}$ ,  $0,3\text{-mm-CuL}$ , Spulenkörper  $8\text{ mm}$ ) kann auch für andere KW-Amateurbänder umdimensioniert werden. Die Betriebsspannung wird mit der Z-Diode VD2 (*SZ 600/6,2*) stabilisiert. Für die Transistorbestückung eignen sich *SF 136* (VT1) und *SC 236/SF 225* (VT2).

K. H. S.

## Literatur

- [1] OL2AXW, 160-m-CW-Transceiver für QRP-Betrieb, Radioamaterský Zpravodaj, Heft 10/1981, Seite 6 bis 13

Obering. Karl-Heinz Schubert – Y21XE

**Direktmischempfänger 80/40 m**

Die Detektorschaltung von *W. Poljakow (RA3AAE)* wurde im Elektronischen Jahrbuch 1979 schon vorgestellt. Sie besteht aus 2 antiparallelgeschalteten Dioden (Bild 1). Infolge des Schaltverhaltens der Dioden muß die Oszillatorfrequenz  $f_0$  genau der halben Eingangsfrequenz  $f_c$  entsprechen. Ein weiterer Vorteil besteht darin, daß ohne Oszillatorsignal keine Demodulation erfolgt. Außerdem ist nur eine kleine Oszillatorspannung erforderlich, und

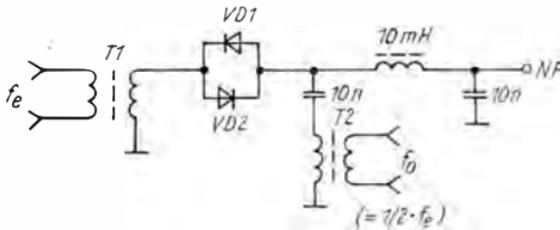


Bild 1  
Prinzip des Demodulators mit antiparallel geschalteten Dioden

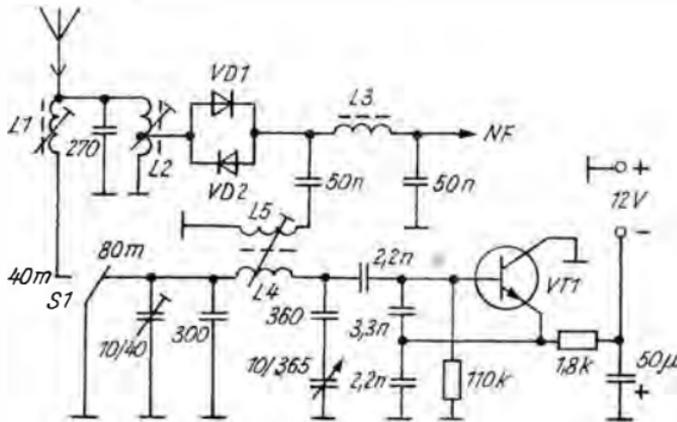


Bild 2 Direktmischempfänger für das 80/40-m-Band [1]

es gibt keine Probleme mit der 50-Hz-Brummspannung. Die größte NF-Amplitude entsteht, wenn das Oszillatorsignal gerade so groß ist, daß die Dioden leitend werden. Größere Oszillatorsignale verschlechtern die NF-Ausbeute und die AM-Unterdrückung. Nachteilig ist die nicht vorhandene Balance, so daß das Rauschen des Oszillators im NF-Verstärker hörbar wird. Auch tritt Demodulation mit harmonischen Frequenzen auf, so daß eine gute Eingangsselektion vorhanden sein muß.

Bild 2 zeigt die Eingangs- und die Oszillatorschaltung eines DM-Empfängers für die Amateurbänder 80 m und 40 m. Gut gelöst ist die einfache Bandumschaltung. Bei 80 m werden mit S1 die beiden linken Kondensatoren kurzgeschlossen, also L4 direkt an Masse gelegt. Für 40-m-Empfang wird der Kurzschluß der Oszillatorverkürzungskondensatoren aufgehoben, dafür dem Eingangskreis die Spule L1 parallelgeschaltet. Als NF-Verstärker kann der nach Bild 3 verwendet werden. Für VT1 wird ein Transistor SF 225 eingesetzt, als Dioden VD1/VD2 eignen sich SAY 16/20. Für die Spulen wird CuL-Draht 0,15 mm verwendet. Die Spulenkörper 6 mm Durchmesser haben einen HF-Abgleichkern; L1 = 14 Wdg., L2 = 5 + 19 Wdg., L4 = 24 Wdg., L5 = 6 Wdg. Für L3 (100 mH) wird ein Ferritschalenkern 22 × 13 (A<sub>L</sub> = 630 nH) verwendet, der etwa 400 Wdg., 0,15-mm-CuL, erhält.

### Direktmischempfänger für 10-m-Empfang

Der Empfänger ist ausgelegt für den Empfang des SSB-Bereiches im 10-m-Band (28,5 bis 29,1 MHz). Dazu muß der Oszillator (VT4) im Bereich von 14,25 bis 14,55 MHz abstimmbare sein. Der Oszillator wird elektronisch mit dem Potentiometer R1 abgestimmt. Die Eingangsschaltung wird von einem HF-Bandfilter gebildet, wobei beide Kreise L1/L2 fest auf etwa 28,8 MHz abgestimmt sind. Die Spulenkörper aus Keramik haben 6 mm Durchmesser (Abstand L1/L2 etwa 12 ... 15 mm), als Spulendraht wird versilberter Kupfer-

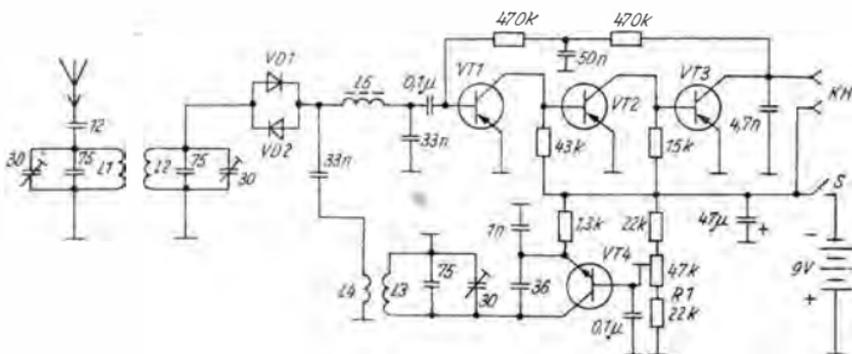


Bild 3 Direktmischempfänger für das 10-m-Band [2]

ferdraht 0,5 mm eingesetzt. Die Windungszahlen sind  $L1 = L2 = 7$  Wdg.,  $L3 = 14$  Wdg.,  $L4 = 2 \dots 3$  Wdg.  $L5$  hat 100 mH und bildet mit den beiden Kondensatoren 33 nF ein Tiefpaßfilter bis etwa 3 kHz. Für  $L5$  sind auf einem Ferritringkern 18 mm Durchmesser etwa 300 Wdg., 0,25-mm-CuL, aufzubringen (siehe auch Werte zu  $L3$  in Bild 2). Der NF-Verstärker ist mit rauscharmen Germaniumtransistoren bestückt, wobei die Stromverstärkung im Bereich von 50 ... 60 liegt. Für VT4 eignet sich der Siliziumtransistor SF 136. Als Demodulatorioden VD1/VD2 eignen sich *SAY 16/20*.

Mit dem DM-Empfänger wird eine HF-Empfindlichkeit von etwa 0,5  $\mu$ V erreicht. Er kann auch zum Empfang der Signale von Amateursatelliten eingesetzt werden. Als Antenne genügt eine 2,5 m lange Stabantenne.

### VFO für 80/40/20 m

Der umschaltbare VFO ist gedacht für einen Telegrafiesender, der in den Amateurbändern 80/40/20 m arbeitet. Die Abstimmung nimmt man mit einem Drehkondensator 50 pF vor. Mit Diode VD1 wird eine Stabilisierung der Oszillatoramplitude erreicht. In der Tastschaltung wirkt die Diode VD2 als gesteuerter Schalter. Damit bei Empfang die Oszillatorfrequenz nicht stört, wird sie durch den über die Diode angeschalteten Kondensator 20 pF verstimmt (50 ... 100 kHz). Mit VT2 ist die Trennstufe bestückt. Nach einer weiteren Verstärkung mit VT3 steht die Steuerspannung am Potentiometer 500  $\Omega$  zur Verfügung. Die Schwingkreisspulen haben folgende Werte:  $L1 = 30 \mu$ H;  $L2 = 7,5 \mu$ H,  $L3 = 1,3 \mu$ H. Die HF-Drosseln  $L4 \dots L7$  haben eine Induktivität von 100 ... 120  $\mu$ H.

### 10-W-PA für 2 m

Der in Bild 5 gezeigte Stromlaufplan einer Endstufe für 2-m-Sender ist vor allem für den experimentierenden UKW-Amateur geeignet. Da das erforderliche 2-m-Eingangssignal nur eine Leistung von etwa 20 mW haben muß, kann es vom Balancemischer eines SSB-Transverters entnommen werden. Mit VT1 erfolgt eine Verstärkung auf etwa 200 mW bei einem Kollektorstrom von 10 bis 15 mA. Für die 2. Stufe (VT2) stellt sich mit dem Widerstand  $R1$  (4,7 k $\Omega$ ) ein Ruhestrom von etwa 25 mA ein, das 2-m-Signal wird auf etwa 1 W verstärkt. Bei der Endstufe (VT3) stellt man mit dem Widerstand  $R2$  (1,5 k $\Omega$ ) den Ruhestrom auf etwa 60 mA ein.

Bei der Inbetriebnahme der Schaltung sollte man eine Betriebsspannung von nur 12 V verwenden. Der Abgleich kann mit kleinen Skalenlampen erfolgen, die man parallel zu  $C1/C2/C3$  anschließt. Bei der 1. Stufe ist das eine Lampe 6 V - 0,05 A ( $L2$  abtrennen). Für die 2. Stufe eignet sich eine Lampe 12 V - 0,2 A ( $L4$  abtrennen). Bei der Endstufe sollte das eine Lampe mit den



Werten 24 V – 0,3 A sein. Für die Spulen gelten folgende Anhaltswerte: L1 – 4 Wdg. (für Ankopplung 2 Wdg. in L1 gewickelt); L2 – 3 Wdg.; L3 – 3 Wdg.; L4 – 1 Wdg.; L5 – 3 Wdg.; Durchmesser der Luftspulen 6 mm, Draht 0,6 bis 0,8 mm CuAg. Die HF-Drosselspulen L6/L7/L8/L10/L13 haben 5 Wdg., 0,3-mm-CuL, auf einem 3-mm-Ferritstift. Die übrigen HF-Drosselspulen bestehen aus Luftspulen (L9/L1 – 4 Wdg., L11 – 8 Wdg.), Durchmesser 6 mm, CuL-Draht 0,6 ... 0,8 mm.

**Empfängereingangsfilter**

Um den Intermodulationsstörungen zu entgehen, muß man die HF-Verstärkung bei Empfängereingängen möglichst gering halten, die HF-Selektion dagegen sehr groß machen. Da die meisten Empfängereingänge zu breitbandig sind, kann durch Vorschalten steilflankiger HF-Filter die HF-Selektion verbessert werden. Bild 6 zeigt ein solches Filter für das 40-m-Amateurband. Die Punkte – 3 dB liegen bei 7,0 und 7,1 MHz. Signale bei 6,9 bzw. 7,2MHz

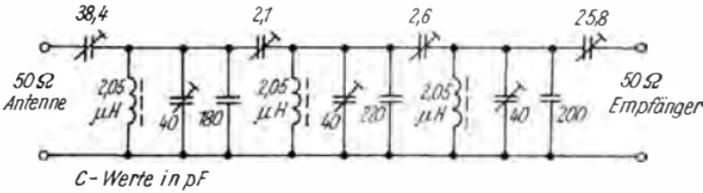


Bild 6 HF-Empfänger-Filter für das 40-m-Band [5]

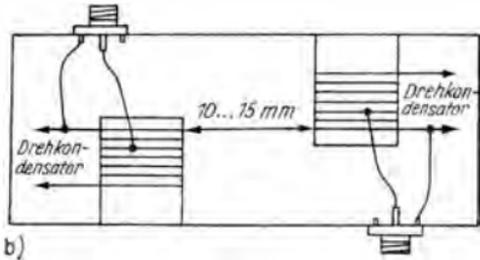
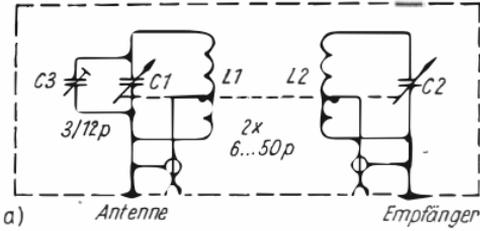


Bild 7 HF-Bandfilter zur Verbesserung der Empfängereingangs-selektion [5]

werden schon mit etwa 40 dB unterdrückt. Für die Spulen kann man kleine Ringkerne verwenden (etwa 8 ... 10 Wdg., 1-mm-CuL) oder Plastrohre 16 mm Durchmesser mit 13 Wdg., 1-mm-CuL. Beim Einbau sind wegen der Kopplung die Spulenchsen entsprechend zu verdrehen. Mit anderen  $L$ - $C$ -Werten lassen sich solche Filter auch für die anderen Amateurbänder realisieren.

Auch ein sorgfältig aufgebautes HF-Bandfilter, das mit einem 2fach-Drehkondensator abgestimmt wird, verbessert die Eingangsselektion. Sie ist um so besser, je größere Werte die Güte der Spulen hat. Bild 7 zeigt ein Beispiel. Für  $L_1 = L_2 = 1,7 \mu\text{H}$  ist der Abstimmbereich 13,7 bis 30,6 MHz ( $C_a = 10 \text{ pF}$ ,  $C_e = 50 \text{ pF}$ ). Die Spulendurchmesser betragen 25 mm;  $L_1 = L_2 = 11$  Wdg., 1-mm-CuAg, Spulenbreite 25 mm; Ankopplungsanschluß bei 2 ... 3 Wdg.

### 5-Band-Antennenfilter für KW-Sender

Bild 8 zeigt ein umschaltbares, in den einzelnen KW-Amateurbändern abstimmbares Antennenfilter. Die Anpassung ist für etwa  $75 \Omega$  ausgelegt. Die 1. harmonische Frequenz wird mit 50 ... 55 dB unterdrückt, höhere Harmonische mit 60 ... 70 dB. Als Spulenkern werden Ringkerne verwendet, der Spulendraht hat CuL 0,7 ... 0,8 mm, so daß das Filter für Senderleistung

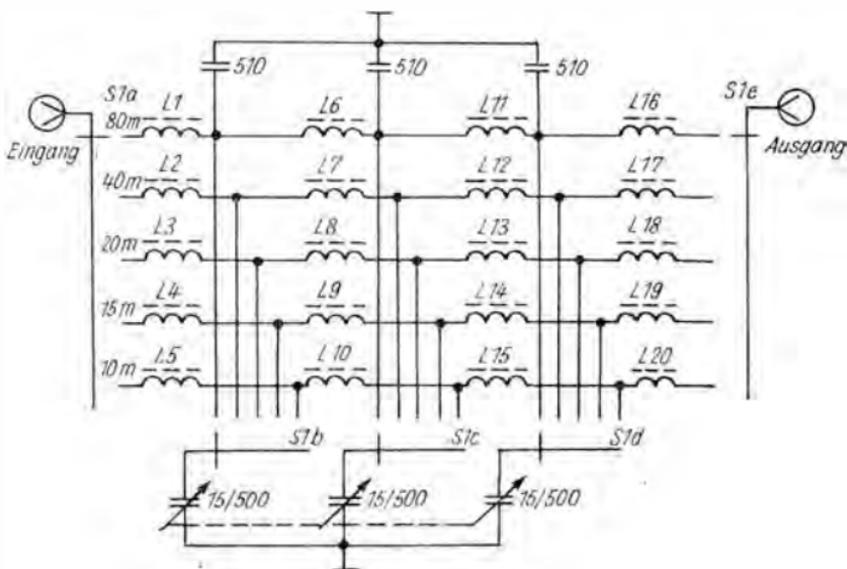


Bild 8 Umschaltbares Antennenfilter für die 5 Amateurbänder [6]

gen bis etwa 200 W brauchbar ist. Für die Induktivitäten werden folgende Werte angegeben:

L1/L7/L12/L16	- 3 $\mu\text{H}$	L2/L8/L13/L17	- 1,5 $\mu\text{H}$
L3/L10/L15/L18	- 0,75 $\mu\text{H}$	L4/L19	- 0,5 $\mu\text{H}$
L5/L20	- 0,37 $\mu\text{H}$	L6/L11	- 6 $\mu\text{H}$
L9/L14	- 1 $\mu\text{H}$		

### $\pi$ -Filter für Lautsprecher

Passive und aktive NF-Filterschaltungen in Empfangsgeräten der Funkamateure dienen dazu, den NF-Bereich für die Sprachfrequenzen einzuzengen (SSB-Betrieb) oder für CW-Signale ganz schmalbandig auszulegen. Das geschieht meist im NF-Verstärker des Empfangsgeräts. Bild 9 zeigt, wie man auch vor dem Lautsprecher eine wirksame Rauschunterdrückung erzielen kann. Die Anschlüsse 1/2 führen zum Lautsprecherausgang des Empfängers, am Ausgang 3/4 kann ein Magnetbandgerät oder ein RTTY-Konverter angeschlossen werden. Bei FM-Empfang wird das Filter mit dem Umschalter S1 a/b abgeschaltet. S2 ermöglicht die Lautsprecherabschaltung bei RTTY-Empfang oder bei der Magnetbandaufnahme.

Die Kondensatorwerte des Filters (7,46  $\mu\text{F}$ ) erreicht man durch Parallelschalten von Kondensatoren (z. B.  $3 \times 2,2 \mu\text{F} + 1 \mu\text{F}$ ). Die Spule ist eine Luftspule. Der Autor gibt einen Papprahmen 40 mm  $\times$  40 mm  $\times$  10 mm an, der mit 55 Wdg., 0,2-mm-CuL, zu bewickeln ist. Man kann auch auf einem Stück Papp- oder Plastrohr (40 ... 45 mm Durchmesser) im Abstand von 25 mm 2 Pappscheiben (80 mm Durchmesser) kleben und dazwischen etwa 145 Wdg., 0,5-mm-CuL, aufbringen.

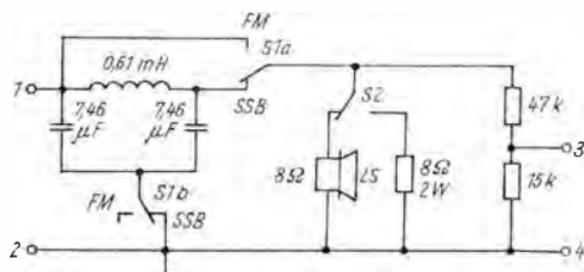
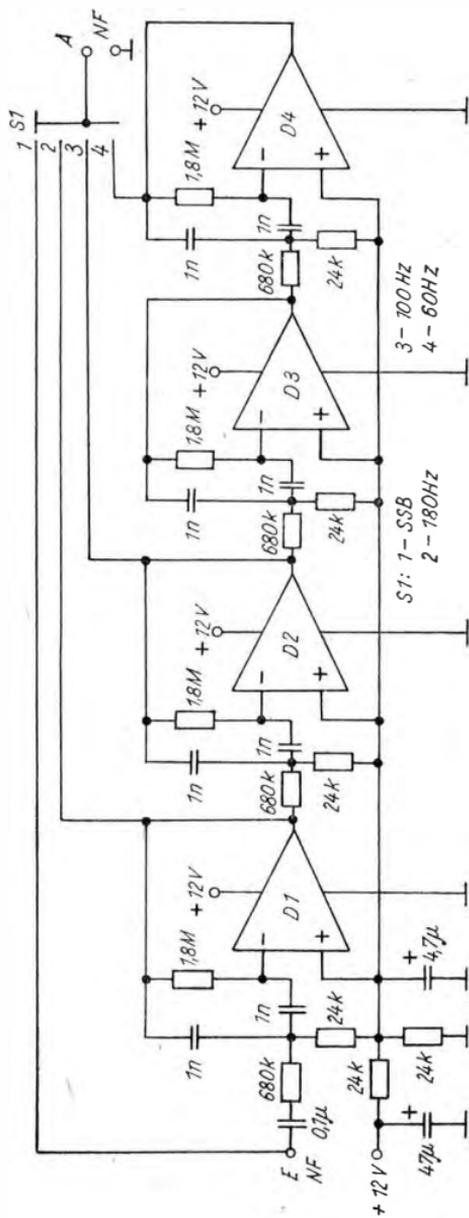


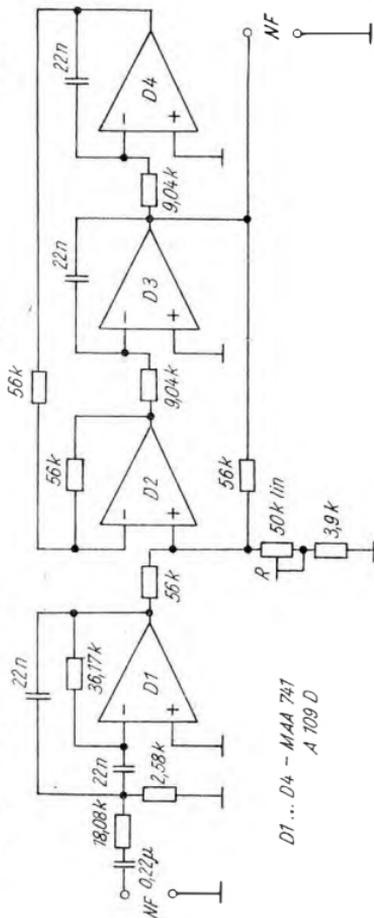
Bild 9  
Lautsprecherfilter  
zur Unterdrückung  
der Frequenzen  
über 3 kHz [7]

### Aktives CW-Filter

Aktive RC-Filterschaltungen lassen sich mit Operationsverstärkern sehr einfach realisieren. Bild 10 zeigt eine mehrstufige Filterschaltung für eine Tonfrequenz von etwa 800 Hz, wobei mit dem Schalter S1 auf verschiedene



**Bild 10**  
Stromlaufplan eines  
umschaltbaren aktiven  
CW-Filters [8]



**Bild 11**  
Stromlaufplan eines in der  
Bandbreite regelbaren  
aktiven CW-Filters [9]

D1 ... D4 - M44A 741  
A 109 D

Bandbreiten umgeschaltet werden kann. Am Ausgang A folgt eine Verstärkerschaltung mit dem *A 211 D*. Als Operationsverstärker wird der *MAA 741* verwendet. Der *A 109 D* ist geeignet, wenn man eine entsprechende Frequenzkompensation vorsieht. Alle Stufen sind in gleicher Weise aufgebaut, mit zunehmender Stufenzahl wird die 6-dB-Bandbreite immer schmäler. Für den SSB-Betrieb wird in der Schalterstellung 1 das komplette Filter überbrückt.

Bild 11 zeigt ein weiteres aktives CW-Filter, es ist ebenfalls für eine NF-Frequenz von etwa 800 Hz ausgelegt. Die Bandbreite des Übertragungsbereichs kann mit dem Potentiometer R verändert werden, das den Gütefaktor der Schaltung beeinflusst. Die minimale Bandbreite (etwa 50 Hz) wird von dem zum Potentiometer R in Reihe liegenden Widerstand 3,9 k $\Omega$  bestimmt.

### NF-Verstärker mit CW-Filter

Der in Bild 12a dargestellte NF-Verstärker für einen Kurzwellenempfänger ist so dimensioniert, daß er das Sprachfrequenzband im wesentlichen verstärkt. Im Gegenkopplungsweig kann man mit dem Schalter S eine

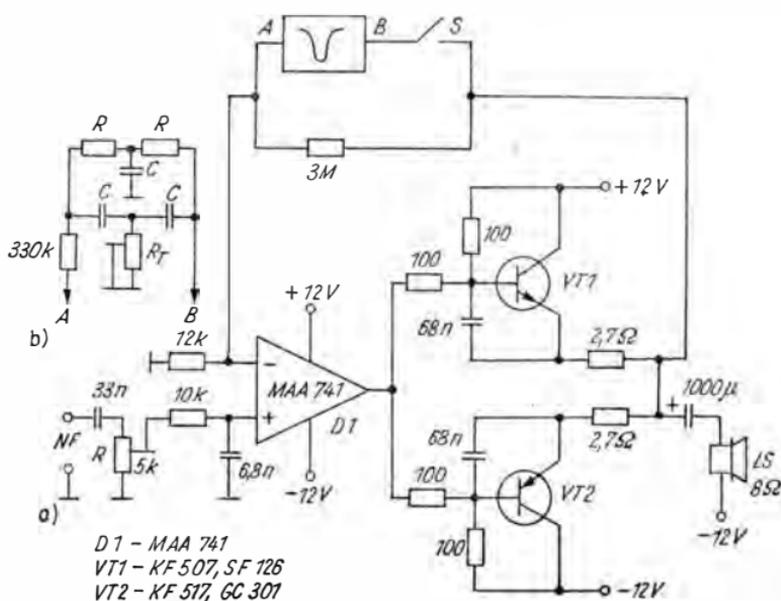


Bild 12 NF-Verstärker mit CW-Filter [10]

Doppel-T-Filterschaltung (Bild 12b) einfügen, so daß sich die NF-Bandbreite für CW-Empfang weiter einengen läßt. Für eine CW-Frequenz von etwa 700 Hz können folgende Werte für das RC-Filter verwendet werden:

$$R = 12 \text{ k}\Omega \text{ oder } 27 \text{ k}\Omega,$$

$$C = 33 \text{ nF} \text{ oder } 15 \text{ nF},$$

$$R_T = 2 \text{ k}\Omega \text{ oder } 3,4 \text{ k}\Omega.$$

Die NF-Ausgangsleistung ist etwa 300 mW.  $R$  ist der Lautstärkereger,  $R_T$  ein Einstellwiderstand. Wie bei Operationsverstärkern üblich, werden sie mit einer Betriebsspannung von  $\pm 12 \text{ V}$  versorgt.

### Literatur

- [1] Unsere Konsultation, RADIO, Heft 10/1978, Seite 62
- [2] Poljakow, W. T., Direktmischempfänger für Amateurempfang, Verlag DOSAAF, Moskau 1981
- [3] KR: Aus ausländischen Zeitschriften, Radioamatérský Zpravodaj, Heft 4/1980, Seite 12 bis 15 (Originalbeitrag in QST, Heft 1/1980)
- [4] Jones, D. S., 10-W-Transistor-PA für 2 m, Old Man, Heft 7/1976, Seite 23 bis 25 (Reprint aus Short Wave Magazine)
- [5] Preselector vermindert Intermodulationsstörungen, Radio Bulletin, Heft 9/1981, Seite 27 bis 30
- [6] Medwedew, R., HF-Antennenfilter, RADIO, Heft 7 bis 8/1981, Seite 22
- [7] DD3ZK, Pi-Filter für Lautsprecher, cq-DL, Heft 12/1981, Seite 596
- [8] Soket, R., Amateur-Baugruppen, Rádiótechnika-Jahrbuch 1981, Seite 133 bis 139
- [9] OK1AIB, NF-Filter für Telegrafie mit regelbarer Bandbreite, Radioamatérský Zpravodaj, Heft 4/1981, Seite 14 bis 16
- [10] OK1DAE, NF-Verstärker mit Telegrafiefilter, Radioamatérský Zpravodaj, Heft 2/1981, Seite 20 bis 22



## NF-Leistungsverstärker mit dem *MDA 2010/MDA 2020* von TESLA

Vitezslav Striz

Der volkseigene Betrieb TESLA in der ČSSR fertigt eine Vielzahl integrierter Schaltkreise für die Bestückung von Schaltungen heimelektronischer Geräte. Die Entwicklung von integrierten Schaltkreisen kompletter NF-Leistungsverstärker begann bei TESLA mit dem Typ *MA 0403/MA 0403A*, der eine maximale Verlustleistung von  $P_{\text{tot}} = 3,5$  W hatte. Abgelöst wurde dieser Schaltkreis durch den Typ *MBA 810/MBA 810A* mit einer Verlustleistung von  $P_{\text{tot}} = 5$  W. Die verbesserten Ausführungen *MBA 810S/MBA 810AS* mit thermischer Schutzschaltung bzw. *MBA 810DS/MBA 810DAS* mit thermischer Schutzschaltung und zusätzlichem Kurz-Kurzschluß-Schutz haben eine Ausgangsleistung von 7 W. Diese NF-Verstärkerschaltkreise erfordern eine unkomplizierte Außenbeschaltung, haben kleine Abmessungen und sind preiswert.

### NF-Leistungsverstärker-Schaltkreise *MDA 2010/MDA 2020*

Eine bedeutende Weiterentwicklung gelang TESLA mit dem monolithisch integrierten NF-Leistungsverstärkern *MDA 2010* und *MDA 2020*, weil damit der NF-Leistungsbereich erheblich erweitert wurde. Der Schaltkreis *MDA 2010* gibt bei einer erdsymmetrischen Betriebsspannung von  $\pm 14$  V eine NF-Ausgangsleistung von 12 W ab, der Klirrfaktor ist dabei etwa 1 %. Beim *MDA 2020* ist bei  $U_s = \pm 17$  V die NF-Ausgangsleistung 18,5 W, der Klirrfaktor beträgt etwa 1 %. Der mittlere Klirrfaktor dieser Verstärkerschaltkreise liegt bei etwa 0,3 %, wenn man die Leistungsgrenze nur bis etwa 10 bzw. 15 W ausnutzt. Damit genügen die NF-Verstärkerschaltkreise *MDA 2010/MDA 2020* auch den hohen Anforderungen der HiFi-Technik. Die Hauptprobleme solcher Leistungsschaltkreise bestehen darin, daß zur Erzielung größerer NF-Ausgangsleistungen die Schaltungsfunktion bei höheren Betriebsspannungen und hohen Strömen sicher beherrscht werden muß und daß die entstehende Kollektorverlustleistung durch eine entsprechende thermische Kontaktgabe mit dem Kühlkörper sicher abgeleitet wird.

Wie aus dem Übersichtsschaltplan (Bild 1) ersichtlich ist, können die Schaltkreise *MDA 2010/MDA 2020* prinzipiell wie ein Operationsverstärker behandelt werden. Damit verbunden sind eine einfache Schaltungstech-

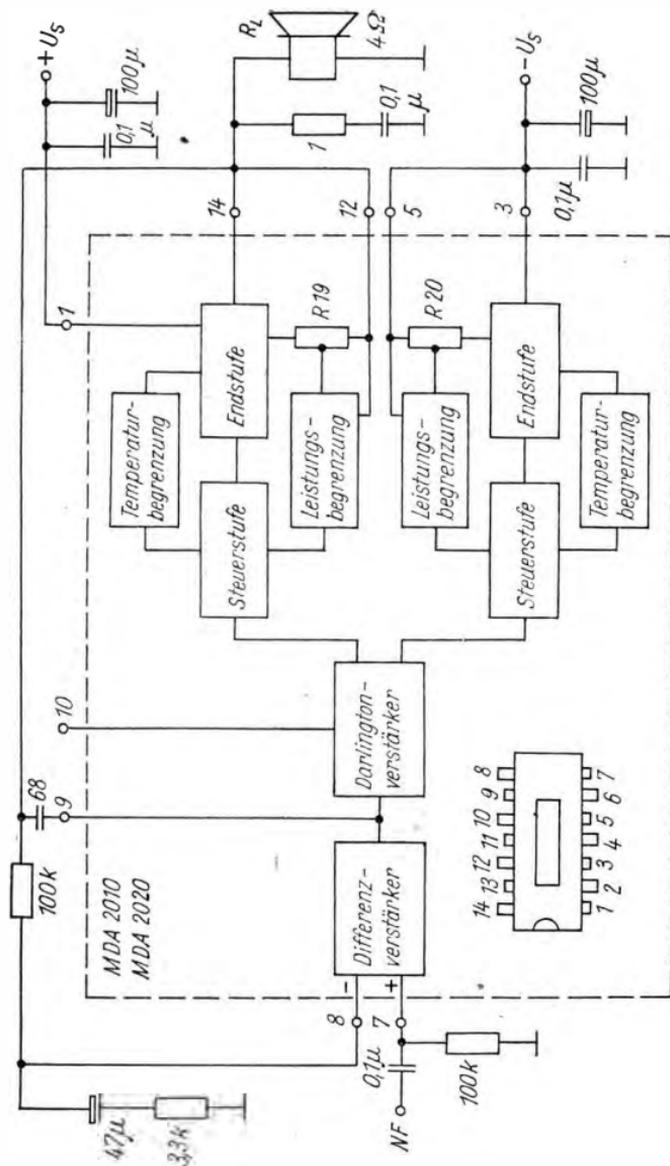
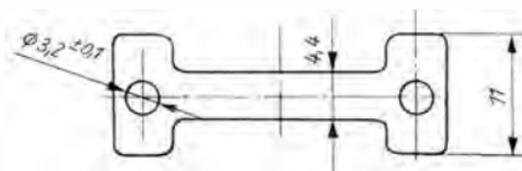
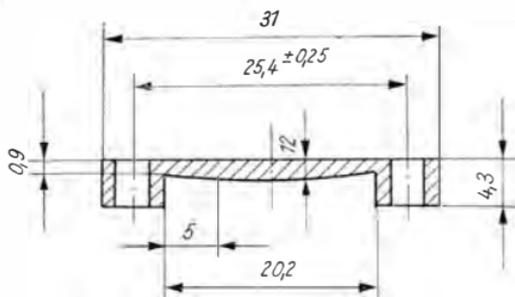


Bild 1 Übersichtsschaltplan der integrierten NF-Leistungsverstärker MDA 2010/MDA 2020 von TESLA



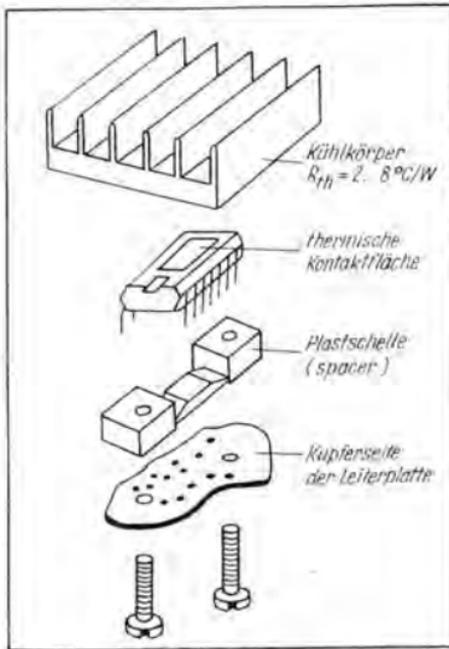
*Bild 2*  
*Plastschelle*  
*für die Schaltkreise*  
*MDA 2010/*  
*MDA 2020*

nik und eine hohe Stabilität des Verstärkerhaltens durch die starke Gegenkopplung. Wie beim Operationsverstärker gibt es einen invertierenden (Pin 8) und einen nichtinvertierenden (Pin 7) Eingang sowie nur einen Ausgang (Pin 14). Im Ruhezustand ( $U_1 = 0$ ) entspricht das Potential am Ausgang der Mitte der Betriebsspannung, d.h., bei erdsymmetrischer Betriebsspannung ist das Ausgangspotential 0. Die Frequenz wird durch einen Kondensator kleiner Kapazität (Standardwert 68 pF) an Pin 9 bzw. Pin 10 kompensiert. Beide Endstufenteile des eisenlosen Ausgangs haben getrennt eine Schutzschaltung, die ein Überschreiten der Grenzverlustleistung und der zulässigen Sperrschichttemperatur sowie eine Zerstörung durch eine unzulässig hohe Strombelastung (Kurzschluß) sicher vermeidet.

Der Schaltkreis befindet sich in einem Plastikgehäuse, wobei eine oben sichtbare Metallfläche den thermischen Kontakt mit dem Kühlkörper ermöglicht. Die  $2 \times 7$  Anschlußfahnen sind verschränkt angeordnet (Bild 1), so daß 4 Anschlußreihen der Pins entstehen (Quad-Inline-Gehäuse). Mit dem Schaltkreis wird eine Plastschelle (Bild 2) geliefert, die den thermischen Kontakt mit dem Kühlkörper unterstützt und den Abstand zwischen Kühlkörper und Leiterplatte des NF-Verstärkers sichert. Bild 3 zeigt das Montageschema. Zu bemerken ist, daß der Schaltkreis *MDA 2010/MDA 2020* oft auch mit seinen Pins auf der Leiterseite der Leiterplatte angelötet wird. Dabei muß der Platzbedarf des Kühlkörpers auf der Leiterplatte nicht berücksichtigt werden.

Die Stromversorgung der Schaltkreise *MDA 2010/MDA 2020* ist symmetrisch wie bei Operationsverstärkern auszulegen, also mit gleich großer

**Bild 3**  
 Montageschema für die Schaltkreise MDA 2010/MDA 2020



positiver und negativer Betriebsspannung. Dadurch ist das Ausgangspotential 0, und der Lautsprecher kann am Ausgang direkt angeschlossen werden. Es entfällt der sonst übliche Ausgangskoppelkondensator sehr großer Kapazität, der ja auch ein großes Volumen hat. Durch den Wegfall des Kondensators wird aber auch die Tiefenwiedergabe verbessert. In Tabelle 1 sind die Grenzdaten und in Tabelle 2 die wichtigsten Kennwerte der Schaltkreise *MDA 2010/MDA 2020* aufgeführt. Tabelle 3 gibt die Schaltkreisanschlußbelegung an.

**Tabelle 1 Grenzwerte der Schaltkreise *MDA 2010/MDA 2020***

Betriebsspannung		minimal	maximal	
MDA 2010	$U_S$	$\pm 5$	$\pm 18$	V
MDA 2020	$U_S$	$\pm 5$	$\pm 22$	V
Ausgangsspitzenstrom (mit Strombegrenzung)	$I_{OM}$	3,5 A		
Verlustleistung ( $\vartheta_c = 75^\circ\text{C}$ )				
MDA 2010	$P_{tot}$	18 W		
MDA 2020	$P_{tot}$	25 W		
Sperrschichttemperatur	$\vartheta_j$	150 °C		

**Tabelle 2 Kennwerte der Schaltkreise MDA 2010/MDA 2020**

		MDA 2010 typisch maximal	MDA 2020 typisch maximal	
<b>Gesamtstromaufnahme</b>				
$U_s = \pm 18 \text{ V}$	$I_{so}$	$45 \leq 140$	–	mA
$U_s = \pm 22 \text{ V}$	$I_{so}$	–	$60 \leq 160$	mA
<b>Ausgangsgleichspannung</b>				
$U_s = \pm 17 \text{ V}$	$U_{00}$	$10 \leq 100$	$10 \leq 100$	mV
<b>Ausgangsleistung (<math>\vartheta_c \leq 70 \text{ }^\circ\text{C}</math>)</b>				
$k = 1\%$ ; $f = 400 \dots 16000 \text{ Hz}$				
$U_s = \pm 14 \text{ V}, R_L = 4 \Omega$	$P_o$	$12 \geq 10$	–	W
$U_s = \pm 17 \text{ V}, R_L = 4 \Omega$	$P_o$	–	$18,5 \geq 15$	W
$U_s = \pm 14 \text{ V}, R_L = 8 \Omega$	$P_o$	9	–	W
$U_s = \pm 18 \text{ V}, R_L = 4 \Omega$	$P_o$	–	20	W
$U_s = \pm 18 \text{ V}, R_L = 8 \Omega$	$P_o$	–	16,5	W
$k = 10\%$ ; $f = 1 \text{ kHz}$				
$U_s = \pm 14 \text{ V}, R_L = 4 \Omega$	$P_o$	15	–	W
$U_s = \pm 17 \text{ V}, R_L = 4 \Omega$	$P_o$	–	24	W
$U_s = \pm 14 \text{ V}, R_L = 8 \Omega$	$P_o$	12	–	W
$U_s = \pm 18 \text{ V}, R_L = 8 \Omega$	$P_o$	–	20	W
<b>Klirrfaktor (<math>R_L = 4 \Omega</math>; <math>f = 40 \dots 16000 \text{ Hz}</math>)</b>				
$U_s = \pm 14 \text{ V}, P_o = 0,1 \dots 10 \text{ W}$	$k$	$0,3 \leq 1$	–	%
$U_s = \pm 17 \text{ V}, P_o = 0,15 \dots 15 \text{ W}$	$k$	–	$0,3 \leq 1$	%
<b>Übertragungsbandbreite</b>				
$U_s = \pm 14 \text{ V}, P_o = 6 \text{ W}$	BW	$10 \dots 160 \text{ k}$	–	Hz
$U_s = \pm 17 \text{ V}, P_o = 6 \text{ W}$	BW	–	$10 \dots 160 \text{ k}$	Hz
<b>Eingangswiderstand (<math>f = 1 \text{ kHz}</math>)</b>				
$U_s = \pm 14 \text{ V}, P_o = 6 \text{ W}$	$R_i$	$98 \geq 80$	–	k $\Omega$
$U_s = \pm 17 \text{ V}, P_o = 6 \text{ W}$	$R_i$	–	$98 \geq 80$	k $\Omega$
am Pin 7	$R_i$	5	5	M $\Omega$
<b>Eingangsspannung (<math>f = 1 \text{ kHz}</math>)</b>				
$U_s = \pm 14 \text{ V}, P_o = 10 \text{ W},$ $R_L = 4 \Omega$	$U_i$	220	–	mV
$U_s = \pm 14 \text{ V}, P_o = 8 \text{ W},$ $R_L = 8 \Omega$	$U_i$	250	–	mV
$U_s = \pm 17 \text{ V}, P_o = 15 \text{ W},$				

		MDA 2010 typisch maximal	MDA 2020 typisch maximal	-
$R_L = 4 \Omega$	$U_I$	-	260	mV
$U_S = \pm 18 \text{ V}, P_0 = 15 \text{ W},$ $R_L = 8 \Omega$	$U_I$	-	380	mV
Spannungsverstärkung ( $f = 1 \text{ kHz}$ )				
$U_S = \pm 14 \text{ V}, P_0 = 6 \text{ W}$	$V_{uon}$	29,5...30,5	-	dB
$U_S = \pm 17 \text{ V}, P_0 = 6 \text{ W}$	$V_{uon}$	-	29,5...30,5	dB
Offene Spannungsverstärkung				
$U_S = \pm 14 \text{ V}, f = 25 \text{ Hz}$	$V_{uoff}$	100	-	dB
$U_S = \pm 17 \text{ V}, f = 25 \text{ Hz}$	$V_{uoff}$	-	100	dB

**Tabelle 3 Schaltkreisanschlußbelegung**

1	Betriebsspannung $+ U_S$	8	invertierender Eingang
2	nicht belegt	9	Frequenzkompensation
3	$- U_S$ , Leistungsbegrenzung	10	Frequenzkompensation
4	nicht belegt	11	nicht belegt
5	Betriebsspannung $- U_S$	12	Leistungsbegrenzung
6	nicht belegt	13	nicht belegt
7	nichtinvertierender Eingang	14	Ausgang

### 15-W-Verstärker mit MDA 2020

Bild 4 zeigt ein Schaltungsbeispiel für den Schaltkreis *MDA 2020*. Die Stromversorgung erfolgt mit einer symmetrischen Betriebsspannung von  $U_S = \pm 17 \text{ V}$ . Das NF-Eingangssignal wird über *C1* dem nichtinvertierenden Eingang (Pin 7) zugeführt. *R3* legt das Basispotential für den Eingangstristor fest. Die Verstärkung wird durch die Gegenkopplung bestimmt, die mit den Widerständen *R1* und *R2* realisiert ist. Üblich ist eine Verstärkung von etwa 30 dB, so daß eine NF-Eingangsspannung von etwa 260 mV zur Vollaussteuerung ausreicht. Die Stabilität des Verstärkers wird realisiert mit der Frequenzkompensation (*C4*), dem *Boucherot*-Glied *R4/C8* und den Störschutzgliedern *C3/VD1* bzw. *C6/VD2*. Der Lautsprecher liegt zwischen Ausgang und Masse (Nullpotential). Wird eine Lautsprecherimpedanz von  $8 \Omega$  angeschlossen, so ist die Betriebsspannung auf  $\pm 18 \text{ V}$  zu erhöhen, die NF-Eingangsspannung für Vollaussteuerung beträgt dann etwa 380 mV. Mit höheren Werten der Lautsprecherimpedanz wird die maximale NF-

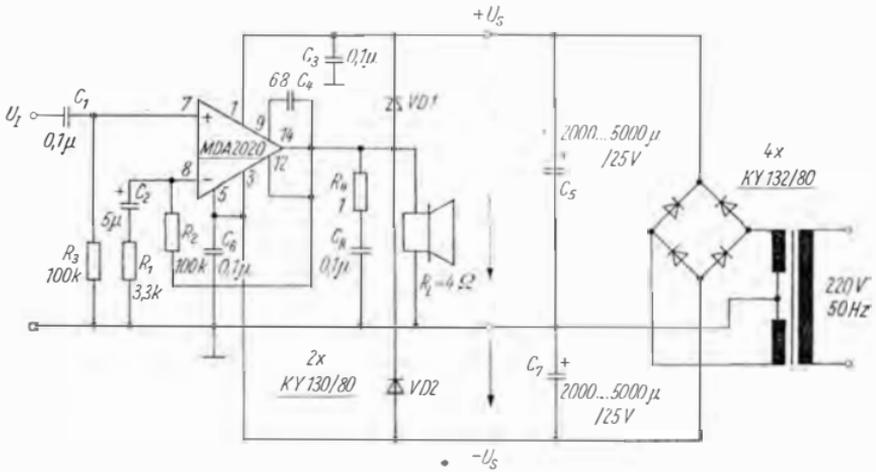


Bild 4 Stromlaufplan eines 15-W-NF-Verstärkers mit symmetrischer Stromversorgung

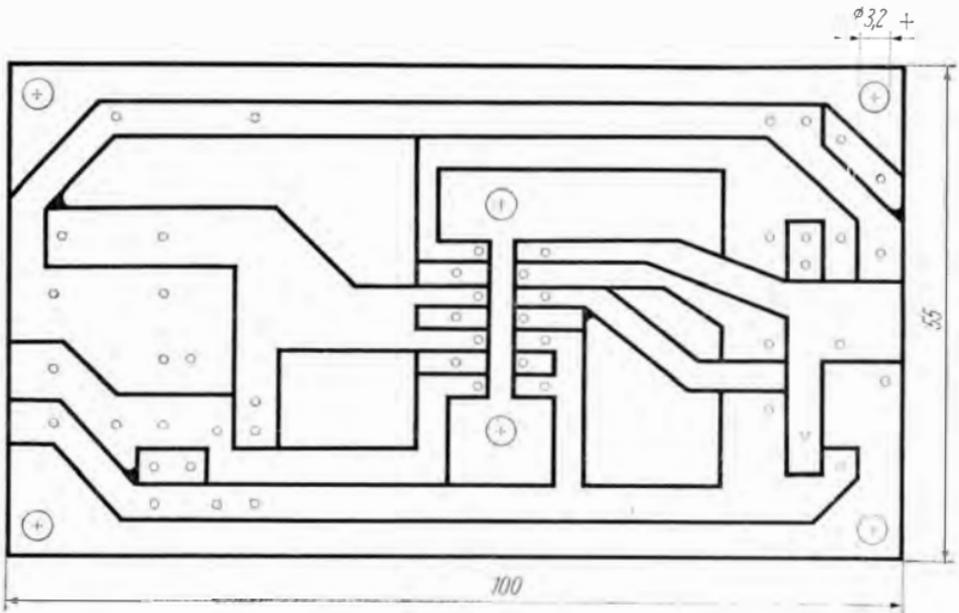


Bild 5 Leiterführung der Leiterplatte des NF-Verstärkers nach Bild 4

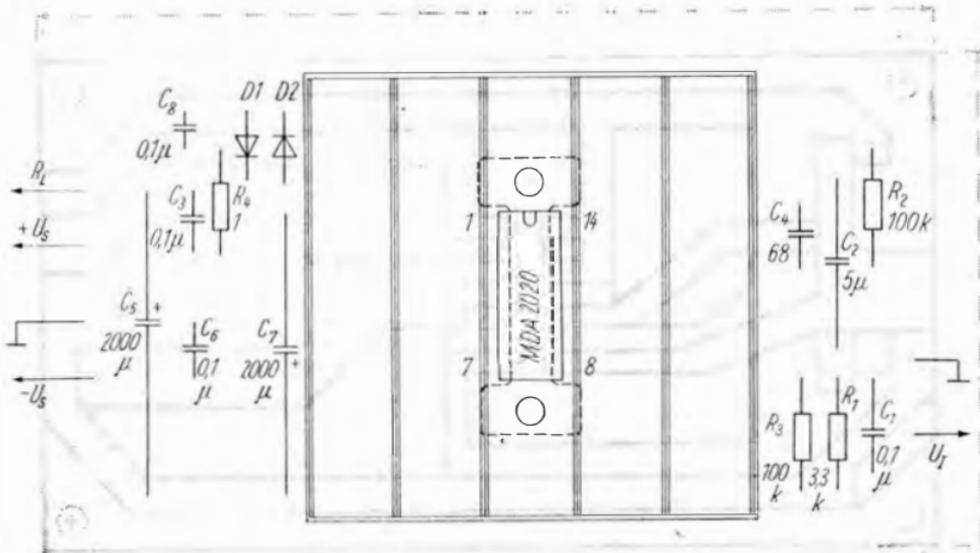


Bild 6 Bestückungsplan der Leiterplatte nach Bild 5

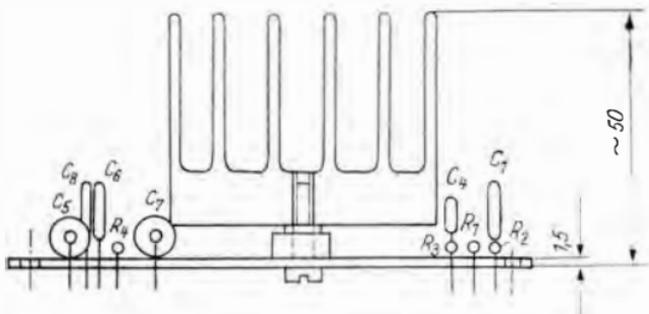


Bild 7  
Ansicht der  
Montage von  
Kühlkörper und  
Leiterplatte des  
NF-Verstärkers  
nach Bild 4

Tabelle 4 Technische Daten des NF-Verstärkers mit dem Schaltkreis MDA 2020 (Bild 4)

Betriebsspannung	$U_s$	$\pm 17 \text{ V}$
Lautsprecherimpedanz	$R_i$	$4 \Omega$
Ausgangsleistung	$P_o$	$\geq 15 \text{ W}$ (maximal '20 W)
Klirrfaktor		
bei $P_o = 15 \text{ W}$	$k$	1%
bei $P_o = 14 \text{ W}$	$k$	0,2%
Eingangsspannung	$U_i$	260 mV ( $P_o = 15 \text{ W}$ )
Eingangswiderstand	$R_i$	95 k $\Omega$ ( $f = 1 \text{ kHz}$ )
Übertragungsbandbreite (- 3 dB)	BW	16 ... 160 000 Hz

Ausgangsleistung nicht mehr erreicht. Ein Betrieb des Schaltkreises ohne Kühlkörper läßt sich bei dieser Bauweise nicht mehr ermöglichen, weil die Wärmeabfuhr zu gering ist. Der erforderliche Kühlkörper sollte wenigstens einen  $R_{th}$ -Wert von 2 ... 8 K/W haben. Ein kleiner Wert ist günstiger, weil dann die umsetzbare Verlustleistung  $P_{tot}$  größer sein kann. Um eine hohe Zuverlässigkeit zu garantieren, sollte die Betriebsspannung unterhalb des Grenzwerts liegen (*MDA 2010* etwa bis 15 V, *MDA 2020* etwa bis 18 V).

Bild 5 zeigt ein Beispiel für die Leiterplatte des NF-Verstärkers nach Bild 4. Der dazu gehörende Bestückungsplan ist im Bild 6 dargestellt. Bild 7 zeigt die Montage von Leiterplatte und Kühlkörper. In dieser Anordnung ist der Schaltkreis auf der Bestückungsseite der Leiterplatte montiert, weil der Platzbedarf des Kühlkörpers auf der Leiterplatte berücksichtigt wurde. Die erreichten technischen Daten des vorgestellten Verstärkers enthält Tabelle 4.

### NF-Verstärker mit asymmetrischer Stromversorgung

Die Stromversorgung des Schaltkreises kann auch mit einer Betriebsspannung vorgenommen werden. Dazu ist Pin 5 an Masse zu legen, und die Betriebsspannung kann doppelt so groß sein (*MDA 2010* maximal 36 V, *MDA 2020* maximal 44 V). Erforderlich ist dann der Auskoppelelektrolytkondensator  $C_9$ , weil an den Pins 12/14 als Potential die halbe Betriebs-

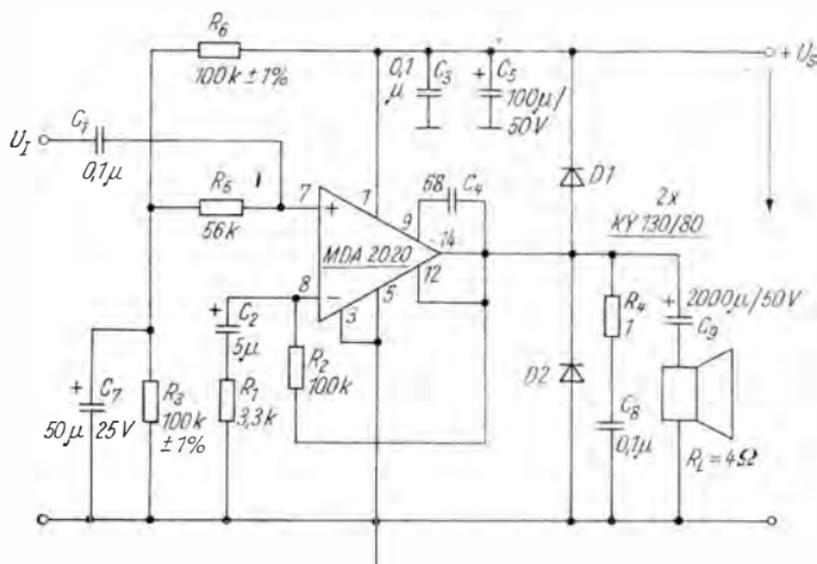


Bild 8 Stromlaufplan eines 15-W-NF-Verstärkers mit unsymmetrischer Stromversorgung

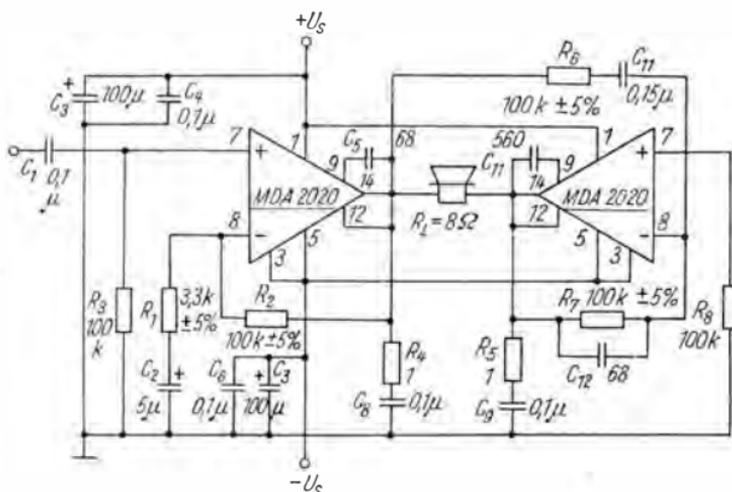


Bild 9 Stromlaufplan eines 30-W-NF-Verstärkers in Brückenschaltung mit 2 Schaltkreisen MDA 2020

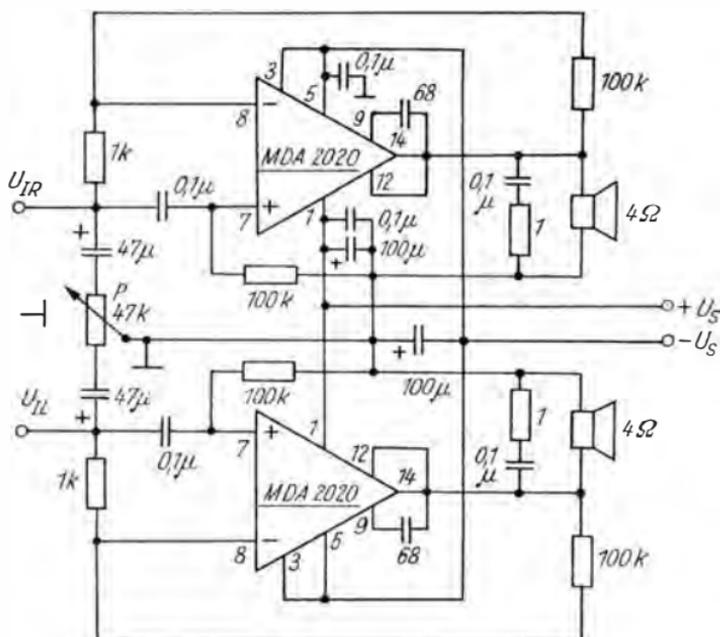


Bild 10 Stromlaufplan eines Stereo-NF-Verstärkers mit 2 Schaltkreisen MDA 2020 und symmetrischer Stromversorgung

spannung auftritt. Bild 8 zeigt den Stromlaufplan eines NF-Verstärkers mit unsymmetrischer Betriebsspannung, mit dem etwa die Verstärkerdaten nach Tabelle 4 erreicht werden ( $U_s = 34 \text{ V}$ ). Zu beachten ist auch die veränderte Schaltung des Eingangs am Pin 7.

### NF-Verstärker größerer Ausgangsleistung

Um eine größere NF-Ausgangsleistung zu erzielen, kann man den NF-Verstärker in Brückenschaltung mit 2 Schaltkreisen *MDA 2020* aufbauen. Bild 9 zeigt dafür den Stromlaufplan. Mit einer Betriebsspannung von  $\pm 17 \text{ V}$  erreicht man bei einer Lautsprecherimpedanz von  $8 \Omega$  eine NF-Ausgangsleistung von  $30 \text{ W}$  bei einem Klirrfaktor  $k = 1 \%$ . Bild 10 zeigt den Stromlaufplan für einen Stereo-NF-Verstärker. Die NF-Ausgangsleistung ist  $2 \times 15 \text{ W}$  bei einer symmetrischen Betriebsspannung von  $\pm 17 \text{ V}$ . Mit dem Potentiometer P kann die Balance der beiden Stereokanäle eingestellt werden.

### Einige Anwendungshinweise

Die vorgestellten Schaltungsbeispiele können sowohl mit den Schaltkreisen *MDA 2020* oder *MDA 2010* bei gleichen Bauelementewerten der Schaltung aufgebaut werden. Beim *MDA 2010* ist lediglich die erreichbare NF-Ausgangsleistung geringer. Die Schaltkreise sind entsprechend der auftretenden Verlustleistung zu kühlen. Für einen besseren thermischen Kontakt kann die Metallfläche des Schaltkreises mit Silikonfett bestrichen werden.

Bei der Stromversorgung mit erdsymmetrischen Betriebsspannungen darf in keinem Fall der Kühlkörper mit dem Massepotential leitend verbunden werden! Eine leitende Verbindung ist nur möglich mit dem am meisten negativen Potential, also mit dem Schaltungspunkt  $-U_s$ .

# Aufnahme- und wiedergabeseitig arbeitendes Rauschminderungssystem

Dipl.-Ing. Michael Röhr

Oft befriedigt der Dynamikumfang von Magnetbandgeräten nicht. Rauschminderungsverfahren nach dem DNL-Prinzip (dynamic noise limiter) arbeiten nur bei Wiedergabe und begrenzen den Umfang der höheren Tonfrequenzen. International haben sich Rauschminderungssysteme (RMS) durchgesetzt, bei denen aufnahmeseitig eine Kompression und wiedergabeseitig eine Expansion der leisen Musikstellen vorgenommen wird. Bild 1 verdeutlicht das Prinzip. Derartige Systeme haben gleitende Arbeitspunkte, die sich entsprechend der anliegenden Pegel und Frequenzen einstellen. Die Funktionsweise solcher Systeme berücksichtigt Erkenntnisse über physiologische Eigenschaften des menschlichen Ohres, nach denen Rauschstörungen bei niedrigen Pegeln und Frequenzen oberhalb 500 Hz besonders stark empfunden werden.

Die Schaltung des RMS (Bild 2) wird in den Stereokassettengeräten der HiFi-Klasse (z. B. SK 900) eingesetzt [1]. Sie ist vollständig mit Bauelementen aus dem DDR-Angebot und dem des RGW-Bereichs aufgebaut. Für den Amateur ist es sehr günstig, daß der als Analogtor eingesetzte MOSFET SMY 50 ohne Exemplarauswahl eingesetzt werden kann. Umständliche

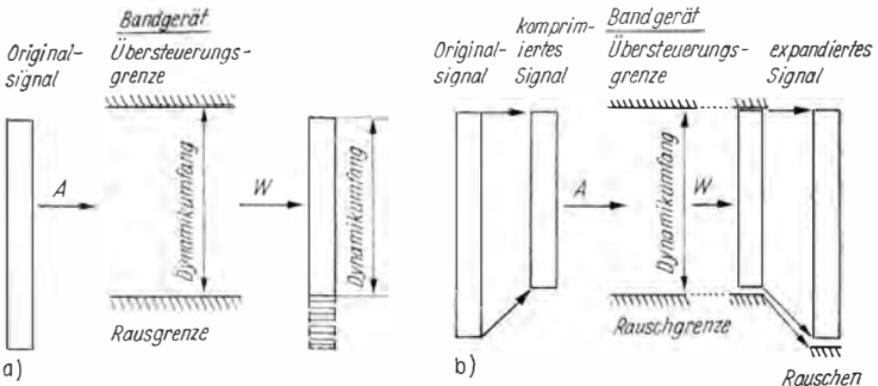


Bild 1 Prinzip des Rauschminderungssystems (RMS); a – Grenzen der Übertragung beim Magnetbandgerät, b – bei Einsatz eines RMS

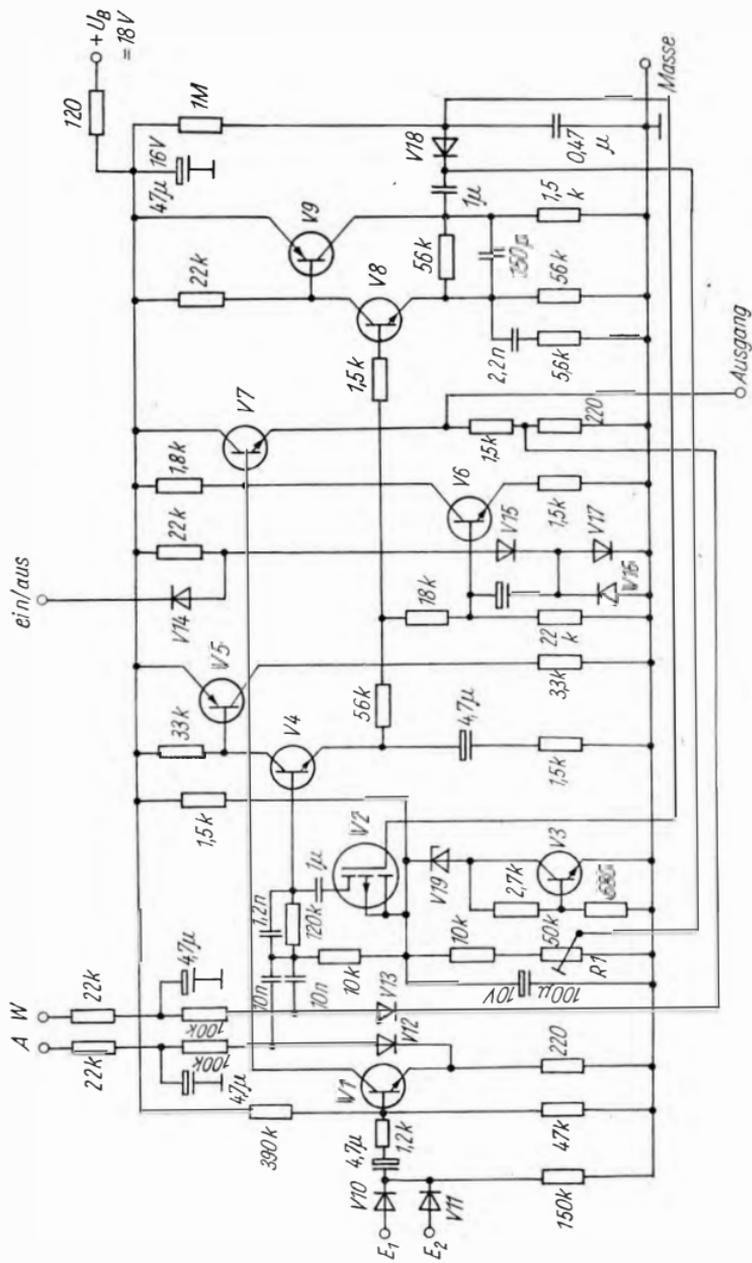


Bild 2 Stromlaufplan des Rauschminderungssystems

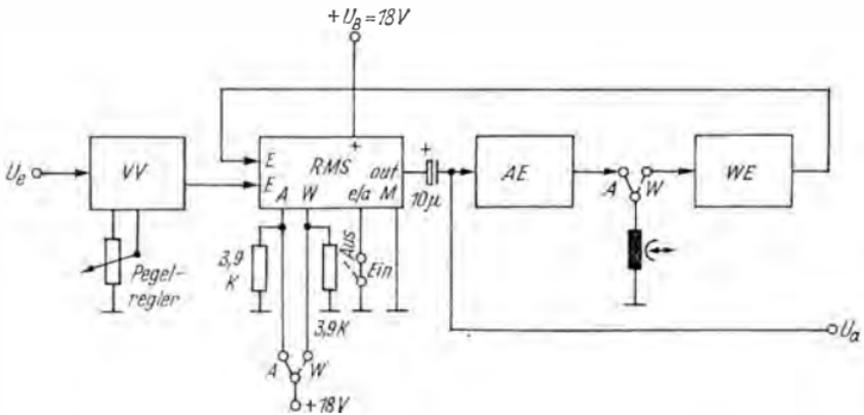
**Tabelle-Halbleiterbauelemente zu Bild 2**

V1 – SC 239f	V2 – SMY 50/52
V3/V6/V7/V8 – SC 236d	
V4 – SC 239d	V5/V9 – KF 517/KFY 16/18
V10 ... V18 – SAY 30	V19 – SZX 21/5,6

Messungen der Steilheit, Abschnürspannung und anderer Kennwerte von Feldeffekttransistoren entfallen damit. Nach dem Austausch von Halbleiterbauelementen ist aber ein Neuabgleich unerlässlich.

**Wirkungsweise des RMS**

Das Nutzsignal durchläuft 2 Kanäle. Im Hauptkanal wird die NF nicht beeinflusst (V1, V7), und im Nebenzweig (V2, V4, V5, V6, V7) erfolgt die pegel- und frequenzabhängige Bewertung des Nutzsignals. An der Basis von V7 werden beide Kanäle summiert. Der MOSFET erhält eine Vorspannung von dem Transistor V3 als Stromquelle und der Z-Diode V19. Mit R1 wird der Arbeitspunkt auf der Drain-Source-Kennlinie eingestellt. V8 und V9



- VV – Vorverstärker
- RMS – Rauschminderungssystem
- AE – Aufnahmeentzerrer
- WE – Wiedergabeentzerrer

**Bild 3** Einsatz des Rauschminderungssystems im Magnetbandgerät; VV – Vorverstärker, RMS – Rauschminderungssystem, AE – Aufnahmeentzerrer, WE – Wiedergabeentzerrer

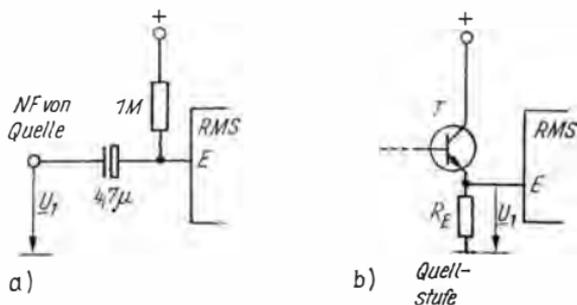


Bild 4  
Möglichkeiten  
der NF-Einkopplung  
an den Eingängen

bilden den Regelspannungsverstärker, an dessen Ausgang eine Gleichrichtung vorgenommen wird.

Die Umschaltung der Betriebsarten Aufnahme/Wiedergabe geschieht elektronisch mit einer Gleichspannung. Mit einer positiven Gleichspannung an A oder W werden die Dioden V12 oder D13 leitend, und das Nutzsignal gelangt über die Koppelkondensatoren (10 nF) auf die Filterbaugruppe. Der jeweils nichtbenutzte Eingang muß mit einem Widerstand gegen Masse geschaltet werden, um ein sicheres Sperren zu gewährleisten. Ebenfalls elektronisch wird das Ein- oder Ausschalten des RMS vorgenommen. Zum Einschalten wird der Ein/Aus-Anschluß an Masse (low aktiv) gelegt. Eine ausführliche Beschreibung findet der Leser in [1].

Bild 3 zeigt das Gesamtkonzept eines Magnetbandgeräts mit eingefügtem RMS. Dabei hat das RMS 2 Eingänge zum Entkoppeln der Ausgänge des Vorverstärkers und des Wiedergabeentzerrers. Analog der Umschaltung Aufnahme/Wiedergabe wird dabei die Ankopplung der Quellen vorgenommen. Bild 4 zeigt zwei Möglichkeiten der Realisierung. Die positive Hilfsspannung kann der A/W-Umschaltung entnommen werden.

### Einstellhinweise

Für ein exaktes Arbeiten des RMS ist es erforderlich, für Vollaussteuerung (0 dB) einen bestimmten Eingangspegel  $U_1 = 115 \text{ mV}$  (gemessen bei 315 Hz) anzulegen. Diese Bedingung muß mit entsprechenden Verstärkungs- oder Dämpfungsgliedern erfüllt werden. Die Gesamtverstärkung des RMS beträgt rund das 7fache. Am Ausgang muß kapazitiv ausgekoppelt werden.

Um den Arbeitspunkt bei einer Frequenz und einem Eingangspegel einzustellen, sind NF-Sinusgenerator und NF-Millivoltmeter erforderlich. In der Betriebsart Aufnahme wird bei einer Frequenz von 2 kHz und  $U_1 = 12 \text{ mV}$  der Regler R1 so eingestellt, daß am Ausgang 132 mV anstehen. Bei dieser Einstellung realisiert die Schaltung eine Anhebung der leisen, höherfrequenten Nutzsignale um etwa 10 dB.

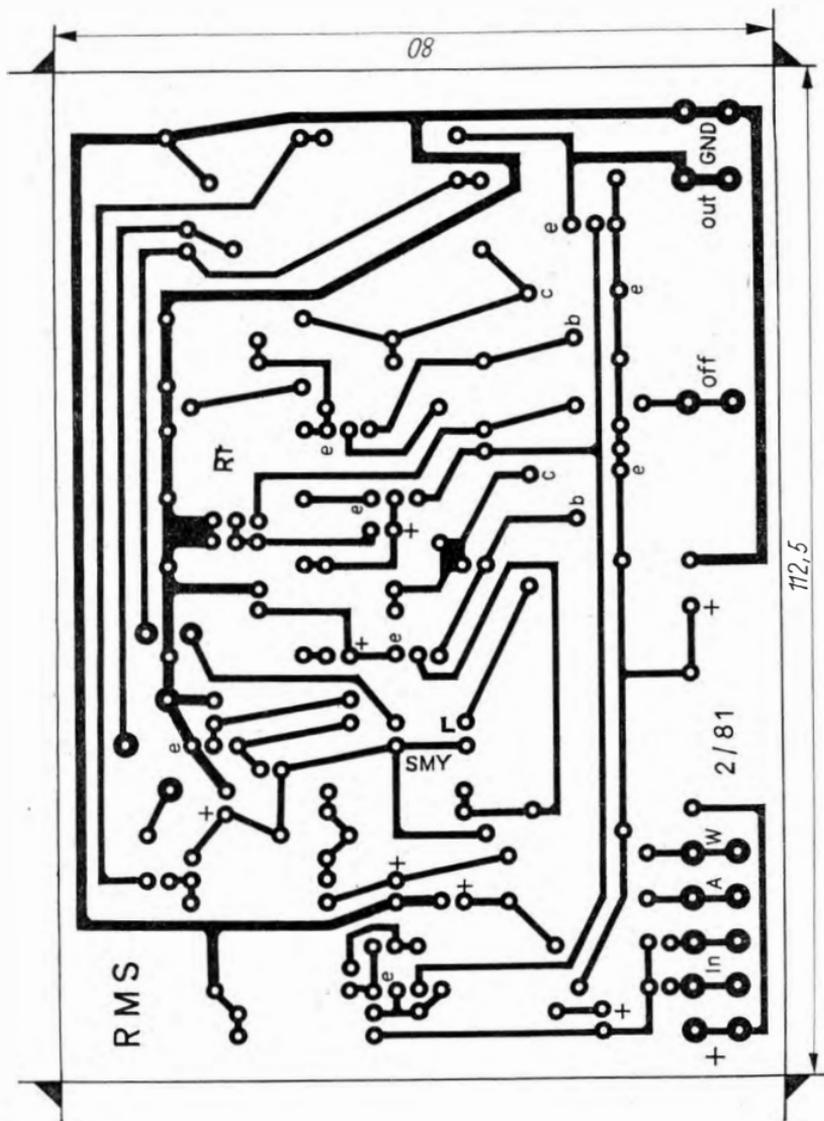


Bild 5 Leiterführung der Leiterplatte des RMS (112,5 mm × 80 mm)

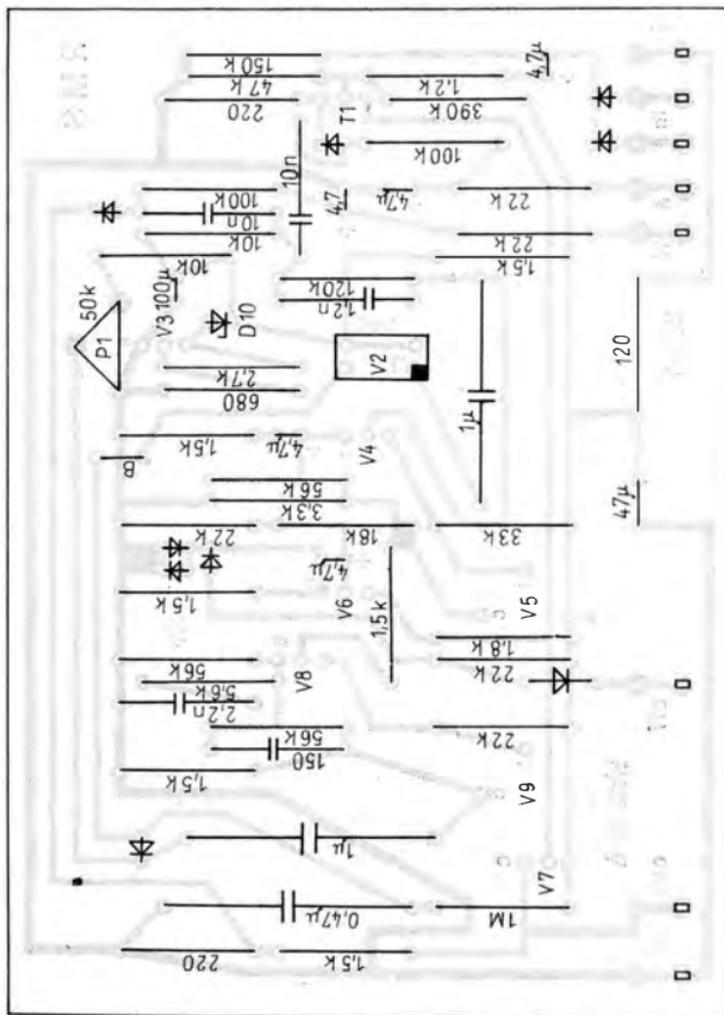


Bild 6 Bestückungsplan der Leiterplatte

## Schlußbetrachtungen

Der relativ hohe Materialeinsatz lohnt nur bei Geräten der gehobenen Klasse. Denkbar ist der Einsatz des RMS in einem separaten Zusatzgerät (Stretcher), das dann aber einen Vorverstärker mit Pegelregler aufweisen muß und eine Pegelanzeige der Eingangsspannung  $U_1$  erhalten sollte. Die Betriebsspannung muß gut gesiebt sein, und beim Aufbau ist eine geeignete Masseführung zu beachten. Im realisierten Stereokassetendeck des Verfassers wurde eine Vergrößerung des Dynamikumfangs um 10 dB erreicht, und der gehörmäßige Eindruck ist überraschend wirkungsvoll.

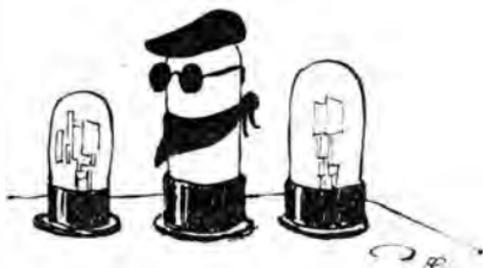
Abschließend soll noch angedeutet werden, daß man derartige RMS nicht nur in Magnetbandgeräten einsetzt. Bekannt wurden schon Versuchsendungen mit komprimierter NF im UKW-Hörrundfunk. Den erfahrenen OMs sei es überlassen, ob ein derartiges System auch in der Nachrichtenübertragung zwischen Amateurfunkstationen angewendet werden kann.

## Literatur

- [1] *Bauer, Brehm*, HiFi-Stereokassettengerät SK 900, radio-fernsehen-elektronik 29 (1980), Heft 10, Seite 615 bis 625
- [2] *Jakubaschk, H.*, Amateurtontechnik, Berlin 1975
- [3] *Gleichmann/Jobst*, Der Einsatz des Dolby-B-Stretchers im Bandhallgerät, radio-fernsehen-elektronik 23 (1974), Heft 7, Seite 215 bis 224
- [4] *Gleichmann/Jobst*, Prinzip und Wirkungsweise des Dolby-B-Stretchers, radio-fernsehen-elektronik 22 (1973), Heft 8, Seite 606 bis 609
- [5] *Kurz, G.*, Analoge Schaltungen, Berlin 1979

Wir klären Begriffe

CODERÖHRE



# Stereodekoderbaustein mit A 290 D und aktivem MPX-Filter

Dipl.-Ing. Peter Godulla

In [1] wurde ein Stereodekoder mit aktiven Filtern vorgestellt. Dieser Dekoder weist erheblich bessere Daten auf als die in vielen Steuergeräten unserer Produktion eingesetzten Dekoder SD1 bzw. SD2. Der in [1] beschriebene Dekoder hat einen niedrigeren Klirrfaktor, eine niedrigere Einschaltsschwelle, sehr gute Seitenbandunterdrückung, einen hervorragenden Rauschabstand und ist fernempfangstüchtig. Ziel der nachfolgenden Arbeit war es, auf der Grundlage von [1] einen gegen die Dekoder SD1 und SD2 einfach und problemlos austauschbaren Dekoderbaustein zu entwickeln. Die wichtigsten Kriterien dafür sind:

- gleiche Betriebsspannung;
- gleiche Platinenabmessungen;
- gleiche Lage der Befestigungsbohrungen;
- gleiche Lage der Anschlußpunkte.

Im Ergebnis dieser Überlegungen entstand der vorgestellte Dekoderbaustein, der schon in mehreren Geräten (*Transstereo*, *Stereo-Präsent*, REMA Tuner 820/Tuner 830, REMA *Andante*) problemlos eingebaut wurde.

## Schaltungsbeschreibung

Bild 1 zeigt den Stromlaufplan des verbesserten Stereodekoders. Es wurde die Grundschialtung für den A 290 D nach [2] eingesetzt und mit einem MPX-Filter nach [1] erweitert. Diese Schaltung wird auf einer Leiterplatte mit den Abmessungen 55 mm × 110 mm untergebracht. Bild 2 zeigt die Leitungsführung und Bild 3 den Bestückungsplan zur Schaltung Bild 1. Die Leitungsführung ist so ausgelegt, daß dem unterschiedlichen Bauelementeangebot Rechnung getragen wird. So kann z. B. der 2- $\mu$ F-Eingangskondensator für den IS durch  $2 \times 1 \mu\text{F}$  bzw.  $4 \times 0,47 \mu\text{F}$  ersetzt werden.

## Einbauhinweise

Nach Entlöten und Entfernen der Originalleiterplatte wird der Dekoderbaustein in das Gerät eingesetzt. Betriebsspannung, Masse, der MPX-Ein-

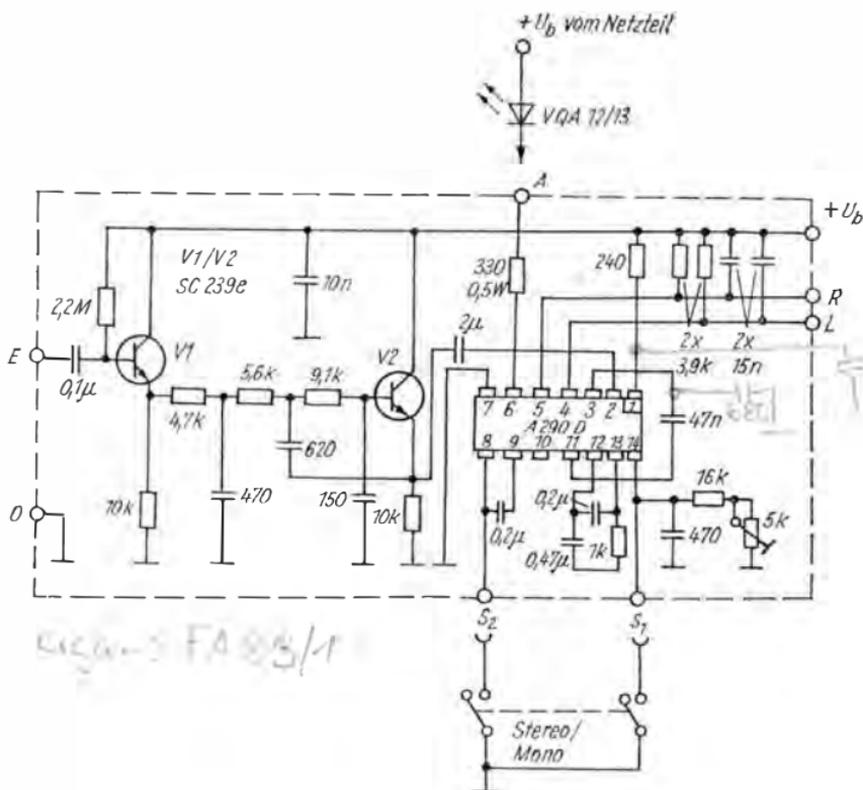


Bild 1 Stromlaufplan des Stereodekodiers mit aktivem MPX-Filter

gang sowie die beiden NF-Ausgänge R und L können angeschlossen werden. Nach Einschalten des Geräts werden die Spannungen am Punkt +U (etwa 15 ... 17 V) und an pin 1 des Schaltkreises ( $\leq 15$  V) überprüft. Ist die Spannung an pin 1 höher, muß der 240- $\Omega$ -Vorwiderstand vergrößert werden.

### Stereoanzeige

Am günstigsten und sichersten ist der Einsatz einer Leuchtdiode als Stereoindikator. Die Vorteile sind der niedrige Stromverbrauch, das Fehlen des Einschaltstromstoßes sowie die lange Lebensdauer der Leuchtdioden. Die Diode wird an Stelle der Anzeigesoffite in die Halterung eingelötet. Die Kathode schließt man an Punkt A der Dekoderplatte an. Die Spannungszuführung vom Netzteil bleibt unverändert und wird der Leuchtdiodenanode zugeführt.

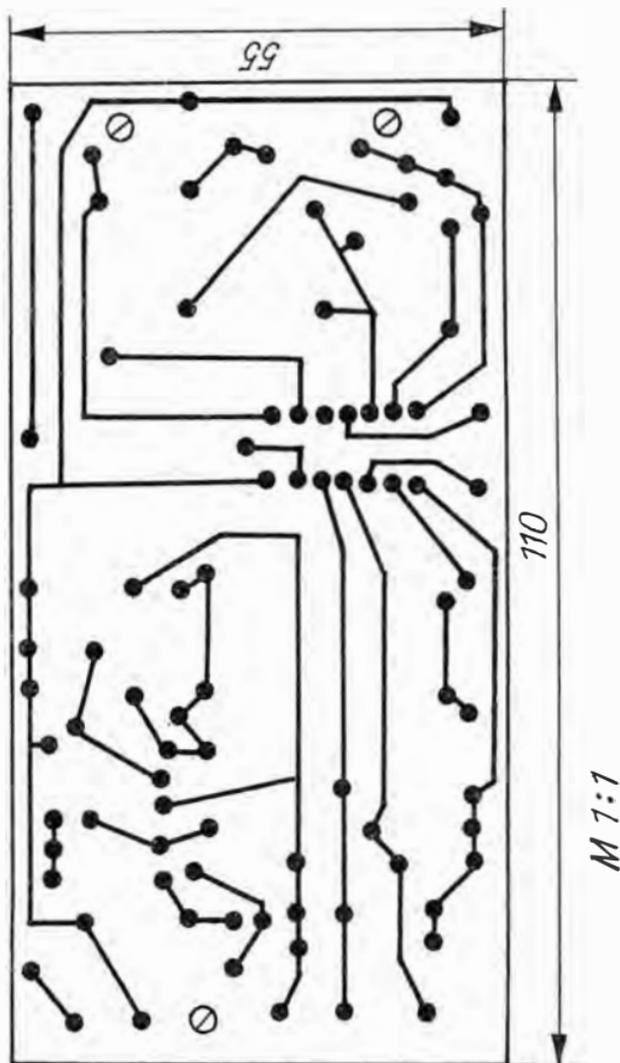


Bild 2 Leitungsführung der Stereodekoderleiterplatte

Erfolgt die Anzeige mit einer Lampe, muß die Schaltung geändert werden. Der  $330\text{-}\Omega$ -Widerstand zwischen pin 6 des A 290 und dem Punkt A des Bausteins wird gegen einen Widerstand  $47\text{-}\Omega$ , 1 W, ausgetauscht. Bei Einsatz einer Lampe  $10\text{ V}/0,05\text{ A}$  sind keine weiteren Änderungen erforderlich. Nachteilig sind schwere Beschaffbarkeit und kurze Lebensdauer dieser Lampen. Wird eine Soffitte  $10\text{ V}/0,1\text{ A}$  verwendet, muß diese vom Anschluß A des Bausteins über einen Widerstand gegen Masse vorgeheizt werden. Nicht zu umgehen sind dabei der hohe Stromverbrauch sowie das Glimmen

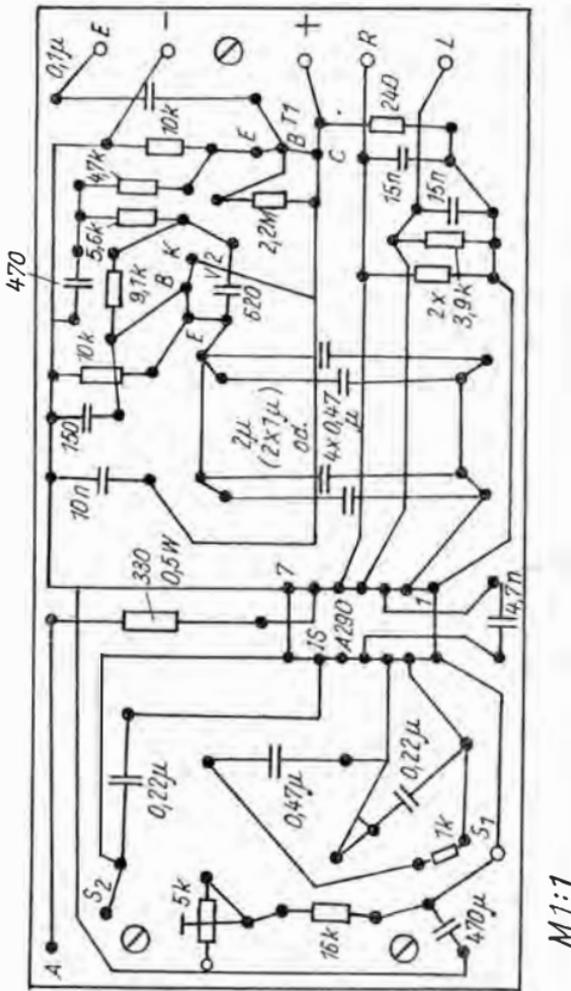


Bild 3 Bestückungsplan für die Leiterplatte des Stereodecoders

der Lampe auch bei Monobetrieb. Dabei ist zu beachten, daß der maximale Ausgangsstrom des integrierten Lampentreibers 75 mA betragen darf.

### Mono-Stereo-Umschaltung

Diese Umschaltung muß entsprechend dem Gerätetyp unterschiedlich realisiert werden.

### Stereo-Präsent, Transstereo [3]

Bei diesen Geräten verbleibt der Dekoder ständig im Signalweg. Bei Monobetrieb müssen die Anschlüsse S1 und S2 des Bausteins über die Stereotaste

an Masse gelegt werden. An der Stereotaste unterbricht man die Anschlüsse c1; d1; c2; d2 (Bezeichnung der Kontakte nach Stromlaufplan) durch Trennen der Leiterzüge. Die Kontakte c1 und d1 werden gebrückt und an Masse angeschlossen.

Die Ausgänge S1 und S2 der Dekoderplatine werden auf die Kontakte c2 und d2 der Stereotaste gelegt. Zur Realisierung der Monoumschaltung bei NF-Betrieb kann man die freien Kontakte der AFC-Taste nutzen. Auf die vorher zu den Kontakten d1 und d2 führenden Leiterzüge werden *vor* der Trennstelle Drähte aufgelötet. Ein Draht führt auf a1 der AFC-Taste, der zweite auf f2 der TA-Taste. a2 (AFC) und f<sub>3</sub> (TA) werden verbunden. Damit fungiert beim Anschluß externer Signalquellen die AFC-Taste als Mono-Stereo-Umschalter für die NF. Durch Nutzung der Kontakte f2 und f3 wird diese Maßnahme nur bei gedrückter TA-Taste wirksam. Bei Stereowiedergabe externer Signalquellen muß also zusätzlich die AFC-Taste gedrückt werden. Die Mono-Stereo-Umschaltung für NF ist jedoch nicht unbedingt erforderlich, da die neueren Monogeräte mit 5poligen Diodenbuchsen über eine Brücke zwischen den Kontakten 1 und 4 bzw. 3 und 5 verfügen.

Eine weitere Möglichkeit besteht darin, diese Brücken im Überspielkabel zu realisieren. Daraus ergibt sich bei Zuschaltung dieser Geräte zwangsläufig Monobetrieb über beide Kanäle.

#### *RK 7 sensit* [5]

Auch bei diesem Gerät bleibt der Dekoder ständig im Signalweg. Die Anschlüsse S1 und S2 des Bausteins legt man auf die freien Kontakte a4 und b4 der Monotaste, a5 und b5 werden an Masse angeschlossen. Der ehemals an M32 des Originaldekoders liegende Anschluß wird nicht mehr benötigt und kann entfallen. Damit ist zwar die von der ZF-Begrenzung abhängige Mono-Stereo-Umschaltung des Dekoders wirkungslos, jedoch treten durch das MPX-Filter keine Umschaltgeräusche beim Abstimmen auf. Die NF-Stummschaltung bleibt außerdem voll funktionstüchtig [5].

In den Geräten, in denen bei Monobetrieb der Dekoder nicht im Signalweg liegt, werden die Anschlüsse S1 und S2 des Dekoders nicht beschaltet. Das betrifft unter anderem die Geräte der Firma REMA (*Tuner 820-821-830, Andante, Arietta*) [4].

#### **Inbetriebnahme und Abgleich**

Nach den oben angeführten Schaltungsänderungen für die Mono-Stereo-Umschaltung und den Stereoindikator sowie Überprüfung sämtlicher Anschlüsse wird die Antenne angeschlossen, das Gerät auf Stereo geschaltet und in Betrieb genommen. Dann stellt man einen Stereosender ein. Mit dem 5-k $\Omega$ -Einstellregler wird die Phasenregelschleife eingerastet. Der Regler wird dann auf die Mitte des Fangbereichs eingestellt. Damit sind die Einbau- und Abgleicharbeiten beendet.

## Erfahrungen

Es wird ein integrierter Stereodekoderbaustein mit aktivem MPX-Filter vorgestellt, der einen einfachen Austausch gegen die Dekoder SD1 bzw. SD2 in unterschiedlichen Stereosteuergeräten der DDR-Produktion gestattet. Dabei wurde die Wirkungsweise der PLL-Schaltung als bekannt vorausgesetzt und der Schwerpunkt auf Einbauhinweise für die Geräte gelegt.

Der Baustein wurde schon in mehrere Geräte eingebaut und funktionierte beim Einsatz typisierter Halbleiter jedesmal zuverlässig. Beim Einsatz von Transistoren anderer Stromverstärkungsgruppen muß der Basiswiderstand von T1 angepaßt werden. Die mit diesem Baustein ausgerüsteten Geräte erlauben einen besseren Fernempfang von Stereosendungen. Alle Sender mit einer ausreichenden Feldstärke können stereophon empfangen werden. Auf Grund der Abmessungen und der Anschlußbelegung des Bausteins sind keine mechanischen Änderungen an den Geräten erforderlich. Auch der Einbau in Geräte, die hier nicht genannt wurden, sollte auf Grund der gegebenen Hinweise keine Schwierigkeiten bereiten.

## Literatur

- [1] *Kowalski, H. J.*, Integrierter PLL-Stereo-Multiplex-Dekoder A 290 D mit aktiven RC-Filtern, FUNKAMATEUR 28 (1979), Heft 4, Seite 172 ff.
- [2] *Kröbel, H. E.*, Integrierter PLL-Stereodekoder A 290 D, radio-fernsehen-elektronik 27 (1978), Heft 8, Seite 495 ff.
- [3] Service-Anleitung Stereo-Präsent, VEB Stern-Radio-Sonneberg, VEB Kombinat Stern-Radio Berlin
- [4] Stromlaufpläne REMA, «Tuner 820», «Tuner 830», «Andante»
- [5] *Dietz, K.*, HiFi-Steuergerät RK 7 sensit, radio-fernsehen-elektronik, Heft 10, Seite 323 ff.



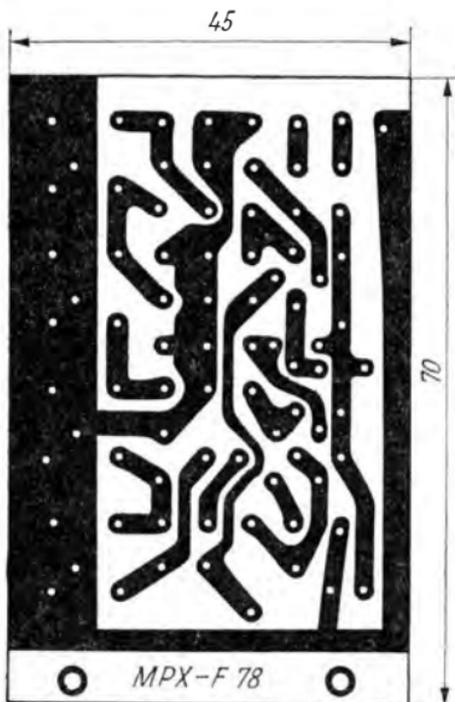


Bild 2  
Leitungsführung der Leiterplatte,  
Maßstab 2 : 1

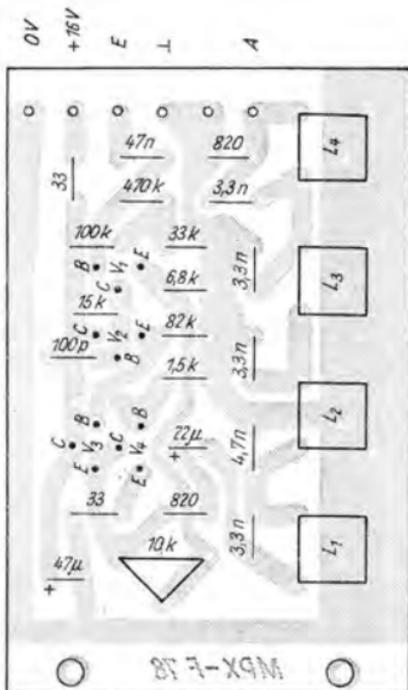


Bild 3  
Bestückung der Leiterplatte  
nach Bild 2, Maßstab 2 : 1

### Schaltung

Bild 1 zeigt den Stromlaufplan der entwickelten MPX-Filterschaltung. Das MPX-Signal wird hochohmig eingekoppelt und verstärkt. Es schließt sich ein spezielles  $LC$ -Filter an, das die obengenannten Forderungen erfüllt. Zur Berechnung derartiger Filter mit *Zobel*-Gliedern sei auf [3] verwiesen. Das Filter arbeitet auf einen Abschlußwiderstand von  $820\Omega$ , so daß die folgende Eingangsstufe des Stereodecoders wesentlich hochohmiger sein muß, damit das Filter optimal arbeitet. Beim Einsatz der IS *A 290 D* als Stereodecoder ist das gewährleistet ( $R_e \geq 20\text{ k}\Omega$ ).

### Abgleich des Filters

Für einen exakten Abgleich des MPX-Filters sind ein Breitbandgenerator, ein Zweistrahloszillograf und ein Millivoltmeter notwendig. Nach der ersten Funktionskontrolle (Durchfahren des Frequenzbereichs bis  $100\text{ kHz}$ ) wird

das Filter genau abgeglichen. Zunächst ist eine Frequenz von 38 kHz am Generator einzustellen. Durch wechselseitigen Abgleich von L1 bis L4 wird auf Phasengleichheit zwischen Eingang E und Filterausgang A abgeglichen. Danach kontrolliert man die Symmetrie der Phasenverschiebung im Frequenzspektrum der Rauminformation (23 ... 53 kHz) und gleicht notfalls nach. Im allgemeinen wird ein Nachgleich jedoch nicht notwendig sein, wenn man die Wickeldaten der Spulen einhält und engtolerante Kondensatoren verwendet. Anschließend werden der Frequenzgang des Durchlaßbereichs und der Dämpfungsverlauf oberhalb 53 kHz kontrolliert und gegebenenfalls nachgeglichen. Zum Schluß wird mit P1 eine Verstärkung von  $V = 1$  eingestellt, und Phasengang und Dämpfungsverlauf werden nochmals kontrolliert.

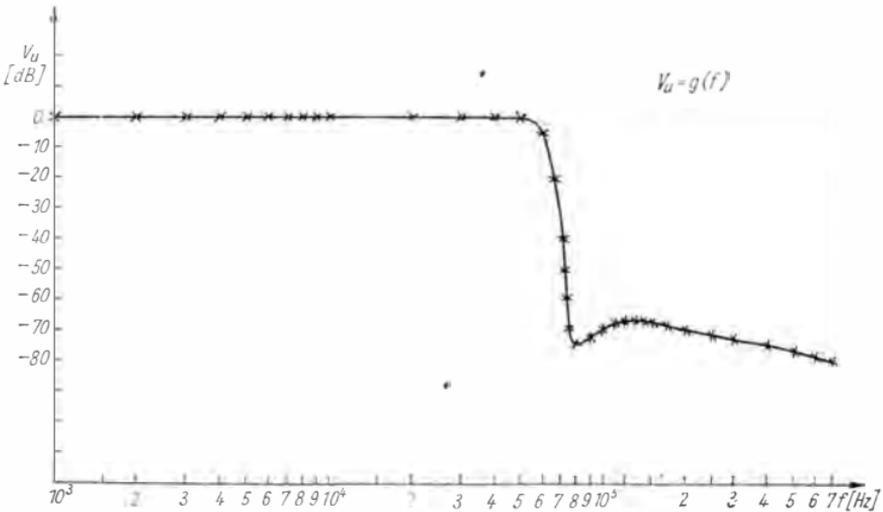


Bild 4 Frequenzgang des MPX-Filters

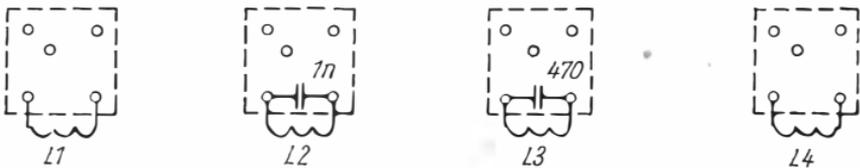


Bild 5 Anschlußbelegung der Filter (Ansicht von unten)

## Tabelle Daten der Spulen

---

L1 - 1,32 mH; 338 Wdg., 0,22-mm-CuL

L2 - 4,412 mH; 618 Wdg., 0,12-mm-CuL

L3 - 3,75 mH; 570 Wdg., 0,12-mm-CuL

L4 - wie L1

Spulenkörper *StB-S 012-006* (AM-ZF-Einzelkreis)

$A_L$ -Wert etwa 11,554 nH/w<sup>2</sup>

---

### Erreichte Ergebnisse

Bild 4 zeigt den mit dem MPX-Filter erreichten Frequenzgang. Bedingt durch den Phasenabgleich bei 38 kHz konnte eine geringfügige Verbesserung der Kanaltrennung festgestellt werden (zum Spektrum des MPX-Signals s. [2]). Durch die große Dämpfung des Filters bei Frequenzen oberhalb 53 kHz treten keine Störungen des NF-Signals mehr auf. Weiterhin konnte das systembedingte Rauschen (weißes Rauschen) der internen und externen Rauschquellen durch Einengung der Bandbreite verringert werden. Abschließend sei erwähnt, daß das beschriebene Filter in mehreren Exemplaren seit längerer Zeit ohne Beanstandungen arbeitet.

### Literatur

- [1] *Fischer, H.-J./Schlenzig, W.E.*, Transistor- und Schaltungstechnik, Militärverlag der DDR (VEB) - Berlin, 1. Auflage, Berlin, 1979
- [2] *Streng, K.K.*, abc der Niederfrequenztechnik, Deutscher Militärverlag, 1. Auflage, Berlin, 1969
- [3] *Anders, R.*, Resonanzkreise, Bandpässe und Filter selbst berechnet, Amateurreihe electronica, Hefte 151 und 152, Militärverlag der DDR (VEB) - Berlin, 1. Auflage, Berlin, 1977
- [4] *Kowalski, H.-J.*, Integrierter PLL-Stereo-Multiplex-Dekoder A 290 D mit aktiven RC-Filtern, FUNKAMATEUR 28 (1979), Heft 4, Seite 172
- [5] *Gran, G.*, Stereo-Antennentestgerät, radio-fernsehen-elektronik 29 (1980), Heft 2, Seite 105
- [6] *Kröbel, H.-E.*, Integrierter PLL-Stereodekoder A 290 D radio-fernsehen-elektronik 27 (1978), Heft 8, Seite 495
- [7] *Radant, R.*, Stereodekoder mit A 290 D, radio-fernsehen-elektronik 28 (1979), Heft 2, Seite 116

# Einfache Quarzuhr mit Analoganzeige

Walter Koch

Dieser Beitrag ist ein Umbauvorschlag, mit dem die in vielen Haushalten und Betrieben vorhandenen nichtquartzgesteuerten elektronischen Uhren mit geringem Aufwand auf Quartzsteuerung umgebaut werden können. Diese Uhren erreichen dann eine wesentlich höhere Ganggenauigkeit. Der Umbauvorschlag erfüllt folgende Bedingungen:

- Bereitstellung mehrerer quartzgenauer Zeitbasen (0,5 – 1 – 2 – 4 – 8 Sekunden);
- Einsatz einer vorhandenen Analoganzeige (die benötigte Taktfrequenz ist mit Sicherheit in den genannten Zeitbasen enthalten);
- einfache Schaltungskonzeption mit modernen Bauelementen der Mikroelektronik;
- für den weniger versierten Elektronikamateur herstellbar und nachbausicher;
- Stromversorgung über das Lichtnetz und gepufferte Akkumulatoren (kontaktlose Umschaltung über Längstristor).

Den grundsätzlichen Aufbau zeigt der Übersichtsschaltplan (Bild 1).

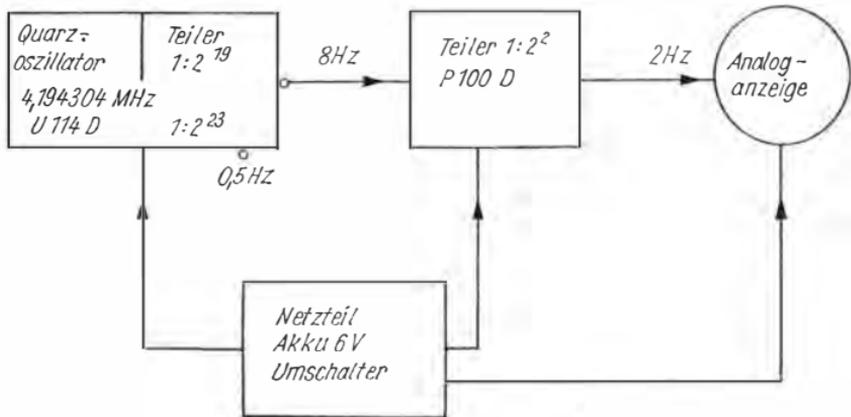


Bild 1 Übersichtsschaltplan der beschriebenen Quarzuhr

## Quarzoszillator und Teiler mit dem U114 D

Quarzoszillator (4,194304 MHz) und Teiler  $1:2^{23}$  sind im U114 D enthalten. An den Anschlüssen 4 und 6 können jeweils gegenphasige und um 1 s verschobene Impulsfolgen mit einer Frequenz von 0,5 Hz gegen Masse



entnommen werden. Damit ist eine Zeitbasis von 2 s bereitgestellt. Werden die Anschlüsse 4 und 6 entsprechend [1] zusammengeführt, erhält man eine Impulsfolge von 1 Hz, also eine Zeitbasis von 1 s.

### Bereitstellung weiterer Impulsfolgen

Die elektronische Uhr mit elektromechanischem Schrittschaltwerk (*elektrochron*, VEB *Uhrenwerke* Glashütte) benötigt aber eine Impulsfolge von 2 Hz. Zur Herstellung dieser Impulsfolge wurden zwei Varianten experimentell erprobt.

#### *Impulsverdoppelung*

Die Schaltung nach [2] zeigte unbefriedigende Ergebnisse. Ausgehend von der Impulsfolge von 0,5 Hz müßte zur Herstellung der Impulsfolge von 2 Hz die Schaltung zur Impulsverdoppelung zweimal eingesetzt werden. Sie ist außerdem zu aufwendig. Die Schaltung nach [3] ist für diesen Einsatz ebenfalls zu umfangreich.

#### *Impulsteilung*

Untersuchungen ergaben, daß auch der *U 114 D*, ähnlich dem Vorschlag in [1] für den *U 124 D*, an den Ausgängen 4 bzw. 6 eine gegenphasige, um  $\frac{1}{4}$  s verschobene Impulsfolge von 8 Hz liefert, wenn der Anschluß 7 auf Masse gelegt wird. Mit einem einfachen Teiler 1 : 2<sup>2</sup> lassen sich jetzt Impulsfolgen von 2 Hz für das Schrittschaltwerk der Analoganzeige (Uhr *elektrochron*) ableiten.

Der Transistor V2 benutzt die Impulsaufbereitung für die D2 (*P 100 D*). Zwei einfach gehaltene Impulsteiler 1 : 2 ergeben ein Gesamtteilerverhältnis von 1 : 2<sup>2</sup>, damit eine Impulsfolge von 2 Hz. Mit dem Transistor V3 wird der Impulsteiler niederohmig an den Elektromagneten (80 Ω) des Schrittschaltwerks angepaßt. Auf den Einsatz eines Gatters mit einem höheren Lastfaktor (niederohmiger Ausgang) wurde verzichtet (z.B. *D 140 D*), um die Gesamtstromaufnahme der Uhr niedrig zu halten. Der Widerstand R8 wird so gewählt, daß der Elektromagnet des Schrittschaltwerks (oder in einem anderen Fall der Schrittmotor) gerade sicher anspricht. Beim Elektromagneten der vorliegenden Analoganzeige trat dieser Zustand bei einem Kollektorstrom vom 15 ... 20 mA ein. Das entsprach einem Widerstand von etwa 1 kΩ.

Falls nun eine Impulsfolge von 8 Hz benötigt wird, kann diese – bereits entsprechend niederohmig – direkt am Kollektor des Transistors V2 abgenommen werden. Die Impulsfolge von 4 Hz ist sinngemäß unter Nachschaltung einer Impedanzwandlerstufe (V3) am Ausgang des ersten Teilers 1 : 2 (D2 – pin3 oder pin 13) entnehmbar.

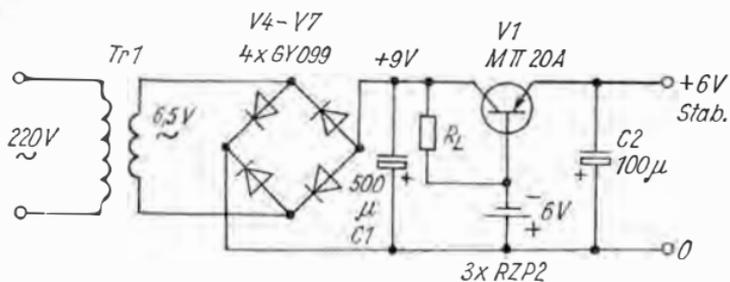


Bild 3 Stromversorgung der Quarzuhr

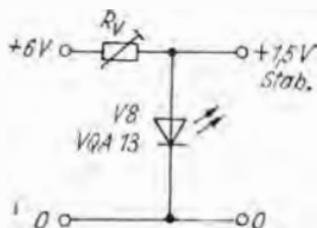


Bild 4 Stromversorgung für den Uhrenschaltkreis D1

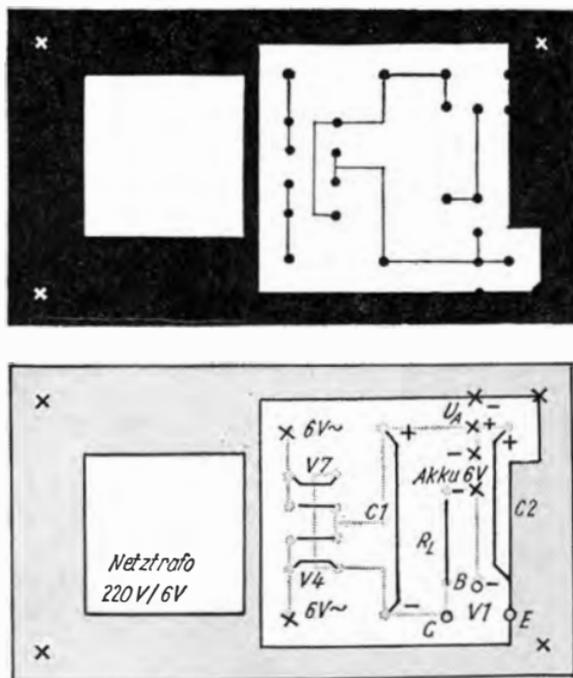


Bild 5 Leitungsführung (a) und Bestückungsplan (b) der Leiterplatte der Stromversorgung Bild 3

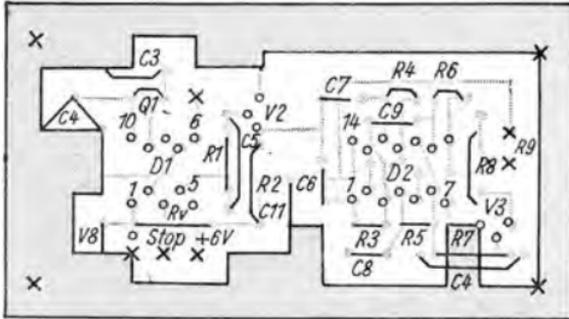
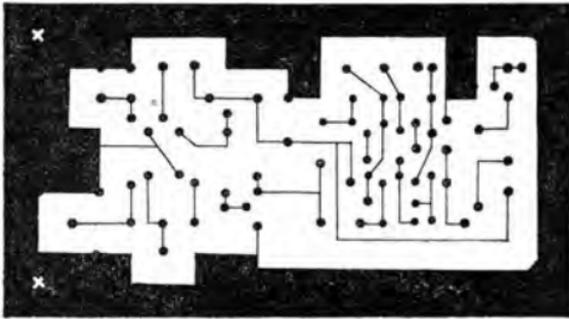
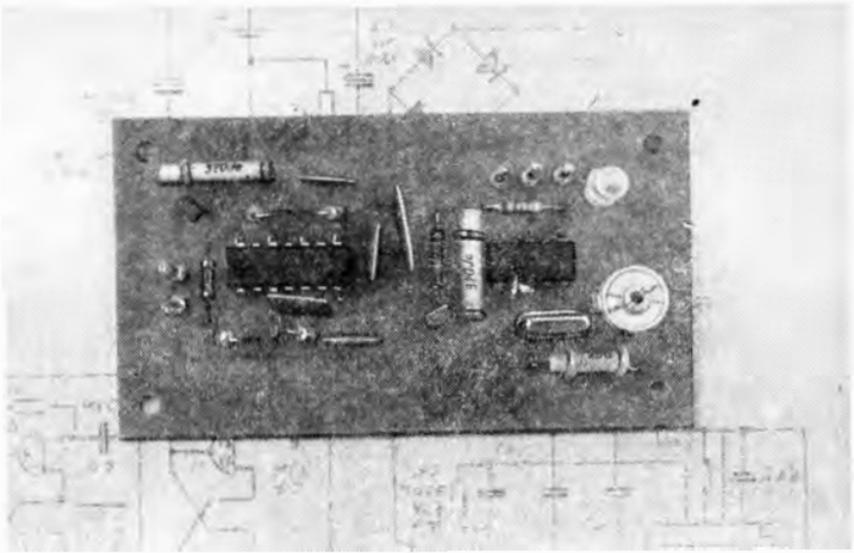


Bild 6 Leitungsführung (a) und Bestückungsplan (b) der Leiterplatte der Quarzuhr Bild 2

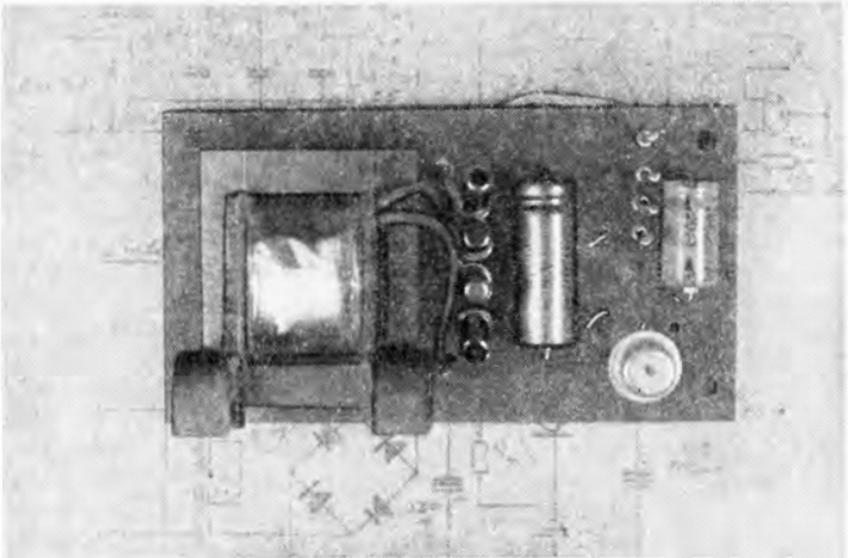
### Stromversorgung

Eine Quarzuhr mit ihrer hohen Ganggenauigkeit erreicht nur dann ihren eigentlichen Gebrauchswert, wenn sie bei Netzausfall weiterhin funktionsfähig bleibt. Es ergibt sich daher die Notwendigkeit für den Einsatz gepufferter Akkumulatoren (3 RZP 2, 6 V, 0,5 Ah), die einen Netzausfall von etwa 20 Stunden überbrücken können und aus dem Lichtnetz nachgeladen werden.

Aus einem kleinen Netztransformator (M42 oder kleiner, bzw. ein entsprechender E/J-Schnitt) entnimmt man eine Wechselspannung von 6 V (Werte zwischen 6 und 8 V sind ohne Änderung zulässig), die mit dem Brückengleichrichter V4 bis V7 gleichgerichtet und mit dem Kondensator C1 geglättet wird. Mit dem als Längsregler arbeitenden Transistor V1 wird die Gleichspannung von 9 auf 6 V herabgesetzt und gleichzeitig durch die als Z-Diode wirkenden Akkumulatoren auf 6 V stabilisiert. Bei Netzausfall übernehmen die Akkumulatoren die Stromversorgung über die Basis-Emitter-Strecke des Transistors V1. Die Verlustleistung des Transistors V1 kann



*Bild 7 Bestückte Leiterplatte der Quarzuhr*



*Bild 8 Bestückte Leiterplatte der Stromversorgung*

gering sein (kleiner 100 mW), aber der Basis-Emitter-Strom muß etwa 25 mA betragen können! Über den Widerstand  $R_L$  kann eine Normal- bzw. Erhaltungsladung vorgenommen werden.

Erhaltungsladung:  $I_L = 0,5 \text{ mA} - R_L$  etwa  $6 \text{ k}\Omega$ ;

Normalladung:  $I_L = 25 \text{ mA} - R_L$  etwa  $120 \Omega$ .

Es ist also zweckmäßig, den Widerstand  $R_L$  umschaltbar ausulegen.

Soll für den Betrieb von D1 (*U 114 D*) keine zweite Stromquelle von 1,5 V eingesetzt werden, läßt sich die stabilisierte Spannung von 6 V über den Widerstand  $R_V$  auf 1,5 V herabsetzen und mit der Diode V8 nochmals stabilisieren. Der Strom durch die Diode V8 wird auf etwa 2 mA festgelegt. Der Einsatz einer LED *VQA 13* als Z-Diode für 1,5 V ist dadurch gerechtfertigt, daß es Z-Dioden mit vergleichbarer Stabilität in diesem Spannungsbereich nicht gibt.

### Inbetriebnahme und Aufbau

Das Mustergerät wurde in folgenden Stufen aufgebaut, in Betrieb genommen und auf Funktionsfähigkeit überprüft:

- Quarzgenerator und Teiler 1 : 2<sup>19</sup> mit dem *U 114 D*;
- Anpaßstufe mit dem Transistor V2;
- Teiler 1 : 2<sup>2</sup> mit dem *P 100 D*;
- Anpaßstufe mit dem Transistor V3;
- Stromversorgung.

Für die Überprüfungsarbeiten der einzelnen Baustufen ist lediglich ein Viel-

**Tabelle Übersicht über die an der fertigen Schaltung ermittelten Meßwerte (Vielfachmesser 20 k $\Omega$ /V, gegen Masse)**

Meßpunkt		Meßbereich am Vielfachmesser	Meßwert	Besonderheiten
D1	-4	2,5 V-	0,75 V	Zeiger vibriert, 8 Hz
V2	-B	2,5 V-	0,3 V	Zeiger vibriert
V2	-K	10 V-	3,0 V	Zeiger vibriert
D2	-3	10 V-	2,5 V	Zeiger vibriert, 4 Hz
D2	-6	10 V-	2,0 ... 2,5 V	Zeiger vibriert, 2 Hz
V3	-B	10 V-	2,0 ... 2,5 V	Zeiger vibriert
V3	-K	10 V-	3,0 V	Zeiger vibriert
Tr1	sek	10 V	7,0 V	
V1	-K	10 V-	8,6 V	
V1	-B	10 V-	6,2 V	
V1	-E	10 V-	6,1 V	
V8-Anode		2,5 V-	1,45 V	

fachmesser mit geeigneten Gleichspannungs- und Wechselspannungsmeßbereichen erforderlich. Die Tabelle zeigt eine Übersicht über die ermittelten Meßwerte (Vielfachmesser 20 k $\Omega$ /V, gegen Masse).

Die Quarzuhr baut man auf 2 Leiterplatten (Quarzoszillator mit Teiler- und Anpassungsstufen/Stromversorgung) auf. Bild 7 und Bild 8 zeigen den Aufbau.

### Eichung

Stehen keine industriellen Meßmittel zur Verfügung, so muß die Zeitbasis experimentell durch den Vergleich mit dem Zeitzeichen (Radio, Fernsehen) festgelegt werden. Das führt zwangsläufig zu einer schrittweisen Annäherung an den Idealwert. Der Beobachtungszeitraum zwischen zwei Korrekturen muß ausreichend groß gewählt werden (anfangs mindestens 1 Tag, bei größerer Näherung 1 Woche, 1 Monat). Die Variationsmöglichkeit am Trimmer C4 ist ausreichend fein.

### Literatur

- [1] *Schlenzig, K.*, Taktgeberschaltungen mit U 124 D, radio-fernsehen-elektronik, Heft 3/1981, Seite 160
- [2] *Jakubaschk, H.*, Das große Schaltkreis-Bastelbuch, Berlin 1978, Seite 164 und Seite 225
- [3] *Kühne, H.*, Digitale Frequenzvervielfacher in PLL-Technik für Meßzwecke, FUNKAMATEUR, Heft 6/1977, Seite 289
- [4] Informationskatalog «Halbleiterbauelemente 1980», VEB Kombinat Mikroelektronik Erfurt
- [5] *Jakubaschk, H.*, Das große Elektronik-Bastelbuch, 4. Auflage, Berlin 1974, Seite 173

# Digital ansteuerbarer Triacsteller nach dem Nullspannungs- schalterprinzip

Dipl.-Ing. Joachim Uhlig

Der Triac ist ein zweiseitig steuerbarer Gleichrichter, der sich besonders zur verlustarmen Schaltung und Steuerung von Wechselströmen eignet. In [1] ist die Schaltungstechnik in kurzer und übersichtlicher Form dargestellt. Seit dem man den Triac im Amateurbedarfshandel erhält, beginnt er den Thyristor in der Steuerung von Wechselströmen auch im Amateurbereich zu verdrängen.

Aus der Thyristorschaltungstechnik ist besonders die Phasenanschnittsteuerung bekannt geworden. Diese ist zwar recht unkompliziert, weist aber eine hohe Störstrahlung auf, und eingestellte Werte lassen sich schwer reproduzieren. Deshalb setzt sich in letzter Zeit der Nullspannungsschalter durch. Er beruht auf dem Prinzip, daß der Triac oder auch der Thyristor jeweils im Nulldurchgang der Wechselspannung gezündet wird, wobei keine hohen Einschaltstromstöße auftreten. Da der Triac erst beim nächsten Nulldurchgang wieder verlichtet, ist er jeweils für mindestens eine Halbwelle geöffnet. Eine weitere Reduzierung der Impulslänge ist nicht möglich. Genaueres über die Funktion und die auftretende Störstrahlung findet der Leser in [2] und [3].

Vorliegende Schaltung wurde entwickelt mit dem Ziel, einen Triacsteller für Netzspannung zu realisieren, der

- geringe Störstrahlung entwickelt;
- in Stufen genau reproduzierbar einstellbar ist;
- sich mit TTL-gerechten Digitalinformationen ansteuern läßt.

## Nullspannungsschalter

Der Nullspannungsschalter wurde im wesentlichen aus [2] übernommen und ist in Bild 1 dargestellt. Seine Funktion ist folgende:

An der Brücke V7 ... V10 liegt über R2 die Netzwechselspannung. Die Basis-Emitter-Strecke des Transistors V1 wird durch die Brücke mit Sinus-halbwellen angesteuert. Somit ist V1 nur in der Nähe des Nulldurchgangs gesperrt. Sobald V1 sperrt, sperrt auch V2. Vorausgesetzt, der Fototransistor im Optokoppler OK1 ist geöffnet, steuert nun auch V3 durch. Damit öffnet V4, und über R10 erhält der Triac einen Steuerstrom. Der Triac wird

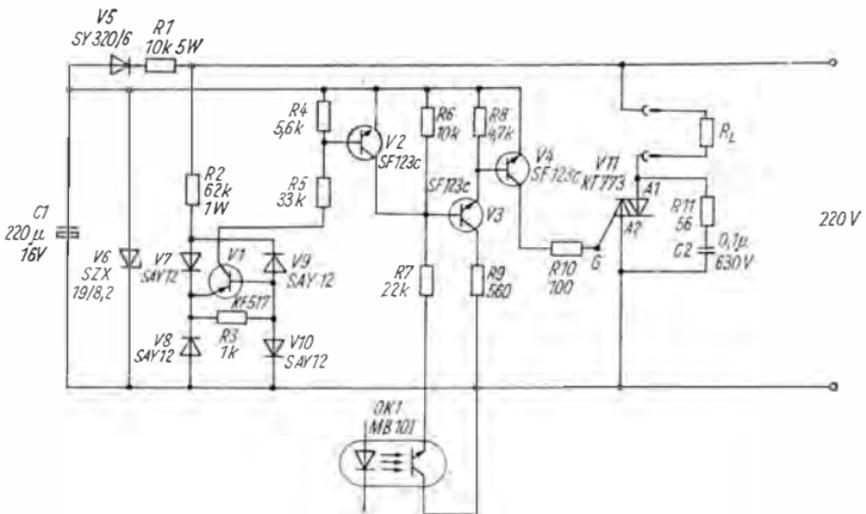


Bild 1 Stromlaufplan des Nullspannungsschalters

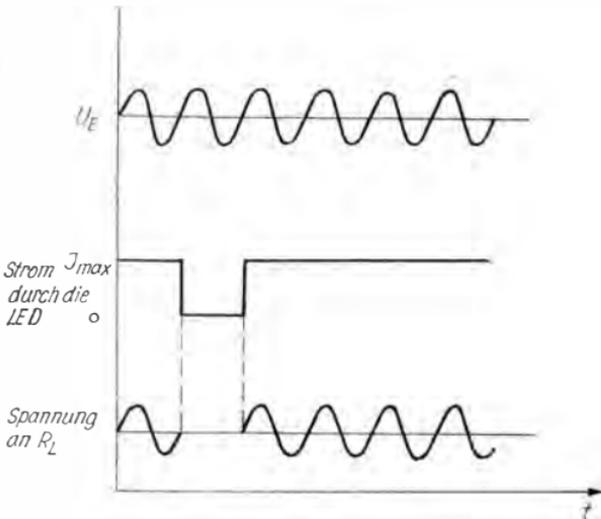


Bild 2  
Prinzip der Spannungs-  
regelung durch Aus-  
tasten von ganzen  
Sinusschwingungen

also stets im Moment des Spannungsnulldurchgangs der Netzwechselspannung gezündet, vorausgesetzt, der Optokoppler OK1 ist angesteuert. Der Nullspannungsschalter wird über R1, V5, V6 und C1 mit Strom versorgt. Mit dem Optokoppler kann der Nullspannungsschalter gesteuert werden. Ist der Fototransistor nicht geöffnet, bleibt V3 gesperrt, so daß der Triac nicht zünden kann.

Bild 2 stellt die Funktion der Spannungsregelung dar. Bei Ansteuerung des Optokopplers mit einem Impuls, dessen Länge der einer Sinusschwingung

(Periodendauer 20 ms) entspricht, wird eine Sinusschwingung ausgetastet. Gleiches ist mit einer Halbwelle (10 ms) möglich. Entsprechend der Anzahl der in einer Zeiteinheit ausgetasteten Halb- oder Vollschwingungen kann die Spannung bzw. Leistung am Lastwiderstand eingestellt werden. Dabei ist allein die Impulsdauer des Austastimpulses bestimmend für die Zahl der auszutastenden Halb- oder Vollwellen. Wenn der Austastimpuls relativ zur Wechselspannung phasenverschoben ist, ändert sich die Funktion nicht, da der Nullspannungsschalter ein Zünden des Triac nur im Spannungsnull-durchgang ermöglicht. Bei der Phasenverschiebung würde lediglich die nächste Halb- oder Vollwelle ausgetastet, die Gesamtzahl ändert sich nicht.

R11 und C2 bewirken den Schutz des Triac bei induktiver Last. Bei ohmschen Verbrauchern können sie entfallen. Der gesamte Nullspannungsschalter ist nicht galvanisch vom Netz getrennt. Der Optokoppler OK1 ist deshalb für eine Potentialtrennung zwischen Ansteuerteil und Nullspannungsschalter notwendig!

### Ansteuerschaltung

Die Ansteuerschaltung stellt die gewünschten Austastimpulse bereit. Dabei wurde durch Einsatz eines Zählers, im Gegensatz zu [4], eine feinere Abstufung der Ausgangsleistung ermöglicht. Die Funktion ist folgende:

Der Zähler D1 (s. Bild 3) wird mit aus der Wechselspannung gewonnenen 20-ms-Impulsen getaktet. Jeweils in der Zählereinstellung 15 wird über D3 und D 2.2 der Strom durch die im Optokoppler enthaltene Leuchtdiode für 20 ms (eine 50-Hz-Periode) unterbrochen und damit jede 15. Periode der Wechselspannung ausgetastet. Jeweils beim Übergang von der Zählerstellung 15 auf 0 erscheint am Ausgang  $\bar{U}_v$  ein Übertragungsimpuls. Dieser steuert den Ladeeingang so, daß der Zähler im Moment des Übergangs von 15 auf 0 die an den Steuereingängen A ... D anliegende Dual-Zahl übernimmt und von dieser an weiterzählt.

Liegt an den Steuereingängen die Information «0» (LLLL s. auch Tabelle 1), so sind 14 Taktimpulse von  $Z_v$  erforderlich, ehe die nächste Periode ausgetastet wird. Liegt die Information «14» (HHHL) an, so reicht ein Taktimpuls, um den Zählerstand 15 zu erreichen, so daß jede zweite Periode der Wechselspannung ausgetastet wird. Es kann also mit der an den Steuereingängen anliegenden dual kodierten Information von 0 bis 15 die Zahl der auszutastenden Impulse von jedem 16. Impuls bis zu einer 100%igen Austastung eingestellt werden. Damit ist die Einstellung einer Ausgangsspannung bzw. Leistung am Lastwiderstand von 93,8% bis 0 möglich (s. Tabelle 2, Spalte Vollwellensteuerung).

Um diese Funktion zu garantieren, muß der Austastimpuls die Länge einer vollen Periode (20 ms) haben. Das ist bei einer direkten Verbindung des Übertragungsausgangs mit dem Ladeeingang von D1 nicht möglich. Wie in Bild 4 dargestellt, erscheint der Übertragungsimpuls mit der HL-Flanke des Taktimpulses, also eine halbe Taktperiode bevor die Stellung 0 erreicht

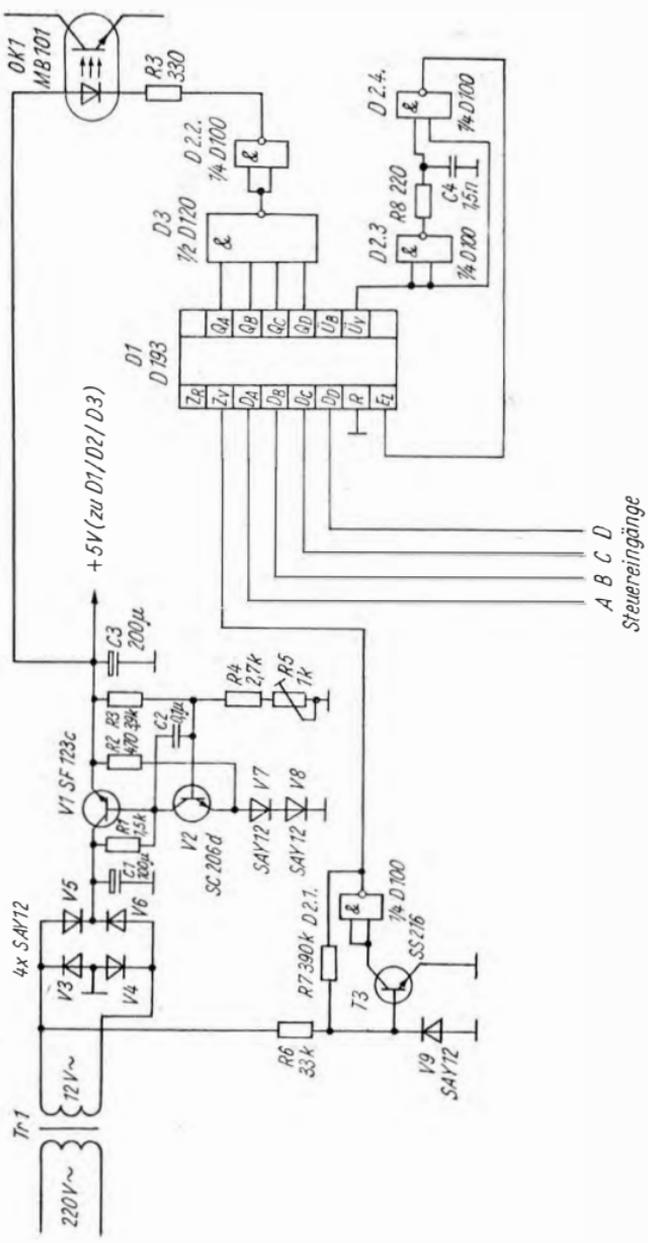


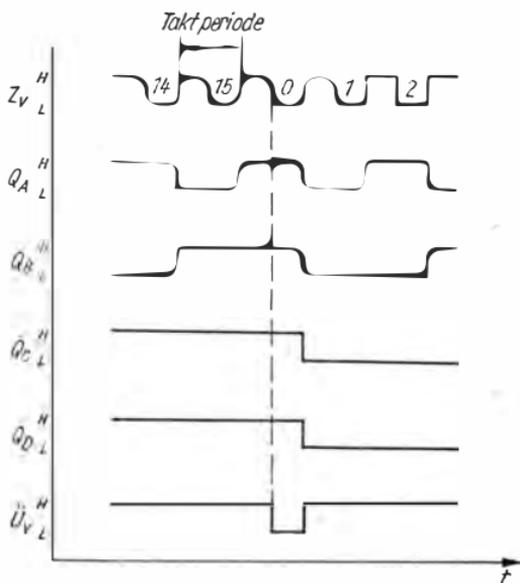
Bild 3 Stromlaufplan der Ansteuerschaltung

**Tabelle 1 Dual-Kodierung  
der Dezimalzahlen 0 ... 15  
(L = Masse, H = 2,4 ... 5V)**

Dezimal	dual
0	D C B A
1	L L L L
2	L L L H
3	L L H L
4	L L H H
5	L H L L
6	L H L H
7	L H H L
8	L H H H
9	H L L L
10	H L L H
11	H L H L
12	H L H H
13	H H L L
14	H H L H
15	H H H L

**Tabelle 2 Ausgangsleistung in Abhängigkeit von der  
Steuerinformation**

Kodierung an den Steuer- eingängen (dezimal)	Ausgangsleistung ( $P_{a/P_{\max}}$ ) bei Vollwellen- atlastung	bei Halbwellen- atlastung
0	0,938	0,969
1	0,933	0,967
2	0,929	0,964
3	0,923	0,962
4	0,917	0,958
5	0,909	0,955
6	0,900	0,950
7	0,889	0,944
8	0,875	0,937
9	0,857	0,929
10	0,833	0,917
11	0,800	0,900
12	0,750	0,875
13	0,667	0,833
14	0,500	0,750
15	0	0,500



*Bild 4*  
*Impulsdiagramm des*  
*Zählbausteines D 193*  
*(Auszug)*

wird. Damit würde, benutzte man den Übertragsimpuls direkt zum Steuern des Ladeeingangs, bereits nach halber Taktperiodendauer, innerhalb des Zählerstands 15, die an den Steuereingängen anliegende Information eingespeichert und somit der Zählerstand 15 nach 10 ms, gemäß der Information an den Ladeeingängen, geändert. Das bedeutet, daß der Austastimpuls nur 10 ms lang wäre und nur eine Halbwelle ausgetastet wird. Deshalb wurde mit DI 2.3 und DI 2.4 sowie R8 und C4 eine Verzögerungsschaltung eingefügt, die auf die LH-Flanke des Übertragsimpulses reagiert.

Bei Übergang des Übertragsimpulses von L auf H (etwa 13 ns bevor der Zähler auf die Stellung «0» schaltet) wird ein Impuls von etwa 200 ns Länge erzeugt. Dieser steuert den Ladeeingang. Da der Impuls etwa im Moment des Umschaltens von DI von 15 auf 0 anliegt und sehr kurz ist, verkürzt sich die Länge des Austastimpulses nicht, und der Neubeginn des Zählens nach dem Laden wird ebenfalls nicht nennenswert verzögert.

Der Taktimpuls wird mit einem Trigger nach [5] aus der 50-Hz-Wechselspannung gewonnen und hat somit exakt die gleiche Länge wie die zu schaltenden Perioden der Netzspannung im Nullspannungsschalter. Durch den Transformator tritt zwar eine Phasenverschiebung auf, diese beeinflusst jedoch, wie oben dargelegt, die Funktion nicht. Die vorliegende Schaltung sichert, daß jeweils volle Perioden der Wechselspannung ausgetastet werden. Die Ausgangsspannung an  $R_L$  ist somit eine symmetrische Sinusspannung, die zeitweise unterbrochen wird. Damit ist eine Ansteuerung von ausschließlich an Wechselspannung zu betreibenden Verbrauchern (z. B. Netztransformator) möglich.

Eine Vereinfachung kann erreicht werden, wenn die Verzögerungsschal-

tung entfällt und der Übertragsausgang  $\bar{U}_v$  direkt mit dem Ladeingang  $E_L$  verbunden wird. Dann werden, wie oben beschrieben, jeweils nur Halbwellen ausgetastet. Die einstellbare Ausgangsleistung ist für diesen Fall aus Tabelle 2, Spalte Halbwellensteuerung, zu ersehen. Damit ist die Ausgangsspannung an  $R_L$  unsymmetrisch, im Extremfall (an den Steuereingängen dual 15) eine pulsierende Gleichspannung. Bei Verbrauchern, die nicht ausschließlich für Wechselspannung ausgelegt sind (z.B. Heizung), kann diese Vereinfachung angewendet werden. Es ist jedoch mit der angegebenen Schaltung dann keine Regelung auf 0 möglich.

### Betriebserfahrungen

Die vorliegende Schaltung wurde an einem Muster erprobt. Sie arbeitet sehr zuverlässig und völlig ohne Abgleich. Die Steuerung ist mit beliebigen, TTL-kompatiblen Signalen möglich (Ausgang eines Zählers, Schalter usw.). Sie eignet sich gut für Steuerzwecke, da die Einstellung exakt reproduzierbar ist. Ohne Einschränkung läßt sich die Schaltung zur Steuerung ohmscher Lasten mit hoher Zeitkonstante einsetzen (z.B. Heizungen, Elektroherd usw.). Ebenfalls gut geeignet ist diese Schaltung zur Steuerung von Elektromotoren. Elektromotoren gleichen auf Grund ihrer integrierenden Wirkung das zeitweise Fehlen der Betriebsspannung aus und bilden einen Mittelwert, so daß sie trotz der pulsierenden Betriebsspannung gleichmäßig laufen. Diese Schaltungslösung eignet sich weniger zur Helligkeitssteuerung von Glühlampen. Da der Glühfaden eine relativ geringe Trägheit aufweist, äußert sich das zeitweise Fehlen der Betriebsspannung als unangenehmes Flackern.

Mit dem Triac *KT 773* kann, bei entsprechender Kühlung, eine Leistung von 0,8 kW bei 220 V gesteuert werden.

Abschließend sei noch darauf hingewiesen, daß der gesamte Nullspannungsschalter (Bild 1) galvanisch mit dem Netz verbunden ist. Somit sind beim Arbeiten mit dieser Baugruppe die entsprechenden Vorschriften zu beachten!

### Literatur

- [1] *Moritz, J.*, Applikationsbeispiele für Thyristoren und Triacs, FUNKAMATEUR (1973), Heft 11, Seite XLI
- [2] *Kowalski, H.-J.*, Periodische Schwingungspaketsteuerung mit Triacs, radiofernsehen-elektronik (1980), Heft 7, Seite 453
- [3] *Kowalski, H.-J.*, Triac-Ansteuerung mit Nullspannungsschalter, FUNKAMATEUR (1980) Heft 4, Seite 181
- [4] *Fromm, D./Zorn, P.*, Digital ansteuerbarer Thvristorsteller mit geringer Störstrahlung, radiofernsehen-elektronik (1980), Heft 12, Seite 807
- [5] *Kühne, H.*, Schaltbeispiele mit TTL-Gattern der Schaltkreisserie D 10, Teil 1, Reihe elektronica, Band 141, Berlin 1976
- [6] Bipolaredigitale Schaltkreise, VEB Kombinat Halbleiterwerk Frankfurt (Oder)
- [7] *Kühn, E./Schmied, H.*, Integrierte Schaltkreise, Berlin 1972

# Hinweise zur Funk-Entstörung bei Phasenanschnittsteuerungen

Dipl.-Ing. Frank Roscher

Thyristoranwendungen im Konsumgütersektor dominieren derzeit bei Beleuchtungsstellern (Dimmer) und der Drehzahlsteuerung von Kleinmotoren. Auch viele Elektronikamateure experimentieren mit derartigen Schaltungen. Dabei wird das Prinzip der Phasenanschnittsteuerung ausgenutzt. Dieser haftet aber der Nachteil an, daß Rückwirkungen auf das Netz und den Funkempfang entstehen. Daher sind beim Selbstbau solcher Geräte Entstörmaßnahmen zu treffen. Nachfolgend werden einige Hinweise zu dieser Problematik gegeben. Die Ausführungen sind auf Triacschaltungen bezogen, gelten aber ebenso für Thyristoren.

## Das Zustandekommen von Störspannungen

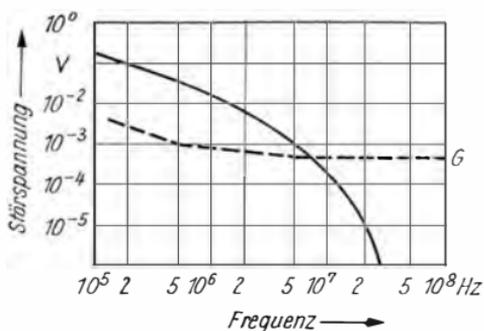
Hochfrequente Störspannungen entstehen bei schnellen Ein- und Ausschaltvorgängen (z. B. Zündung des Triac). Die in der Schaltung enthaltenen regulären und parasitären Kapazitäten und Induktivitäten bilden Schwingkreise, die durch diese Schaltvorgänge angeregt werden. Die Folge sind Störspannungen, die sich über die Netzzuleitung ausbreiten oder aber durch Abstrahlung in andere elektronische Einrichtungen gelangen können. Das führt unter anderem zu den erwähnten Störungen im Funkempfang.

Quellen dieser Störspannungen sind in erster Linie die Triacs bzw. die Thyristoren selbst oder die Ansteuer Einrichtung. Das Zustandekommen der Störungen hat grob gesehen zweierlei Ursachen:

- das abrupte Auftreten des Stromes (wenn der Strom von 0 auf einen endlichen Wert springt) bzw.
- das Zurückspringen des Stromes auf den Wert 0.

Beide Sprünge ergeben sich beim Triac sowie bei antiparallelgeschalteten Thyristoren während jeder Wechselspannungshalbwelle. Beim einzelnen Thyristor treten diese in jeder Wechselspannungsperiode nur einmal auf.

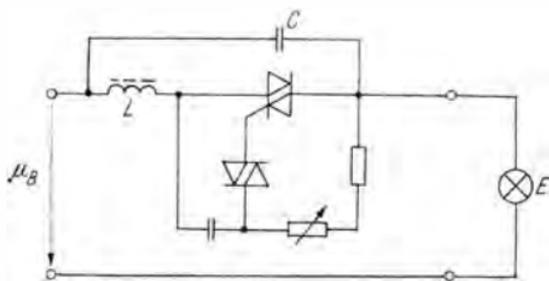
Störungen, die vom Unterbrechen des Stromes herrühren, werden auch als TSE-Störungen bezeichnet. Das hat folgende Ursachen: Bei Stromdurchgang enthält der Triac viele bewegliche Ladungsträger. Kurz nach dem Sperren des Stromes geht die am Triac liegende Wechselspannung durch 0. Hierbei bauen sich die gespeicherten Ladungsträger ab. Daraus



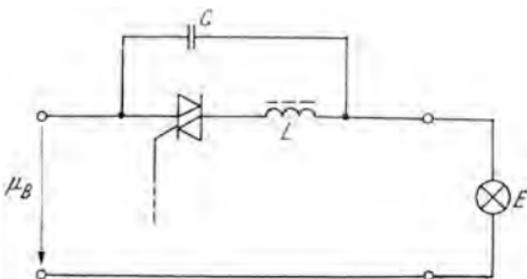
**Bild 1**  
Spektrum der zu erwartenden Störspannung bei Phasenanschnittsteuerung (mit beispielsweise den für die Entstörung einzuhaltenden Grenzen)

ergibt sich ein kurzer Stromimpuls, dessen Richtung entgegengesetzt dem des zuvor durchgelassenen Stromes ist. Und dieser Rückstromimpuls verursacht Überspannungen, deren Anteile sich über einen weiten Frequenzbereich erstrecken. Ähnliche Einschwingvorgänge ergeben sich beim sprunghaften Einsetzen des Stromes.

Das zu erwartende Störspannungsspektrum wird beispielsweise mit Bild 1 veranschaulicht. Das angeführte Spektrum ist nicht allgemeingültig, weil es sich nur unter bestimmten Meßbedingungen ergibt. Zumindest zeigt das Beispiel, daß die Störspannung im Frequenzbereich von  $10^5 \dots 10^6$  Hz in etwa der Frequenz umgekehrt proportional ist. Näheres hierzu, besonders die geforderten Funkstörgrade  $F$ , sind in der *TGL 20885*, Funk-Entstörung, August 1971, enthalten.



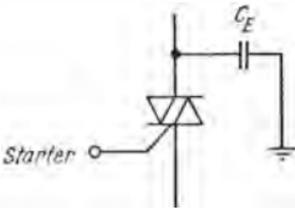
**Bild 2**  
Triacdimmerschaltung mit Störschutzdrossel  $L$  und Störschutzkondensator  $C$



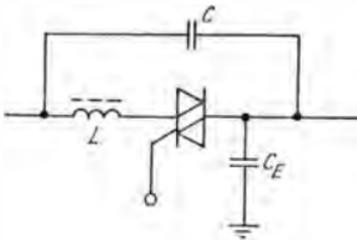
**Bild 3**  
Zweite Variante der Drossel einbaumöglichkeit (vgl. hierzu Bemerkungen im Text)

## Kombination Kondensator – Drosselspule

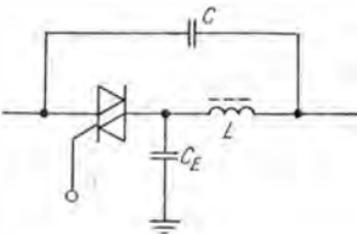
Störschutz einfachster Art wäre ein den Triac überbrückender Kondensator. Das ist bei Phasenanschnittsteuerungen aber bei weitem noch nicht ausreichend. Es werden ein Störschutzkondensator und eine Drosselspule verwendet. Bild 2 gibt hierzu ein Beispiel für eine Dimmerschaltung. Bild 3 zeigt eine zweite Möglichkeit. Beim Betrachten beider Schaltbeispiele fällt auf, daß die Drossel einmal auf der Seite der Steuerelektrode und einmal auf der anderen Anschlußseite eingefügt wurde. Nun lassen sich beide Ausführungen nicht nach Belieben anwenden, weil bei nahezu allen Triacs bzw. Thyristoren eine Seite des (inneren) Bauelementesystems leitend mit dem Gehäuse verbunden ist, beim Thyristor *ST 121* z. B. die Anode. Bei fast allen Anwendungen wird das Bauelement mit Kühlkörper eingesetzt. Dieser weist größere Abmessungen (z. B. der Typ *K 50/M8*) auf und hat demgemäß zu berücksichtigende Kapazitäten gegen Erde. Diese Tatsache wird mit Bild 4 schematisch gezeigt. Bild 5 und Bild 6 zeigen daraus sinngemäß folgendes: Für den mit Bild 4 charakterisierten Fall ist ein Einfügen der Drosselspule gemäß Bild 5 hinsichtlich der Entstörung noch wirksam. Die Variante nach Bild 6 bedeutet aber, daß die Störschutzdrossel gewissermaßen überbrückt



**Bild 4**  
Kühlkörperkapazität gegen Erde  
(schematisch)



**Bild 5**  
Mit dem für die Schaltung nach Bild 4  
skizzierten Fall ist die Entstörung  
der Drossel gegeben



**Bild 6**  
Im Fall der Schaltung nach Bild 4 ist hier  
die Drossel kapazitiv überbrückt, wo-  
durch ihre Entstörung nahezu  
unwirksam wird

ist und somit nahezu unwirksam wird. Wo die Drossel nun eingefügt werden muß, entscheidet das jeweils eingesetzte Bauelement. Es kommt also darauf an, welcher Anschluß des Triacsystems mit dem Gehäuse verbunden ist.

### Zusätzliche Schwingungsdämpfung

Genaugenommen bildet der Überbrückungskondensator  $C$  und die Entstördrossel  $L$  über dem Triacsystem einen Schwingkreis, der nur wenig bedämpft ist. Folgen können unerwünschte Schwingungen sein. Bild 7 zeigt beispielsweise die Anordnung einer schwingungsdämpfenden  $RC$ -Kombination für

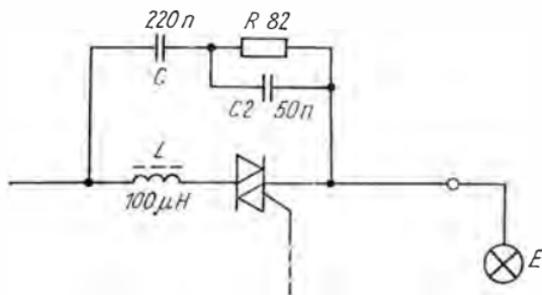


Bild 7  
Triacdimmerschaltung, in der neben den Störschutzelementen noch zusätzlich schwingungsdämpfende Bauelemente ( $R$ ,  $C2$ ) eingefügt sind

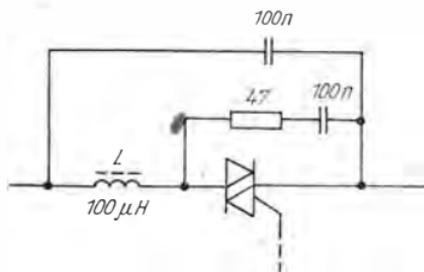


Bild 8  
Eine zweite ähnliche Variante zu Bild 7

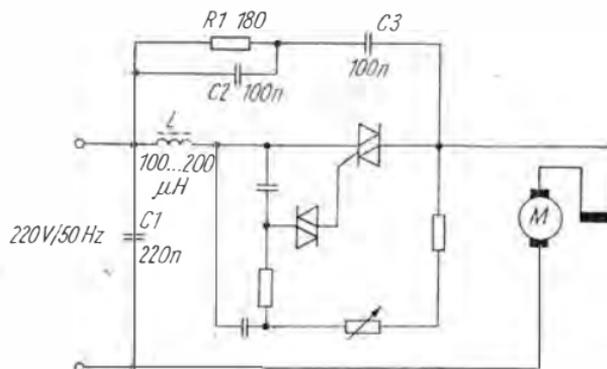


Bild 9  
Störschutz und Schwingungsdämpfung an der Phasenanschnittsteuerung für Universalmotoren

eine Dimmerschaltung. Bild 8 enthält eine zweite ähnliche Variante. In beiden Schaltbeispielen sollte die Drossel  $L$  eine Induktivität von etwa  $100 \mu\text{H}$  haben.

Man beachte aber, daß durch die schwingungsdämpfenden Schaltelemente insgesamt gesehen die HF-Störungen weniger unterdrückt werden. Deshalb ist es nicht ganz unwichtig zu wissen, daß der Lastwiderstand wesentlich zur Schwingungsdämpfung beiträgt. Bild 9 veranschaulicht solche Entstörmaßnahmen an der Triacsteuerung eines Universalmotors. Die im Beispiel angeführten Bauelementwerte sind als Richtwerte zu verstehen.

### Metall- oder Isolierstoffgehäuse?

Alte Hasen unter den Elektronikamateuren könnten meinen, ein Metallgehäuse um die Triacschaltung ist im Hinblick auf die HF-Störungsunterdrückung günstig. Nun, in diesem Fall ist das nicht ganz so. Das Metallgehäuse nämlich erhöht die bereits genannte Erdkapazität erheblich und damit auch den über Erde gehenden Störstromanteil. Bei Verwendung eines Isolierstoffgehäuses genügt in den meisten Fällen eine Drossel in einer Netzzuleitung. Bei Aufbau im Metallgehäuse sollten 2 Drosseln bzw. 2 Drosselwicklungen in jeder Netzzuleitung vorgesehen werden. Bild 10 zeigt einen solchen Vorschlag.

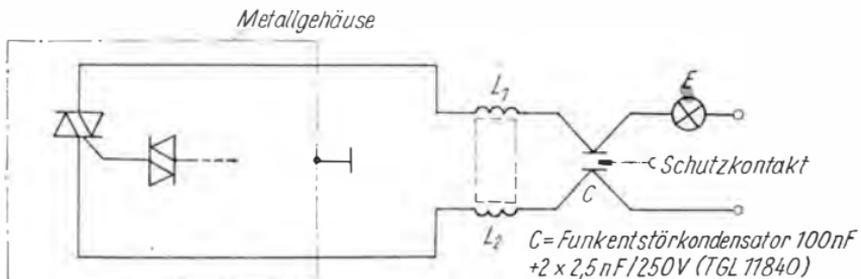


Bild 10 Triacschaltung im Metallgehäuse mit HF-Störschutz

### Hinweise zur Kondensator- und Drosselwahl

Alle für Entstörmaßnahmen vorgesehenen Kondensatoren müssen bei Betrieb am 220-V-Netz etwa 400 V Gleichspannung aushalten, sie sollten in jedem Fall induktionsarm sein. Für die Drosseln ist sehr wichtig, daß sie für den Laststrom bemessen sein müssen, denn durch die Drossel fließt auch der Laststrom. Diese Tatsache bewirkt auch, daß die Drosselkerne vor-

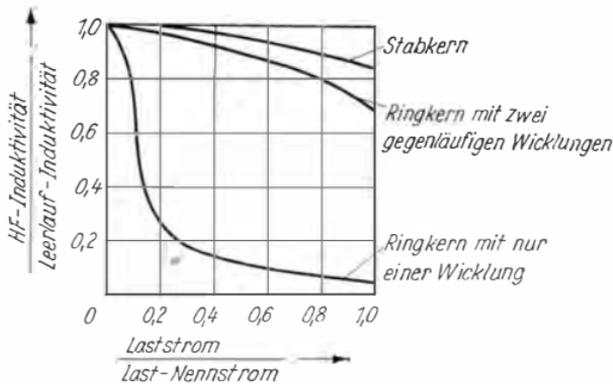


Bild 11 Beispiel für den Laststromeinfluß auf die (mittlere) HF-Induktivität für kompensierte Drossel, Ringkern mit nur einer Wicklung sowie Stabkern

magnetisiert werden, wodurch eine Verminderung der HF-Induktivität eintritt. In Grenzen gehalten werden kann das durch

- magnetisch offene Kerne (Stabkerne),
- magnetisch geschlossene Kerne (Ringkerne).

Bild 11 zeigt ein Beispiel. In dieser Schaltung wird vergleichsweise der Laststromeinfluß auf die (mittlere) HF-Induktivität für eine kompensierte Drossel und für nur eine Wicklung auf Ferritringkern dargestellt. Eine kompensierte Drossel hat 2 einander gleiche Wicklungen, die so geschaltet werden, daß der Kern vom Laststrom entgegengesetzt umflossen wird wie durch den HF-Störstrom (Bild 12). Für den Induktivitätswert haben sich etwa  $100 \mu\text{H}$  als brauchbar erwiesen. Der Drosselaufbau kann auf einem Schalenkern, bewickelt mit Kupferdraht (CuL), vorgenommen werden. Interessant dürfte sein, daß sich ein Ferritstab von 8 mm Durchmesser und 80 mm Länge benutzen läßt. Auf diesen wird eine Spule mit rund 55 Windungen Kupferdraht (0,65-mm-CuL) aufgebracht.

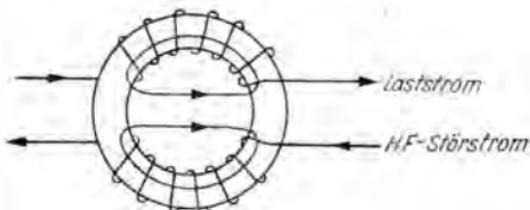


Bild 12  
Schema einer kompensierten Ringkerndrossel

## Schlußbemerkung

Die vorstehenden Ausführungen wurden für den Elektronikamateur geschrieben. Die Theorie der Netzurückwirkungen von leistungselektronischen Schaltungen ist kompliziert. Der Elektronikamateur ist gut beraten, obige Hinweise beim Aufbau von Thyristorschaltungen zu beachten, um Unannehmlichkeiten mit der *Deutschen Post* zu vermeiden.

Es handelt sich, wie schon gesagt, um Anregungen zur Bekämpfung von HF-Störungen. Probieren geht dabei über Studieren, Versuche bis zum Erfolg werden also nicht ausbleiben.

## Literatur

- [1] VEM-Handbuch Leistungselektronik, 2. Auflage, Berlin 1979
- [2] Heumann/Stumpe, Thyristoren – Eigenschaften und Anwendungen, Stuttgart 1974
- [3] Kurscheidt, P., Leistungselektronik, Stuttgart 1977
- [4] Bergtold, F., Triac-Schaltungen, Regelungstechnische Praxis 11 (1969), Heft 4, M30 bis M32



# Thermistoren und ihre Anwendung

Ing. Dieter Müller

Die prinzipielle Wirkungsweise von Thermistoren wurde in [1] beschrieben und auch ihre Anwendung zur Temperaturkompensation von Transistor-schaltungen erläutert. Im nachfolgenden Beitrag sollen einige weitere Anwendungsbeispiele von Thermistoren gezeigt werden, die besonders für die praktische Tätigkeit des Elektronikamateurs von Interesse sind.

## Anwendungsbeispiele für TNA-Typen

Bei den TNA-Typen [1; 2] wird allgemein die Erwärmung des Thermistors bei Stromdurchgang und die damit verbundene Verringerung des Widerstandswerts ausgenutzt. Eine breite Anwendung fanden diese Typen in röhrenbestückten Rundfunk- und Fernsehempfängern mit Serienheizung. Im wesentlichen werden auch die entsprechenden TNA-Nennstromserien hergestellt: die 100-mA-Serie für die in Allstromrundfunkempfängern eingesetzten *U*-Röhren und die 300-mA-Serie für seriengeheizte Fernsehempfänger mit *P*-Röhren bzw. *E*-Röhren mit einem Heizstrom von 300 mA. Für Sonderzwecke wurde unter anderem eine 1-A-Serie hergestellt.

Der Vollständigkeit halber ist auf Bild 1 der Heizkreis eines Allstromrundfunkempfängers wiedergegeben. Die Dimensionierung nimmt man so vor, daß aus der Summe aller Betriebsspannungen der Röhren, Skalenlampen und des Thermistors (Nennwert im heißen Zustand) und der Differenz zur Netzspannung ein zusätzlicher Vorwiderstand  $R_V$  berechnet wird.

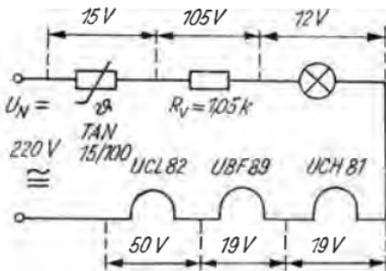


Bild 1  
Übliche Schaltung zur Begrenzung  
des Einschaltstroms im Serien-  
heizkreis bei röhrenbestückten  
(Rundfunk-)Empfängern

Der Einschaltstrom der Schaltung ergibt sich aus der Netzspannung und der Summe aller Kaltwiderstände der Schaltung. Die Kaltwiderstände der Röhrenheizfäden einschließlich der Skalenlampe betragen insgesamt etwa  $150\ \Omega$ , der des Heißleiters etwa  $4000\ \Omega$ . Mit dem annähernd temperaturunabhängigem Widerstand  $R_v$  ergibt sich ein Gesamtkaltwiderstand von etwa  $5200\ \Omega$  und damit ein Einschaltstrom von etwa  $40\ \text{mA}$  (etwa  $40\%$  des Nennstroms). Ohne Einsatz des Thermistors ergibt sich bei entsprechender Vergrößerung von  $R_v$  ein Kaltwiderstand von etwa  $1350\ \Omega$  und damit ein Einschaltstrom von etwa  $0,16\ \text{A}$ . Die beträchtliche Überschreitung des Nennstroms kann zum Durchbrennen der Skalenlampe und von Röhrenheizfäden führen! Nur noch in seltenen Fällen wird sich aber der Elektronikamateur mit seriengeheizten Röhrengeräten beschäftigen.

Die Heißleiter der TNA-Serie bieten sich aber auf Grund ihrer Eigenschaften, besonders der Abhängigkeit Zeit – Temperatur – Widerstand auch für andere, sehr einfache Verzögerungsschaltungen an. Bild 2 zeigt eine Schaltung zur Verzögerung des Helligkeitsanstiegs einer Glühlampe. Dafür läßt sich jeder  $300\text{-mA}$ -Heißleiter, der z. B. aus einem ausgeschlachteten Fernsehgerät gewonnen werden kann, verwenden. Der Kaltwiderstand einer  $60\text{-W}$ -Glühlampe beträgt etwa  $100\ \Omega$ , der des TNA 18/300 etwa  $5\ \text{k}\Omega$ . Es ergibt sich ein Einschaltstrom von etwa  $43\ \text{mA}$  und ein Betriebsstrom bei heißem Thermistor von etwa  $250\ \text{mA}$ . Durch einen Parallelwiderstand von etwa  $3,9\ \text{k}\Omega$  zur Lampe läßt sich der Thermistorstrom auf annähernd  $300\ \text{mA}$  vergrößern. Bei Verwendung einer  $75\text{-W}$ -Lampe kann dieser Widerstand entfallen.

Denkbar ist eine Anwendung der Verzögerungsschaltung für Effektbeleuchtungen. Dabei könnte z. B. bei Verwendung mehrerer verschiedenfarbiger Lampen S1 durch Relaiskontakte (je Lampe ein Relais) ersetzt werden. Die Steuerung der Relais kann in geeigneter Weise, z. B. auch durch eine einfache Lichtorgel, vorgenommen werden. Nach einer Anlaufzeit von wenigen Minuten erreichen die Heißleiter eine mittlere Betriebstemperatur. Je nach Einschaltdauer bzw. Einschaltpausen ergibt sich eine höhere bzw. niedrigere Temperatur des Heißleiters und eine entsprechend größere oder kleinere Helligkeit der entsprechenden (farbigen) Lampe. Soll die Helligkeit bei jedem erneuten Einschalten langsam ansteigen, muß der Heißleiter für das Mehrfache der Erholzeit stromlos sein (mindestens 2- bis 3fach). Bei

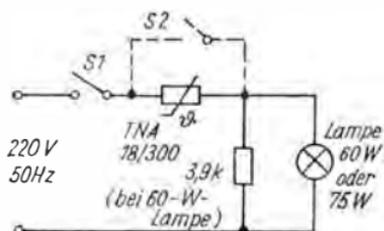


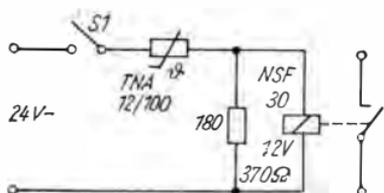
Bild 2  
Einfache Verzögerungsschaltung  
mit Thermistor für Glühlampen

längeren Schaltpausen ergibt sich das automatisch. Die Erholzeit kann in die Einschaltzeit des Verbrauchers (Lampe) vorverlegt werden, wenn nach Erreichen des Nennstroms der Thermistor in geeigneter Weise durch S2 – besser durch einen Relaiskontakt – kurzgeschlossen wird.

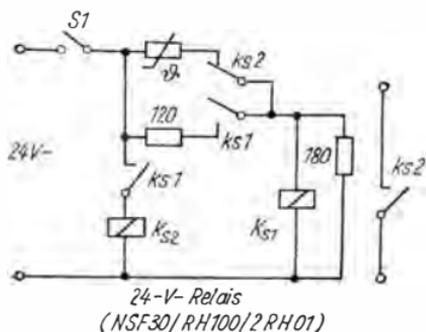
*In diesem Zusammenhang sei darauf hingewiesen, daß beim Aufbau und Betrieb von Schaltungen mit Netzspannung die entsprechenden Sicherheitsbestimmungen zu beachten sind, die darauf abzielen, daß Personen durch gefährliche Spannungen nicht geschädigt werden können.*

### Schaltungen zur Anzugsverzögerung von Relais mit Thermistor

Elektronische Schaltungen zum verzögerten Anzug von Relais mit Verzögerungszeiten von über 1 min sind relativ aufwendig. Bei geringeren Ansprüchen an die Genauigkeit der Verzögerungszeit lassen sich dafür sehr einfache Schaltungen mit Thermistoren aufbauen (Bild 3). Von der Betriebsspannung von 24 V werden 12 V für das Relais benötigt. Die restlichen 12 V stehen für den zur Verzögerung benutzten Thermistor *TNA 12/100* zur Verfügung. Um den Heißleiter mit Nennstrom zu betreiben, müßte das Relais einen Wicklungswiderstand von  $120\ \Omega$  haben. Für das verwendete *NSF 30* für 12 V beträgt dieser aber  $370\ \Omega$ . Mit einem Parallelwiderstand von  $180\ \Omega$  läßt sich in diesem Fall der Nennstromwert erreichen. Der Kaltwiderstand des *TNA 12/100* beträgt etwa  $3\ \text{k}\Omega$ . Der Einschaltstrom ergibt sich damit



*Bild 3  
Einfache Schaltung zur Anzugsverzögerung eines Relais mit Thermistor*



*Bild 4  
Schaltung zur Anzugsverzögerung eines Relais mit Thermistor, wobei nach dem Anzug der Thermistor stromlos wird und damit abkühlen kann*

zu 7,6 mA. Davon entfällt auf das Relais etwa 1/4, maximal 2 mA. Der Ansprechstrom des Relais liegt bei 23 mA und wird erst nach etwa 2 min erreicht. Auch bei dieser Schaltung wird der Thermistor, solange das Relais gezogen hat, vom Strom durchflossen, bleibt also heiß. Nach einer Unterbrechung des Stromes muß mindestens die Erholzeit [1] [2] vergehen, die bei den TNA-100-Typen bei 4 min liegt, ehe wieder eine merkbare Verzögerung eintritt. Die volle Verzögerungszeit bei einem erneuten Einschalten wird erst wieder erreicht, wenn der Thermistor ein Mehrfaches der Erholzeit stromlos war.

Bild 4 zeigt eine Schaltung, bei der der Heißleiter nur bis zum Anziehen des Relais in Betrieb ist. Nach dem Schließen von S1 fließt ein Strom über den Thermistor, den Ruhekontakt eines zusätzlichen (24-V-) Relais  $K_{s2}$  durch  $K_{s1}$  und den Parallelwiderstand. Zieht  $K_{s1}$  nach entsprechender Verzögerungszeit an, hält es sich über einen Widerstand von  $120\ \Omega$  selbst.  $K_{s2}$  wird eingeschaltet und unterbricht den Strom durch den Heißleiter. Für  $K_{s2}$  kann man jedes beliebige 24-V-Relais verwenden, so auch die Typen 2 RH 01 (Relog) oder das ältere RH 100, mit denen sich auch Netzspannung schalten läßt. Bei dieser Schaltung kühlt sich der Thermistor in der Einschaltzeit des Relais ab. Nach etwa 10 min kann bei erneutem Einschalten nahezu die volle Verzögerungszeit wieder erreicht werden.

Bild 5 zeigt eine Langzeitblinkschaltung mit 2 Heißleitern. Schließt man S1, so zieht nach entsprechender Verzögerung  $K_{s1}$  an und betätigt  $K_3$ , das sich selbst hält.  $K_{s1}$  wird stromlos und fällt ab.  $K_{s2}$  aber, durch den zweiten Heißleiter verzögert, wird zum Anziehen gebracht. Der Stromfluß durch  $K_{s3}$  wird dadurch unterbrochen, es fällt ab. Beim Anziehen von  $K_{s3}$  schaltet sich z. B. eine Lampe H1 ein und beim Anfallen H2. Für  $K_{s3}$  kann auch in diesem Fall ein Typ gewählt werden, dessen Wicklungswiderstand auf den Nennstrom des Thermistors nicht abgestimmt zu sein braucht. Der Einsatz eines relativ niederohmigen Relais mit netzspannungsfesten Schaltkontakten ist auch hierbei möglich. Der zur Spule von  $K_{s3}$  parallelgeschaltete Kondensator soll das Abfallen des Relais in der Zeit bis zum Schließen des Selbst-

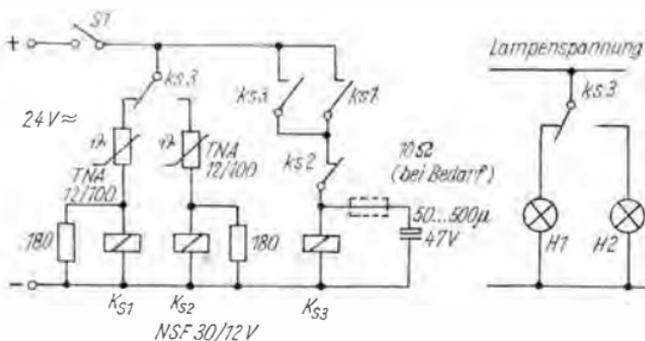


Bild 5 Langzeitblinkschaltung mit 2 durch Thermistoren verzögerten Relais

haltekontakts vermeiden. Sein Wert kann je nach verwendetem Relais typ zwischen 50 und 500  $\mu\text{F}$  schwanken und ist durch Probieren zu ermitteln. Im Interesse einer langen Lebensdauer der Kontakte von  $K_{s1}$  und  $K_{s2}$  sollte er so klein wie möglich gewählt werden. Bei Werten über 100  $\mu\text{F}$  sollte man zur Strombegrenzung einen Widerstand von etwa 10  $\Omega$  in Reihe schalten.

Für alle Verzögerungsschaltungen für Relais gilt, daß bei entsprechender Dimensionierung auch Heißleiter der 300-mA-Serie und damit auch Relais mit einem Nennstrom von mehr als 100 mA (bis zu 300 mA) eingesetzt werden können. Die Parallelschaltung von Relaiswicklung und Widerstand muß dann 40  $\Omega$  betragen. Stehen Thermistoren für eine Nennspannung von 12 V nicht zur Verfügung, kann man auch die 15-V-Typen, notfalls auch die 10-V- und die 18-V-Typen verwenden.

### Anwendungsbeispiele von Heißleitern für Meß- und Regelzwecke

Es ist naheliegend, die Abhängigkeit des Widerstandswerts eines Thermistors von der Temperatur für ihre Messung auszunutzen. Die Nichtlinearität dieser Abhängigkeit muß entweder in Kauf genommen oder durch Widerstände für den interessierenden Bereich kompensiert werden. Ist dieser interessierende Bereich nur sehr schmal, so kann die Kennlinie für diesen Bereich als annähernd linear betrachtet und auf eine Linearisierung verzichtet werden.

Ein typisches Beispiel für den Verzicht auf Linearisierung der Kennlinie ist der Einsatz von Thermistoren als Geberement in Schaltungen, die einen Temperaturschwellwert signalisieren sollen. Bild 6 zeigt die Schaltung eines einfachen Zweipunktreglers mit komplementären Transistoren entsprechend [3], die in diesem Fall zur Konstanthaltung der Temperatur eines Entwicklerbads verwendet wird. Als Geberement sollte dabei ein Thermistortyp in Fühlerform, verglast (*TNF-G*) [2], verwendet werden. Steht diese nicht zur Verfügung, kann ein normaler *TNM*-Typ, mit dem Teil der Anschlußdrähte, die in die Flüssigkeit tauchen, in Epoxydharz eingegossen, eingesetzt werden. Für V1 eignet sich fast jeder npn-Si-Transistor aus dem Bastlerbeutel. Für V2 ist ein pnp-Transistor mit einer zulässigen Verlustleistung von mindestens 300 mW zu verwenden, z. B. der angegebene ČSSR-Typ *KF 517*. Steht dafür kein geeigneter Si-Transistor zur Verfügung, kann auch ein spannungsfester Ge-Leistungstransistor (wie *GD 170*) mit ausgesucht niedrigem Kollektorstrom verwendet werden.

Sinkt die Temperatur des Thermistors unter die mit dem 50-k $\Omega$ -Widerstand eingestellte Grenze, steigt der Widerstandswert des Thermistors an. Die Brückenschaltung, die aus den Zweigen  $R1 + R2$ , dem Thermistor  $R3 + R4$  sowie  $R5$  und  $R6$  besteht, wird verstimmt. Die Basis-Emitter-Spannung des im Diagonalzweig liegenden Transistors V1 steigt an. Sie ist so gepolt, daß durch V1 ein Kollektorstrom zu fließen beginnt. Die Spannung an der Basis von V2 wird negativer ( $-U_{BE}$  vergrößert sich), so daß

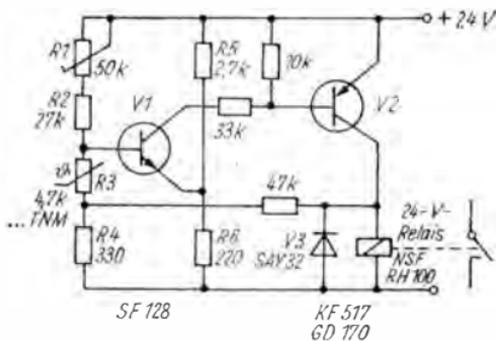


Bild 6  
Schaltung eines einfachen  
Zweipunktreglers mit kom-  
plementären Transistoren und  
Thermistor als Temperat-  
geber, ähnlich [3]

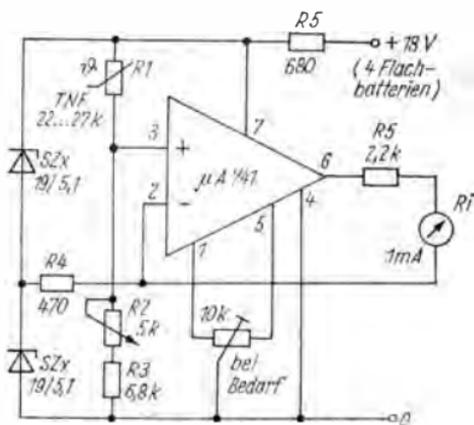
auch durch V2 ein Kollektorstrom zu fließen beginnt. Über die Relaiswicklung fällt eine Spannung ab. Über den 47-k $\Omega$ -Widerstand wird ein Teil dieser Spannung an den Thermistor und damit an die Basis von V1 zurückgeführt. Im Sinne einer Mitkopplung führt das zu einem raschen Anstieg der Kollektorströme von V1 und V2 und damit zum Anziehen des Relais.

Die Schaltung zeigt das typische *Schmitt*-Trigger-Verhalten. Beim Ansteigen der Temperatur sinkt der Widerstandswert des Heißleiters und damit auch der Kollektorstrom durch V1. Durch die Mitkopplungsschaltung bedingt, erfolgt eine schnelle Umschaltung in den gesperrten Zustand, und das Relais fällt ab. In der angegebenen Dimensionierung läßt sich die Schaltgrenze zwischen 10 und 30°C variieren. Mit einem Schaltkontakt des Relais wird die Heizung für das Entwicklerbad ein- bzw. ausgeschaltet und somit seine Temperatur konstantgehalten. Soll der Schaltpunkt für andere Anwendungen nach höheren Temperaturen hin verschoben werden, ist ein Heißleiter mit höherem Widerstandswert zu verwenden. Ein Thermistor mit einem Nennwert von 4,7 k $\Omega$  bei 20°C hat bei 100°C nur noch einen Widerstandswert von etwa 550  $\Omega$  [1]. Soll der Schaltpunkt in den Bereich um 100°C gelegt werden, so ist ein Heißleiter mit einem Nennwert von 47 bis 100 k $\Omega$  bei 20°C zu wählen. Bei 100°C ergeben sich dann annähernd die gleichen Widerstandswerte wie mit dem 4,7-k $\Omega$ -Typ bei Raumtemperatur.

Die meisten Schaltungen, die beim Erreichen einer bestimmten Temperatur ein Signal abgeben sollen, sind nach dem gleichen Prinzip aufgebaut. Bild 7 zeigt eine Schaltung mit komplementären Transistoren entsprechend [4]. Hierbei wird in der ersten Stufe ein Si-pnp-Transistor eingesetzt und in der zweiten ein npn-Typ. Daraus ergibt sich der Vorteil, daß der relativ schwer beschaffbare pnp-Transistor nur gering belastet wird. Es kann dafür jeder Typ mit einer ausreichenden Sperrspannung (etwa 24 V) eingesetzt werden.

Soll die Ansprechgrenze einer Schaltung weiter verändert werden, als es mit den Einstellwiderständen R1 analog Bild 6 und Bild 7 möglich ist, so gilt allgemein, daß man für höhere Temperaturen einen Thermistor mit höherem Nennwert verwenden muß und niedrigere Temperaturen auch einen kleineren Nennwert erfordern. Man kann einer solchen Brückenschal-





**Bild 8**  
Schaltung eines einfachen  
Temperaturmeßgeräts (Fieber-  
thermometer) mit Thermistor  
als Gebeelement und nach-  
folgendem Operations-  
verstärker, ähnlich [5]

mistors kann dabei als annähernd proportional zur Temperaturänderung angesehen werden. Auch in dieser Schaltung liegt der Thermistor  $R_1$  mit dem Einstellwiderstand  $R_2$  und  $R_3$  in einem Zweig der Brückenschaltung. Der andere Zweig der Brücke wird durch die beiden Z-Dioden gebildet, die zugleich die Speisespannung stabilisieren. Eine an die Brückendiagonale angeschlossener Operationsverstärker  $\mu A 741$  ( $MAA 741$ ) verstärkt die Ausgangsspannung der Brücke bei Verstimmung durch Temperaturänderung und bringt sie mit dem angeschlossenen Meßwerk zur Anzeige.

Das Meßwerk liegt mit seinem Vorwiderstand im Gegenkopplungszweig, woraus ein besonders stabiles Verstärkungsverhalten resultiert. Vollausschlag des Meßwerkzeigers (bei einer nur mittleren Stromempfindlichkeit von 1 mA) wird bei einer Temperaturdifferenz von nur  $6^\circ C$  erreicht, was einer Eingangsspannung des Verstärkers von etwa 500 mV entspricht. Der  $\mu A 741$  ist ein einfach zu handhabender integrierter Verstärker mit innerer Frequenzkompensation ähnlich dem in [6] beschriebenen  $K 140 UD 8$ , hat aber im Gegensatz zu diesem keine FET-Eingangsstufen, sondern normale bipolare Transistoren. Da ein dem  $\mu A 741$  vergleichbarer Typ in der DDR nicht gefertigt wird, müssen Importschaltkreise eingesetzt werden. Hierfür eignen sich die Paralleltypen  $MAA 741$  aus der ČSSR oder der  $KU 140 UD 7$  aus der UdSSR [7], [9]. Läßt sich ein Nullabgleich nicht erreichen, so ist zur Offsetkompensation entsprechend Bild 8 ein 10-k $\Omega$ -Drehwiderstand anzuschließen [6].

Bild 9 zeigt die Schaltung eines einfachen Temperaturmeßgeräts mit Thermistor in Brückenschaltung und ohne zusätzlichen Verstärker. Sie ist zur Messung der Öltemperatur in Kraftfahrzeugen vorgesehen [8]. Die Betriebsspannung wird durch eine Leistungs-Z-Diode  $V_1$  stabilisiert. Zur Messung der Öltemperatur im Kfz baut man den Thermistor in ein Messingrohr ein, das an Stelle des Ölmeßstabs verwendet wird. Wegen des relativ weiten Meßbereichs von  $60 \dots 140^\circ C$  und der daraus resultierenden großen Widerstandsänderung des Thermistors ist der Einsatz eines 1-mA-Meßwerks mög-

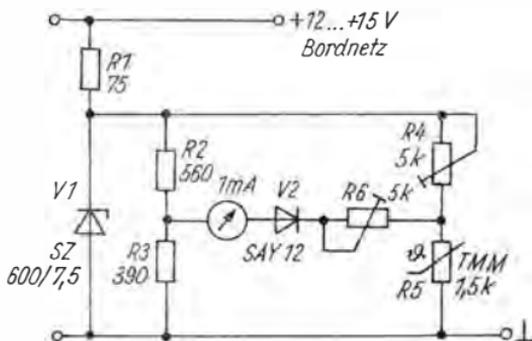


Bild 9  
Schaltung eines  
Temperaturmeßgeräts  
in Brückenschaltung  
mit Thermistor als  
Geberelement zur  
Messung der Öltem-  
peratur im Kfz [8]

lich. Allerdings wird die Anzeige stark unlinear, weshalb für die Meßanordnung eine Eichkurve von mindestens 4 Punkten aufgenommen werden muß. Die Diode V2, eine beliebige Si-Diode, bewirkt, daß bei Temperaturen unterhalb der Anfangswerte von 60°C kein Strom (in umgekehrter Richtung) durch das Meßwerk fließt. Nebenbei ergibt sich durch diese Diode noch eine gewisse Linearisierung der Anzeige. Zum Abgleich wird mit R4 der Anfangswert auf 60°C und mit R6 der Vollausschlag des Meßwerkzeigers bei 140°C eingestellt. Dazu sowie zur Ermittlung der weiteren Meßpunkte taucht man den Fühler in Öl, das eine entsprechende Temperatur aufweist, die mit einem normalen Thermometer kontrolliert wird.

### Hinweise zur Dimensionierung von Thermistorbrückenschaltungen

Der überwiegende Teil der Schaltungen, in denen Thermistoren zur Messung bzw. Signalisierung der Temperatur verwendet werden, sind Brückenschaltungen. Wie schon erwähnt, zeigen diese einen nichtlinearen Zusammenhang von Temperatur und Anzeige bzw. Schaltgrenze. Bei entsprechender Dimensionierung ist es möglich, diese und noch durch andere Ursachen bedingte Fehler möglichst klein zu halten. Bild 10 zeigt die prinzipielle Schaltung einer Thermistorbrücke. Mit dem Widerstand R4 wird der Nullabgleich der Schaltung bei der unteren Grenztemperatur durchgeführt. Bei Temperaturanstieg fließt infolge des sich verringernden Widerstandswerts von R3 durch das Meßwerk ein Strom. Der Meßwerkstrom ist bei einer größeren Verstärkung der Brücke nicht mehr proportional der Änderung eines Brückenwiderstands. Um diesen Linearitätsfehler, der noch zu dem des Thermistors hinzu kommt, möglichst klein zu halten, muß einmal der Brückenzweig R1 – R2 möglichst niederohmig sein ( $R4 \sim 10 \cdot R2$ ). In der Schaltung (Bild 8) wird das durch 2 Z-Dioden realisiert. Zum anderen soll die Diagonalspannung nur wenig belastet werden. Sofern nicht ein Verstär-

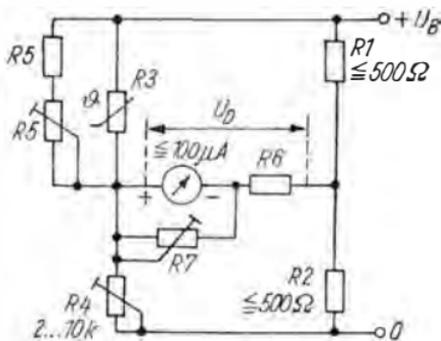


Bild 10  
Prinzipielle Brückenschaltung mit Thermistor

ker an die Brückendiagonale angeschlossen ist, sollte ein stromempfindliches Meßwerk ( $100 \mu\text{A}$  Vollausschlag oder weniger) mit einem möglichst großen Vorwiderstand  $R_6$  verwendet werden.

Der Widerstandswert des Thermistors  $R_3$  sollte in der Mitte des gewünschten Temperaturmeßbereichs etwa den 20fachen Wert von  $R_1$  haben. Wählt man für  $R_1 = 200 \Omega$  und legt die Mitte des Meßbereichs auf  $50^\circ\text{C}$ , so ergibt sich für  $R_3$  ein Widerstandswert von etwa  $4000 \Omega$  bei  $50^\circ\text{C}$ . Aus den Kurven in [1] ist das ein Heißleiter mit einem Nennwert zwischen  $10$  und  $47 \text{ k}\Omega$ . Denkbar wäre ein Wert von  $22 \text{ k}\Omega$ . Der parallelzuschaltende Linearisierungswiderstand  $R_5$  kann, wie in [1] beschrieben, berechnet werden. Überschlägig kann man einen Wert wählen, der gleich oder etwas kleiner ist als der des Thermistors in der Mitte des Meßbereichs. Ein kleinerer Wert ergibt eine größere Linearität, aber ein kleineres Nutzsignal und verschiebt den linearen Teil der Kennlinie (um den Wendepunkt [1]) nach höheren Temperaturen. Ein größerer Wert bewirkt das Gegenteil. Es ist zweckmäßig, wenn  $R_5$  zumindest zum Teil aus einem Einstellwiderstand besteht.

Den Nullabgleich der Brücke, der den Anfangswert des Meßbereichs fixiert, der durchaus nicht bei  $0^\circ\text{C}$  liegen muß, nimmt man mit  $R_4$  vor. Der Endwert des Meßbereichs wird mit  $R_7$  eingestellt. Da der Zeigerausschlag außer von den Widerstandsverhältnissen in starkem Maß von der Betriebsspannung  $U_B$  abhängig ist, sollte  $U_B$  mindestens mit Z-Dioden entsprechend Bild 8 und Bild 9 stabilisiert werden. Ihre Größe ist so zu wählen, daß der Thermistor durch den Strom nicht wesentlich erwärmt wird. Strenggenommen müßte die Einhaltung der maximalen Verlustleistung (für die TNM-Typen  $0,5 \text{ mW}$ ) bei der maximal zu messenden Temperatur kontrolliert werden. Die genaue Berechnung der verstimmten Brücke ist ziemlich aufwendig. Für überschlägige Berechnungen genügt es, mit dem Widerstandswert des Thermistors in der Mitte des Meßbereichs, im vorliegenden Beispiel  $4000 \Omega$ , zu rechnen und dabei die Brücke im abgeglichenen Zustand zu betrachten.

Wäre bei der Brückenschaltung (Bild 10)  $R_1 = R_2$ , so fiel am Thermistor

die halbe Speisespannung ab. Bei einer zulässigen Verlustleistung  $P$  von 0,5 mW ergäbe sich dann

$$U_B = \sqrt{4 \cdot P \cdot R} = 2\sqrt{0,5 \cdot 10^{-3} \text{ W} \cdot 4 \cdot 10^3 \Omega}$$

$$U_B = 2\sqrt{2 \text{ V}^2} = 2 \cdot 1,414 \text{ V} = 2,828 \text{ V.}$$

Diese Spannung ist wesentlich kleiner als die Nennspannung üblicher Z-Dioden, sie kann z. B. über einen niederohmigen Spannungsteiler von einer Z-Diode abgenommen werden. Durch geeignete Dimensionierung der Brücke läßt sich aber auch eine höhere Betriebsspannung verwenden. Vergrößert man  $R_2$  auf den 3fachen Wert von  $R_1$ , ergibt sich für  $U_B$

$$U_B = 4\sqrt{0,5 \cdot 10^{-3} \text{ W} \cdot 4 \cdot 10^3 \Omega}$$

$$U_B = 4\sqrt{2 \text{ V}^2} = 4 \cdot 1,414 \text{ V} = 5,656 \text{ V.}$$

Dieser Wert läßt sich mit einer Z-Diode realisieren. Eine gewisse Überschreitung der zugelassenen 0,5 mW kann in Kauf genommen werden. Die Eigen erwärmung durch den Betriebsstrom (Dissipationskonstante) beträgt für die *TNM*-Typen 5 mW/K. Eine Überschreitung der zulässigen 0,5 mW bis zu 1 mW kann daher eine Temperaturerhöhung von maximal 0,2°C zur Folge haben. Auch ist zu berücksichtigen, daß dieser Wert für ruhende Luft gilt. In den Fällen, bei denen man an die Meßgenauigkeit keine allzu hohen Forderungen stellt und bei denen ein intensiver Wärmeaustausch mit der Umgebung möglich ist, kann der Wert von 0,5 mW beträchtlich überschritten werden (etwa 2- bis 4fach). Auch bei Schaltungen, die aus der Literatur bekannt sind, werden die Thermistoren wesentlich stärker belastet als mit den auch international üblichen 0,5 mW (Bild 8, Bild 9).

### Literatur

- [1] Müller, D., Wissenswertes über Thermistoren, Elektronisches Jahrbuch für den Funkamateurl 1982, Seite 114 bis 131, Berlin 1981
- [2] Tabellenanhang Heißleiter, Elektronisches Jahrbuch für den Funkamateurl 1982, Seite 300 bis 304, Berlin 1981
- [3] Blomeyer-Bartenstein, H. P., Elektronische Einrichtungen für Fotolabors, Funktechnik 26 (1971), Heft 7, Seite 246
- [4] Schaltbeispiele mit diskreten Halbleiterbauelementen, Druckschrift Intermetall ITT 1972
- [5] Shepherd, J. E., Temperature measurement with low cost thermistors, Electronic Engineering 46, Sept. 1974, Seite 21
- [6] Müller, D., Integrierter Verstärker mit hochohmigem FET-Eingang, Elektronisches Jahrbuch für den Funkamateurl 1980, Seite 110 bis 116, Berlin 1979
- [7] Streng, K. K., Neue Schaltkreise aus dem RGW-Bereich, Elektronisches Jahrbuch für den Funkamateurl 1982, Seite 96 bis 103, Berlin 1981
- [8] Paschen, D., Meßgerätekombination für Drehzahl und Öltemperatur, Funktechnik 22 (1967), Heft 22, Seite 840/850
- [9] Schubert, K. H., IS-Anwendungen in der Amateurpraxis, Elektronisches Jahrbuch für den Funkamateurl 1982, Seite 224 bis 233, Berlin 1981

# Elektrische Spiele zur Unterhaltung und zum Lernen

Ing. Egon Klaffke – Y22FA

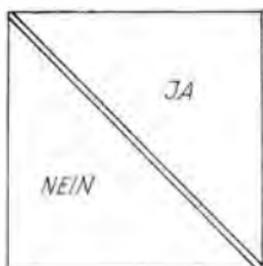
Spiele dienen sicher in erster Linie zur Unterhaltung, eignen sich aber auch zum Überprüfen des Wissens und zum Aneignen neuer Fakten. Werden solche Spiele dann noch selbst erdacht, konstruiert und gebaut, so wird ein hoher Bildungs- und Erziehungseffekt mit diesen Arbeiten erreicht. Dazu soll dieser Beitrag Anregungen geben. Er ist besonders für Arbeitsgemeinschaften ab Klasse 5 gedacht. Der Schwierigkeitsgrad beim Bauen kann kaum herabgesetzt werden. Bei Erweiterungen unter Einbeziehung von Transistoren und integrierten Schaltkreisen werden die Grenzen des Nachbaus lediglich durch die Fertigkeiten der AG-Teilnehmer bestimmt.

## Anforderungen

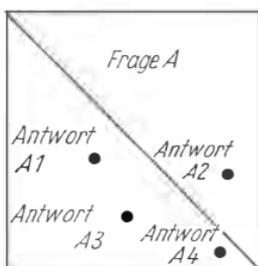
Sie sollten für alle Spielgeräte beachtet werden. Alle Spielgeräte müssen einfach im Aufbau sein. Bei der Konstruktion ist unbedingt darauf zu achten, daß sie servicefreundlich ausgelegt sind. Kleine Havarien beim Spiel müssen von jedem Mitspieler schnell und sicher beseitigt werden können. Sonst verlieren die Spieler die Lust am Spiel, und die Arbeit des Konstruierens und Bauens war umsonst. Damit sind auch die Funktionssicherheit und die Lebensdauer der Spielgeräte angesprochen. An Material kann nur das eingesetzt werden, was örtlich vorhanden ist. Dabei soll man auch auf Baukasten- teile, bereits vorhandene Baugruppen und andere geeignete Werkstoffe zurückgreifen. Die vorgestellten Bauanleitungen sind auch in diesem Sinne als Anregungen zu betrachten. Der AG-Leiter legt mit seinen AG-Teilnehmern den Schwierigkeitsgrad selbst fest.

Werden neue Spiele erdacht, sind an die Spielregeln einige Mindestanforderungen zu stellen. Spielregeln sollen möglichst präzise formuliert und schnell einprägsam sein. Sie müssen den Ehrgeiz der Teilnehmer wecken und Geschick sowie Kombinationsgabe herausfordern. Das wird nicht in jedem Spiel gleichermaßen zum Ausdruck kommen, macht aber das Spielen anziehend und interessant.

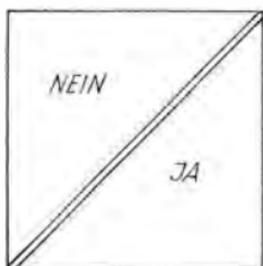
Man denke dabei an die im Handel unter den verschiedensten Bezeichnungen zu erhaltenden Elektrospele. Erstaunlich schnell behalten die Schüler nach kurzer Zeit die Lösungen, und das Spiel wird beiseite gelegt.



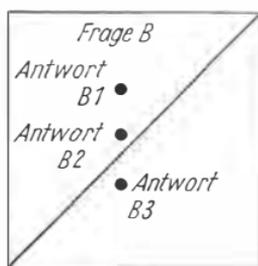
a)



b)



c)

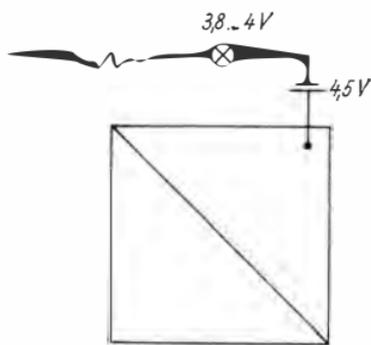


d)

**Bild 1**  
In Ritztechnik her-  
gestellte Leiterplatte  
uniwis (a, c) und  
Frage-Antwort-Karten  
(b, d)

Der Gedanke, ein variables Grundbrett mit variablen Deckblättern zu konstruieren, liegt nahe. Sie könnten für alle Wissensgebiete eingesetzt werden, ständig andere Lösungsvarianten enthalten, die nur dem Spielleiter bekannt sind. Eine solche für alle Wissensgebiete einzusetzende Variante wird mit der Leiterplatte *uniwis* vorgestellt. Ihr liegt eine einfache Überlegung zugrunde. Die Antwort auf die Quizfragen lautet entweder JA oder NEIN. Gegeben werden sie, indem die Testperson ein Punktsystem mit vorgegebenen Antworten, worunter eine richtig ist, abtastet. Daraus ergibt sich, daß die Kontaktpunkte als Flächen ausgeführt werden können, die einmal geteilt sind, nämlich für JA und für NEIN. Diese Trennlinie kann beliebig verlaufen, muß aber dem Spielleiter bekannt sein. Nun braucht man nicht mehr nach geheimnisvollen Verbindungswegen zwischen den Kontaktpunkten zu suchen, sondern man gestaltet die Fragekarten entsprechend.

Bild 1 zeigt die einfachste Lösung, die vier Varianten zuläßt. Nach Bild 1 a wird die Leiterfläche einer Leiterplatte (Format beliebig, aber nach den Erfahrungen des Autors mindestens A5) diagonal getrennt. Damit erhält man eine JA- und eine NEIN-Fläche. Vertauscht man sie, ist bereits eine zweite Variante gefunden. Dreht man sie um 90°, so ergibt das zwei weitere Möglichkeiten. Mit dieser einen Trennungslinie kann man also bereits vier unterschiedliche Grundflächen anfertigen. Fertigt man die Grundplatte quadratisch an, vereint eine Ausführung alle vier Variaten. Bild 1 b und Bild 1 d zeigen mögliche Anordnungen von Fragen und Antworten, die ebenfalls beliebig variiert werden können. Zu beachten ist, daß man die gestrichelte



*Bild 2*  
*Stromlaufplan für die Grundplatte*  
*uniwis*

Linie nicht auf die Karte überträgt und die Löcher nicht so angeordnet werden, daß die Trennungslinie sichtbar wird. Die elektrische Verdrahtung nach Bild 2 ist einfach. Führt man die Trennung der Leiterfläche in Ritztechnik aus, die elektrische Verdrahtung in Schraubtechnik, so läßt sich dieses kleine Gerät bereits ab Klasse 4 bauen, da die handwerklichen Voraussetzungen und Kenntnisse, einschließlich der Elektrotechnik, bereits vorhanden sind.

Etwas aufwendiger und vielseitiger ist der Aufbau eines Grundstocks von Spielgeräten für ein elektrisches Spielmagazin.

### **Elektrisches Spielmagazin**

Als erstes sollen drei Spielgeräte genügen. Alle drei Geräte waren auf der Schul-MMM der *Nikolai-Ostrowski-Oberschule* in Greifswald und zwei auf der 1. Methodenmesse des Pionierpalastes *Ernst Thälmann* in Berlin ausgestellt. AG-Teilnehmer und Besucher hatten viel Freude beim Spiel. Das altdeutsche Würfelspiel *HALS*, das aus einem geschnitzten Trudelwürfel hergestellt wurde, dessen vier Seiten mit je einem der Buchstaben H, A, L, S beschrieben wurden, zwei Seiten blieben frei, läßt sich mit einem elektrischen Spielzeug-PIKO-Motor als elektrischer Würfel [1] leicht nachbauen.

Es ist ein Unterhaltungsspiel mit einer einfachen Spielregel. Daran können beliebig viele Personen teilnehmen. Jeder Spieler zahlt eine vorher festgelegte Anzahl Spielmarken ein. Nun wird der Reihe nach gewürfelt (kurzer Tastendruck). Der Würfel zeigt einen der vier Buchstaben an, nach dem der Würfelnde zu handeln hat. Dabei bedeuten:

H – Nimm die Hälfte!

Der Spieler darf sich die Hälfte aller in die Kasse eingezahlten Spielmarken nehmen.

A – Nimm alles!

Der Spieler nimmt den gesamten Kassenbestand. Alle Spieler zahlen den vereinbarten Einsatz erneut ein.



Bild 3 Elektrischer Würfel HALS

L – Laß liegen!

Der Spieler darf nichts aus der Kasse nehmen.

S – Setz zu!

Der Spieler zahlt einen vereinbarten Einsatz zusätzlich in die Kasse ein.

Das Ende des Spiels wird vereinbart.

Das Bild 3 zeigt die Ansicht des elektrischen Würfels. Das Gestell kann aus Holz- oder Hartfaserplatten angefertigt werden. Die Würfelscheibe besteht ebenfalls aus Sperrholz oder starker Pappe. Im Mustergerät wurde die Würfelscheibe auf eine Lochscheibe des Metallbaukastens «Construction» geschraubt. Die Lochscheibe läßt sich dann leicht auf der Achse des PIKO-Motors des gleichen Baukastens *Construction C 04* befestigen. Fertigt man sich neue Scheiben mit den Zahlen 1 bis 6 oder anderen Zeichen an, kann man die Scheiben leicht auswechseln und den elektrischen Würfel vielseitig verwenden. Als Taster eignet sich jede im Handel angebotene Form. Die Schaltung ist ein einfacher Stromkreis nach Bild 4.

Eine Spielmaschine zu bauen erfordert bereits mehr Aufwand, eröffnet aber auch viel mehr Spielvarianten und Kombinationen. Mit *Z-Z-Z-Zahlen-Zählen-Zufall* ist eine elektrische Spielmaschine mit fünf elektrischen Würfeln entstanden. Es werden wieder Spielzeugmotoren von PIKO verwendet, die man zweckmäßig aus einem Klingeltransformator speist, dessen Aus-

gangsstrom gleichgerichtet wird. Dabei müssen die Dioden der Gesamtstromstärke entsprechend ausgewählt werden. Die im Mustergerät verwendete Schaltung nach Bild 5 hat gegenüber der Reihenschaltung der Motoren den Vorteil, daß die Möglichkeit besteht, bei X EIN-AUS-Schalter einzubauen. Die Anzahl der zu benutzenden Würfel kann nun vorher durch Einschalten festgelegt werden. Damit können Spiele mit weniger als fünf Würfeln ebenfalls gespielt werden.

Um den Effekt der Spielmaschine zu erhöhen, wurde von den AG-Teilnehmern ein Teil der Motoren gegensinnig angeschlossen. Die durch das Vertauschen der Anschlußklemmen der Motoren erreichte entgegengesetzte Umdrehung einiger Scheiben ergibt interessante Effekte. Bild 6 enthält einen Vorschlag zur Gestaltung der Frontplatte. Die Motoren sind hinter der Frontplatte auf Leisten angeordnet, die an der Frontplatte und an den beiden Seitenplatten befestigt werden.

Die Spielregel für Z-Z-Z- ist einfach, verlangt aber Kombinationsgabe. In der AG des Autors wurden daher vor dem Spiel einige «Trocken»tests durchgeführt. Vor Spielbeginn fertigt man sich Spielprotokolle nach Bild 7 an. Es kommt darauf an, bei jedem Wurf das höchste Ergebnis zu ermitteln. Bedingung ist, daß die höchste Zahl bei «Start» eingetragen wird. Alle anderen Zahlen können den Operationszeichen nach eigenem Ermessen zugeordnet werden. Zeigt der Wurf z. B.: 6, 5, 4, 3, 2, so gehört 6 in den «Start». Es ergibt sich:  $6 + 4 = 10 \cdot 5 = 50 - 2 = 48 : 3 = 16$  oder  $6 + 2 = 8$  mal  $4 = 32 - 5 = 27 : 3 = 9$ . Sicher wird sich der Spieler für das erste Ergebnis entscheiden.

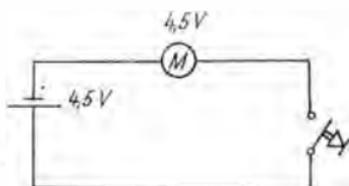


Bild 4

Stromlaufplan des Würfels HALS

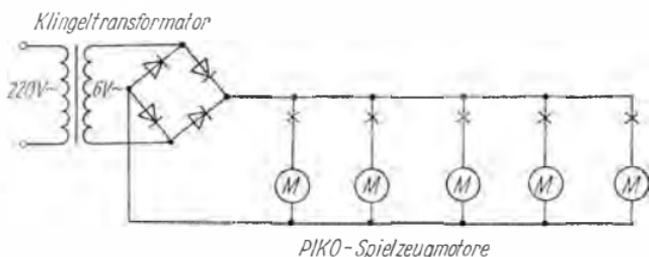


Bild 5 Stromlaufplan für elektrische Spielmaschine

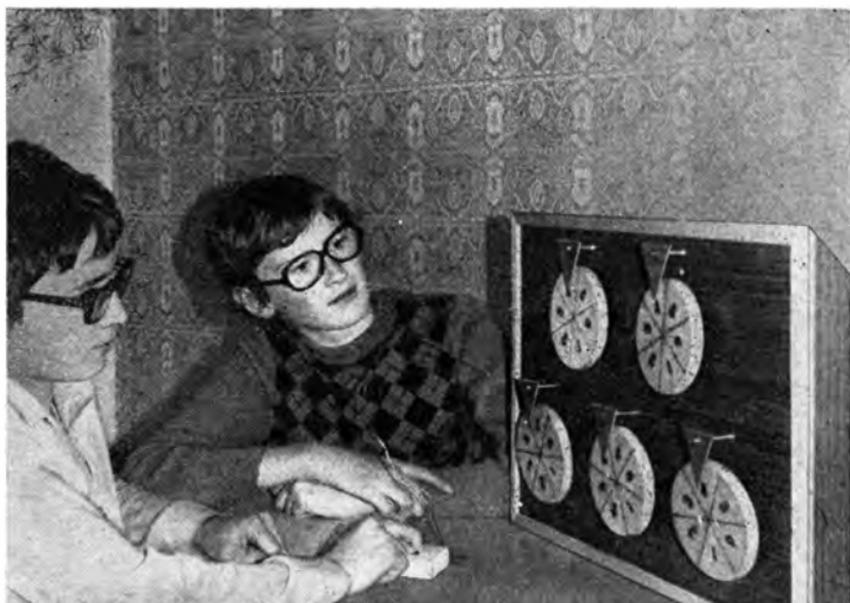


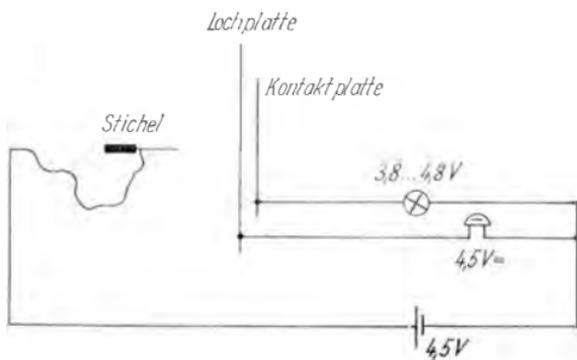
Bild 6 Elektrische Spielmaschine für das Spiel Z-Z-Z (Zahlen-Zählen-Zufall)

Start	_____
+	_____
=	_____
×	_____
=	_____
-	_____
=	_____
:	_____
=	=====

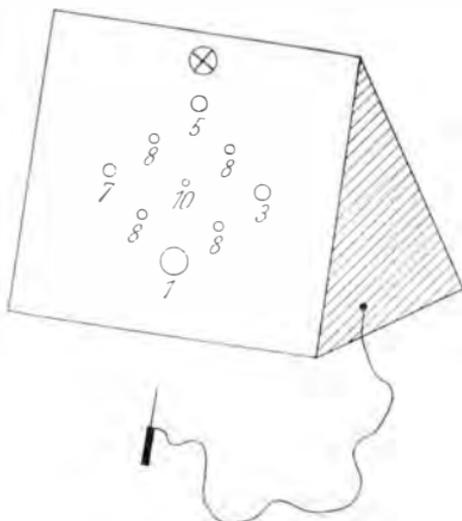
Bild 7

Form des Spielprotokolls für das Spiel Z-Z-Z

Es kommt also auch darauf an, schnell zu erkennen, welches die günstigste Zahlenkombination ist. Hat man das Ergebnis bis zum nächsten Wurf nicht ermittelt, ist in das Spielprotokoll eine 0 als Ergebnis einzutragen. Bei den Operationszeichen eingetragene Zahlen dürfen nicht verändert werden. Rechenfehler können korrigiert werden. Die zu erreichende Gesamtpunktzahl wird vorher gemeinsam festgelegt, z. B.: 100, 300, 500 oder eine andere. Es lassen sich noch viele andere Spiele mit dieser Spielmaschine spielen. Kombinationsfähigkeit und Rechentechnik sind gefragt. Ganz anders ist es beim *Zahlenstechen*.



**Bild 8**  
Stromlaufplan für das Spiel Zahlenstechen



**Bild 9**  
Ansicht der Lochfrontplatte für das Spiel Zahlenstechen

Das dritte Spiel des elektrischen Spielemagazins erfordert Geschicklichkeit und Geduld. Es geht darum, in einer bestimmten Zeit viele Zahlen mit einem möglichst hohen Gesamtergebnis zu stechen. An die Stelle der vorgegebenen Zeit kann auch eine Anzahl von Versuchen treten. Jeder Zahl ist ein Loch auf der Frontplatte zugeordnet. Je größer die Zahl, desto kleiner das Loch, d. h., daß der Schwierigkeitsgrad mit der Zunahme der Punktzahl steigt. Ist die Zahl gestochen, leuchtet die Glühlampe auf. Wurde der Rand des Loches berührt, ertönt ein Klingelzeichen. Der Versuch gilt als mißlungen. Die Zahl darf nicht gutgeschrieben werden.

Im Mustergerät wurde eine Aluminiumplatte als Lochplatte (Frontplatte) verwendet. Die dahinter befindliche Kontaktplatte ist aus kupferkaschiertem Material angefertigt. Beide Platten sind mit Abstandsrollen isoliert voneinander verbunden. An die Kontaktplatte ist die Glühlampe, an die Lochplatte die Klingel angeschlossen. Bild 8 zeigt den Stromlaufplan.

Der Stichel ist aus einem Feilenheft und einer Stricknadel hergestellt. Das flexible Kabel ist um das untere Ende der Stricknadel gewickelt und mit in das Feilenheft gesteckt. Die Lochplatte sollte als Frontplatte farbig gestaltet werden. Je nach Ausführung und eigenen Vorstellungen werden Löcher und Zahlen angeordnet (Bild 9). Die Frontplatte ist so anzuordnen, daß sie senkrecht steht.

Dieses Spielgerät läßt viele elektronische Effekte zu. Klingel und Glühlampe können durch elektronische Summer, Blinker, Melodiegongs oder Sirenen ersetzt werden. Dem erreichten Ausbildungsstand in der AG entsprechend lassen sich Transistorschaltungen oder integrierte Schaltkreise einsetzen.

### Literatur

- [1] *Jakubaschk, H.*, Das kleine Elektrobastelbuch Berlin, 1980, 4. Auflage
- [2] *Schlipköter, A.*, Was sollen wir spielen? Hamburg 1910



## Der eigene integrierte Schaltkreis

Obwohl heute die Entwicklung integrierter Schaltkreise weitgehend rechnergestützt vorgenommen wird, gibt es vor allem bei analogen Schaltkreisen auch die Entwicklung mit der Brettschaltung. Das heißt, die Schaltung wird mit diskreten Bauelementen (Transistoren, Dioden, Widerständen, Kondensatoren) aufgebaut und durch Messungen optimiert. Für den jungen Elektronikamateur ist das nachvollziehbar, wenn er einen nicht zu komplizierten

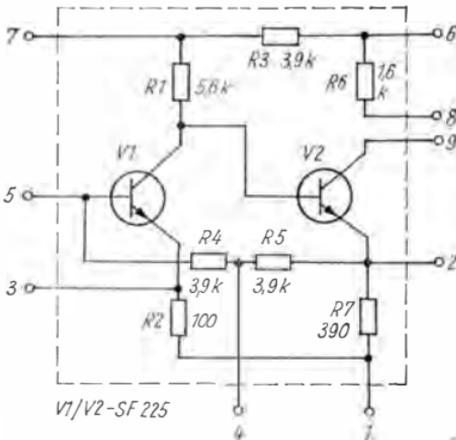
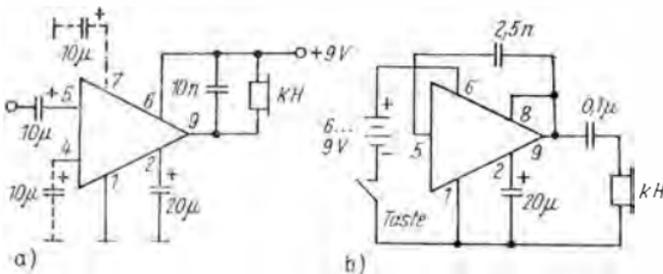


Bild 1

Innenschaltung des aufzubauenen Amateur-IS [1]

Bild 2

Anwendung des IS als NF-Verstärker (a) und als Morseübungs-generator (b)







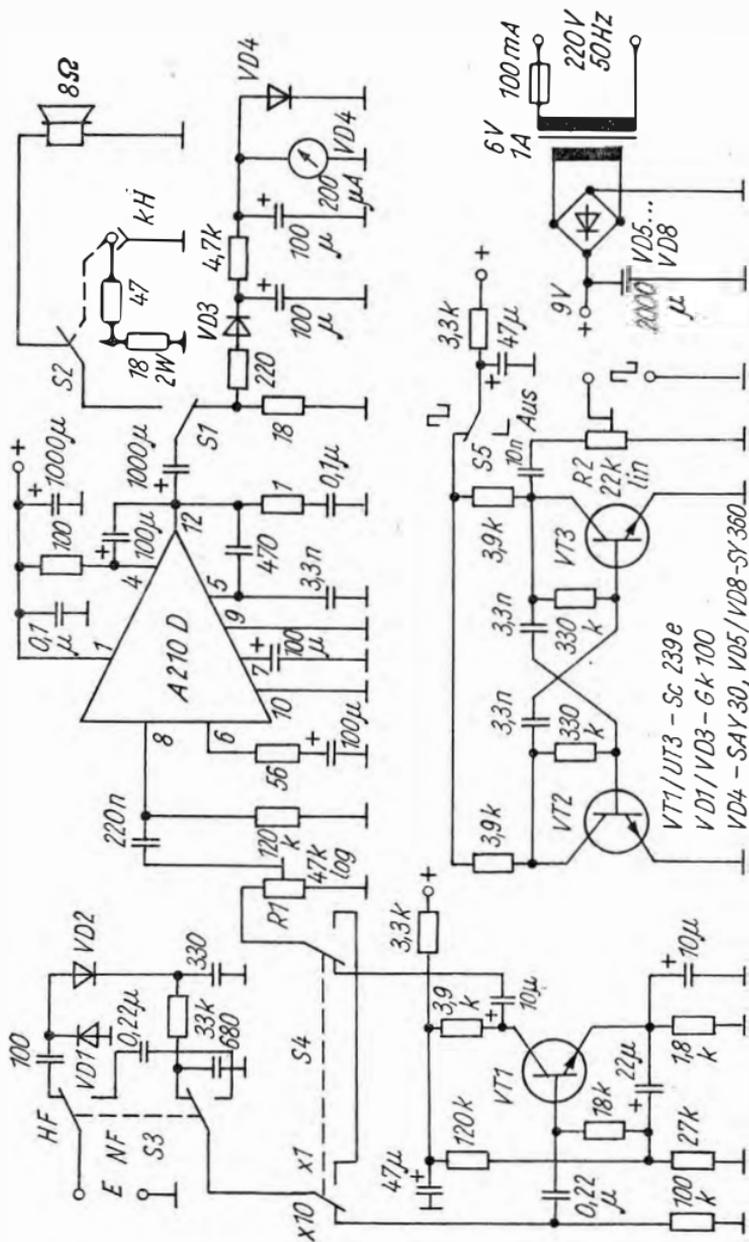


Bild 5 Stromlaufplan für das vielseitige Prüfgerät [3]

## Vielseitiges Prüfgerät

Die Schaltung (Bild 5) des vielseitig einsetzbaren Prüfgeräts besteht aus einer IS-Verstärkerschaltung, einer NF-Vorverstärkerstufe (VT1), einem Multivibrator (VT2/VT3), einem HF/NF-Eingang (VD1/VD2) und der erforderlichen Stromversorgung. Als getrennter Signalgeber erzeugt der Multivibrator bis in den Kurzwellenbereich verwendbare Rechtecksignale, wobei die Grundfrequenz bei etwa 1 kHz liegt. Mit S5 läßt sich der Signalgeber einschalten, am Potentiometer R2 kann man das Prüfsignal regelbar entnehmen.

Der Ausgang des NF-Verstärkers ist mit S1 umschaltbar auf den Lautsprecher oder eine Anzeigeschaltung, um relative Messungen vornehmen zu können. An Stelle des Lautsprechers kann an einer Kopfhörerbuchse mit Schaltkontakt (S2) auch ein Kopfhörer angeschlossen werden. Vor dem Verstärker-IS liegt der Lautstärkereglер R1, der für relative Messungen mit einer Skale versehen werden sollte. Eine zusätzliche Verstärkung um den Faktor 10 bringt die NF-Vorverstärkerstufe, die über den Schalter S4 angeschaltet werden kann. Der Eingang E liegt am Umschalter S3, mit dem man auf HF- oder NF-Eingangsspannung umschalten kann. Bei HF-Signalen erfolgt eine Demodulation mit den Dioden VD1/VD2, das demodulierte NF-Signal gelangt dann an den Umschalter S4.

Das beschriebene Prüfgerät kann vor allem bei der Fehlersuche in Verstärkern und in Rundfunkempfängern verwendet werden.

### Signalgeber für die Fernsehreparatur

Die Multivibratorschaltung in Bild 6 erzeugt Rechteckschwingungen mit einer Grundfrequenz von etwa 400 Hz, wobei die harmonischen Frequenzen bis 10 MHz reichen. Die Bauteile lassen sich bequem auf einer schmalen Platine (80 mm × 15 mm) unterbringen, so daß die Schaltung in Form eines Prüfstifts (25 mm Durchmesser, 110 mm lang) aufgebaut werden kann. Führt man das Signal z. B. Bild-ZF-Stufen zu, so erscheinen auf dem Bildschirm waagerechte Balken, die mit dem Ausgang A1 breit, mit dem Ausgang A2 schmal sind.

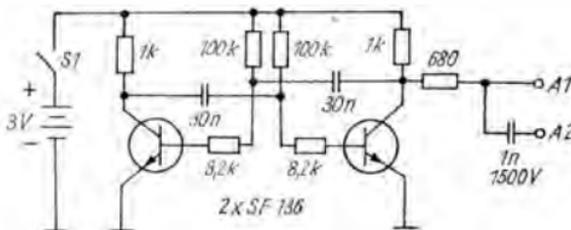


Bild 6  
Multivibrator als  
Fernsehsignalgeber [4]

## Kalibrator mit TTL-IS

Unter einem Kalibrator versteht man ein Eichnormal, um damit z. B. ein Prüfgerät zu eichen. In Bild 7 ist ein Wechselspannungskalibrator dargestellt, der definierte Spannungen abgibt. Mit 2 Gattern des *D 100 C* wird eine Multivibratorfrequenz von 1000 Hz erzeugt, den Abgleich nimmt man mit *R1* vor. Verwendet man für den Spannungsteiler *M - A* genaue Widerstandswerte, so sind die angegebenen Wechselspannungswerte entnehmbar. Dazu ist am Punkt *A* gegen Masse mit *R2* eine Wechselspannung von genau 2 V einzustellen. Der Kalibrator kann zur Eichung eines NF-Millivoltmeters benutzt werden. Man kann damit aber auch NF-Verstärker mit definierten Eingangsspannungen überprüfen. Außerdem lassen sich damit vertikale Ablenkungen auf dem Oszillografenschirm definieren.

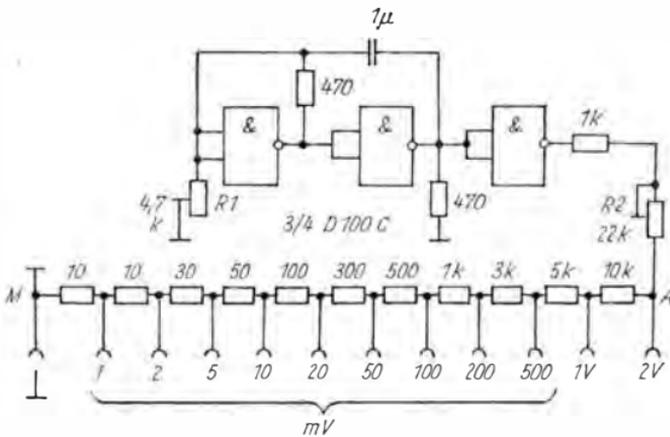


Bild 7 Einfacher Kalibrator für Wechselspannung ( $f = 1000 \text{ Hz}$ ) [5]

## Elektronisches Fieberthermometer

Der Widerstandswert eines Thermistors (Heißleiterwiderstand) verändert sich mit der Umgebungstemperatur. Über die Grundlagen des Thermistors wurde ausführlich im Elektronischen Jahrbuch 1982 berichtet. In Bild 8a liegen an den beiden Eingängen des Operationsverstärkers *MAA 741* je ein Spannungsteiler. Ein Spannungsteiler enthält den Thermistor  $R_T$ , so daß eine temperaturabhängige Eingangsspannung für den Operationsverstärker zur Verfügung steht. Der andere Spannungsteiler enthält den Einstellregler *R1* und das Potentiometer *R2*, so daß damit die 2. Eingangsspannung verändert werden kann. Sind die Eingangsspannungen unterschiedlich groß,



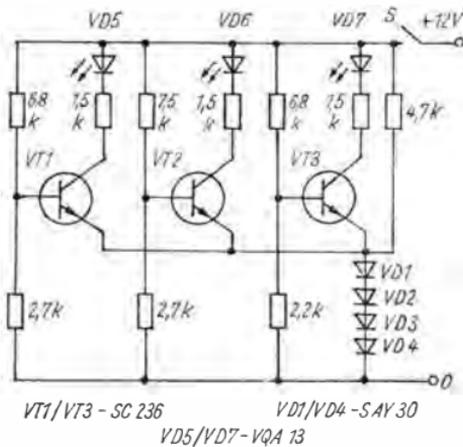


Bild 9  
Einfache Spannungsüberwachung  
für 12-V-Bordnetz [7]

### Nochmals: Türklingelsirene

Im *Elektronischen Jahrbuch 1982* ist in dem Beitrag *IS-Anwendungen in der Amateurpraxis* (Seite 224 bis 233) vom Herausgeber bei der Türklingelsirene (Bild 6) ein Zeichnungsfehler übersehen worden. Am linken Gatter ist die Verbindung zwischen pin 1 und pin 2 aufzutrennen. Am pin 1 liegt der Kondensator  $0,22 \mu\text{F}$  und der Widerstand  $3,3 \text{ k}\Omega$ . Am pin 2 befindet sich der Ausgang des rechten Multivibrators (pin 11). Bei einigen Lesern bedankt sich der Herausgeber für entsprechende Zuschriften. Herr *Dr. V. Schultze* sandte eine verbesserte Schaltung, die in Bild 10 wiedergegeben ist. Dazu schreibt er: «Am Ausgang 11 des Tieftongenerators liegt abwechselnd L- und H-Potential. Bei H-Potential sperrt die Diode, dadurch liegen zwischen dem Eingang 1/2 des Tonfrequenzgenerators und Erdpotential  $3,2 \text{ k}\Omega$ . Bei L-Potential am Ausgang 11 wird der Punkt a auf Erdpotential geschaltet;

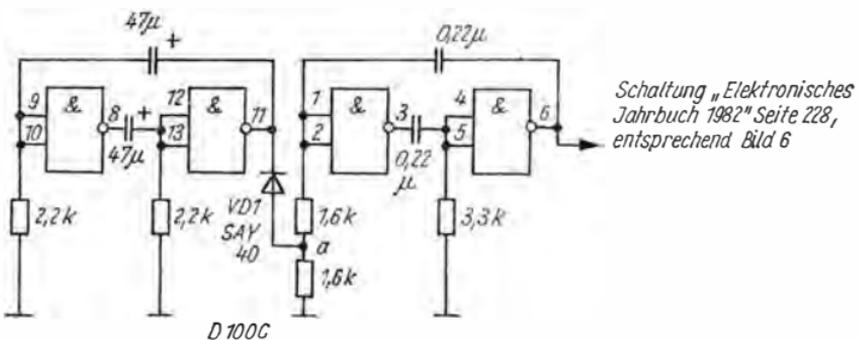


Bild 10 Stromlaufplan der verbesserten Türklingelsirene

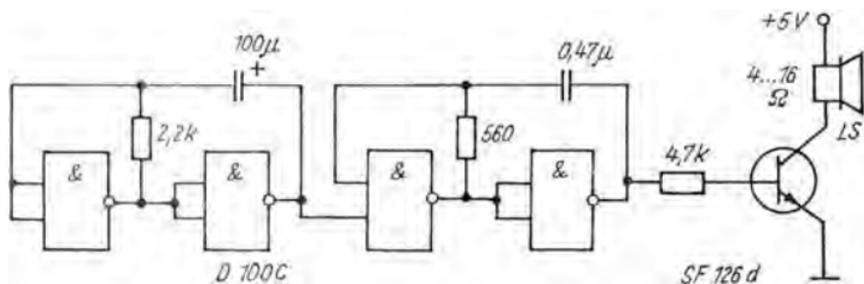


Bild 11 Stromlaufplan für einen elektronischen Signalgeber (Sirene)

zwischen Eingang 1/2 und dem Erdpotential befinden sich nur noch 1,6 k $\Omega$ . Durch diese Schaltungsmaßnahme wird die Frequenz des Tonfrequenzgenerators zwischen etwa 800 Hz und 1100 Hz periodisch umgeschaltet und die Türklingelsirene ist funktionstüchtig. Um den akustischen Eindruck zu verbessern, kann außerdem zwischen der Anode der Diode und dem Punkt a ein RC-Glied als Tiefpaß eingefügt werden, um aus der rechteckförmigen Frequenzänderung des Tonfrequenzgenerators eine sinusähnliche zu machen. Der Klang der Türsirene kommt dadurch dem einer echten Sirene entschieden näher.»

Eine weitere vereinfachte Schaltung für einen solchen elektronischen Signalgeber fand der Herausgeber in [8], Bild 11 gibt die Schaltung an.

### Literatur

- [1] Borisow, W. G., Nur eine Mikroschaltung, RADIO, Heft 7/1979, Seite 52 bis 54  
QX, Linear-IS für 5 Kcs, Amaterske Radio, Heft A/7-1981, Seite 22
- [2] Wechselsprechanlage mit MBA 810, Amaterske Radio, Heft A/1-1981, Seite 8
- [3] v. d. Werff, G. J. M., Signalsucher und -geber, Radio Bulletin, Heft 5/1981, Seite 27/28
- [4] Welitschkow, P., Prüfgenerator für Radio-Fernseh-Reparaturen, Radio-Fernsehen-Elektronik (Bulg.), Heft 1/1981, Seite 14/15
- [5] Einfacher Kalibrator, RADIO, Heft 10/1981, Seite 58
- [6] Kyrš, Einfaches Thermometer für klinische Anwendung, Amaterske Radio, Heft A/3-1981, Seite 26
- [7] Peterson, I., Auto-Spannungsmonitor, Radio & Electronics Constructor, Heft 1/1981, Seite 273
- [8] Lisitschkow, K., Elektronischer Signalgeber, Radio-Fernsehen-Elektronik (Bulg.), Heft 4/1981, Seite 28

## Einfache Temperaturregelung

Es wurden schon vielfach Schaltungen zur Regelung der Temperatur in einem abgeschlossenen Raum beschrieben. Die nachfolgende Schaltung zeichnet sich durch einen geringen Aufwand an Bauelementen aus. Natürlich sollten an die Regelgenauigkeit keine allzu hohen Anforderungen gestellt werden. Es können Temperaturen zwischen etwa 15°C und 50°C geregelt werden.

Der Meßwertgeber ist der Transistor V1. Es wird die Abhängigkeit des Kollektorreststroms von der Temperatur ausgenutzt. Deshalb wurde für V1

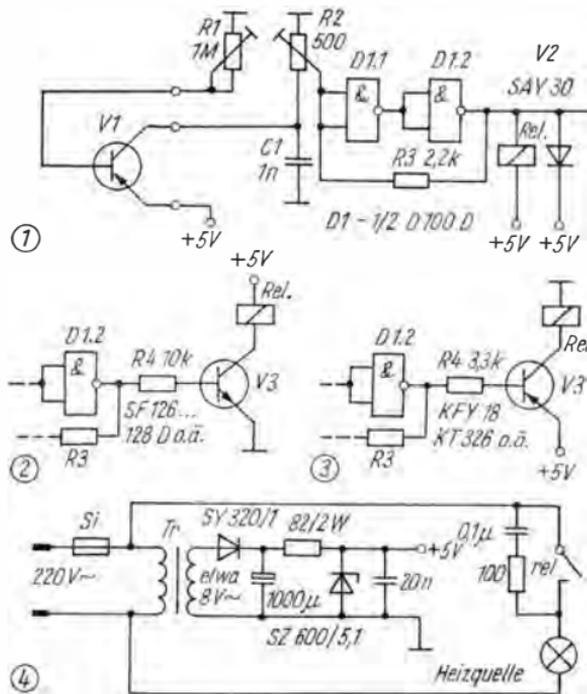


Bild 1

Stromlaufplan der Temperaturregelschaltung mit Schaltkreis (1), Stromlaufplan eines Schaltverstärkers mit npn-Transistor und Relais gegen Betriebsspannung geschaltet (2), Stromlaufplan eines Schaltverstärkers mit pnp-Transistor und Relais gegen Masse geschaltet (3), Stromlaufplan eines einfachen Stromversorgungsteils. Für Tr kann ein einfacher Klingeltransformator eingesetzt werden

ein Ge-Type (z. B. *GC 301*) mit großer Stromverstärkung eingesetzt. Reststrom und maximale Verlustleistung sind unkritisch. Transistoren mit relativ großem Reststrom, die sich vielleicht noch in der Bastelkiste befinden, sind sogar gut geeignet. Der temperaturabhängige Reststrom erzeugt über *R2* einen Spannungsabfall, der von der Triggerschaltung (*D1.1* und *D1.2* =  $1/2 D 100 D$ ) ausgewertet wird. Die Gatter *D1.1* und *D1.2* sind über *R3* zu einem Trigger gekoppelt. *R3* ist mit 2,2 k $\Omega$  optimal gewählt. Die Schwellspannung und Hysterese der Triggerstufe sind von der Größe des Widerstandes *R2* abhängig. Die Einschaltspannung betrug im Muster etwa 1,1 V und die Ausschaltspannung etwa 0,9 V.

*R1* speist einen Basisstrom in *V1* ein und ist so einzustellen, daß im interessierenden Temperaturbereich an *R2* wenigstens die Einschaltspannung des Triggers entstehen kann. Bei Transistoren mit sehr großem Reststrom kann *R1* gegebenenfalls entfallen. Mit *D1.2* kann man direkt ein Relais schalten, wenn dieses mit einem Strom von maximal 15 mA auskommt. Bei stromstärkeren Relais muß für *D1.2* ein Leistungsgatter (*D 140 D*) oder eine Schaltverstärkerstufe – Teilbild (2) oder (3) nachgeschaltet werden.

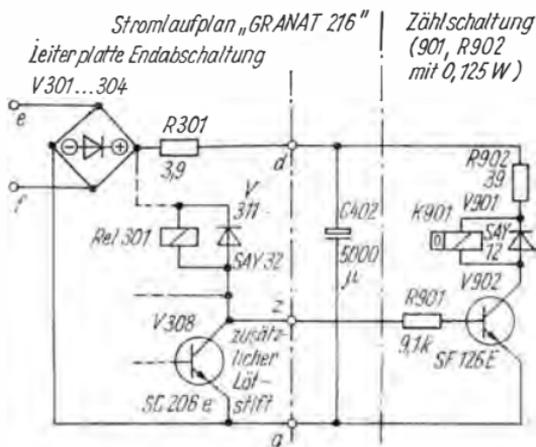
Teilbild (4) zeigt eine einfache Stromversorgung, wie sie zum Betrieb der Schaltung ausreicht. Als Bauelemente können auch preiswerte Typen aus dem Bastelangebot eingesetzt werden. Im Mustergerät diente eine 15-W-Glühlampe als Heizung. *V1* war über eine etwa 40 cm lange ungeschirmte Leitung mit dem Schaltkreis verbunden. Dabei konnte keine Störbeeinflussung festgestellt werden.

*Dipl.-Ing. Bodo Stäblein*

### **Zählwerk für HiFi-Plattenspieler**

Für eine hochwertige Schallplattenabspielung wird u. a. eine einwandfreie Abtastnadel (Diamant) gefordert. Ist die Abtastnadel abgenutzt, muß mit Beschädigungen der Schallplatte gerechnet werden. Außerdem verringert sich die Wiedergabequalität, da die Abtastnadel nicht mehr allen Auslenkungen in der Schallplattenrinne folgen kann. Von Abtastsystemherstellern wird eine maximale Abspieldauer von 500 bis 1000 Betriebsstunden für Abtastsysteme mit Diamantnadel empfohlen. Da die Abschätzung der Abspieldauer allgemein etwas schwierig ist, wurde eine einfache Zählhaltung mit einem Postgesprächszähler (im Amateurbedarfshandel preiswert erhältlich) für den HiFi-Plattenspieler *Granat 216 electronic* entworfen und erprobt.

Der Zähler der Schaltung zählt bei jedem Abschalten des Gerätes um eine Zahl weiter. Unter der Annahme, daß vor jedem Abschalten eine volle Langspiellattenseite mit einer durchschnittlichen Abspieldauer von 20 min gespielt wurde, empfiehlt sich demnach ein Ersetzen der Abtastnadel bei einem Zählerstand 1500 bis 3000. Laut Angaben des VEB *Funkwerk Zittau* [2] soll



*Bild 2*  
*Stromlaufplan der Zähl-*  
*schaltung mit Angabe des*  
*Anschlusses an die*  
*Platine des Plattenspieler*  
*Granat 216 electronic*

die Antriebspese des *Granat 216* nach etwa 800 Betriebsstunden erneuert werden, so daß ein Wechseln des Abtastsystems und der Antriebspese bei einem Zählerstand von etwa 2500 sinnvoll ist. Obwohl der Zähler nicht auf 0 zurückgestellt werden kann, ist dann ein ununterbrochener Betrieb (Wechsel bei 2500, 5000, 7500, 0000) möglich.

Ausgangspunkt der Zählschaltung ist die elektronisch realisierte Endabschaltung, die in [1] ausführlich beschrieben wird. Beim Abschalten des Plattenspielers kippt der aus V307 und V308 bestehende Flip-Flop um, V308 sperrt und mit dem Abfall des Relais K301 wird die Netzspannung unterbrochen. Gleichzeitig schaltet V902 (*SF 126E*) ein und K901 (4stelliger Postgesprächszähler mit  $R \approx 100 \Omega$ ,  $I \approx 50 \text{ mA}$ ) eine Zahl weiter. Eine zusätzliche Belastung des Netzteils tritt während des Abspielvorgangs nicht auf, da dann V902 gesperrt ist und nur beim Abschalten des Plattenspielers leitend wird. Den beim Weiterzählen des Zählers fließenden Strom stellt der Ladekondensator C402 (5000  $\mu\text{F}$ ) der Gleichrichterschaltung zur Verfügung. Die auf C402 gespeicherte Ladung reicht trotz Netzspannungsabschaltung aus, um eine sichere Funktion der Schaltung mit der angegebenen Dimensionierung zu gewährleisten.

Der Zähler wird in der vorderen linken Ecke mit einem Winkel an das Chassis angeschraubt. Durch ein in die Vorderwand gefeiltes Fenster kann der Zählerstand abgelesen werden. Auf einer kleinen Rasterplatte (etwa 20 mm  $\times$  20 mm) baut man die Schaltung auf. Die Befestigung im Plattenspielergehäuse erfolgt mittels Schraubverbindung, z. B. an der Leiterplatte für die Endabschaltung. Für die Spannungszuführung sind die Lötstifte d und g auf der Leiterplatte geeignet, lediglich für die Kollektorspannung von T308 ist ein zusätzlicher Lötstift z an der entsprechenden Stelle einzusetzen.

Die vorgestellte Schaltung erzielt mit geringem Bauelemente-, Montage- und Kostenaufwand eine sinnvolle Gebrauchswerterhöhung des Plattenspieler-

spielers der oberen Leistungsklasse *Granat 216*. Der Hersteller (VEB *Funkwerk Zittau*) sollte erwägen, diese einfache Zusatzschaltung in den *Granat 216* oder eine entsprechende Weiterentwicklung serienmäßig einzubauen.

Dipl.-Ing. Matthias Scheppeler

### Elektronisches Türschloß

Die in Bild 3 dargestellte Variante eines kodierten Türschlosses arbeitet voll-elektronisch. Gegenüber Anlagen mit mehreren Relais ergeben sich daher die Vorteile hohe Betriebssicherheit und geräuschloses Arbeiten (durch Abhören ist kein Rückschluß auf die Ziffernkombination möglich). Außerdem ist die Schaltung einfach aufzubauen und zu installieren. Um das Türöffner-Relais A ansprechen zu lassen, müssen die Taster Sa1, Sa2, Sa3, Sa4 in dieser Reihenfolge gedrückt werden. Das muß in einer bestimmten Zeit geschehen sein. Ist diese Zeit überschritten oder wird der Taster Sa<sub>n</sub> betätigt, kehrt die Schaltung in den Ausgangszustand zurück. Parallel zu Sa<sub>n</sub> können beliebig viele solcher Taster angeschlossen werden, um die Dekodierung zu erschweren. Sa1 bis Sa4 können auch mehrmals oder in anderer Reihenfolge gedrückt werden, jedoch muß immer die Grundrichtung von Sa1 zu Sa4 vorhanden sein.

Über V1 und V3 wird die kurzzeitige Stromversorgung der Schaltung gewährleistet. Durch Schließen von Sa1 lädt sich C1 mit der Batterie 6 V auf, so daß die *Darlington*-Schaltung durchsteuert. Hat sich C1 über die B/E-Strecken der Transistoren sowie über R2 und R1 entladen oder entlädt er sich bei Drücken von Sa<sub>n</sub> nur über R2, so sperrt V1 wieder. R1 ist der Schutzwiderstand für V1 und erhöht den Eingangswiderstand von V3, so daß man mit kleinen Kapazitäten für C1 auskommt. R2 begrenzt den Entladestrom.

Die eigentliche Türöffnerschaltung besteht aus 2 RS-Flip-Flops und einer Leistungsstufe für das Relais. Durch den kurzen Ladestrom über C2 und C3 nehmen die Flip-Flops definierte Zustände ein. Wurde der erste Flip-

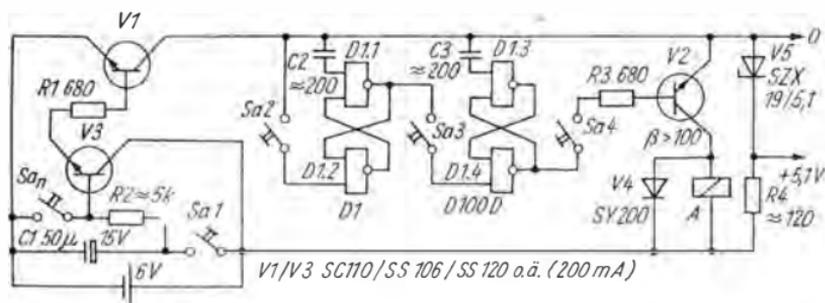


Bild 3 Stromlaufplan des elektronischen Türschlosses

Flop durch Drücken von Sa2 umgeschaltet, so besteht die Möglichkeit, das mit Sa3 mit der zweiten Stufe zu tun. Jetzt kann V2 durch Betätigen von Sa4 durchgesteuert werden, da am Ausgang von D1.4 H-Pegel herrscht. Der Türöffner zieht, solange Sa4 gedrückt und V1 ausreichend durchgesteuert ist.

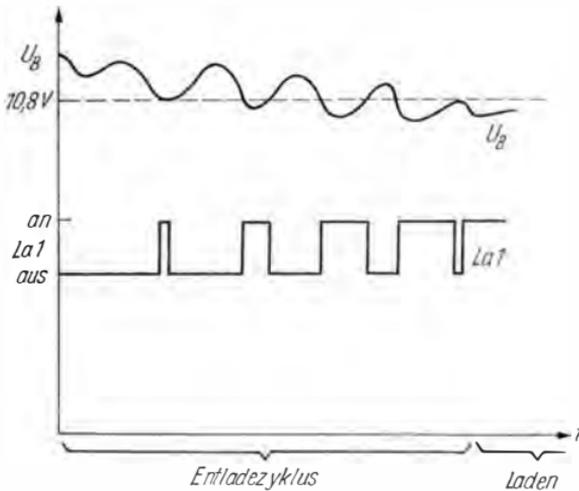
Die Spannung für den Schaltkreis wird über die Z-Diode abgenommen. Steht eine ausreichend konstante Betriebsspannung im Bereich von 5 V zur Verfügung, so kann auf diese Maßnahme verzichtet werden.

Der Schaltungsaufbau wird auf einer selbstentworfenen Leiterplatte vorgenommen. Mit  $C1 = 50 \mu\text{F}$  ergaben sich Haltezeiten von 10 s. An die Taster werden keine besonderen elektrischen Anforderungen gestellt; sie können auch selbst hergestellt werden. Der Gleichstromwiderstand der Relaispule sollte nicht unter  $50 \Omega$  liegen. Zur Stromversorgung erscheinen Bleiakkumulatoren oder ein Netzteil am besten geeignet.

*Frank Sichla*

### Elektronische Batteriekontrolle

Für die Überwachung der aktuellen Leistungsfähigkeit von Bleiakkumulatoren wurden schon verschiedene Lösungen in der Literatur angeboten, z. B. in [3], [4]. Allgemein interessieren aber nur die Aussagen: die Batterie ist ausreichend geladen, oder die Batterie muß geladen werden. Mit der folgenden Schaltung wird eine derartige Aussage erreicht. Funktionsbedingt wird gleichzeitig die ordnungsgemäße Arbeit der Batteriekontrolle angezeigt. Seit Jahren bewährt sich dieses Gerät in einem elektrisch angetriebenen Krankenhaushstuhl. Der Einsatz im PKW oder in anderen elektrischen Anlagen ist



*Bild 4  
Zusammenhang  
zwischen Batterie-  
spannung  $U_B$  und  
optischer Anzeige*

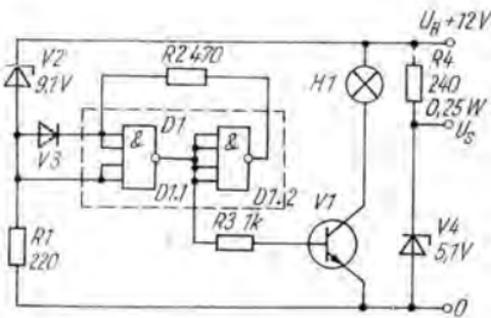


Bild 5  
Stromlaufplan der Batterie-  
kontrollschaltung

denkbar. Die Klemmenspannung  $U_B$  eines Akkumulators ändert sich in Abhängigkeit vom Innenwiderstand  $R_i$  und vom Entladestrom  $I_E$ . In Bild 4 ist das vereinfacht in der oberen Kurve dargestellt. Wird bei diesen Änderungen ein vorgegebener Wert unterschritten, zeigt die Batteriekontrolle diesen Zustand optisch an. Bild 5 zeigt den gesamten Stromlaufplan. Die Spannungsschwankungen der Batterie werden über den Spannungsteiler  $V2/R1$  auf den Eingang des nachfolgenden Schmitt-Triggers übertragen. Dabei kann durch geeignete Wahl von  $R1$  (zunächst Einstellregler 500  $\Omega$  einsetzen) und unter Berücksichtigung von  $P_{V_{max}}$  der Z-Diode  $V2$  der Umschaltzeitpunkt des elektronischen Schalters leicht variiert werden. Im Beispiel wurde der Umschaltzeitpunkt durch  $V2/R1$  und  $V3$  auf etwa 10,8 V festgelegt.

Der Schmitt-Trigger ( $V3$ ,  $R2$  und  $D1$ ) ist aus der Literatur [5], [6] hinreichend bekannt. Um die Hysterese gering zu halten, sollte  $V3$  eine niedrige Durchlaßgleichspannung  $U_F$  haben. Es zeigte sich, daß man für  $V3$  vorteilhaft die Basis/Emitter-Strecke von Ge-Kleinleistungstransistoren mit kleinem  $B$  ( $< 10$ ) einsetzen kann (z. B. *GC 301*). Der Kollektoranschluß bleibt dabei frei. Auf diese Weise ließ sich bei mehreren Versuchen mühelos eine Trigger-Hysterese von  $< 50$  mV erreichen.

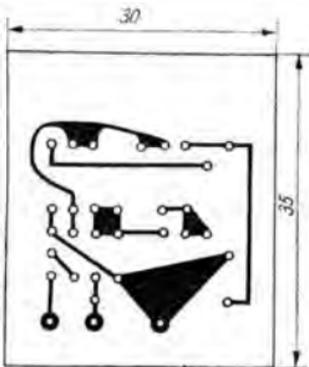


Bild 6  
Leitungsführung der Platine  
für die Batteriekontrolle

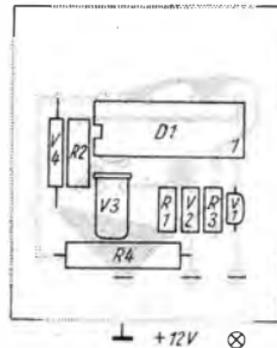


Bild 7  
Bestückungsplan für die Platine  
nach Bild 6

Um die abnehmende Akkumulatorspannung  $U_B$  zu kennzeichnen, muß das Ausgangssignal des Triggers an D1.1 abgenommen werden. Über  $R_3$  und V1 wird H1 angesteuert. Die Lampe H1 leuchtet stets auf, sobald  $U_B$  unter die Umschaltspannung von 10,8 V absinkt. Bild 4 zeigt diese Zusammenhänge. Das zu Beginn des Entladezyklus auftretende kurzzeitige Aufleuchten der Lampe H1 beim Einschalten einer Last (Schaltspitzen) zeigt auch bei geladener Batterie das ordnungsgemäße Arbeiten der Schaltung an. Verlischt H1 bei geringer oder keiner Belastung nicht mehr, muß die Ladung des Akkumulators vorgenommen werden. Über V4 und R4 wird lediglich die Betriebsspannung  $U_S$  für den Schaltkreis bereitgestellt (etwa 5 V).

Mit Ausnahme von H1 wurde die gesamte Schaltung auf einer gedruckten Platine mit den Abmessungen 30 mm  $\times$  35 mm untergebracht. Bild 6 zeigt die Verteilung der Bauelemente auf der Platine. Die Leiterzüge wurden durchscheinend gezeichnet. Der gedrängte Aufbau hatte nur für das Muster eine Bedeutung und kann selbstverständlich geändert werden. V1 (600 mW bzw. SF 126) und D1 (gelber oder blauer Farbpunkt bzw. D 120 D/D 140 D) sind den bekannten preiswerten Bastler-Sortimenten entnommen (Nr. 7/ Nr. 8). Für H1 (12 V) sollte ein Exemplar mit nicht zu großem Strombedarf verwendet werden, um die Batterie nicht unnötig zu belasten.

*Klaus Melchin*

### Literatur

- [1] HiFi-Schallplattenabspielgerät Ziphona Granat 216 electronic, radio-fernsehen-elektronik 24 (1975) Heft 13, Seite 423 bis 425
- [2] Bedienungsanleitung «Ziphona Granat 216 HiFi electronic», Ausgabe 06/74, VEB Funkwerk Zittau
- [3] *Jakubaschk, H.*, Leuchtdioden und ihre Anwendung; Broschürenreihe electronica, Band 149, Militärverlag der DDR (VEB) – Berlin, 1977
- [4] Electronics 48 (1975), Heft 11, Seite 107, referiert in radio-fernsehen-elektronik 25 (1976), Heft 10, Seite 309
- [5] *Kühne, H.*, Schaltbeispiele mit TTL-Gattern der Schaltkreisserie D 10; Broschürenreihe electronica, Band 141, Militärverlag der DDR (VEB) – Berlin, 1976
- [6] Beilagenheft «Digitale integrierte Schaltkreise» zum Bastelbeutel Nr. 8 «Integrierte Schaltkreise» des VEB Kombinat Halbleiterwerk Frankfurt (Oder)



## Eine Quad macht noch keinen Contestsommer

Dipl.-Journ. Harry Radke

Beim *CQ-Mir-Contest* 1981. Die Ilmenauer Contestgruppe startete unter dem Rufzeichen *Y21YK* als Mehrmannstation. Da wurde sie fünf Stunden vor Ende des Wettkampfes auf dem 15-m-Band angerufen. Das QSO weitete sich ungewöhnlich aus. Vor Begeisterung. Der sowjetische Funkamateurliebes mit dem Rufzeichen *UK5MAF* hatte den Contest genau verfolgt und wollte nun seine Entdeckung loswerden: Die Ilmenauer könnten den Wettkampf ruhig schon beenden, der Sieg sei ihnen bereits jetzt sicher.

Reagieren die vier Ilmenauer Contester sonst auf jede Störung während eines Amateurfunkwettkampfes allergisch, nahmen sie diese gelassen hin, gönnten sich gar einen Blick in ihre Buchführung, rechneten eine Zeitlang, gerieten dann ein wenig in Aufregung: Wenn alles mit rechten Dingen zugeht, lagen sie mit einem beruhigenden Vorsprung vorn.

Ausgestiegen mitten im Contest sind sie dennoch nicht. Das wäre unsportlich, widerspräche ihren Prinzipien.

Der später bestätigte Weltsieg im *CQ Mir* 1981 war ihr vierter bei diesem Amateurfunkwettkampf – der Grund zur besonderen Freude bei der siegewohnten Ilmenauer Contestgruppe: *Günter Henning*, *Y21YK*, seit 1982 Meister des Sports, *Lothar Wilke*, *Y24UK*, *Horst Weißleder*, *Y23EK*, *Joachim Dehn*, *Y24TK*.

Seit knapp zehn Jahren sind sie international und national die besten Contester der DDR. Unbestritten, unangefochten, unerreicht.

*Lothar Wilke* beispielsweise schloß seine Teilnahme am *WAY2-Contest* 1981 wieder mit einem neuen DDR-Rekord ab: In 18 Stunden der Wertung brachte er es auf 2311 Amateurfunkverbindungen – das sind im Durchschnitt zwei QSOs in der Minute –, womit *Lothar* die doppelte Geschwindigkeit der besten Mehrmannstationen erreichte!

Seit 1977 gibt es DDR-Meisterschaften im Amateurfunk. Das Ilmenauer Team hat keine ausgelassen und in der Einzelwertung in jedem Jahr einen Meistertitel in die Thüringer Hochschulstadt geholt.

Kein einziges Mal wurden sie bei einem Wettkampf disqualifiziert, noch nie bekamen sie ihre Contestabrechnung wegen irgendwelcher Mängel zurück. Denn ihre Abrechnungen fertigen alle Beteiligten sofort nach dem Wettkampf mit größter Genauigkeit an, was natürlich bei den QSO-Bilan-



*Bild 1 Die Ilmenauer Contestgruppe wird gebildet von Joachim Dehn, Y24TK, Günter Henning, Y21YK, Horst Weißleder, Y23EK, Lothar Wilke, Y24UK (v.l.n.r.)*

zen der Ilmenauer sehr viel Zeit kostet. «Aber das ist für uns so etwas wie Selbstschutz. Ein ganzes Wochenende haben wir an Taste und Mikrofon durchgezogen, manchmal bis zur körperlichen Leistungsgrenze. Es wäre unsinnig, den Erfolg durch eine unachtsame oder fehlerhafte Abrechnung zu gefährden.»

### **Zufälle und Gesetzmäßiges**

Daß im Jahre 1969 der alte Ilmenauer *Günter Henning* und der eben zugezogene *Horst Weißleder* beschlossen, ihre Contestambitionen gemeinsam zu pflegen, daß 1971 der damalige Student an der Technischen Hochschule Ilmenau *Lothar Wilke* als schon erfahrener Contester zu dem noch wenig erfolgreichen Kollektiv stieß, daß 1976 der damalige Forschungsstudent und ehemalige Funkpeilmehrkämpfer *Joachim Dehn* das unterdessen schon bekannte Dreigestirn erweiterte – all das sind Zufälle, die es selten gibt, die Weichen stellen, langfristige Wirkungen haben. Kein Zufall dagegen ist,

was diese vier Männer nicht nur zusammenhielt, sondern was ihren sportlichen Weg zur und an die Spitze ausmachte.

Wenn sich eine Handvoll Funkamateure zusammentut – das allein ist noch keine Erfolgsgarantie. «Ein fertiges Kollektiv gibt es ebensowenig wie eine fertige Ausrüstung für Conteste. Wer das annimmt, braucht gar nicht erst anzufangen.» So formuliert *Lothar Wilke* eine Gesetzmäßigkeit.

Die Geschichte der Ilmenauer Contestgruppe belegt es: Die vier haben sich wohl zufällig gefunden, aber bekannt geworden sind sie, weil sie sich immer wieder selbst gezwungen, weil sie immer wieder ihre Handlungen analysiert, weil sie immer ihre und auch fremde Erfahrungen überprüft, weil sie als richtig und notwendig Erkanntes mit großer Konsequenz durchgesetzt haben.

Jeder hat seine besten Erfahrungen, seine Kenntnisse, sein Können, seine Eigenschaften in das Kollektiv ein-, dieses voran-, sich selbst dabei vorwärtsgebracht.

So ist *Günter* der ruhige – nicht ruhende – Pol der Gruppe, der Mann, der jederzeit für jeden im und für das ganze Kollektiv da ist, der beständige Mittelpunkt. Ein Mann, der durch seine Ausstrahlung eine Leiterstellung im Kollektiv hat und neben dem TOP-Betriebstechniker einen wesentlichen Anteil an der Entwicklung des Betriebsdienstes der Contester leistet.

*Lothar* brachte in das Kollektiv neben seinem hervorragenden fachlichen Können auf elektronischem Gebiet, auf dem des Amateurfunk-Betriebsdienstes und neben seinem Engagement bei der Verbesserung der Contesttaktik vor allem seine außerordentliche Hilfsbereitschaft und seine Toleranz ein.

*Horst* bedeutet dem Kollektiv viel, weil er immer optimistisch ist, dabei die Kraft und die Möglichkeiten nicht überschätzt, sondern sie freilegt. Das hat der Gruppe vor allem in den «Gründerjahren» oft geholfen, Leistungen zu erreichen, die sie zunächst nicht für möglich hielten. Auch als ausgebuffter Techniker wird Horst in der Gruppe geschätzt.

*Achim*, als das jüngste Mitglied im Kollektiv, stärkte es vor allem, indem er viele neue Impulse – auch auf technischem Gebiet – einbrachte, weil er sich durch ein großes Engagement für die Technik auszeichnet, weil er mit seiner zielstrebigen und pflichtbewußten Art ein «Durchreißer» ist.

In diesem freiwilligen Kollektiv ist jeder gleicher unter gleichen. «Wir treiben uns gegenseitig voran, aber nicht an!» So beschreibt *Günter Henning* dieses Phänomen. Sie prüfen im Kollektiv jeden Vorschlag, nutzen eines jeden Spezialkenntnisse, koordinieren jede Aktion. Sei es das Winterfestmachen der neuen 4-Element-Cubical-Quad für drei Bänder auf einem 27 m hohen Mast oder «nur» das Einkaufen von Lebensmitteln vor einem Contest. Alles wird kollektiv beraten, entschieden, verteilt. Da gibt es keine Rangeleien, keine Drückebergerei, keine Hierarchie. Und natürlich kommt ihnen bei so vielen gemeinsamen Jahren entgegen, daß vieles routiniert abläuft, nicht immer wieder neu entschieden werden muß, daß sich günstigste Varianten herausgebildet haben.

Sie sind sehr interessiert, ihr Kollektiv zu vergrößern, jedoch nicht um



*Bild 2  
Im Contest arbeiten  
meist nur zwei OPs  
gleichzeitig*

jeden Preis. Was sie brauchen, sind contesterfahrene Funkamateure, die in kurzer Zeit in der Lage sind, an das bestehende Niveau anzuschließen, die bereit sind, alles an Lasten mit zu tragen – für die Weiterentwicklung der Technik, für die Verbesserung der Betriebstechnik, für die Erhaltung und Verbesserung der Ausrüstung und des Stationsraumes. Die Kommission für Nachrichtensport beim Bezirksvorstand der GST Suhl – Vorsitzender ist seit 1981 *Günter Henning* – hat deshalb vorgeschlagen, im Bezirk eine Nachwuchs-Contestmannschaft zu bilden, die so trainiert wird, daß sie zunächst das nationale Spitzenniveau erreicht.

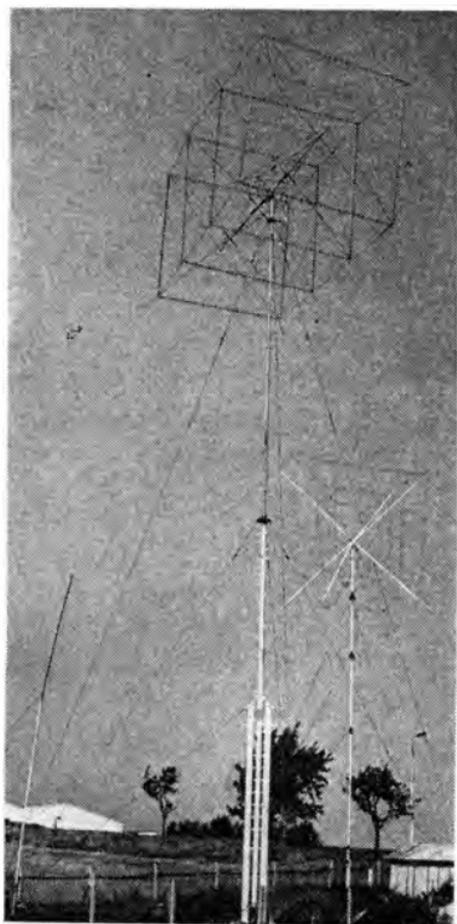
### **Was Hänschen nicht lernt...**

Jeder der vier Ilmenauer Amateurfunkwettkämpfer – im Jahre 1983 sind sie 43, 40, 32 und 30 Jahre alt – hatte die ersten Hürden auf dem Weg zum Funkamateur schon als Schüler genommen, spätestens als 20jähriger seine Amateurfunkgenehmigung in der Tasche und sich bereits in diesem Alter als Ausbilder oder als Mitglied eines ehrenamtlichen Leitungs- oder Beratungsgremiums im Nachrichtensport der GST engagiert. Jeder von ihnen hatte schon frühzeitig sein Interesse an der Schwachstrom- und Funktechnik entdeckt und entwickelt – *Günter Henning* spielte als Knirps mit Röhren wie andere mit der elektrischen Eisenbahn. Alle vier haben später in tech-

nischen Fachrichtungen ein Hochschuldirektstudium absolviert – *Günter* das der elektromedizinischen und radiologischen Technik an der TH Ilmenau, *Horst* das der Nachrichtentechnik an der TU Dresden, *Lothar* das der Informationstechnik an der TH Ilmenau, *Joachim* das der Physik und Technik elektronischer Bauelemente ebenfalls an der TH Ilmenau.

Dem Nachrichtensport in der GST blieb jeder von ihnen immer treu – auch während der anstrengenden Jahre des Studiums, wo sie oftmals sogar in Bedrängnis gerieten, weil sie weder das eine noch das andere vernachlässigen wollten. So ist es bis heute geblieben.

Obwohl eines jeden Aufgaben in der beruflichen Tätigkeit umfangreich sind, sich keiner dabei schont, ihr Arbeitstag oft nicht pünktlich endet, vernachlässigen sie weder den Nachrichtensport, noch drücken sie sich um gesellschaftliche Funktionen, die ebenfalls viel Zeit, Energie, Überlegungen,



*Bild 3*  
*Auf einem 27-m-Mast:*  
*3-Band-Cubical-Quad*  
*mit vier Elementen*

Kraft verlangen, will man sie erfolgreich ausfüllen: *Günter* ist seit 1963 Mitglied der Kommission für Nachrichtensport beim Bezirksvorstand der GST Suhl, war von 1972 bis 1981 Leiter des Referats Amateurfunk, ist seit 1981 Vorsitzender der Kommission. *Lothar* ist Mitglied des Referats Amateurfunk und Leiter der Arbeitsgruppe Kurzwelle in der Bezirkskommission, Mitglied im Referat Kurzwelle des Präsidiums des Radioklubs der DDR und betreut redaktionell die DX-Informationen des Radioklubs. *Horst* ist Mitglied der Bezirksrevisionskommission der GST und leitet im Betrieb außerdem die Grundeinheit der Gesellschaft für Deutsch-Sowjetische Freundschaft. *Joachim* ist Gruppenorganisator einer Parteigruppe der SED in seinem Betrieb, war außerdem jahrelang Leiter der Sektion Nachrichtensport der GST-Grundorganisation der Technischen Hochschule Ilmenau.

So ganz «nebenbei» promovierten *Horst*, *Joachim* und *Günter* noch. 1980 schloß *Günter* noch seine Promotion B als Dr. sc. techn. ab. *Lothar* – sicherlich angesteckt – ist gegenwärtig dabei, seinen Dr.-Ing. zu erwerben.

Die Ilmenauer Contestgruppe eine Akademikermannschaft? Ja, aber das war niemals eine Bedingung des Erfolgs. Wenn es da Zusammenhänge gibt, dann so: Durch ihre technische Fachkenntnis können sie sich auch an komplizierte Bauvorhaben als Funkamateure wagen und sie durchstehen. Und durch ihre wissenschaftliche Ausbildung sind sie es gewöhnt, ihre Handlungen zu analysieren und Schlußfolgerungen abzuleiten.

Es ist beeindruckend, das Arbeitspensum dieser vier Männer zu überschauen. Sie schenken sich nichts, machen das, wozu sie einmal ja gesagt haben, nie mit halben Herzen. Ein bißchen gilt für ihre persönliche Entwicklung, für ihr Verhältnis untereinander auch, was oben schon für ihr Contestkollektiv gesagt wurde: Sie treiben sich gegenseitig voran! Sie vereint ein gleiches Leistungsstreben, ein niemals ungesunder Ehrgeiz, ihr menschlicher Gleichklang, woraus im Laufe der Jahre freundschaftliche Beziehungen wurden.

### **Die Kunst, sich zu beschränken**

Noch keiner Amateurfunkklubstation der DDR, noch keiner DDR-Contestgruppe ist bisher gelungen, was die vier Funkamateure in Ilmenau erreichten: über so viele Jahre hinweg national und international die Spitze mitzubestimmen. 1974 – nach fünf Jahren des Suchens, Probierens, Aufbaus – tauchten sie erstmals in den «Top Six» bzw. den «Top Ten» auf, gehörten also zu den ersten sechs bzw. ersten zehn der Teilnehmer an den bedeutendsten internationalen Amateurfunkwettkämpfen. Wie haben sie den «Hat-Trick» geschafft?

Vor allem, indem sie sich mit aller Konsequenz auf wenig konzentrierten: keine «Zweit»station zu Hause, keine Aktivitäten auf den UKW-Bändern, keine anderen Sendarten als CW und FONE.

Was bleibt, ist dennoch mehr als genug, zumal jeder der vier Funkamateure zwischen Wohn- und Arbeitsort und dem Standort der Station auf der

Unterpörlitzer Höhe an der Peripherie Ilmenaus ziemliche Entfernungen zu bewältigen hat: *Günter* arbeitete sechs Jahre lang bis zu seiner Berufung als Dozent an der Technischen Hochschule Ilmenau an der Medizinischen Akademie Erfurt. Gleichfalls in Erfurt arbeitet und wohnt *Lothar Wilke*. *Joachim* hat als Mitarbeiter im Stammbetrieb des Kombinats *Mikroelektronik* mehr in dessen Zentrum für Forschung und Technologie in Dresden zu tun als in Erfurt selbst. Und *Horst* gar arbeitet als Entwicklungsleiter im VEB *Antennenwerke* Bad Blankenburg. So sind sie unterdessen in drei Bezirke der DDR «verstreut» – ein Erschwernis, aber kein Hindernis. «Für manchen Funkamateurl ist schon der kurze Weg von zu Hause zur Klubstation zu weit. Wo diese aber ein attraktives, interessantes Zentrum des Nachrichtensports ist, sind Entfernungen kein Problem.»

Schwer zu begreifen, was die Ilmenauer alles in der Zeit schaffen, die anderen gleichermaßen auch zur Verfügung steht. Nein, sagen sie, und beklagen im selben Atemzug, daß ihnen zu wenig Zeit bleibt, auch einmal auf ein Bier auszugehen, zum Fernsehen zu kommen, ein Theater zu besuchen, andere als Fachliteratur zu lesen. *Lothar Wilke* prägt den Begriff, daß sie «familienunfreundlich» leben, und er verbindet es mit einer großen Verbeugung vor ihren Ehepartnern, die ihnen durch unauffälliges Verständnis, selbstverständlichen ebenbürtigen Fleiß erst ermöglichen, so viel Zeit für ihre berufliche Tätigkeit und Qualifizierung, für Nachrichtensport und für die gesellschaftlichen Funktionen aufzuwenden.

### **Einheit von Amateurfunktechnik und Betriebsabwicklung**

Das zweite «Geheimnis» ihres dauerhaften Erfolgs: Sie sind mit ihrer Amateurfunktechnik immer auf der Höhe der Zeit. Außer dem «Teltow» gibt es in ihrem Shack kein kommerzielles Gerät. Alles andere – Antennen, Endstufe, Antennenanpaßgerät, elektronische Taste, Gerät zur teilweisen Automatisierung des Telegrafieverkehrs, Klipper, viele Zusatz- und Meßgeräte – haben sie selbst gebaut, jeder zu Hause oder nach Feierabend im Betrieb.

Und immer haben sie dabei in die Zukunft investiert. Ihre «alte» Quad beispielsweise genügt gegenwärtig noch völlig den Anforderungen. Dennoch haben sie es 1979 und 1980 auf sich genommen, mit einem Aufwand von 5100 Stunden eine neue Antenne zu bauen. Wobei sie fast keinen wichtigen Contest versäumten. «Es geht nicht, erst zwei Jahre lang zu bauen und dann wieder einsteigen zu wollen. Man muß ständig dranbleiben – am Contestgeschehen wie an der Vervollkommnung der Technik.»

Sie können von sich behaupten, über eine Ausrüstung zu verfügen, die dem Weltspitzenniveau gleichkommt, wenn auch Frontplatten und Bedienelemente das nicht vermuten lassen. Obwohl sie keinen Betrieb in der Hinterhand haben, der sie ständig unterstützt, haben sie all die Jahre eine vielfältige Hilfe erfahren: von dem Bezirksvorstand der GST Suhl, von der Technischen Hochschule Ilmenau, vom Radioklub der DDR.

Und doch: Eine solche Technik haben international viele Funkamateure,

und andererseits liegt so mancher Funkamateurliebling mit weit weniger aufwendiger und perfekter Technik zumindest einige Zeitlang gut im Contestrennen.

Die Technik allein macht es also nicht – eine Grundweisheit der Ilmenauer. Schlagendes Beispiel, daß Technik und Betriebsabwicklung eine untrennbare Einheit bilden: Nach dem *CQ-Mir*-Contest 1981 beklagte ein Funkamateurliebling seinen Mißerfolg, obwohl er immer genau das getan habe, was *Günter Henning* machte. Aber nur wer weiß, was er mit seiner jeweiligen Technik kann, wird sie sicher beherrschen und das Optimum herausholen. Kopieren geht nicht – jeder muß seinen Betriebsdienststil finden, der seiner Technik entspricht. Technik und Betriebsabwicklung müssen sich im Gleichklang entwickeln, einander gemäß sein. Insofern nützte es auch nichts, einen Funkamateurliebling mit einer noch nicht ausgefeilten Betriebsabwicklung an eine hervorragende Ausrüstung zu setzen – er wird nie erfolgreich sein.

Die große Stärke der Ilmenauer Contestler besteht darin, immer wieder den eigenen Betriebsdienst unter die Lupe zu nehmen, daraus die Taktik vor jedem Contest, ja selbst Erfordernisse an die Entwicklung der Technik abzuleiten. Diese Fähigkeit mußten sie auch erst lernen, aber sie ist eine Voraussetzung des Erfolgs. Und sie verlangt das, was sie als wichtigste Eigenschaften eines guten Amateurlieblingwettkämpfers – wie eines Leistungssportlers überhaupt – ansehen: Disziplin und Initiative.

Auf sich selbst beziehen sie dies um so mehr, als sie sich durch ihre anerkannte Spitzenposition oft im Zugzwang sehen – Erfolg verpflichtet. Der «Rucksack» des Favoriten. Und dennoch zögern sie mit der Antwort, wie lange noch sie bei diesen Anforderungen, diesem Leistungsdruck Freude am Nachrichtensport empfinden, wie lange sie noch mitmischen werden.

Statt einer direkten Antwort kommen sie wieder auf ihre jüngste Investition in die Zukunft zurück, auf die neue Quad. So gemütlich, wie wir jetzt im Stationsraum zusammensitzen, mit Kaffee und Stolle auf dem Tisch, alles ordentlich, sauber und zweckentsprechend eingerichtet, sei es während der zweijährigen Bauzeit nie gewesen. Da hätten sie oft im Stehen gegessen, weil sie mit der elaskonbeschmierten Arbeitskleidung die Stühle verdorben hätten. Die Wurst wurde gleich mit dem Schraubendreher aus der Büchse gegessen, statt erst ewig nach einem Messer zu suchen...

Übrigens muß sich die gute Bewirtung von Gästen der Ilmenauer Contestgruppe mit Erfahrungen, Informationen und auch Kaffee ziemlich herumgesprochen haben. Denn die Station ist in der wärmeren Jahreszeit ein beliebtes Ausflugsziel von Funkamateurlieblingen – nicht nur von denen, die in Thüringen Urlaub machen. Einige scheuen nicht den weitesten Weg, um ein wenig zu kiebitzen. Und die Ilmenauer haben keine Geheimnisse! Nur wenn jemand mit seinem Besuch mitten in einen Contest platzt, wird er die Tür garantiert verschlossen finden. Da sind Störungen nicht erwünscht. Wer das nicht verstehen kann, ist wohl kein richtiger Funkamateurliebling.

## Huggy antwortet auf Leseranfragen



«Jedem Menschen recht getan, ist eine Kunst, die niemand kann...», schreibt Herr Walter K. aus Behnsdorf. Und wie recht er damit hat, beweisen die vielen, vielen Leserkarten, mit denen Huggy täglich überschüttet wird. Herr Manfred Sch. aus Kölleda z. B. meint: «Schade um das Geld für dieses Buch». Aber bitte, auch das ist eine Meinung. Huggy kann jedoch mit gutem Gewissen feststellen: Die meisten Leser sind mit dem «Elektronischen Jahrbuch» zufrieden. Damit soll nicht gesagt werden, daß es nichts zu verbessern gäbe. Im Gegenteil, es ist immer noch einiges, was sich oft erst im nachhinein als nicht effektiv herausstellt. Des weiteren ist das Leserspektrum, das ja vom Debütanten bis zum OM reicht, doch beachtlich, und nicht in jedem Fall trifft Huggy den Geschmack des jeweiligen Leserkreises. Ein Beispiel sind die leidigen «Lichtorgeln». Viele Leser wünschen sich dazu Veröffentlichungen, ein geringerer Teil möchte, daß wir diese endlich «vergessen». Andere möchten das Jahrbuch zu einem Bauelementekatalog umgestalten. Huggy hat mit der Serie «Wissenswertes über...» versucht, die wichtigsten Bauelemente vorzustellen und wird dies auch weiter tun. Wir können natürlich auch nicht – wenn wir aktuell sein wollen – nur über Bauelemente berichten, die es im Amateurbedarfshandel zu kaufen gibt. Ein gewisser Teil des Jahrbuches ist der Information über neue Bauelemente und Geräte vorbehalten, um dem Amateur die Möglichkeit zu geben, sich auf diese einzustellen. Damit ist allerdings noch nicht garantiert, daß das eine oder andere von uns vorgestellte Bauelement in den Handel kommt. Oft wird ein besserer Typ in die Produktion übergeführt, oder es ändert sich die Typenbezeichnung. Aus diesem Grund können wir auch keine Bauelementepreise angeben.

Viel Diskussionsstoff bietet das Preisrätsel. Ist es zu schwierig, dann kommen wenige Antwortkarten, ist es leichter, so verdammen mich die Leser wegen der «Kinderei». Natürlich gibt es dabei auch Bonmots. So hätte der Leser Uwe J. aus Meißen «... 1983 gern ein anspruchsvolleres Preisrätsel»; seine Lösung jedoch ist falsch!

Ein Wort zu den Schaltungsfehlern. Es berührt mich immer wieder unangenehm, wenn von den Lesern Schaltungsfehler festgestellt werden. Ich versichere, daß wir alle Zeichnungen gründlich überprüfen – leider können wir diese wegen der Kürze der Zeit nicht mehr zur Kontrolle den Autoren vor-

legen –, und wir werden künftig noch aufmerksamer sein. Darüber hinaus sind wir materiell-technisch und zeitlich (Aktualität) nicht imstande, die Schaltungen nachzubauen, wie es einige Leser vorschlagen.

Ebensowenig ist es Huggy möglich, Bauelemente zu versenden bzw. zu beschaffen. Dafür gibt es in den Bezirkshauptstädten der DDR die Amateurbedarfslialen und in Wermsdorf den Elektronik-Versand. Die Adressen findet der interessierte Leser auf S. 94 des diesjährigen Jahrbuches. In diesem Zusammenhang sei auch darauf hingewiesen, daß Huggy keine Schaltpläne verschicken kann.

Zu den Huggy am häufigsten erreichenden Zuschriften gehören die Literaturbestellungen. Huggy ist nicht in der Lage, Literatur anderer Verlage der DDR und des Auslands zu beschaffen. Auch der Versand der eignen Produktion ist nicht möglich. Bitte wenden Sie sich an den einschlägigen Volksbuchhandel – der Militärverlag der DDR kann weder Literatur versenden noch Abonnements entgegennehmen. Und damit der Amateur «sein» Jahrbuch erhält, wird sich Huggy um weitere Auflagenerhöhungen, natürlich auch bei den anderen Elektronikbüchern und -broschüren, bemühen.

Huggy möchte abschließend allen Lesern danken, die an ihn geschrieben haben. Er bittet um Verständnis, daß nicht auf jeden Vorschlag eine persönliche Antwort folgte; hier ist Huggy bei der Vielzahl der Leserkartenzuschriften einfach überfordert. Bei speziellen Anfragen antwortet Huggy stets persönlich, wenn –, ja wenn der Absender angegeben ist, und, man glaubt es kaum, wie oft dieser vergessen wird!

Huggy hofft, daß die Leser ihm auch künftig die Treue halten, auch wenn nicht mehr jedes Jahr eine Antwortkarte beiliegt. Und bleiben Sie weiterhin schön elektronisch.

Ihr Huggy,  
dem Wolfgang Stammler als Redakteur  
seinen Kugelschreiber lieh.

## **MMM-Kaleidoskop: Exponate der Nationalen Volksarmee und der Grenztruppen der DDR**

Wie alljährlich, so führte Huggys Flug auch im Jahr 1981 über die Betriebs-, Kreis- und Bezirksmessen der MMM-Bewegung zur *XXIV. Zentralen Messe der Meister von morgen*. Unter der Losung *Jeder jeden Tag mit guter Bilanz* hat die Jugend der DDR dazu beigetragen, die Beschlüsse des X. Parteitages der SED mit Leben zu erfüllen. Die 30644 jungen Facharbeiter, Hoch- und Fachschulabsolventen, Lehrlinge, Schüler, Meister und Lehrmeister, Studenten, Genossenschaftsbauern und Angehörigen der bewaffneten Organe sowie die 731 Jugendbrigaden beweisen dies mit ihren mehr als 2200 Exponaten, von denen 936 den wissenschaftlich-technischen Vorlauf dokumentieren und die meisten bereits betrieblich genutzt werden. Für 209 Exponate – etwa 10% – konnten auf Grund ihres Neuwert Schutzrechte beantragt werden. Durch diese Leistungen lassen sich 2835 Arbeitsplätze, 951 880 Stunden Arbeitszeit, 64858 Megawatt-Stunden Elektroenergie, 19943 Tonnen Material und 10918 Tonnen Brennstoffe in der Volkswirtschaft der DDR einsparen.

Auch die Neuerer der Nationalen Volksarmee, der Grenztruppen und der Zivilverteidigung der DDR, die den Wettbewerb unter der Losung *Kampfbildung X. Parteitag – Für hohe Gefechtsbereitschaft! Alles zum Wohle des Volkes!* führten, zeichneten sich durch eine hervorragende Erfüllung der Aufgaben innerhalb der Neuererbewegung aus. 26000 Armeeeingetragene und Zivilbeschäftigte der Nationalen Volksarmee und der Grenztruppen der DDR haben im Ausbildungsjahr 1980/81 etwa 16000 Neuerungen eingereicht. Dadurch konnten wesentlich die Gefechtsausbildung verbessert und die Gefechtsbereitschaft erhöht werden. Der militärökonomische Nutzen beträgt 11 Millionen Mark. Der Stellvertreter des Ministers für Nationale Verteidigung, Generaloberst *Fleißner*, sagte in seinem Referat auf der Neuererkonferenz der Nationalen Volksarmee, der Grenztruppen und der Zivilverteidigung der DDR anlässlich der *XXIV. Zentralen Messe der Meister von morgen* in Leipzig am 13. November 1981: «Erneut erweist sich: Je tiefgreifender die gesellschaftlichen Veränderungen sind, um so größere Massen von Menschen treten unter Führung der Partei der Arbeiterklasse als bewußte Schöpfer und Mitsreiter auf».

Mit 80 Exponaten bewiesen die Neuerer der Nationalen Volksarmee, der

Grenztruppen und Zivilverteidigung der DDR auf der *XXIV. Zentralen Messe der Meister von morgen* ihre schöpferische Tätigkeit und die gestiegene Qualität innerhalb der Neuererbewegung. Ebenfalls waren die sowjetischen Rationalisatoren und Erfinder der Gruppe der Sowjetischen Streitkräfte in Deutschland mit 15 Exponaten vertreten. Das zeugt davon, daß die Partnerschaft mit dem «Regiment nebenan» zu einem wesentlichen Bestandteil der Neuerer- und MMM-Bewegung der Bewaffneten Kräfte der DDR geworden ist.

Abschließend orientierte Generaloberst *Fleißner* entsprechend den im Ausbildungsjahr 1981/82 zu lösenden militärischen Aufgaben die Neuerer und Neuererkollektive für den Zeitraum bis zur Neuererkonferenz im Jahr 1983 auf folgende Schwerpunkte:

- Ziel jeder Neuererleistung muß die Anwendung des wissenschaftlich-technischen Fortschritts im Interesse der Erhöhung der Gefechtsbereitschaft sein. Das bedeutet Intensivierung der Gefechts- und spezialfachlichen Ausbildung durch die Entwicklung von Simulatoren, Funktions-, Lehr- und Anschauungsmodellen sowie Ausbildungsmaterialien, durch effektive Nutzung der Truppenübungs- und Schießplätze sowie der Ausbildungsbasen, Lehrklassen und Kabinette.
- Entwicklung eines inhaltlich und organisatorisch hohen Niveaus des sozialistischen Wettbewerbs, in dem die schöpferischen Initiativen der Neuerer und Neuererkollektive zur Stärkung der Kampfkraft und Gefechtsbereitschaft durch neue wissenschaftlich-technische, militärische und organisatorische Lösungen mittels des Einsatzes der Mikroelektronik und der elektronischen Datenverarbeitung einen höheren Stellenwert einnehmen.
- Rationalisierung und Vervollkommnung der Nutzung, Wartung und Instandsetzung der Kampf-, Führungs- und Sicherstellungstechnik, Entwicklung und Anwendung material-, zeit- und energiesparender Verfahren und Technologien, noch bessere Auslastung der Wartungs- und Instandsetzungskapazitäten. Erhöhung der Qualität der Wartung und Instandsetzung.
- Durchsetzung der Materialökonomie durch Optimierung von Materialverbrauchsnormen und materiellen Plänen, Regenerierung von Einzelteilen und Baugruppen, rationeller Einsatz von Material, Energie, Brenn-, Kraft- und Schmierstoffen sowie konsequentere Erfassung von Sekundärrohstoffen.
- Rationalisierung der Transport-, Umschlags- und Lagerprozesse.
- Verbesserung der Dienstorganisation, der Arbeits-, Dienst- und Lebensbedingungen sowie des Gesundheits-, Arbeits- und Brandschutzes.

Auch diesen Anforderungen müssen unsere Streitkräfte in den 80er Jahren gerecht werden.

Für die Leser der *Elektronischen Jahrbuches*, die nicht die *XXIV. Zentrale Messe der Meister von morgen* besuchen konnten, stellt Huggy nun wieder eine kleine Auswahl von Exponaten vor. Nachstehend zunächst die Anschriften der Dienststellen, die Nachnutzern von Neuerervorschlägen weitere Auskünfte erteilen. Dabei ist unbedingt zu beachten, daß Dienststelle und entsprechende Registriernummer des Neuerervorschlags übereinstimmen.

**Nationale Volksarmee**

*7022 Leipzig*

Postfach 13 315/H

Registriernummern 10000 bis 19999 und 73 900 bis 74899

**Nationale Volksarmee**

*2040 Neubrandenburg*

Postfach 15 515/W

Registriernummern 20000 bis 29999

**Nationale Volksarmee**

*1260 Strausberg*

Postfach 14 415/C

Registriernummern 30000 bis 39999

**Nationale Volksarmee**

*2500 Rostock*

Postfach 18 815/B

Registriernummern 40000 bis 49999

**Grenztruppen der DDR**

*1600 Königs Wusterhausen*

Postfach 16 614

Registriernummern 50000 bis 69999

**Nationale Volksarmee**

*1501 Wildpark-West|Potsdam*

Postfach 11 115

Registriernummern 70000 bis 70999 und 75000 bis 76999

**Hauptverwaltung Zivilverteidigung**

Bereich BVS

*1080 Berlin*

Mauerstr. 18-20

Postfach 192

Registriernummern 90000 bis 90025

**Nationale Volksarmee**  
1260 Strausberg  
Postfach 98421  
alle übrigen Registriernummern

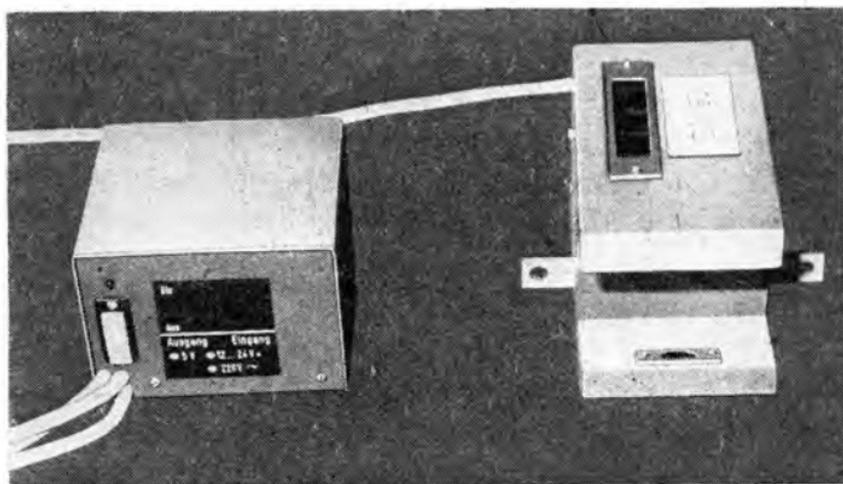
### *Ausgewählte Exponate*

1. Elektronische Zählleinrichtung zum Zählen gegurteter Munition (Bild 1, Reg.-Nr.: 25326/80)

Neuererkollektiv: *Oberleutnant Großer, Bernd*

Die Zählleinrichtung wird an das Munitionstransportband montiert und gewährleistet das exakte Zählen der gegurteten Munition.

Die Munition wird nur von einer Arbeitskraft gezählt (vorher vier Arbeitskräfte).



*Bild 1 Elektronische Zählleinrichtung zum Zählen gegurteter Munition*

Das Zählgerät besteht aus einem elektronischen Zählwerk, das auf der Basis integrierter Bausteine und Schaltkreise den Zählvorgang entsprechend der Bewegungsrichtung des Gurtes gewährleistet.

Das Gerät kann in allen Truppenteilen nachgenutzt werden. Realisierungskosten: etwa 450,- M

2. Lehrmodell Grundschtaltung der Elektronik (Bild 2, Reg.-Nr.: 70376/80)

Jugendneuererkollektiv: *Oberstleutnant Pilz, Dieter*

Das Lehrgerät enthält die wichtigsten digitalen Schaltungen einer Tele-

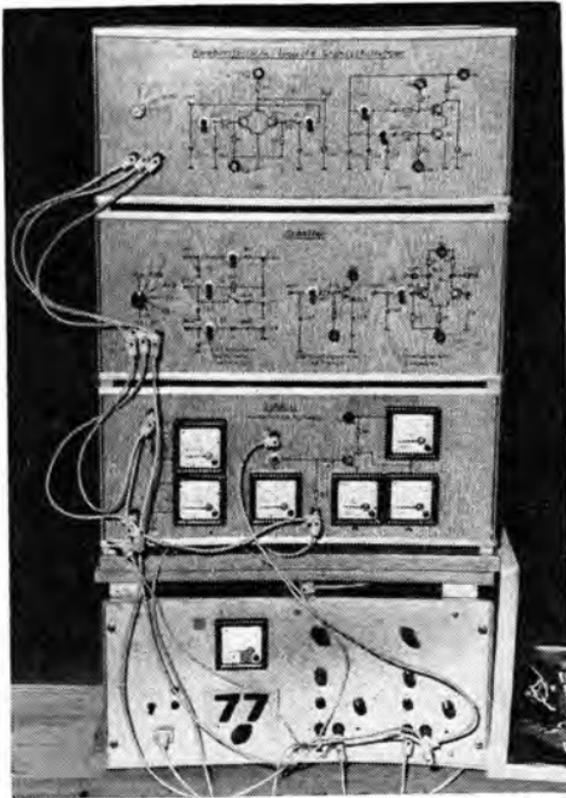


Bild 2  
 Lehrmodell Grund-  
 schaltung der Elek-  
 tronik

kodeeinrichtung und gibt gleichzeitig einen Überblick über digitale Grundschaltungen.

Mit diesem Gerät lassen sich die logischen Grundverknüpfungen der digitalen Schaltungstechnik übersichtlich demonstrieren.

3. Telefon mit elektronischem Zahlengeber (Bild 3, Reg.-Nr.: 68014/80)

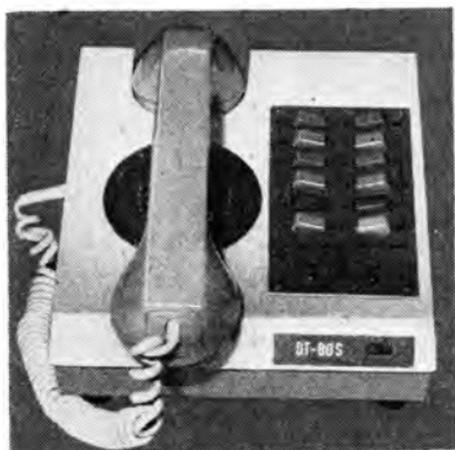
Neuererkollektiv: *Hauptmann Fischer, Peter*

Das Telefon mit automatischem Nummerngeber (ANG) und Speicher ersetzt die herkömmliche Mechanik des *Variant* und des *ANG-66* durch Elektronik.

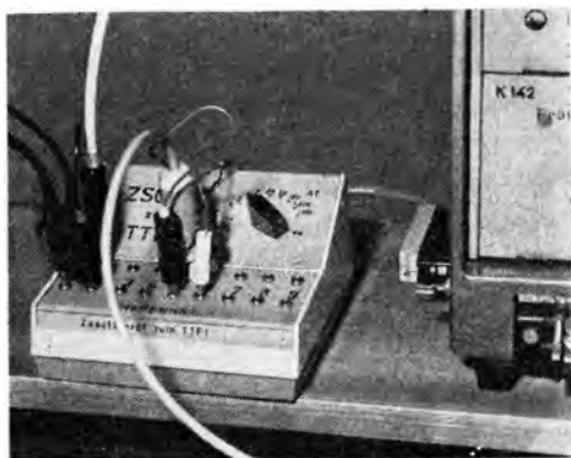
Die Neuerung hat einen Festwertspeicher mit 14 Speicherplätzen für 4stellige Rufnummern und Tastwahl. Der Leistungsstromkreis stammt vom *Variant*.

Nutzen:

- wartungsfreies Arbeiten,
- Erleichterung der administrativen Verwaltungsarbeit.



*Bild 3  
Telefon mit elektronischem  
Zahlengabe*



*Bild 4  
Demonstrationssatz  
Frequenzumsetzung*

4. Demonstrationssatz Frequenzumsetzung (Bild 4, Reg.-Nr.: 70521/80)

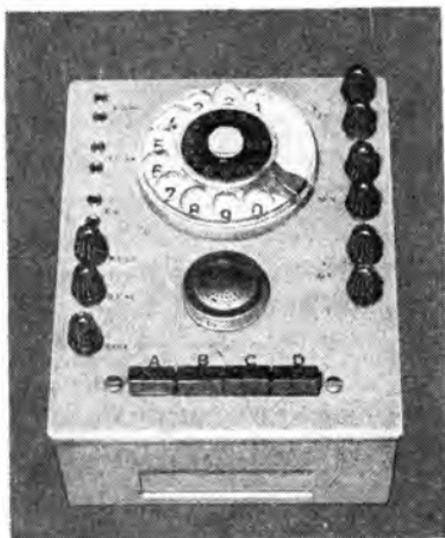
Neuererkollektiv: *Zivilbeschäftigter Krusch, Reinhard*

Der Demonstrationssatz ist eine Ausbildungshilfe zur Einführung in die Trägerfrequenztechnik. Das Signal läßt sich auf dem gesamten Umsetzungsweg kontrollieren. Der Einfluß von Frequenzverwerfungen des Trägergenerators auf die Silbenverständlichkeit kann demonstriert werden.

Nutzen:

Qualitative Verbesserung der Ausbildung durch unterrichtsbegleitende Experimente.

Das Prinzip läßt sich auch an zivilen Hoch- und Fachschulen sowie in berufsbildenden Einrichtungen anwenden.



*Bild 5*  
*Meß- und Prüfkoffer*  
*für TAV-70 S und K*

5. Meß- und Prüfkoffer für TAV-70 S und K (Bild 5, Reg.-Nr.: 54654/80)  
 Neuererkollektiv: *Zivilbeschäftigter Graf, Harald*

Mit dem Prüfkoffer ist es möglich, den Prüfvorgang stark zu vereinfachen und den zeitlichen Aufwand je Überprüfung um 25% zu senken.

Das Prinzip des Meßkoffers besteht darin, daß die Anschlüsse des TAV-70 F1 ab, F1 an, F2 ab/F2, SL an SL ab, Tongenerator (Ge), Erde und die der Pegelprüfeinrichtung (z. B. MV 60, GF 60) fest hergestellt werden. Durch vier Schalter wird die erforderliche Prüfanordnung geschaltet. Realisierungskosten: etwa 200,- M

6. Fernschalteinrichtung (Bild 6, Reg.-Nr. 8474)

Neuererkollektiv: *Major Seegert, Dieter*

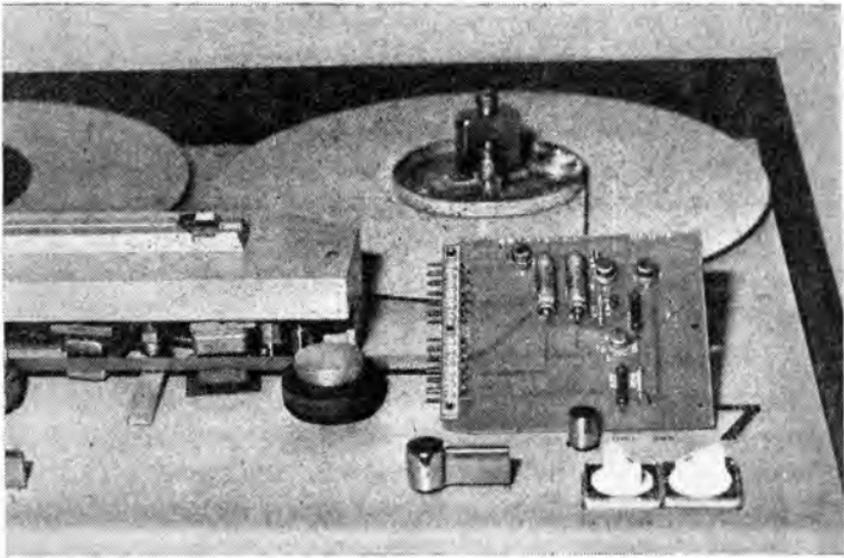
Die Schalteinrichtung ermöglicht neben dem Fernstart von Magnettonlaufwerken über den zugeordneten Pegelsteller von Mischeinrichtungen und nach Zuregeln des Pegelstellers, das Magnettonlaufwerk wieder automatisch zurücklaufen zu lassen. Damit wird die Ein-Mann-Bedienung von studiotekhnischen Einrichtungen effektiver.

Die erforderlichen Bauelemente werden auf einer in ihren Abmessungen standardisierten Leiterplatte untergebracht, die sich in das Magnettonlaufwerk integrieren läßt.

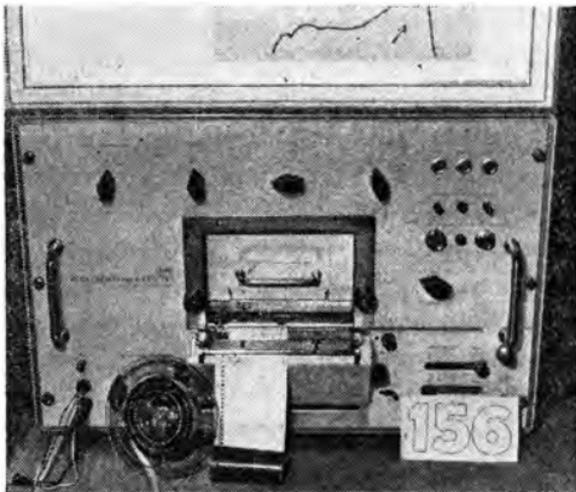
7. Schnellprüfverfahren für magnetische Aufzeichnungsgeräte (Bild 7, Reg.-Nr.: 06/79)

Neuererkollektiv: *Zivilbeschäftigter Richter, Joachim*

Für das Schnellprüfverfahren wird ein Magnettonprüfband mit einem



*Bild 6 Fernschalteinrichtung*



*Bild 7  
Schnellprüfverfahren  
für magnetische  
Aufzeichnungsgeräte*

gleitenden Frequenzgang hergestellt. Dieses Prüfband gestattet im Zusammenwirken mit handelsüblichen Auswertegeräten schnelle Funktionskontrolle und Feststellung der Toleranzeinhaltung bei studientechnischen Anlagen.

Das Verfahren stellt eine Rationalisierung des Meß- und Prüfaufwands durch Zeiteinsparung dar.

## Huggytronik Die Spezialisten oder Warum wir keine Kuckucksuhr haben

*Hans-Joachim Riegenring*

Ich schob die Buchse  $B_u$  auf die Achse  $X_s$  und ließ die Sperrklinke  $Z_{ack}$  in die Felder  $Sch_{rumm}$  einrasten. Jetzt brauchte ich nur noch das Gewicht  $W_{umm}$  über das Kettenrad  $K_{rr}$  zu hängen...

«'ne Guggugsuhr!» rief mein Nachbar begeistert, «'ne richje Guggugsuhr! Und wie macht der Guggug Guggug?»

«Hochdeutsch», sagte ich, «und durch einen kleinen Blasebalg, der von dem Stundenrad  $T_{ick}$  2 über den Anschlag  $P_{eng}$  4...»

Nostalgisch gesehen wäre das ganz großartig, meinte er, aber viel zu unsicher. «Stelln Se sich vor, das gleene Dierchen is mal indisponiert. Nee, das machen wir wie bei unseren Sängern – bleebeck.»

Er muß es wissen, er ist Spezialist. Er macht die Playbackaufnahmen beim Rundfunk.

Wir montierten den Blasebalg ab, um Platz für ein kleines Tonbandgerät zu schaffen.

Jetzt brauchten wir nur noch ein Tonband, von einem Kuckuck besungen beziehungsweise berufen.

«Um diese Jahreszeit», überlegte der Spezialist laut, «kriegen wir nadierlich nie'n Guggug vors Mikro. Die Viecher sin ja nich winterfest. Wissen Se was? Mir holn uns den Herrn Maier aus dem vierten Stock!»

«Und Herr Maier», fragte ich erstaunt, «ist winterfest?»

«Nee, aber Musiker. Spezialist auf der Klarinette!»

«Sie wünschen also», sagte Herr Maier mit der sanften Überlegenheit des Künstlers, «daß ich den Ruf des Kuckucks interpretiere? Warum nicht. Dachten Sie dabei an den aus Opus 68 von Ludwig van Beethoven 1770 bis 1827 oder an den Kuckuck von Daquin 1694 bis 1722?»

«Nehmse Beethoven», redete mir der Playbackspezialist zu. «Stelln Se sich vor, Se haben Gäste, der Guggug ruft und Se sagen so nebenbei «Beethoven!» Das is fast wie'n echter Rubens an der Wand.»

Herr Maier berechnete sein Honorar einschließlich Überstunden, weil er ja ein 12-Stunden-Band beblasen mußte, und 8 Prozent Erschwerniszulage pro Kreuz.

Leichtsinnigerweise hatte ich mich für einen Kuckuck in E-Dur entschieden. E-Dur hat als Vorzeichen vier Kreuze, rechnete ich.

«Sechs», entschuldigte sich Herr Maier, «weil ich doch die B-Klarinette blase.» Er ist Spezialist.

«Ich bin kein Spezialist», sagte ich schüchtern, «aber wie machen wir es daß das Tonband immer zur richtigen Zeit die richtige Anzahl Kuckucks spielt?»

«Da hat er recht», rief der Tonbandspezialist, «weiß der Kuckuck!»

Der wußte es auch nicht. Zum Glück kannte Herr Maier Herrn Schulze, einen Spezialisten für Betriebsmeßsteuerundregelungstechnik, fachmännisch BMSR genannt. Der brachte gleich Herrn Lehmann, einen Computerspezialisten, mit.

«Kein Problem», strahlte Herr Schulze. «Wir bauen zwischen Uhrwerk und Tonband einen einfachen doppelten Reglerkreis mit rückgekoppeltem Kontaktgeber ein.»

«Ich will mich ja nicht einmischen», mischte sich der Computerspezialist ein, «und ich finde das, was dieser Herr», er zeigte auf mich, «gebaut hat, ganz großartig, aber ich würde vom Standpunkt der modernen Technik aus dringend empfehlen, den Gewichtsantrieb durch eine computergesteuerte elektrische Uhr zu ersetzen.»

Wir bauten die Zahnräder und einiges andere aus. Der Kuckuck saß traurig in einem leeren Kasten.

«Nur noch eine Frage», sagte Herr Schulze, «analog oder digital?»

«Ich bin eigentlich völlig gesund», antwortete ich.

«Ich meine», lächelte er nachsichtig, «soll Ihr Kuckuck analog oder digital rufen?»

«Am liebsten wäre es mir, wenn er <Kuckuck> ruft.»

«Also digital», notierte Herr Lehmann. «Beim Analogsystem werden die Rufe in analoge Meßwerte verwandelt, die unter Zwischenschaltung eines Wobbelgenerators...»

«Nein!» rief ich entsetzt, «nicht wobbeln! Ich wünsche einen digitalen Kuckuck!»

Die Spezialisten schlugen vor, den Flügel und das Aquarium aus dem Zimmer zu schaffen.

Damit der Computer Platz hatte.

Außerdem sollte ich den Anschluß einer Eintausendvoltleitung beantragen.

«Übrigens haben wir uns überlegt, was Sie nachts machen», schmunzelte Herr Schulze.

«Eigentlich genügte, wenn ich das weiß», sagte ich.

«Und wenn Sie im Dunkeln wissen wollen, wie spät es ist?»

«Da frage ich den digitalen Kuckuck.»

«Wir haben emittierende Lumineszenzdiode eingepplant», flüsterte er mir zu. «Schwer zu kriegen!»

«Hoffentlich stören die den Kuckuck nicht beim Schlafen», sagte ich.

Ein Problem war für die Spezialisten die voraussichtliche starke Erwärmung des Computers. Sie beschlossen deshalb, das Hauptwasserrohr durch meine Stube zu leiten.

«Schadet denn dem Kuckuck die viele Elektronik nicht?» fragte ich besorgt.

Die Spezialisten nickten. «Abgesehen davon, daß dieses alte Gehäuse» – damit meinten sie das handgeschnittene Schwarzwaldhäuschen – «sowieso nicht unserem modernen Geschmack entspricht, könnten wir den Kuckuck in einen Faradayschen Käfig setzen.»

Als vorletzte Überraschung brachten sie Herrn Schmidt mit, einen Topspezialisten für Funkfernsteuerung.

«Ich habe mir folgendes ausgedacht», verkündete Herr Schmidt, «wir bauen hier in Ihrer Stube eine Hauptuhr ein, eine Mutteruhr sozusagen, schließen einen kleinen UKW-Sender an – und überall können Sie kleine ferngesteuerte Kuckuckuhren aufstellen, aufhängen oder bei sich tragen. Na, wie finden Sie das?»

«Wunderbar», seufzte ich. «Ich unterhalte mich mit jemanden auf der Straße, und plötzlich machts in meiner Hose «Kuckuck».» Als die Spezialisten mir vorschlugen, in allen Zimmern kleine Fernsehempfänger aufzustellen, auf denen man die genaue Kuckuckszeit sehen könnte, sagte ich, sie sollten zum Kuckuck gehen.

«Eigentlich wollte ich nur eine ganz kleine, bescheidene Kuckucksuhr haben», erklärte ich.

Sie gingen gekränkt und murmelten etwas von rückständig und fortschrittsfeindlich.

Ich machte das Fenster auf. Drüben im Wald rief ein Kuckuck. «Warte nur», sagte ich, «bis die Spezialisten kommen!»

## **Auflösung des Preisrätsels 1982**

Das richtige Lösungswort lautet: **MULTIVIBRATOR**

Und das sind die Gewinner:

1.Preis (1 Transistorempfänger und für 30,-M Bücher aus dem Militärverlag der Deutschen Demokratischen Republik)

Uwe Steinhagen, 2402 Wismar, John-Schehr-Straße 20

2.Preis (Bücher für 75,-M aus dem Militärverlag der Deutschen Demokratischen Republik) Jürgen Ramthor, 4201 Zöschen, Mühle 136

3.Preis (Bücher für 50,- M aus dem Militärverlag der Deutschen Demokratischen Republik) B. Schnase, 9330 Olbernhau, Damaschkestraße 54

4. -10.Preis (je Preisträger Bücher für 25,-M aus dem Militärverlag der Deutschen Demokratischen Republik)

Frank Kühn, 9275 Lichtenstein, Webendorferstraße 7

Gerlinde Wilke, 7025 Leipzig, Bruno-Leuschner-Straße 29

Karin Winkler, 8300 Pirna, Birkwitzer Straße 12

Renè Wagner, 1156 Berlin, Ho-Chi-Minh-Straße 89

Uwe Roediger, 1240 Fürstenwalde, PF 146/20

Peter Zorn, 6400 Sonneberg, Rathenaustraße 34

Matthias Götze, 2330 Bergen, Otto-Grotewohl-Ring 36

# Schlagwortverzeichnis für die Jahrbücher 1981, 1982 und 1983

(Die Zahl vor dem Schrägstrich gibt jeweils das Jahrbuch an, die Zahl nach dem Schrägstrich die Seite.)

- Ablenkverstärker 82/162  
Abschlußimpedanz 82/181  
Abschwächer 81/160  
-, dynamischer 81/166  
Abstimmungssystem, Autoradio 83/65  
Abzweigschaltung 82/171  
Additivverfahren 83/86  
Akkord SR 1500 82/23  
aktiver SSB-Phasenschieber 81/156  
aktives CW-Filter 83/187  
- Filter 81/126  
- Filter für SSB-Empfang 81/194  
- MPX-Filter, Stereodekoderbaustein mit 83/209 ff.  
Alarmgenerator 83/140  
Amateurpraxis, IS-Anwendung in 82/224  
AM-Bandbreitenregelung 83/63  
AM-FM-Verfahren 83/78  
AM-PM-Verfahren 83/78  
AM-Synchrondetektorstufe 81/77  
Analoganzeige, Quarzuhr mit 83/219 ff.  
Analyseoszillator 81/124  
Antennascope 82/195  
Antennen-Abstimmgerät, KW-Empfänger 81/299  
Antennendrehanlage 81/131 ff.  
-, Antrieb 81/135  
Antennenfilter für 5 Bänder 83/186  
Antennenmessung, Rauschbrücke für 82/195 ff.  
Antennenverstärker 0,15 ... 30 MHz 81/155  
Antiope 82/76  
Anzeigeschaltung mit LED 81/195 ff.  
APM-Verfahren 83/80  
Aufklärung, funkelektronische 82/34  
Aufklärungs- und Leitsystem, fliegendes 82/36  
Aufzeichnungsgerät, magnetisches, Schnellprüfverfahren 83/292  
Autoalarmgeber 83/136  
automatische Lautstärkeregelung, Autoradio 83/66  
Autoradio, Abstimmssystem 83/65  
-, automatische Lautstärkeregelung 83/66  
-, Störunterdrückung 83/66  
Autosuper A 130 IS 81/36 82/25  
Autosuper A 200 82/25  
AWACS E3A 86/36  
Babett 82/25  
Bandfilterblock 81/151  
Bandpaßfilter, 2-m-Sender 81/160  
Bandumsetzer, 15-m-Band 83/142 ff.  
Batteriekontrolle, elektronische 83/273  
Batterie-Test- und Ladegerät 81/270  
Bauelement der Elektronik 83/26 ff.  
Begrenzer 82/157  
Begrenzerstufe 82/151  
Bildmischer 81/70  
Bildschirmgerät BSS 01 81/33  
Bildschirmtext 82/77  
-, Spezialbegriffe 82/81  
Bild- und Tonsignal, Digitalverfahren 81/61 ff.  
bipolarer Schaltkreis 83/26  
Blinkgeber 83/261  
Blinklicht für Fahrrad 81/215  
Boeing AWACS E3A 82/36  
Breitbandverstärker 81/149, 152, 154  
B 9261 82/25  
B 9351 82/25  
Ceefax 82/76  
Chromat 82/22  
CMOS-Schaltkreis 83/28  
Colorett 82/22  
Colorlux 82/23  
Colortron 82/22, 83/31  
Colpitt-VFO 5,0 ... 5,78 MHz 81/154  
Computer-AFC 83/55  
CW-Filter, aktives 83/187  
CW-Mithörgerät 81/156  
CW-Monitor 81/156  
CW-Transceiver, VFO für 83/180

- Datentechnik, dezentrale 81/41  
 Datenverarbeitung 81/40f., 82/29  
 dezentrale Datentechnik 81/41  
 Deutschlandfunk 83/16, 19  
 Dickschichtschaltung 81/100  
 differentielle Pulsmodulation 81/67  
 digital ansteuerbarer Triacsteller 83/227ff.  
 digitale Frequenzzähleinrichtung 81/78  
 – Signalübertragung, Grundprinzip 81/62ff.  
 digitales Speicherverfahren 81/71  
 Digitalverfahren bei Bild- und Ton-signal 81/61ff.  
 Dimmerbetrieb 82/234  
 Diode 83/27  
 Dipmeter, Bereich 2 bis 250 MHz 82/209  
 Direktmischempfänger 81/111, 83/181, 182  
 –, Mischstufe 81/162  
   NF-Filter 81/162  
 DLF 83/16, 19  
 DNL-Prinzip 83/202  
 DNL-Schaltung, dynamische Rauschminderung 81/163ff.  
 DNL-System 81/163  
 Doppelimpuls-generator 83/135  
 Doppel-T-Netzwerk, RC-Oszillator mit 82/278  
 DPCM 81/67  
 draht 1/2/3 82/250ff.  
 Dreibandvertikalstrahler 81/145  
 Dual-Spannungsregler 83/103  
 Dünnschicht-Hybrid-Schaltkreis, integrierter 81/283ff.  
 Dünnschichtschaltung 81/101  
 D-Verstärker 83/68  
 dynamic noise limiter 83/202  
 Dynamikkompressor 82/202  
 dynamischer Abschwächer 81/166  
 dynamische Rauschminderung.  
   DNL-Schaltung zur 81/163ff.  
  
 Eichmarkengenerator 82/193  
 Einchip-Empfänger 83/55  
 Eingangsschaltung für KW-Amateur-super 81/303  
 Einlagenleiterplatte 83/83  
 eisenlose Endstufe, Temperatur-stabilisierung 82/127  
 elektrische Spielmaschine 83/256  
 elektrisches Spiel 83/252ff.  
 – Spielmagazin 83/254ff.  
 elektroakustische Anlage 82/289  
 elektromagnetisches Spektrum, Belegung 81/85  
  
 elektromagnetische Verträglichkeit, Problem 81/83ff.  
 Elektronik-Bauelement 81/29ff., 82/17ff., 83/26ff.,  
 –, Bezugsquelle 83/94  
 Elektronik, Lehrmodell der Grund-schaltung 83/290  
 –, Telefon 81/50ff.  
 elektronische Batteriekontrolle 83/273  
 – Gegenmaßnahme 82/39  
 – Kampfführung 82/33ff.  
 – Leuchtbandanzeige 81/195  
 – Morsetaste 81/115ff.  
 – Schutzmaßnahme 82/46  
 elektronisches Fieberthermometer 83/265  
 – Metronom 81/215  
 elektronische Störung 82/39  
 elektronisches Türschloß 83/272  
 elektronische Täuschung 82/45  
 – Transistorzündanlage 82/265ff.  
 – Uhrenregulierung 81/270  
 – Unterstützungsmaßnahme 82/38  
 Empfängereingangsfiler 83/185  
 Empfänger für Selektivruf 81/97  
 Endstufe, eisenlose, Temperatur-stabilisierung 82/127  
 Endverstärker 81/217  
 ENSAD 81/38  
 E-Verstärker 83/67  
 Examinator, universeller 81/271  
  
 Fahrrad, Blinklicht für 81/215  
 Farbfernsehempfänger Colortron 3000 81/34  
 Farbfernsehkodierung 81/66  
 Feldefekt-Flüssigkristallanzeige 83/120  
 feldstärkeabhängige AM-Bandbreiten-regelung 83/63  
 Fernschaltleinrichtung, Magnetton-laufwerk 83/292  
 Fernschaltleinrichtung, Magnetton-laufwerk 83/292  
 Fernschaltleinrichtung, Magnetton-laufwerk 83/292  
 Fernsehbildschirm, Text auf 82/66ff.  
 Fernsehen 81/34f., 82/22ff.  
 Fernsehreparatur, Signalgeber für 83/264  
 Fernsehton in Pseudo-Stereo 82/273  
 Festspannungsregler 83/102  
 FET-Voltmeter 81/174  
 Feuchteindikator 82/279  
 Fieberthermometer, elektronisches 83/265  
 – mit Thermistor 83/248  
 Filter 81/124  
 –, aktives 81/126  
 –, –, für SSB-Empfang 81/194  
 – für Lautsprecherbox 82/275  
 fliegendes Aufklärungs- und Leit-system 82/36

- Flüssigkristallanzeigebaulement  
 83/117 ff.  
 FM-Relais-Transceiver 82/185  
 FM-Tuner-IS 83/49  
 fotoelektriver Metallniederschlag  
 83/87  
 Frequenzabgleichgerät 81/157  
 Frequenzanalyse, Prinzip 81/122  
 Frequenzanalyse-Verfahren, Haupt-  
 oszillator nach 81/122 ff.  
 Frequenzanzeige, Rundfunkempfän-  
 ger 83/54  
 Frequenzsynthese, Rundfunkemp-  
 fänger 83/49  
 Frequenzteilung, nichtganzzahliges  
 Teilungsverhältnis 82/140 ff.  
 Frequenzumsetzung, Demonstrations-  
 satz 83/291  
 Frequenzzähleinrichtung, digitale  
 81/78  
 Funkecho, rätselhaftes 82/92 ff.  
 funkelektronische Aufklärung 82/34  
 Funk-Entstörung, Phasenanschnitt-  
 steuerung 83/23 ff.  
 Funkmittel 82/57  
 Funkstörsimulator 82/291  
 Funkstörung, Maßnahme 81/88  
 F1-Prüfgerät 81/271
- Geburtsjahr der Mikroelektronik  
 83/9 ff.  
 gefalteter 3/8- $\lambda$ -Strahler 81/143  
 Gegenmaßnahme, elektronische 82/39  
 geometrischer Bildeffekt 81/71  
 Gerät, elektronische Kampfführung  
 82/41  
 Geräusch-Integrator 81/244 ff.  
 Gleichspannungsnetzteil, Operations-  
 verstärker im 81/238 ff.  
 Gleichspannung, Spannungs-  
 Frequenzumsetzer für 81/230 ff.  
 Gleichstromkopplung, NF-Verstärker  
 mit 83/69  
 Gleichstrommikroamperemeter 82/231  
 Glühlampe, Verzögerungsschaltung  
 mit Thermistor 83/242  
 G3LDO-Doppel-D-Beam 83/178
- Halbleiterschaltung für UKW-Ama-  
 teur 82/182 ff.  
 HALS, Würfelspiel 83/254  
 Hauptoszillator, Frequenzanalyse-  
 Verfahren 81/122 ff.  
 Heißeleiter 82/114 ff.  
 -, Daten 82/300  
 HF-Bandfilter 83/185  
 HF-Baustein für KW-Transceiver,  
 50- $\Omega$ -Technik 81/147 ff.
- HF-Leistungsmesser 82/293  
 HF-Teil für Transistorempfänger  
 81/206  
 HF-Verstärker 81/97  
 HF-Vox 82/190  
 HiFi-Plattenspieler, Zählwerk 83/270  
 HiFi-Stereokassette SK900 81/36,  
 82/25  
 HiFi-Turm SC 1700 81/35  
 Hochpaß 82/157  
 Horizontalablenkung 82/162  
 horizontal polarisierte Kurzwellen-  
 antenne 81/136  
 Hybridtechnik 81/103
- imitative Täuschung 4/825  
 Impulsgenerator 82/228  
 Impulstastwahl-Schaltkreis 81/55  
 Impulsteilung 83/221  
 Impulsverdopplung 83/221  
 integrierter Dünnschicht-Hybrid-  
 Schaltkreis 81/283 ff.  
 internationale Schaltungsrevue  
 81/154 ff., 82/202 ff., 83/181 ff.  
 Inverted Groundplane 81/144  
 IS-Anwendung in Amateurpraxis  
 82/224 ff.  
 IS-Tongenerator, RC-Meßbrücke mit  
 82/226
- Kaltleiter, Daten 82/304  
 Kampfführung, elektronische 82/33 ff.  
 Kettenbruch 82/142  
 Klangregelverstärker 81/225  
 Klipper 82/203  
 klirrarmer Vorverstärker 83/114  
 KME-3-Baustein 81/283 ff.  
 Kohlemikrofon-Anschlußschaltung  
 82/276  
 Kombinationstechnik 81/104  
 kommerzielles Quarzfilter 82/168  
 Kommunikationsdienst 82/67  
 Komparator 83/127 ff.  
 Konsumgüterelektronik, Mikropro-  
 zessor in 83/71 ff.  
 KOVO 81/22 ff.  
 Kurzwellenantenne, horizontal  
 polarisiert 81/136  
 -, vertikal polarisiert 81/136  
 KW-Amateursuper, Eingangsschal-  
 tung für 81/303  
 KW-Bereich, TVI-Filter 81/158  
 KW-Empfänger, Antennen-  
 Abstimmgerät für 81/299  
 KW-Konverter für Rundfunkemp-  
 fang 81/300  
 KW-Transceiver, HF-Baustein für  
 50- $\Omega$ -Technik 81/147 ff.

- längsgerichtetes Netzgerät 81/239  
 Langzeitblinkschaltung mit Thermistor 83/244  
 Lauflicht 82/239  
 Lautsprecherbox 82/25  
 -, Filter für 82/275  
 Lautsprecher,  $\pi$ -Filter für 83/187  
 Lautstärkeregelung, automatische, Autoradio 83/66  
 LC-Anzeige, Typenbezeichnung 83/126  
 LCD 83/117  
 LED, Anzeigeschaltung mit 81/195 ff.  
 Leiterplatte 83/82 ff.  
 Leiterplattenentwurf 83/90  
 Leuchtbandanzeige, elektronische 81/195  
 lichtelektrische Batterie, MW-Super mit 82/211 ff.  
 Lichtemitteranzeige 82/107 ff.  
 Lichtemitteranzeigebauelement 82/104 ff.  
 Lichtemitterdiode 82/106  
 Lichtemitterdioden-Kristallaufbau 82/104  
 Lichtschacht-Anzeigebauelement 82/20  
 lineares Transformationsverfahren 81/68  
 Liquid cristall display 83/117  
 LO-Betrieb 82/234  
 Low-Power-Schottky-TTL 83/27  
  
 Magnetbandaufnahme, Mithörverstärker für 82/277  
 Magnetbandgerät-Wiedergabeverstärker 83/113  
 magnetisches Aufzeichnungsgerät, Schnellprüfverfahren 83/292  
 Magnettonlaufwerk, Fernschalteinrichtung 83/292  
 manipulative Täuschung 82/45  
 Marconi-Antenne 81/139  
 MA 224 82/25  
 MDA 2010/MDA 2020 83/191 ff.  
 Mehrband-Drahttrichtantenne 83/172 ff.  
 Mehrfrequenzkodezeichengabe 81/52  
 Mehrlagenleiterplatte 83/83  
 Melodiegenerator, Weckeinrichtung mit 82/220 ff.  
 Meßgeräteschaltung mit Operationsverstärker 82/231  
 Meßzweck, Thermistor 83/245  
 Metallniederschlag, fotoselektiver 83/87  
 Metronom, elektronisches 81/215  
 MFC 81/52  
 Mikroelektronik 82/11 ff.  
  
 - bestimmt technischen Fortschritt 81/29 ff.  
 Mikrofön, Vorverstärker für 81/210  
 Mikroprozessor in Konsumgüterelektronik 83/71 ff.  
 Mikrorechner K 1630 82/30  
 Millivoltmeter, Taschenformat 83/169 ff.  
 Militärtechnische Schule 81/15 ff.  
 Miniorgel mit IS 82/229  
 Minz, Aleksander Lwowitsch 81/276 ff. 82/295 ff.  
 Mischpulte 81/209  
 Mischstufe, Direktmischempfänger 81/162  
 Mithörverstärker, Magnetbandaufnahme 82/277  
 Mittelwellenempfang 82/167  
 Mittelwelle, Stereophonie auf 83/77 ff.  
 MMM-Kaleidoskop 81/267 ff. 82/287 ff. 83/286 ff.  
 Modulationsverfahren 81/64  
 Modulationsverstärker mit Sprachklipper 82/202  
 -, 2-m-FM-Sender 82/202  
 Monoflop 83/133 ff.  
 monolithisches Quarzfilter 82/170  
 Mono-Stereo-Umschaltung 83/212  
 Morsetaste, elektronische 81/115 ff.  
 Morseübungsgenerator 82/225, 83/260  
 MOS-Tetrode 83/30  
 MPX-Filter 83/215  
 -, aktives, Stereodekoderbaustein mit 83/209 ff.  
 Multiplexbetrieb 83/123  
 Multivibrator 82/225, 83/137 ff.  
 Munitionszähleinrichtung 83/289  
 Münzfernsprecher 81/59  
 MW-Kleinsuper mit lichtelektrischer Batterie 82/211 ff.  
  
 Nachrichtenausbildung am GST-Schulkombinat 81/256 ff.  
 Nachrichtempfänger EKD 30081/89  
 Nachrichtentechnik 81/37 ff., 82/27  
 NATO, Rundfunk und Fernsehen im Dienst der 83/14 ff.  
 negative Rückführung 82/143  
 - Symboldarstellung 83/121  
 Netzgerät, längsgerichtetes 81/239  
 Netzteil für TTL-Schaltkreis 81/182 ff.  
 NF-Filter, Direktmischempfänger 81/162  
 NF-Leistungsverstärker 83/191 ff.  
 NF-Tongenerator für Prüfzwecke 81/188  
 NF-Verstärker 83/260  
 - für SSB-Empfänger 82/204

- NF-Verstärker für Transistor-  
empfänger 81/208  
– mit CW-Filter 83/189  
– mit Gleichstromkopplung 83/69  
NTC-Thermistor, Daten 82/300  
NTC-Widerstand 82/114ff.  
Nullspannungsschalterprinzip,  
Triacsteller nach 83/227ff.
- Obertonoszillator 83/160ff.  
Oberwellenfilter, 70-cm-Sender 82/189  
Ohmmeter 82/232  
Omega-T-Schaltung 82/198  
Operationsverstärker im Gleich-  
spannungsnetzteil 81/238ff.  
–, Meßgeräteschaltung mit 82/231  
–, UdSSR 82/97  
operativ-taktische Maßnahme 82/46  
Oracle 82/76  
Oszillator, SSB-CW-Signalerzeugung  
82/148  
Oszillatorumschaltung mit Gleich-  
spannung 82/148ff.
- Parallelsteuerung 83/122  
PA 225 82/25  
PA 227 82/25  
Phasenanschnittsteuerung, Funk-  
Entstörung bei 83/234ff.  
Phasendiskriminator 81/126  
PLL-FM-Demodulatorstufe 81/77  
PLL-Mischstufe 81/126  
PLL-Schaltung, Rundfunkempfänger  
83/51  
PLL-Stereodekoder 81/76  
positive Rückführung 82/143  
– Symboldarstellung 83/121  
Positiv-Spannungsregler 83/100  
Präzisions-Spannungsregler 83/97  
Prestel 82/79  
programmierbarer Taschenrechner  
82/87  
Programmspeicherung, Taschen-  
rechner 82/89  
Prüfgerät 83/264  
– für Anfänger 81/212  
– für TTL-Schaltkreis 82/257ff.  
Prüfplatz für Relaisblock 81/271  
Prüfschaltung für Quarz 81/75  
Prüf- und Meßplatz für Radaranlage  
81/270  
Pseudo-Quadrofonie 82/273  
Pseudo-Stereo, Fernsehton in 82/273  
PTC-Widerstand, Daten 82/304  
Pulsodemodulation 81/67
- QRP-Sender 81/110  
QRP-Telegrafie-Transceiver,  
80-m-Band 81/109ff.
- Quadraturverfahren 83/79  
Quarzabzweigfilter 82/171  
Quarzbrückenfilter 82/173ff.  
Quarzzeichengenerator 100 kHz 82/226  
Quarzfilter in Amateurpraxis 82/168ff.  
Quarzbobertonschaltung, rauscharme  
83/165  
Quarzoszillator 83/219  
Quarzoszillatorschaltung 82/206  
Quarzoszillator, Seitenbandumschal-  
tung 82/149  
Quarz, Prüfschaltung für 81/75  
Quarz-Reisewecker 83/29  
Quarzuhr 83/29  
– mit Analoganzeige 83/219ff.  
Quasi-Komplementär-Endstufe 81/217
- Radaranlage, Prüf- und Meßplatz  
für 81/240  
Radiorekorder 83/3  
rauscharme Quarzbobertonschaltung  
83/165  
rauscharmer Vorverstärker, 2-m-  
Band 82/182  
Rauschbrücke, Antennenmessung  
82/195ff.  
Rauschgenerator 82/191  
Rauschminderung, dynamische,  
DNL-Schaltung zur 81/163ff.  
Rauschminderungssystem 83/202ff.  
Rauschspannungssindikator 82/919  
RC-Generator 81/189ff.  
RC-Meßbrücke mit IS-Tongenerator  
82/226  
RC-Oszillator mit Doppel-T-Netz-  
werk 82/278  
Rechner HP 97 82/90  
Rechteckgenerator 83/134  
Reflektortechnik, Lichtemitter-  
anzeigebaulement 82/108  
Reflexempfänger mit Siliziumtran-  
sistor 81/216  
Regelverstärker 81/238  
Regelzweck mit Thermistor 83/243  
Reisesuper sound solo 83/32  
Relais, Anzugsverzögerung mit Ther-  
mistor 83/243  
Relaisblock, Prüfplatz für 81/271  
rema toccate 940 hifi 81/81  
Reservisten – Spezialisten 82/281ff.  
RGW-Bereich, Schaltkreis 83/108ff.  
Richtfunkmittel 82/58  
RMS 83/202  
robotron-Mikrorechner 82/30  
Rückführung 82/143  
Rundfunk 81/34ff. 82/22ff.  
Rundfunkempfänger 83/261  
–, alter 83/35ff.  
–, moderne Technik 81/76ff.

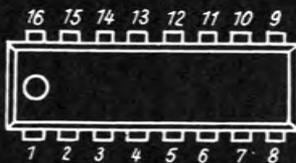
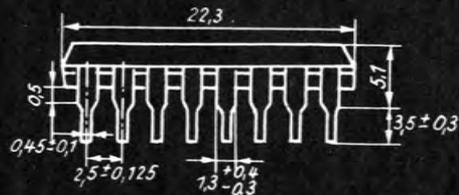
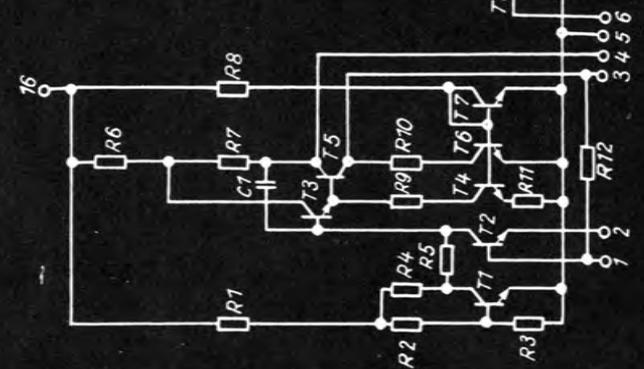
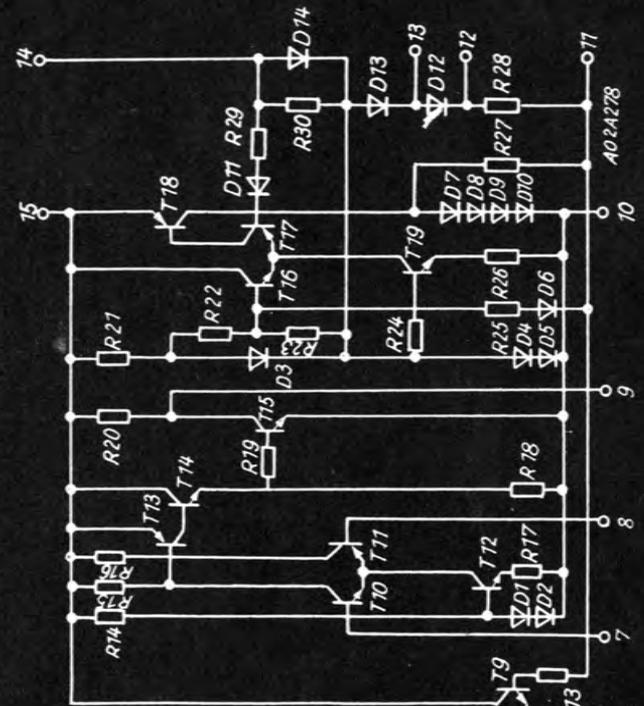
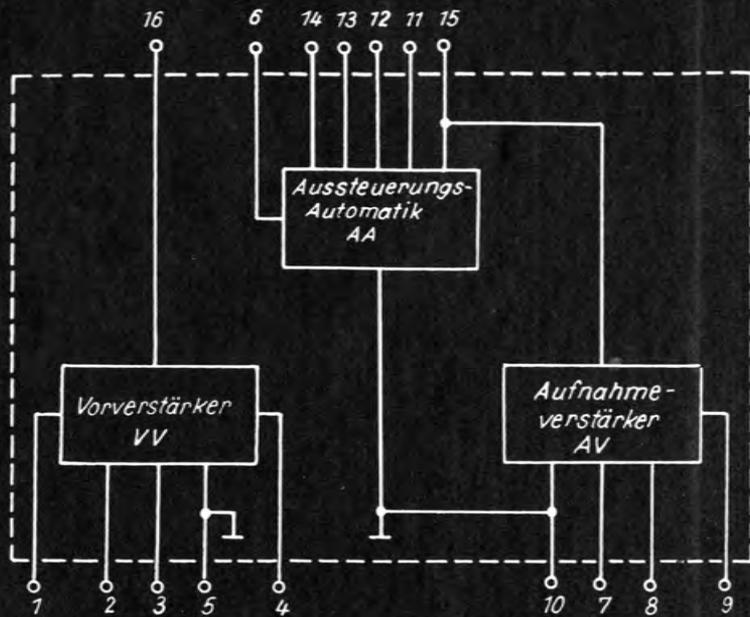
- Rundfunkempfänger-Schaltungs-  
 technik 83/48 ff.  
 Rundfunkempfang, KW-Konverter  
 für 81/300  
 Rundfunk und Fernsehen 83/31  
 Rundfunk und Fernsehen im Dienst  
 der NATO 83/14 ff.  
 R 4100 82/25
- SA-Mann Hans Weber am Mikrofon  
 81/43 ff.  
 Sammler – und auch ein wenig Jäger  
 83/35 ff.  
 Schalter, sprachgesteuerter 82/203  
 Schaltkreis, bipolarer 83/26  
 –, RGW-Bereich 82/96 ff., 83/108 ff.  
 –, unipolarer 83/28  
 Schaltspannungsregler 83/104  
 Schaltungsrevue, Anfänger 83/260 ff.  
 – für Elektronikamateure 81/206 ff.  
 82/273 ff.  
 –, internationale 81/154 ff. 82/202 ff.  
 83/181 ff.  
 Schichtschaltung 81/99 ff.  
 –, RGW-Bereich 81/107  
 Schmitt-Trigger 83/130  
 Schottky-Dioden-Ringmischer 81/149  
 Schreibmaschine robotron S 6001  
 81/41  
 Schriftgenerator 81/70  
 Schutzmaßnahme, elektrische 82/46  
 Seitenbandumschaltung, Quarz-  
 oszillator für 82/149  
 Semiadditivverfahren 83/88  
 Sende-Empfangsgerät UFT 771 81/40  
 Serienregler 81/239  
 Serienheizkreis, Begrenzung des Ein-  
 schaltstroms 83/241  
 Signalgeber für Fernsehreparatur  
 83/264  
 Signalübertragung, digitale, Grund-  
 prinzip 81/62 ff.  
 Sinus/Rechteck-Generator für 6 Hz  
 bis 800 kHz 81/248 ff.  
 Sirene mit TTL-Schaltkreis 81/213  
 Solarzelle, Gut-Schlecht-Prüfgerät  
 83/130  
 Sollwert-Anzeigeschaltung 81/198  
 spannungsabhängiger Widerstand  
 82/132 ff.  
 Spannungs-Frequenzumsetzer für  
 Gleichspannung 81/230 ff.  
 Spannungsregler 81/95, 83/95 ff.  
 Spannungsregler MAA 723 81/182  
 Spannungsüberwachung, 12-V-Bord-  
 netz 83/266  
 Speicherverfahren, digitales 81/71  
 Spektrum, elektromagnetisches, Be-  
 legung 81/85
- Spiel, elektrisches 83/252 ff.  
 Spielemagazin, elektrisches 83/254 ff.  
 Spielmaschine, elektrische 83/256  
 sprachgesteuerter Schalter 82/203  
 Sprachklipper, Modulationsverstärker  
 mit 82/202  
 SSB-CW-Signalerzeugung, Oszillator  
 für 82/148  
 SSB-Empfang, aktives Filter für  
 81/194  
 SSB-Empfänger, NF-Verstärker für  
 82/204  
 SSB-Phasenschieber, aktiver 81/156  
 SSB-9-MHz-Quarzfilter 82/204  
 SSTV-Empfangszusatz 82/157 ff.  
 Stereoanzeige 83/210  
 Stereodekoderbaustein 83/209 ff.  
 Stereofilter 81/155  
 Stereophonie auf Mittelwelle 83/77 ff.  
 Stereo-Kassettenrekorder 83/33  
 Stereokopfhörer HOK 80 82/26  
 Stereoseitenbandfilter 83/215  
 Stereo-Steuergerät R S 5001 82/23  
 Stereoverstärker, Baugruppe 81/217 ff.  
 Stimme des Freien Deutschland  
 82/49 ff.  
 Störung, elektronische 82/39  
 Störunterdrückung, Autoradio 83/66  
 stromgesteuerter Transistorsperr-  
 schwinger 81/230  
 Sub-Nyquist-Kodierung 81/68  
 Subtraktionsverfahren 83/84  
 Suchlauf 83/60  
 Super-Servo-Schaltung 83/69  
 Super-VFO, 2-m-Band 82/208  
 Synchronimpulsdemodulator 82/159  
 Synchronimpulsfilter 82/159  
 Synchronimpulstrennung 82/162  
 Synchronisator 81/70  
 Symboldarstellung 83/121
- Taschenrechner CZ 8114 L 82/86  
 Taschenrechner MR 610 82/86  
 Taschenrechner, programmierbarer  
 82/87  
 –, Programmspeicherung 82/89  
 Taschenrechnerradio TR 81 83/13  
 Taschenrechner, wissenschaftlich-  
 technischer 82/85 ff.  
 Tastentelefon 81/53  
 Täuschung, elektronische 82/43  
 TAV – 70 S und K, Meß- und Prüf-  
 koffer für 83/292  
 technische Schutzmaßnahme 82/46  
 Teiler 83/219  
 Telefon, draht 1/2/3 82/250 ff.  
 – mit elektronischem Zahlengabe-  
 ber 83/291  
 – und Elektronik 81/50 ff.

- Teletext 82/69ff.  
 -, Spezialbegriffe 82/81  
 Temperaturanzeige, Thermistor als Geber 83/247  
 Temperaturgeber, Thermistor als 83/246  
 Temperaturkompensation 82/123  
 Temperaturmesser 82/232, 286  
 Temperaturmeßgerät mit Thermistor 83/248  
 Temperaturregelung 83/269  
 Temperaturstabilisierung, eisenlose Endstufe 82/127  
 Test-70-Automatik 81/271  
 Text auf Fernsehbildschirm 82/66ff.  
 Thermistor 82/114ff.  
 - als Temperaturgeber 83/246  
 - Anwendung 83/241ff.  
 Thermistorbrückenschaltung, Dimensionierung 83/249  
 Thermoschalter 82/256  
 Thermostat 82/153  
 -, Zweipunktregler für 83/133  
 Thyristor-Leistungssteller 82/279  
 Tiefpaß 82/159  
 TNA-Typ 83/241  
 TNF-G 83/245  
 TNK-Reihe 82/131  
 TNM-Reihe 82/129  
 TNP-Effekt 83/117  
 Tonabnehmer-Vorverstärker 83/113  
 Ton-Licht-Metronom 82/277  
 Trainingsgerät für Vermittlungspersonal 82/293  
 Transformationsverfahren, lineares 81/68  
 Transistor 83/27  
 Transistorarrays 81/92ff.  
 Transistorempfänger, HF-Teil 81/206  
 -, NF-Verstärker 81/208  
 Transistorsperrschwinger, stromgesteuerter 81/230  
 Transistorzündanlage, elektronische 82/265ff.  
 Transverter T6-12 82/26  
 Triacdimmerschaltung Störstördrossel 83/235  
 Triacsteller nach Nullspannungsschalterprinzip 83/227ff.  
 TTL-Schaltkreis, Prüfgerät für 82/257ff.  
 -, Sirene mit 81/213  
 -, Universalnetzteil für 81/182ff.  
 Türklingelsirene 82/227 83/267  
 Türschloß, elektronisches 83/272  
 TVJ-Filter, KW-Bereich 81/158  
 -, 2-m-Band 81/159  
 Twisted-nematic-phas 83/117  
 UFT 422, Prüfgerät für 82/294  
 Uhrenregulierung, elektronische 81/270  
 Uhrenschaltkreis 83/28  
 UKW-Amateur, Halbleiterschaltung 82/182ff.  
 UKW-Empfänger-diversity-Auswerter UED 650 81/40  
 UKW-Verkehrsfunk 81/40  
 unipolarer Schaltkreis 83/28  
 Universalnetzteil für TTL-Schaltkreis 81/182ff.  
 Universalzähler BM 526 81/25  
 Unterstützungsmaßnahme, elektronische 82/38  
 variable resistor 82/132ff.  
 Variant, Fernsprechapparat 81/59  
 Varistor 82/132ff.  
 VCO 81/125  
 VDR 82/132ff.  
 verdrehte nematisch-fadenförmige Phase 83/117  
 Vergleichoszillator 81/126  
 Vermittlungspersonal, Trainingsgerät für 82/293  
 Vertikalablenkung 82/162  
 vertikal polarisierte Kurzwellenantenne 81/136ff.  
 Vertikalstrahler 81/139  
 Verzerrungsminderung, Regelsystem zur 83/57  
 VFO 81/109, 126  
 - für CW-Transceiver 83/180  
 -, umschaltbarer 82/150  
 - für 2-m-Transceiver 82/207  
 - für 80/40/20 m 83/183  
 Videomodulator 82/163  
 Videotechnik, digitale 81/69  
 Videotext-Dekoder 82/80  
 Videoverstärker 82/163  
 Vierwellen-Groundplane 81/142  
 Viewdata 82/79  
 VK2ABQ-Beam 83/172  
 voltage dependent resistor 82/132ff.  
 Vorverstärker 81/223  
 - für Mikrofon 81/210  
 -, klirrarmer 83/114  
 -, rauscharmer, 2-m-Band 82/182  
 VOX 82/203  
 Wechselspannungsmillivoltmeter 82/231  
 Wechselsprechanlage 83/262  
 Weckeinrichtung mit Melodiegenerator 82/220ff.  
 Weitabsektion 82/179  
 Wellenbereich 81/90  
 Wendeltopffalle 83/154

- Wendeltopfkreis, Berechnung und Konstruktion 83/150ff.  
 Widerstand, spannungsabhängiger 82/132ff.  
 Wien-Brückengenerator 81/189  
 wissenschaftlich-technischer Taschenrechner 82/85ff.  
 WL- und GWN-Anlage, Prüfgerät für 82/293  
 Würfelspiel HALS 83/254  
  
 Zählmodulator 83/59  
 Zahlenstechen 83/258  
 Zählwerk, HiFi-Plattenspieler 83/270  
 Zeitfehlerausgleich 81/69  
 Zeitschalter B 555 D 83/127ff.  
 Ziffernanzeigeröhre, Steuerung 81/96  
 Zugfunksystem 81/40  
 Zündspulenprüfgerät 82/291  
 Zusatzverstärker 81/224  
 Zweibandantenne 40 m/80 m 81/143  
 Zweipunktregler für Thermostat 83/132  
 – mit Thermistor 83/246  
 Zweitblitz, Auslöseschaltung 81/211  
  
 $\pi$ -Filter für Lautsprecher 83/187  
 $3/8\lambda$ -Strahler, gefalteter 81/143  
 1-KW-Kurzwellen-Sendesystem KSS 1300 82/28  
 2-m-Band, rauscharmer Verstärker 82/182  
 –, Super-VFO 82/208  
 –, TVI-Filter für 81/159  
 2-m-FM-Sender, Modulationsverstärker 82/202  
 2-m-HF-Vorverstärker 82/183  
  
 2-m-Konverter 82/184  
 2-m-Sender, Bandpaßfilter 81/160  
 –, 10-W-PA für 83/183  
 2-m-Transceiver, VFO für 82/207  
 3-m-Band-VFO 83/183  
 3-Kanal-Lichtorgel 82/234ff.  
 3-Schritt-Multiplexbetrieb 83/123  
 4-Band-Antenne 81/144, 145  
 4fach-Obertonquarzgenerator 83/163  
 5-Band-Antennenfilter, KW-Sender 83/186  
 10-m-Band, Direktmischempfänger 83/182  
 10-W-PA für 2-m-Sender 83/183  
 9-MHz-Quarzfilter 82/168  
 12-V-Bordnetz, Spannungsüberwachung 83/266  
 15-m-Band, Bandumsetzer für 83/142ff.  
 15-W-Verstärker 83/196  
 16-Bit-Mikrorechner robotron K 1600 82/30  
 25 Jahre Nationale Volksarmee 81/11f.  
 30-W-NF-Verstärker 83/200  
 40 m/80 m, Zweibandantenne 81/143  
 50- $\Omega$ -Technik, HF-Baustein für KW-Transceiver 81/147ff.  
 70-cm-Sender, Oberwellenfilter für 82/189  
 70-cm-Vorverstärker 82/187  
 80-m-Band-Empfänger mit A 244 D 81/200ff.  
 80-m-Band, QRP-Telegrafie-Transceiver 81/109ff.  
 80-m-Groundplane 81/143  
 80/40-m-Band, Direktmischempfänger 83/818

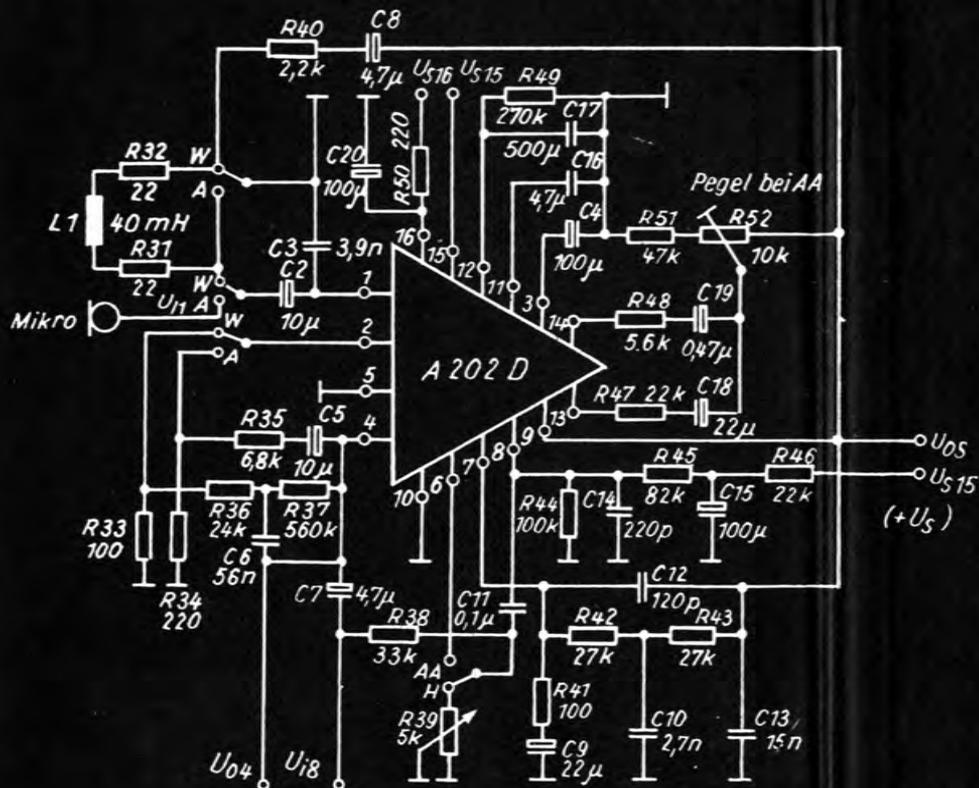


# Grundsaltungen integrierter Schaltkreise



A 202 D

# Grundsaltungen integrierter Schaltkreise



## ▲ Anwenderschaltung A 202 D

- |                                |  |
|--------------------------------|--|
| A — Mikrofonaufnahme           | V <sub>04</sub> — Ausgang VV           |
| W — Wiedergabe                 | V <sub>09</sub> — Ausgang AV           |
| H — Handnussteuerung           | U <sub>i8</sub> — Eingang Rundf.-Aufn. |
| AA — Automatische Aussteuerung |  |

