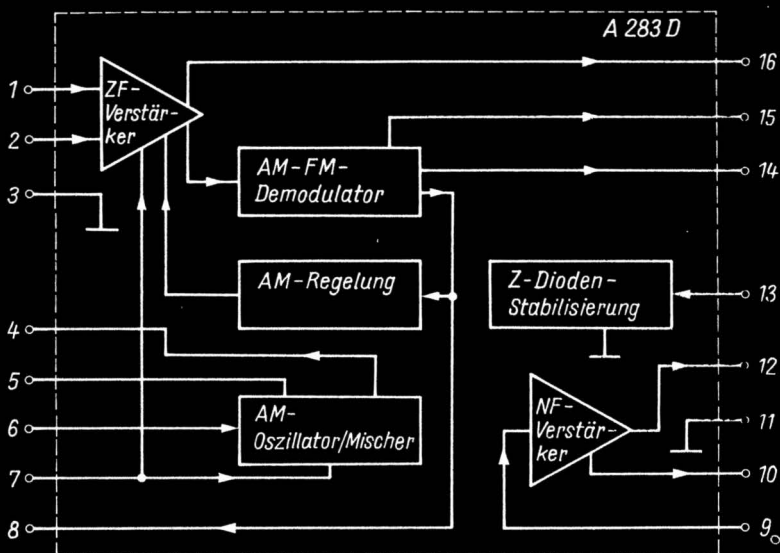




**ELEKTRONISCHES
JAHRBUCH 1984**



Grundsaltungen inter



AM-FM-Empfängerschaltkreis

Filterdaten:

Filter 1: $f_0 = 1455 \text{ kHz}$

$Q_0 = 60$

$W1:W2 = 105:9$

Filter 2: $f_0 = 455 \text{ kHz}$

$Q_0 = 100$

$W3:W4:W5 = 69:126:8$

Filter 3: $f_0 = 10,7 \text{ MHz}$

$Q_0 = 72,6$

Filter 4: $f_0 = 10,7 \text{ MHz}$

$Q_0 = 30$

$W8:W9 = 18:13$

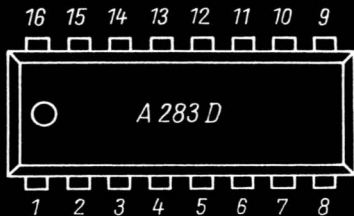
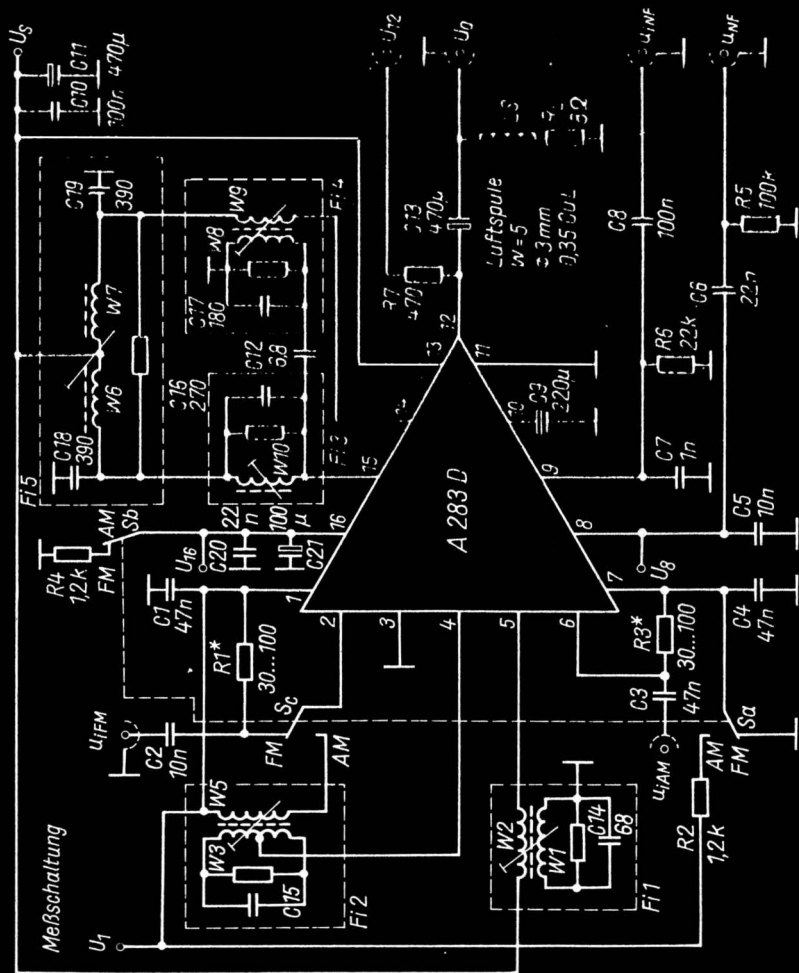
Filter 5: $f_0 = 455 \text{ kHz}$

$Q_0 = 60$

$W6 = W7$ (bifilar)

Mit dem Parallelwiderstand zu den Schwingkreisen ist jeweils im ausgebauten Zustand die Güte Q_0 einzustellen.

Integrierter Schaltkreise



Herausgeber: Obering. Karl-Heinz Schubert
Y21XE

**Elektronisches
Jahrbuch
für den Funkamateurl
1984**



Militärverlag
der Deutschen Demokratischen
Republik

ISSN 0424-8678

1. Auflage, 1983

© Militärverlag der Deutschen Demokratischen Republik
(VEB) – Berlin, 1983

Lizenz-Nr. 5

Printed in the German Democratic Republic

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

Lektor: Wolfgang Stammler

Zeichnungen: Heinz Grothmann

Illustrationen: Harri Förster, Hans-Joachim Purwin

Fotos: Archive der Verfasser, Werkfotos, Militärbilddienst

Typografie: Ingeburg Zoschke

Redaktionsschluß: 15. Februar 1983

LSV 3535

Bestellnummer: 7464750

DDR 7,80 M

Inhaltsverzeichnis

20 Bände «Elektronisches Jahrbuch»	9
<i>Obering. Karl-Heinz Schubert – Y21XE</i>	
Silizium – wichtigster Werkstoff der Mikroelektronik	11
<i>Obering. Karl-Heinz Schubert – Y21XE</i>	
Mikroelektronik und Imperialismus	17
Leipziger Frühjahrsmesse 1983	
Programmierte Effektivität durch Mikroelektronik	24
<i>Obering. Karl-Heinz Schubert – Y21XE</i>	
Die Anfänge der Arbeiter-Radio-Bewegung in Deutschland	41

Wissenswertes über moderne Technik

<i>Dipl.-Ing. Heinz Bergmann</i>	
Fernsehsysteme mit erhöhter Auflösung	47
<i>Dipl.-Phys. Detlef Lechner – Y21TD</i>	
Direktmisch-CW-Transceiver nach der 3. Methode	57
<i>Dipl.-Ing. Heinz Bergmann</i>	
HF-Störungen – Ursachen und Abhilfe	75
<i>Dipl.-Ing. Friedrich Schulze – Y71PH</i>	
Sowjetische Amateurfunksatelliten	91

Neue Bauelemente der Elektronik

<i>Ing. Klaus K. Streng</i>	
Neue Schaltkreise aus dem RGW-Bereich	100
<i>Ing. Wolfgang Hirt</i>	
LED-Leuchtband-Leuchtpunkt-Analoganzeigen	109
<i>Dipl.-Ing. Frank Roscher</i>	
Wissenswertes über den Thyristor	128

Moderne Technik für den Funkamateurl

<i>Dr. Hans-Jürgen Kowalski</i> Aktive RC-Filter für den Funkamateurl	140
<i>Dipl.-Ing. Bernd Petermann – Y22TO</i> Gezogene Quarzoszillatoren – eine Lösung für die Abstimmung von UKW-Amateurlfunkgeräten	157
<i>Siegmar Henschel – Y22QN</i> Zusatzschaltungen für 2-m-FM-Funkgeräte	170
<i>Dr. Walter Rohländer – Y22OH</i> Die Amateurlfunktendestelle in Wohngebieten hoher Bevölkerungsdichte	178
<i>Ing. Hans-Uwe Fortier – Y23OO</i> Anfängerschaltungen für das 70-cm-Band	183
<i>Ing. Dieter Müller</i> Schaltnetzteile – auch für den Funkamateurl interessant	191
<i>Dr. Walter Rohländer – Y22OH</i> Blick in den Antennenwald	208
<i>Obering. Karl-Heinz Schubert – Y21XE</i> Internationale Schaltungsrevue «Amateurlfunk»	221

Bauanleitungen für den Elektroniker

<i>Ingo Knappe</i> Impulse zählen mit dem Taschenrechner	232
<i>Christian Biehl</i> IS-bestückter Stereodekoder für den <i>REMA-Tuner 830</i>	235
<i>Thomas Böhlke</i> Einfaches Erhaltungsladegerät für Kfz-Akkumulatoren	242
<i>Peter Schneider</i> Einfacher Funktionsgenerator für Sinus-, Rechteck- und Dreieckschwingungen	245
<i>Klaus Kaltenhäuser</i> Prüfstift für den VHF/UHF-Bereich	250
<i>Dr. Frank Schattkowsky</i> Dichtemesser für Colorvergrößerungen	254
<i>Obering. Karl-Heinz Schubert – Y21XE</i> Schaltungsrevue für den Anfänger	258

<i>Ing. Egon Klaffke – Y22FA</i>	
Elektroniktips aus dem Pionierhaus Prag	268
<i>Dr. Hans-Jürgen Kowalski</i>	
Aktives Stereoseitenbandfilter	274

Wissenswertes aus dem Nachrichtenwesen

<i>Dipl.-Journ. Harry Radke</i>	
Neubeginn mit Bewährtem	279
<i>Major Klaus König</i>	
Die Funkzugführer <i>Klaus Dieter Thorentz</i> kennen, sagen: «Der Leutnant macht Späne!»	285
MMM-Kaleidoskop: Exponate der Nationalen Volksarmee, der Grenztruppen der DDR und der Zivilverteidigung	294

1984

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

20 Bände «Elektronisches Jahrbuch»

Vor mir liegt der Band «Elektronisches Jahrbuch 1965» – das war der erste Band dieser heute bewährten und begehrten Buchreihe. Er erschien Ende 1964 im Buchhandel. Seitdem folgte Jahr für Jahr eine neue Ausgabe, sorgfältig zusammengestellt und von der Abteilung Technische Amateurliteratur des Militärverlages der DDR betreut. Inzwischen wurde mit der Ausgabe 1984 die stattliche Anzahl von 20 Bänden erreicht. Und, um es vorwegzunehmen, auch in den kommenden Jahren wird der Titel «Elektronisches Jahrbuch» im Buchhandel zu kaufen sein.

Das Erscheinen des 20. Bandes könnte Veranlassung sein, nun mit statistischem Material aufzuwarten, um zu zeigen, was alles an Seiten, Beiträgen, Schaltungen usw. in diesen 20 Bänden enthalten ist. Nur soviel sei vermerkt, es sind über 6000 Seiten, und es wurden weit über 1 Million Exemplare gedruckt. Viele Autoren haben am Inhalt der Jahrbücher mitgearbeitet, einige davon schon vom ersten Band an. Nennen möchte ich *Ing. K. K. Streng*, der nicht nur neue Einsatzgebiete der Elektronik vorstellte und viele Bauelementedaten propagierte, sondern ständig auch als Gutachter für die veröffentlichten Beiträge wirkt. Auch OM *Karl Rothammel*, *Y21BK*, weit bekannt als Autor des «Antennenbuches», hat Neuerungen der Antennentechnik zahlreich im Jahrbuch publiziert.

Beim Blättern in der Ausgabe 1965 wird auch sehr deutlich, wie schnell in den zurückliegenden Jahren die Elektronik/Mikroelektronik vorangeschritten ist. Die meisten der damals veröffentlichten Schaltungen waren mit Elektronenröhren bestückt, einige wenige mit Germaniumtransistortypen, die heute kaum noch einer kennt. Von integrierten Schaltkreisen wurde zwar schon gesprochen, aber mit sehr vagen Vorstellungen. In den nachfolgenden Jahrbüchern wurde daher über Fortschritte der Elektronik und neue Anwendungsgebiete umfangreicher berichtet, so daß die Leser über aktuelle Informationen verfügten.

Besondere Aufmerksamkeit widmete der Herausgeber dem praxisorientierten Inhalt des Jahrbuches. Aus seiner Tätigkeit als Chefredakteur der Zeitschrift *FUNKAMATEUR* kennt er die Wünsche der Elektronik- und Funkamateure. Viele praktische Bauanleitungen, internationale Schaltungszusammenstellungen und umfangreiches Material über Bauelemente der Elektronik bestimmen daher den Inhalt jedes Jahrbuches. Und weil der

Amateurelektronik kein «Elfenbeinturm» errichtet werden soll, bereichern Beiträge zu politischen, militärischen und ökonomischen Zusammenhängen, zur vormilitärischen und wehrsportlichen Arbeit der GST und zur Traditionsarbeit den Inhalt der Jahrbücher.

Der Herausgeber bedankt sich bei den Autoren für die bisherige Mitarbeit am Jahrbuch. Den zahlreichen Lesern, die den Herausgeber durch Vorschläge, Hinweise und Aufmerksammachen auf Druckfehler unterstützen, ist er besonders dankbar. Huggy hat unsere Zerknirschung über Druckfehler schon im Jahrbuch 1983 kundgetan. An dieser Stelle ist es mir aber ein besonderes Bedürfnis, dem langjährigen Lektor des Jahrbuchs, Gen. *Dipl.-Journ., Ing. Wolfgang Stammer*, für die vertrauensvolle und kameradschaftliche Zusammenarbeit bei der Herausgabe des Titels «Elektronisches Jahrbuch» herzlich zu danken.

Neuenhagen, den 24. Februar 1983

Der Herausgeber

Die überragende Bedeutung der Mikroelektronik für die weitere Entwicklung unserer Volkswirtschaft steht zweifelsfrei fest. Zur Realisierung der Mikroelektronik sind als Grundbauelemente sogenannte integrierte Schaltkreise erforderlich, die es heute mit unterschiedlichem Integrationsgrad gibt. Dabei sind vor allem die Mikroprozessoren und die Speicherschaltkreise die zukunftsträchtigsten integrierten Schaltkreise. Der Ausgangswerkstoff, um solche integrierten Schaltkreise zu fertigen, ist das Silizium. Allerdings muß das Silizium in einkristalliner Form und mit höchster Reinheit vorliegen. Die einkristalline Form erhält man durch ein möglichst ungestörtes Kristallwachstum eines entsprechenden Siliziumstabs. Im Zusammenhang mit der höchsten Reinheit spricht man oft von den neun Neunen, weil das Silizium eine Reinheit von 99,9999999% haben soll. Das bedeutet, daß sich unter 1 Milliarde Siliziumatomen nur ein einziges Fremdatom befinden darf! Anschaulicher ist der Vergleich mit einem Fußballfeld (105 m × 70 m). Wenn man sich das Fremdatom als eine Kreisfläche mit dem Kreisdurchmesser von 3 mm vorstellt, dann entsprechen eine Milliarde Siliziumatome (bei gleicher Kreisfläche) der Fläche des Fußballfelds.

Als Element ist Silizium mit etwa 27,7 Gewichtsprozenten in der Erdkruste enthalten. Damit ist es das zweithäufigste Element auf der Erde. Der Chemiker *Jöns Jakob Berzelius* (1779 bis 1848) stellte vor etwa 150 Jahren erstmals elementares Silizium als braunes Pulver dar (amorphes Silizium). Erst viel später wurde auch das polykristalline Silizium bekannt, das eine stahlgraue Farbe hat, metallischen Glanz zeigt und sehr hart und spröde ist. Allerdings kommt Silizium nur in gebundener Form vor, meist als Siliziumdioxid, SiO_2 (Kieselerde, Quarzsand). Das Element Silizium wird industriell vielseitig verarbeitet, so in der Bauindustrie (Zement, Beton, Ziegel) sowie in der Keramik- und in der Glasindustrie. In der Chemieindustrie schuf man mit den Silikonen quasiorganische Verbindungen von großer Einsatzbreite (Silikonöle, -kautschuk, -harze).

Das Rohsilizium (technisches Silizium) gewinnt man in einem Lichtbogenofen durch Reduktion von Quarzsand mit Kohlenstoff bei einer Temperatur von etwa 1600°C. Die Reaktionsgleichung ist



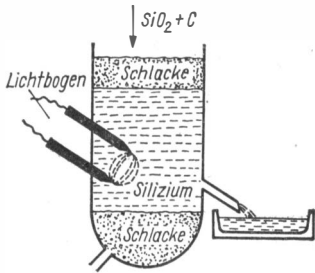
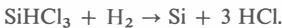


Bild 1
Prinzip der Herstellung von Rohsilizium

Der Energieverbrauch für 1 kg Rohsilizium liegt bei 12 bis 17 kWh, die Reinheit des Rohsiliziums ist etwa 97%. Das feingemahlene Rohsilizium wird mit Chlorwasserstoff (HCl) zu Chlorsilanen umgesetzt bei etwa 400°C



Das Siliziumtetrachlorid SiCl_4 bildet das Ausgangsmaterial für die Silanchemie (Silikone). Für die Gewinnung von Reinstsilizium wird Trichlorsilan SiHCl_3 durch mehrfache Destillation in Kolonnen aus nichtrostendem Stahl von Verunreinigungen weitgehend befreit. Die nachfolgende pyrolytische Zersetzung des Trichlorsilan zu polykristallinem Silizium ist sehr energieaufwendig. Dazu wird ein Gasgemisch von Trichlorsilan und Wasserstoff in ein Reaktionsgefäß (Quarzglocke) geblasen, in dem sich auf etwa 1100°C aufgeheizte Siliziumdünnstäbe befinden. Dabei scheidet sich polykristallines Silizium auf den Siliziumdünnstäben ab. Die Reaktionsgleichung lautet



Die anfänglich etwa 4 mm starken Siliziumdünnstäbe wachsen auf einen Durchmesser von 50 bis 70 mm, bei einer Länge von etwa 1000 mm. In dieser Form werden sie meist im tiegelfreien Schwebезonenverfahren (zone floating) zum Siliziumeinkristall weiter verarbeitet. Für Ziehprozesse aus dem Tiegel (Czochralski-Verfahren und Zonenschmelzverfahren) werden

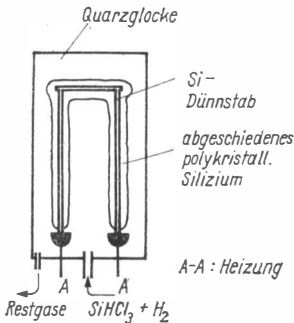


Bild 2
Prinzip der Siliziumabscheidung aus der Gasphase (pyrolytische Zersetzung)

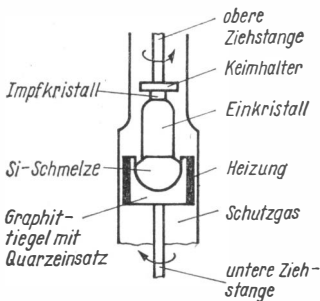


Bild 3
Prinzip der Tiegelziehanlage
(Czochralski-Verfahren) zur Herstellung von Siliziumeinkristallen

mit dem gleichen Abscheidungsverfahren Durchmesser von etwa 200 mm bei Längen von 800 bis 1500 mm produziert.

Der letzte Schritt zum einkristallinen Silizium ist die Züchtung der Siliziumeinkristalle. Das gegenwärtig meistverwendete Verfahren ist das nach *Czochralski*, mit dem sich vor allem größere Durchmesser des Kristalls erzielen lassen. Das gewonnene einkristalline Material ist niederohmig und hat durch die Berührung der Siliziumschmelze mit dem Quarztiegel einen hohen Sauerstoff- und Kohlenstoffanteil. Das Material genügt für die Herstellung von Schaltkreisen, HF-Dioden und Transistoren. Vor allem für die Halbleiterbauelemente der Leistungselektronik werden Kristalle mit höherer chemischer Reinheit gefordert. Daher müssen diese Einkristalle mit dem tiegelfreien Schwebезonenverfahren (Floating-Zone-Verfahren) hergestellt werden, das hochohmigeres Material bringt, aber auch teurer ist.

Beim *Czochralski*-Verfahren wird in einem Quarztiegel mit Widerstandsheizung das Reinstsilizium geschmolzen. Danach wird ein an der Ziehstange befestigter Keimeinkristall mit vorgegebener kristallografischer Orientierung eingetaucht und dann langsam herausgezogen. Dabei rotieren Schmelze und Keim in gegensinniger Richtung. Mit der Temperatur der Schmelze und der Ziehgeschwindigkeit wird der erzielbare Durchmesser des Siliziumeinkristalls eingestellt. Der gesamte Vorgang läuft im Vakuum oder in einer Argon-Atmosphäre ab. Der Energieaufwand liegt zwischen 10 und 40 kWh/kg, die Ausbeute an verwertbaren Siliziumscheiben erreicht etwa 50%.

Das Schwebезonenverfahren geht von einem hochreinen polykristallinen Siliziumstab aus, dem unten ein Kristallkeim angeschmolzen wird. Mit Hochfrequenz wird eine Zone im Stab geschmolzen. Diese Schmelzzone wird von unten nach oben über den eingespannten Siliziumstab hinweggezogen. Dabei beginnt das Kristallwachstum am Kristallkeim, von wo es sich auf die nachwachsenden Schichten überträgt. Da Fremdstoffe sich in der Schmelze leichter lösen, wandern noch vorhandene Fremdstoffe mit der Schmelze mit zum oberen Ende des Siliziumstabs, der vor der Weiterverarbeitung abgetrennt wird. Bei mehrfacher Wiederholung dieses Schmelzvorgangs erhält man Einkristalle sehr hoher Reinheit. Aber das Schwebе-

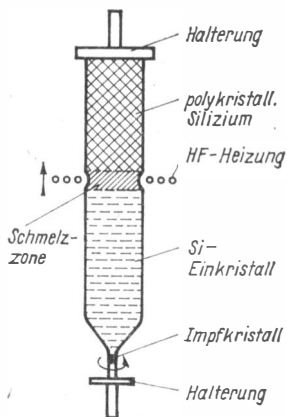


Bild 4
Prinzip des Schwebezonenverfahrens
(Zonen-Floating-Verfahren) zur Herstellung von Siliziumeinkristallen

zonenverfahren ist teuer, der Energieaufwand beträgt 20 bis 80 kWh/kg, die Ausbeute an verwertbaren Siliziumscheiben liegt im Bereich von 5 bis 80%.

Bevor es zur Fertigung von Schaltkreisen kommt, müssen die einkristallinen Siliziumstäbe in Scheiben zersägt werden, wobei die Scheibendicke etwa 0,3 bis 0,5 mm beträgt. Diese Scheiben werden dann geschliffen, poliert und geätzt, so daß eine saubere, ebene Fläche entsteht. Erst jetzt kann der eigentliche Scheibenprozeß beginnen, bei dem auf der Scheibe im Verband eine Vielzahl von integrierten Schaltkreisen entstehen. Für diesen Gesamtstellungsprozeß bis zur eigentlichen Siliziumscheibe gelten nach internationalen Angaben:

1. Von dem im Anfang des Prozesses eingesetzten Siliziumdioxid kommt vom gesamten Siliziumgehalt am Ende in Form der Scheibe als höchst-reines Silizium nur noch 1% an!
2. Zur Herstellung von 1 kg Siliziumscheiben ist ein Energieaufwand von etwa 5000 kWh erforderlich!
3. Auf dem Weltmarkt kosten 1 kg Siliziumscheiben etwa 800 Dollar, wobei der Preis durch den zunehmenden Verbrauch ansteigend ist.

Bis zur fertigen Siliziumscheibe gibt es also schon eine Vielzahl von technologischen Problemen, die die Wissenschaft in den kommenden Jahren lösen muß. Dabei geht es vor allem um eine billigere und im Energieaufwand ärmere Herstellung des höchstreinen Siliziums. So sind z.B. die heutigen Siliziumscheiben für die Herstellung von Solarzellen zur Umwandlung des Sonnenlichts in elektrischen Strom viel zu teuer. Zum anderen ist zu bedenken, daß die auf der Siliziumscheibe integrierten Bauelemente (Transistoren, Dioden, Widerstände) nur wenige Mikrometer in die Siliziumscheibe hineinreichen. Der Rest der 200 bis 300 μm starken Siliziumscheibe wird also nur als Trägermaterial verwendet. Das Ziel der Wissenschaft ist eine preiswerte Substratscheibe, auf der sich eine dünne Schicht einkristallinen Siliziums höchster Reinheit befindet.

Die heute hergestellten Einkristallsiliziumscheiben sind mit Fehlern behaftet. Das sind vor allem Kristalldefekte und Verunreinigungen. Befinden sich solche Fehler innerhalb eines integrierten Bauelements, so ist dann meist seine Arbeitsweise gestört, und damit funktioniert dann auch der gesamte integrierte Schaltkreis nicht. Deshalb kennt man bei der Schaltkreisherstellung den Begriff der *Ausbeute*. Je mehr brauchbare Schaltkreise von einer Siliziumscheibe erhalten werden, um so höher ist die Ausbeute. Der statistischen Verteilung der Fehler kann man einmal begegnen, indem man höchst-reine, versetzungsfreie Siliziumeinkristalle mit möglichst großem Durchmesser zieht. Zum anderen verkleinert man die Flächenmaße der integrierten Bauelemente, so daß auf einer Siliziumscheibe mehr Schaltkreise gleichzeitig hergestellt werden. Höchstintegrierte Schaltkreise erfordern direkt kleine

Tabelle 1 Datenmaterial zu den Eigenschaften des Siliziums

Kenngröße	Zahlenwert	Einheit
Ordnungszahl	14	
Atommasse	$4,66 \cdot 10^{-23}$	
Atomdichte	$5 \cdot 10^{22}$	Atome \cdot cm $^{-3}$
Kristallstruktur	Diamantgitter	
Gitterkonstante (20°C)	543,086	pm
Atomradius	117	pm
Dichte (20°C)	2,3283	g \cdot cm $^{-3}$
kleinster Atomabstand (Si-Si)	235	pm
Schmelzpunkt	1420	°C
Siedepunkt	2600	°C
Schmelzwärme	1380	J \cdot g $^{-1}$
Spezifische Wärme (0 ... 100°C)	0,76	J \cdot g $^{-1} \cdot$ K $^{-1}$
Wärmeleitfähigkeit (20°C)	0,84	J \cdot s $^{-1} \cdot$ cm $^{-1} \cdot$ K $^{-1}$
Elastizitätskonstante C ₁₁	167,4	GPa
C ₁₂	65,23	GPa
C ₄₄	79,57	GPa
Längen-Temperaturkoeffizient	$4,2 \cdot 10^{-6}$	K $^{-1}$
Volumenkompressibilität	$0,98 \cdot 10^{-3}$	GPa $^{-1}$
Absorptionskonstante	1,25	μ m
Breite der verbotenen Zone		
bei 300 K	1,106	eV
bei 0 K	1,153	eV
Eigenleitungsdichte (300 K)	$1,5 \cdot 10^{10}$	cm $^{-3}$
mittlere freie Weglänge (300 K)	0,01 ... 0,03	μ m
mittlere Lebensdauer	1 ... 1000	μ s
Dielektrizitätszahl	12	

Kenngröße	Zahlenwert	Einheit
Durchbruchfeldstärke	$2,5 \cdot 10^5$	$V \cdot cm^{-1}$
Kritische Feldstärke (20°C)		
für Elektronen	2500	$V \cdot cm^{-1}$
für Defektelektronen	7500	$V \cdot cm^{-1}$
Beweglichkeit		
der Elektronen	1350	$cm^2 \cdot V^{-1} \cdot s^{-1}$
der Löcher	480	$cm^2 \cdot V^{-1} \cdot s^{-1}$
Diffusionskoeffizient		
der Elektronen	35	$cm^2 \cdot s^{-1}$
der Löcher	12,5	$cm^2 \cdot s^{-1}$
effektive Masse (Transport)		
der Elektronen	0,26 m	
der Löcher	0,38 m	
effektive Masse (Zustandsdichte)		
der Elektronen	1,1 m	
der Löcher	0,59 m	
Elektronenaffinität	4,25	eV

Nach *H.-F. Hadamovsky*, Halbleiterwerkstoffe, Leipzig 1968.

Bauelemente-Flächenabmessungen und Siliziumscheiben mit großem Durchmesser, damit rentable Ausbeuten in der Fertigung erreicht werden.

Begonnen hat es mit Scheibendurchmesser von 1 Zoll (25,4 mm), dann 2 Zoll (51 mm). Heute wird in der Fertigung meist die 3-Zoll-Scheibe (76 mm) eingesetzt, aber Scheibendurchmesser von 100/125/150 mm sind schon nahe Zukunft. Die technologischen Vorteile erfordern aber aufwendige Investitionen. Am Werdegang einer solchen Einkristallsiliziumscheibe kann man erkennen, wie umfangreich und vielseitig die Anforderungen an Wissenschaft und Technik sind. Und solche Siliziumscheiben sind nur der erste Schritt zur Herstellung von mikroelektronischen Bausteinen, deren Bedarf in unserer Volkswirtschaft ständig wächst.

Mikroelektronik und Imperialismus

Obering, Karl-Heinz Schubert – Y21XE

Die progressive Entwicklung unserer materiell-technischen Basis wird entscheidend vom wissenschaftlich-technischen Fortschritt bestimmt. Dieser Maxime entspricht die Wirtschaftsstrategie unserer Partei- und Staatsführung, und folgerichtig werden neue Basisinnovationen planmäßig und zielgerichtet forciert. Eine entscheidende Rolle nimmt dabei die Mikroelektronik ein, die eine Schlüsseltechnologie ist, um ein höheres Produktionsniveau zu erreichen. Auf dem X. Parteitag der SED konnte *Erich Honecker* feststellen: «Die DDR gehört zu den wenigen Ländern in der Welt, die auf wichtigen Gebieten über das Potential verfügen, um mikroelektronische Bauelemente zu entwickeln und zu produzieren, ausgewählte Vormaterialien herzustellen und hochwertige technologische Ausrüstungen dafür zu fertigen.» Natürlich ruft die Mikroelektronik tiefgreifende Veränderungen im gesellschaftlichen Reproduktionsprozeß hervor, bis hinein in die materiellen Lebensbedingungen der Menschen. Aber der revolutionierende Einfluß der Mikroelektronik verändert nicht bloß die Arbeitswelt, vor allem erlaubt er uns, die weitere Verwirklichung der Hauptaufgabe in ihrer Einheit von Wirtschafts- und Sozialpolitik erfolgreich zu meistern.

Auch in den imperialistischen Ländern ist die Mikroelektronik eine Schlüsseltechnologie, revolutioniert sie die Arbeitswelt und auch die Lebensbedingungen der Menschen. Aber wie sehr unterscheiden sich die Ergebnisse bei der Einführung und der Anwendung der Mikroelektronik im Imperialismus von denen im Sozialismus! In der Welt des Kapitals nimmt die soziale Unsicherheit weiter zu, verschärft sich die Situation auf dem Arbeitsmarkt. Existenzangst, Leistungsdruck und Arbeitslosigkeit werden durch die Mikroelektronik noch verstärkt. Und ein Ende dieser Situation läßt sich nicht absehen, weil der Imperialismus unfähig ist, die gesellschaftlichen und sozialen Folgen aus der umfassenden Anwendung der Mikroelektronik zu bewältigen. Solange das Profitmotiv die Triebkraft für die Produktivkraftentwicklung darstellt, geraten wissenschaftlich-technischer und sozialer Fortschritt in Gegensatz zueinander, werden auch hierbei die Interessen der Menschen denen des Kapitals untergeordnet.

Marx und die Mikroelektronik

Das Jahr 1983, das *Karl-Marx*-Jahr der DDR aus Anlaß des 100. Todestags und 165. Geburtstag von *Karl Marx*, war für die SED und breite gesellschaftliche Kräfte unseres Landes Anlaß, dieses historisch wichtige Ereignis würdig und mit vorbildlichen Taten für den Sozialismus zu begehen. Aber *Marx* und Mikroelektronik – wie paßt daß eigentlich zueinander? Davon konnte doch *Karl Marx* noch gar nichts wissen. Vor über 100 Jahren war die Elektronik noch völlig unbekannt, selbst die Elektrotechnik steckte noch in den Kinderschuhen. *Karl Marx* war zwar kein Naturwissenschaftler, schon gar nicht Techniker, er war Ökonom und Philosoph, dem wir die Erkenntnis der grundlegenden gesellschaftlichen Entwicklungsgesetze verdanken. Bei seinen Studien verfolgte *Karl Marx* jedoch sehr umfassend auch die Fortschritte in den Naturwissenschaften, neue Entdeckungen und Erfindungen. Er erkannte ihre Bedeutung für die Menschen und für den gesellschaftlichen Fortschritt. In einer Rede, die er am 14. April 1856 in London gehalten hat, sagte er u.a. [1]:

«In unseren Tagen scheint jedes Ding mit seinem Gegenteil schwanger zu gehen. Wir sehen, daß die Maschinerie, die mit der wundervollen Kraft begabt ist, die menschliche Arbeit zu verringern und fruchtbarer zu machen, sie verkümmern läßt und bis zur Erschöpfung auszehrt. Die neuen Quellen des Reichtums verwandeln sich durch einen seltsamen Zauberbann zu Quellen der Not. Die Siege der Wissenschaft scheinen erkaufte durch Verlust an Charakter. In dem Maße, wie die Menschheit die Natur bezwingt, scheint der Mensch durch andere Menschen oder durch seine eigene Niedertracht unterjocht zu werden...

All unser Erfinden und unser ganzer Fortschritt scheinen darauf hinauszulaufen, daß sie materielle Kräfte mit geistigem Leben ausstatten und das menschliche Leben zu einer materiellen Kraft verdummen. Dieser Antagonismus zwischen moderner Industrie und Wissenschaft auf der einen Seite und modernem Elend und Verfall auf der anderen Seite, dieser Antagonismus zwischen den Produktivkräften und den gesellschaftlichen Beziehungen unserer Epoche ist eine handgreifliche, überwältigende und unbestreitbare Tatsache. Einige Parteien mögen darüber wehklagen; andere mögen wünschen, die modernen technischen Errungenschaften loszuwerden, um die modernen Konflikte loszuwerden... Wir für unseren Teil verkennen nicht die Gestalt des arglistigen Geistes, der sich fortwährend in all diesen Widersprüchen offenbart. Wir wissen, daß die neuen Kräfte der Gesellschaft, um richtig zur Wirkung zu kommen, nur neuer Menschen bedürfen, die ihrer Meister werden – und das sind die Arbeiter.»

Auf die heutige Situation des Imperialismus bezogen kann man festhalten, daß die breite Anwendung der Mikroelektronik den Grundwiderspruch zwischen Arbeit und Kapital zuspitzt. Zwischen dem ständig zunehmenden gesellschaftlichen Charakter der Produktion und der privatkapitalistischen Aneignung derer Ergebnisse gibt es keinen Raum, in dem sich ein herbeigeredeter «vernünftiger» und «sozialer» oder gar «gerechter» Kapitalis-

mus etablieren kann. Widersprüche und Antagonismen lassen sich nicht mit Wunschenken lösen. Der Imperialismus bemüht sich deshalb emsig, die wahren Zusammenhänge für den Arbeiter zu verschleiern. Da ist die Rede davon, daß man diese Entwicklung nicht stoppen könne, daß man sich davon nicht abkoppeln könne. Die globale Verflechtung und die Konkurrenz lasse gar keine andere Wahl. Und in der Zeitung *Die Welt* vom 1. April 1981 heißt es zur Mikroelektronik: «Allein eine elitäre Minderheit wird es sich leisten können, alternativ zu leben. Eine neue Stufe in der zivilisatorischen Evolution der Industriegesellschaft steht also bevor. Es bleibt nun höchstens zu spekulieren, wie anpassungsfähig der Mensch letztlich ist.» Und nun dürfen Sie als Leser dieses Beitrages sich ausmalen, wer diese «elitäre Minderheit» ist und wie alle anderen «angepaßt» werden. Die zitierten Sätze klingen nach Science-Fiction-Horror westlicher Prägung; dagegen ist das Gerede vom «Jobkiller Mikroelektronik» harmloses Geschwätz.

Karl Marx hat wissenschaftlich begründet, daß sich die einzelnen Gesellschaftsformationen auch durch das System der Produktionsverhältnisse und durch die materiell-technische Basis voneinander unterscheiden.

Die wissenschaftlich-technische Revolution ist der Wegbereiter für eine immer bessere Qualität der materiell-technischen Basis der Gesellschaft. Das soziale Wesen der Technik ist dabei eigentlich leicht zu erkennen. Unzweifelhaft nutzt der Mensch die weiterentwickelte Wissenschaft und Technik als Quelle des ökonomischen und im Sozialismus vor allem des sozialen Fortschritts. Nach *Marx* setzt sich im Kapitalismus der wissenschaftlich-technische Fortschritt «mit der blind zerstörenden Wirkung eines Naturgesetzes» [2] durch. Weil aber das soziale Wesen der Technik im Kapitalismus von den Füßen auf den Kopf gestellt wird, können die durch die wissenschaftlich-technische Revolution hervorgerufenen sozialen Konflikte nicht im Interesse der Menschen gelöst werden. Die Unterordnung des wissenschaftlich-technischen Fortschritts unter die Gesetze des Profits ist allein dafür verantwortlich zu machen. Einen «Dämon Technik» gibt es nicht, auch keine «Furie des Fortschritts», das sind allein imperialistische Erfindungen zur Verdummung der Arbeiterklasse. Das kann man schon bei *Karl Marx* nachlesen.

Mikroelektronik und der Staat

Der imperialistische Staat hat im Hinblick auf die Mikroelektronik drei wesentliche Forderungen, das sind:

- Stärkung der ökonomischen Positionen, um im harten Konkurrenzkampf der imperialistischen Industrienationen bestehen zu können.
- Stärkung der militärischen Positionen, um eine militärisch-technische Überlegenheit gegenüber den Staaten des Warschauer Vertrages zu ermöglichen.

- Totale elektronische Kontrolle der Bevölkerung, um soziale und demokratische Bewegungen unterdrücken und den staatlichen Machtapparat ausbauen zu können.

Die für die Mikroelektronik grundlegenden Voraussetzungen wurden in den USA entwickelt. Das waren das Transistor-Patent von 1948 und das Schaltkreis-Patent von 1958. Den damit gewonnenen Vorsprung zu halten, bemühen sich die USA im harten Konkurrenzkampf gegen Japan und gegen Westeuropa. Die Halbleiter-Monopole der drei imperialistischen Zentren erhalten von ihren Regierungen finanzielle Unterstützung in Milliardenhöhe. Dazu kommen riesige Summen aus den Rüstungshaushalten, weil die Mikroelektronik neuartige Waffensysteme ermöglicht, von denen man sich strategische Vorteile verspricht. Der Anteil der Elektronik/Mikroelektronik [3] bei einzelnen westlichen Waffensystemen beträgt im Verhältnis zu den Gesamtkosten etwa

Kampfpanzer	35 ... 40%,
Militärflugzeuge	35 ... 40%,
Überwasserschiffe	40%,
Luftverteidigungssysteme	50%,
Schnellboote	60%.

Das hat zur Folge, daß z. B. in den USA große Elektronikkonzerne heute zu den führenden Rüstungsproduzenten gehören. In den kommenden Jahren sollen die Ausgaben für die elektronische Hochrüstung nach Maßgabe des USA-Verteidigungsministeriums beträchtlich gesteigert werden, man will gegenüber seinen Konkurrenten einen Entwicklungsvorsprung von 5 bis 10 Jahren erreichen. Das trifft nicht gerade auf Gegenliebe bei den Verbündeten, die sich in ihrer Wettbewerbsfähigkeit und ihrem ökonomischen Expansionsbestreben beeinträchtigt sehen.

Datenverarbeitung und Mikroelektronik hängen eng zusammen, weil ja die wichtigsten Entwicklungsrichtungen der Mikroelektronik darauf hinauslaufen, Daten umfangreicher und schneller zu verarbeiten und große Datenmengen auf engstem Raum zu speichern. Kein Wunder also, wenn sich die Machtorgane des imperialistischen Staates mit Vehemenz dem Ausbau einer totalen elektronischen Überwachung widmen. Mit «Datenschutz-Gesetzen» und dem «Datenschutz-Beauftragten» der BRD-Regierung hat man sich zwar ein bescheidenes Feigenblatt geschaffen, aber der Schutz der Privatsphäre des Bundesbürgers ist fast Null.

Mikroelektronik und die Konkurrenz

Es ist klar, daß auch im ökonomischen Konkurrenzkampf der imperialistischen Industrienationen die Mikroelektronik eine besondere Rolle spielt. Der Kampf um größere Scheibendurchmesser, um höherintegrierte Schaltkreise und um Speicherschaltkreise mit größerem Speicherinhalt verschlingt umfangreiche finanzielle Mittel, nicht nur im Forschungsbereich, sondern

vor allem im Bereich neuer technologischer Produktionsinstrumente. Zur Unterstützung fließen zwar reichlich staatliche Geldquellen, aber nur große Firmen und Konzerne bringen heute die erforderlichen zusätzlichen Mittel noch auf. Damit verstärkt sich der Konzentrationsprozeß vor allem auf die multinationalen Konzerne.

Tabelle 1 Kapitalistischer Halbleitermarkt 1980

	USA	Japan	Westeuropa
Bevölkerung, in Millionen	230	120	390
Bruttosozialprodukt, in Mrd. Dollar	2600	1100	2800
Halbleitermarkt, in Mio. Dollar	4660	2980	2960
Anteil am kap. Weltmarkt, v. H.	40,0	26,0	26,0
Halbleiter je Kopf, in Dollar	20,3	24,8	7,6
Anwendung von Halbleitern je 1000 Dollar Bruttosozial- produkt, in Dollar	1,8	2,7	1,1

zitiert nach IPW-Berichte, Heft 11/1980, Seite 12

Das schillernde Bild der Mikroelektronik in den kapitalistischen Ländern ist allerdings trügerisch. Sicher gibt es eine Vielzahl neuer mikroelektronischer Bauelemente und interessanter Fertigprodukte. Aber unabdingbar verknüpft mit dieser Entwicklung sind Arbeitslosigkeit, Überproduktion, Kapitalentwertung und damit neue Pleitenrekorde. Selbst bei Konzernen setzt sich der Pleitegeier auf das Dach, wie jüngst das Beispiel *Telefunken* zeigt. Gegenseitige Rücksichtnahme kennen multinationale Konzerne nicht, solange der Profit in Gefahr ist. Da kommen auch wieder Erscheinungen hervor, die man schon als historisch betrachtete. Amerikanische Arbeiter der Autoindustrie zerschlugen japanische Autos, um den Zorn über ihre ausweglose Lage loszuwerden. Der Beifall kam natürlich von den Bossen der USA-Autoindustrie. Im Dezember 1982 inserierte eine kleine BRD-Elektronikfirma in einer Fachzeitschrift mit dem Slogan:

... eigene deutsche Fertigung
Wir werden weder französisch noch japanisch –
wir bleiben deutsch...

Zur Verschärfung der Situation trägt auch bei, daß die Halbleiter-Konzerne als eigentliche Bauelementehersteller heute sich neue Profitquellen erschließen, indem sie mit ihrem Wissensvorsprung in andere Fertigungsbereiche eindringen, Geräte und Anlagen produzieren und auf diese Weise die Konkurrenz verdrängen.

Tabelle 2 Umsatz an Integrierten Schaltkreisen 1980 (in Mio. Dollar)

Texas Instruments, USA	1300	Nippon Electric, Japan	525
National Semiconductor, USA	700	Fairchild, ehem. USA ²	450
Motorola, USA	675	Hitachi, Japan	400
Philips, Niederl. ¹	650	Fujitsu, Japan	375
Intel, USA	575	Toshiba, Japan	325

1 Einschließlich der 1975 aufgekauften Signetics, USA

2 1979 durch den französisch-amerikanischen Maschinenbaukonzern Schlumberger aufgekauft.

zitiert nach IPW-Berichte, Heft 10/1982, Seite 18

**Tabelle 3 Verwendungsstruktur
mikroelektronischer Bauelemente**

EDV-Industrie und Büro- maschinenbau	34%
Kommunikationstechnik	20%
Meß-, Steuer- und Regeltechnik	18%
Unterhaltungselektronik	13%
Haushalt- und Freizeitelektronik	11%
Autoelektronik	4%

zitiert nach IPW-Berichte, Heft 10/1982,
Seite 22

Mikroelektronik und die Rationalisierung

Die zunehmende Rationalisierung bis hin zu automatisierten Fertigungssystemen wurde vor allem durch die Entwicklung des Mikroprozessors möglich. Mikroelektronische Bauelemente sind durch den technischen Fortschritt und das Überangebot auf dem kapitalistischen Markt heute so billig, daß im großen Umfang ohne Rücksicht auf Arbeitsplätze und soziales Verhalten rationalisiert und automatisiert werden kann. Wenn der semantische Begriffsinhalt des Wortes *Rationalisierung* auch *vernünftig* bedeutet, so versteht der kapitalistische Unternehmer darunter keinesfalls ein vernünftiges Verhalten gegenüber dem «Sozialpartner». Im Gegenteil, die Demagogie der Unternehmer geht soweit, dem «Arbeitnehmer» die Schuld an der gegenwärtigen Situation der Wirtschaft anzulasten. Weil er über die Gewerkschaft Lohnerhöhungen verlange und teilweise durchsetze, verschlechtere sich die Ertragslage der Betriebe, dadurch würden Rationalisierungsinvestitionen erforderlich, und letztlich würde die Arbeitslosigkeit davon größer. Somit würden sich nach Unternehmermeinung also die «Arbeitnehmer» die

Arbeitslosigkeit auf Grund ihres ungenügenden «Wohlverhaltens» selbst organisieren. Kein Wunder also, wenn die Unternehmer die erst mit der Mikroelektronik möglichen Roboter euphorisch begrüßen. Endlich haben sie den stumpfsinnigen Arbeiter (und viel mehr ist ein Roboter nicht!), der keine Gewerkschaft gründet, der keine sozialen Forderungen stellt und der immer «Wohlverhalten» zeigt, solange ihn das Wartungspersonal am Arbeiten hält. Und vor seinem geistigen Auge sieht der Unternehmer schon seine menschenleere Fabrik, in der Roboter für ihn fleißig werkeln.

*

Die westlichen Futurologen malen ein vielseitiges Bild der Zukunft, es reicht vom Zweckoptimismus bis zum düsteren Untergang, wenn sie die Auswirkungen der Mikroelektronik einbeziehen. Zum Glück ist die Wirklichkeit konkreter. Die Mikroelektronik ist eine Herausforderung an die gesamte Menschheit, weil diese den wissenschaftlich-technischen Fortschritt braucht. In den sozialistischen Staaten nutzen wir die Mikroelektronik in erster Linie mit und für den Werktätigen, für den Ausbau unserer materiell-technischen Basis, für die Erfüllung der Hauptaufgabe. Im Mittelpunkt steht der Mensch, für dessen schöpferische Tätigkeit mehr Raum geschaffen wird. Unter kapitalistischen Verhältnissen verschärft die Anwendung der Mikroelektronik die Widersprüche zwischen Arbeit und Kapital, vergrößert sie die unüberbrückbare Kluft zwischen Arbeiter und Unternehmer weiter. Bei der Anwendung der Mikroelektronik gleicht der Kapitalist «dem Hexenmeister, der die unterirdischen Gewalten nicht mehr zu beherrschen vermag, die er heraufbeschwor», heißt es im Kommunistischen Manifest!

Literatur

- [1] Marx/Engels, Werke, Band 12, Berlin 1961, Seite 3 ff
- [2] K. Marx, Das Kapital. Erster Band, In: Marx/Engels, Werke, Band 23, Seite 465, Berlin 1962
- [3] zitiert nach IPW-Berichte, Heft 4/1981, Seite 18
- [4] Beitragsfolge zu Problemen der kapitalistischen Anwendung der Mikroelektronik und informationsverarbeitender Technologien. In: IPW-Berichte, Heft 9/1980 bis Heft 4/1981

Leipziger Frühjahrsmesse 1983 Programmierte Effektivität durch Mikroelektronik

Unter dem Thema *Programmierte Effektivität durch Mikroelektronik* stellte die *Leipziger Frühjahrsmesse 1983* in allen technischen Angebotsbereichen heraus, welche Lösungen für die Anwendung der Mikroelektronik in internationaler Breite gegenwärtig verfügbar sind. Damit reagierte Leipzig erneut auf aktuelle Entwicklungen von Wissenschaft und Technik. Für Konstrukteure und Technologen, für Unternehmensleiter aller Wirtschaftsbereiche und technische Einkäufer ist die Auseinandersetzung mit den Möglichkeiten der Mikroelektronik und die Einbeziehung mikroelektronischer Lösungen in die eigene Tätigkeit eine Aufgabe von brennender Aktualität. Sowohl die Entscheidung über den Einsatz neuer Produktionsausrüstungen, die mit der Mikroelektronik eine höhere Leistungsfähigkeit sichern, als auch die Integration mikroelektronischer Lösungen in eigene Erzeugnisse und Leistungen erfordern gründliche Information und sorgfältige Entscheidung.

Angesichts der großen Breite, mit der die Schlüsseltechnologie Mikroelektronik auf die technische Entwicklung in allen Produktionszweigen einwirkt, war von vornherein die Zusammenfassung von Anwendungsbeispielen der Mikroelektronik – etwa in einer besonderen Angebotsgruppe der Messe – ausgeschlossen. Jeder Fachbesucher fand die ihn interessierenden Neuheiten in den seinem Fachgebiet entsprechenden Angebotsgruppen des Maschinenbaus und der Elektrotechnik/Elektronik. Mit einem speziellen Symbol als Blickfang machten die Aussteller auf ihre Beiträge zum Gesamtangebot der Mikroelektronik aufmerksam.

Das Messeangebot veranschaulichte überzeugend, mit welchen Nutzungskomponenten die Mikroelektronik die Leistungsfähigkeit von Ausrüstungen und Verfahren erhöht. Die Steigerung der Produktivität – Verringerung oder Einsparung menschlicher Arbeitskraft bei der Bedienung oder Überwachung von Prozeßabläufen – wurde im Werkzeugmaschinenbau besonders deutlich sichtbar. Die Werkzeugmaschinenkombinate der DDR zeigten an 70% der ausgestellten Maschinen mikroelektronische Steuerungen. Einzelmaschinen, Fertigungszellen und Bearbeitungszentren sind durch automatische Steuerung in allen Achsen, durch Werkzeugmagazine, Werkstückspeichereinrichtungen bzw. Roboterbeschickung auf bedienarmen Betrieb bzw. vollautomatische Produktion eingerichtet. Die Nutzung von Industrierobotern für die Automatisierung schwerer und gesundheitsschäd-

licher Arbeiten sowie zunehmend auch die automatisierte Montage demonstrierten besonders eindrucksvoll die Einsparung menschlicher Arbeitskraft unter Nutzung mikroelektronischer Steuerungstechnik.

Eine spürbare Steigerung der Qualität und Präzision der Fertigung durch Einsatz der Mikroelektronik demonstrierte der Landmaschinenbau mit der Mähdrescherfamilie *E512*, *E514* und *E516*. Von der Lenkautomatik und Schnitthöhenverstellung bis zu einem Körnerverlustmeßgerät und weiteren Kontrolleinrichtungen werden an diesen Mähdreschern 19 Funktionen mikroelektronisch gesteuert, um hohe Ernteergebnisse zu sichern.

Der Einsatz der Mikroelektronik zur Erhöhung der Sicherheit durch Ausschaltung des «menschlichen Versagens» wurde im Messeangebot des VEB *Schwermaschinenbaukombinat* TAKRAF durch die mikroelektronische Lastmomentbegrenzung für Krane gezeigt. Durch Mikrorechner wird in jeder beliebigen Auslegerstellung das Überschreiten der zulässigen Belastung verhindert und damit jede Havarie ausgeschaltet.

Von unübersehbarer Breite war selbstverständlich der Einsatz der Mikroelektronik in der Elektrotechnik/Elektronik und Nachrichtentechnik, in der Meßtechnik und Datenverarbeitung. In diesen Industriezweigen und den entsprechenden Messebranchen war schon in den vergangenen Jahren die mikroelektronische Lösung der Standard bei neuen Geräten und Ausrüstungen.

Das breite Angebot von Anwendungslösungen der Mikroelektronik und die große Vielfalt der Anwenderprobleme und Lösungsmöglichkeiten erforderte Orientierungshilfen. Dementsprechend war das wissenschaftlich-technische Programm der Messe besonders auf diesen Schwerpunkt gerichtet. Ein bedeutender Teil der rund 200 Fachvorträge der *Leipziger Frühjahrsmesse 1983* bot Information über Anwendung und Einsatzerfahrungen der Mikroelektronik. Zur Erhöhung der Übersichtlichkeit wurde das Themenangebot in Vortragsreihen gegliedert. Behandelt wurden solche Schwerpunkte wie Bauelemente und Baugruppen, Technologien in der Information und Kommunikation, Steuerungen und Industrierobotertechnik sowie Antriebssteuerungen für Be- und Verarbeitungsprozesse und auch mikroelektronische Problemlösungen für Transport und Warenumschlag. In diesen Vorträgen erläuterten Fachleute der ausstellenden Unternehmen Anwendungsmöglichkeiten und Nutzen der von ihnen angebotenen Systeme und geben damit wertvolle Hinweise für Kaufentscheidungen.

Treffpunkt der Wissenschaftler und Forscher auf dem Gebiet der Mikroelektronik war der wissenschaftliche Kongreß *Effektive Rationalisierung und Automatisierung durch Mikroelektronik*, der vom 14. bis 16. März in Leipzig Wissensstand und künftige Tendenzen der Mikroelektronik behandelte. Dieses internationale Wissenschaftlertreffen befaßte sich mit prinzipiellen Problemen und Erfahrungen der Entwicklung und des Einsatzes mikroelektronischer Bauelemente und Baugruppen, mit verfahrens- und fertigungstechnischen Problemen sowie neuen Erkenntnissen über die rationelle Erarbeitung von Systemunterlagen und Software und gab ohne Zweifel für die künftige Entwicklung auf diesem Gebiet wertvolle Impulse.

Bauelemente der Elektronik

Im VEB Kombinat *Mikroelektronik* sind gegenwärtig 55000 qualifizierte und überaus engagierte Menschen unseres Landes in 23 Betrieben mit der Entwicklung und der Produktion von mikroelektronischen Bauelementen befaßt. Auf der Leipziger Frühjahrsmesse offerierte der VEB *Halbleiterwerk* Frankfurt (Oder) 165 Erzeugnisse, darunter etwa 60 Neu- und Weiterentwicklungen. Zu diesen neuen Bauelementen gehören u.a. nachfolgend genannte bipolare Schaltkreise.

A 301 V

Initiatorschaltkreis für induktive Schlitz-, Näherungs- und Ringinitiatoren sowie für allgemeine Anwendung; kompatibel mit allen TTL-, DTL- und MOS-Systemen – neu im 8poligen DIL-Plastgehäuse; Vergleichstyp: *TGA 205 A*.

A 3501 D

Integrierte Video-Kombination für Farbfernsehempfänger; Vergleichstyp: *TDA 3501*.

A 3510 D

Integrierter PAL-Dekoder für den Einsatz in Farbfernsehempfängern; Vergleichstyp: *TDA 3510*.

A 3520 D

Integrierter SECAM-Dekoder für Farbfernsehempfänger; Vergleichstyp: *TDA 3520*.

B 304 D, B 305 D, B 306 D

Integrierte Initiatorschaltkreise mit antivalenten Ausgangsstufen, einstellbarer Hysterese, interner Spannungsstabilisierung, Wärmeschutzschaltung und Programmierungseingängen; Vergleichstyp: Weiterentwicklung des *TCA 205 A*.

B 315 D/E/K, B 360 D/E/K, B 380 D/E/K

Integrierte Transistorarrays mit 4 npn-Transistoren ohne (1,3 W) und mit Kühlkörper (4 W), 15/60/80 V; Vergleichstypen: *Q2T 2222, TPQ 2222, TPQ 2221, CA 3725, Q2T 3725*.

B 556 D

Integrierter Zweifach-Zeitgeberschaltkreis mit universellem Einsatz; Vergleichstyp: *LM 556*.

B 721 D

Integrierter Vierfach-Präzisionsstromquellen-Schaltkreis für D/A-Wandler, TTL- und CMOS-kompatibel.

B 4761 D, B 4765 D

Kostengünstige universelle Vierfach-Operationsverstärker mit *Darlington*-Ausgang und interner Frequenzkompensation; *B 4765 D* mit erweitertem Temperaturbereich; Vergleichstyp: *TAA 4761 A, TAA 4765 A*.

D 121 D, E 121 D

Integrierter bipolarer monostabiler Multivibratorschaltkreis (*E 121 D* mit erweitertem Temperaturbereich); Vergleichstypen: *SN 74 121 N, SN 121 N*.

D 175 D, E 175 D

Integrierter bistabiler 4-Bit-Verriegelungsschaltkreis (*E 175 D* mit erweitertem Temperaturbereich); Vergleichstypen: *SN 74 175 N, SN 84 175 N*.

D 345 D, D 346 D, D 347 D, D 348 D

Integrierte BCD-zu-7-Segment-Dekoder/Treiber mit regelbaren Konstantstromausgängen,

D 356 D, E 356 D

Integrierte I²L-Zeitablauf-Steuerschaltkreise, Ableittypen der *IS D 355 D / E 355 D* mit halbiertes Ausgangsspannung.

D 395 D

Integrierter bipolarer Treiberschaltkreis für Schrittmotoren und Magnete, Weiterentwicklung des *D 394 D*.

HFO-ISA-System

Integrierte Schaltungsordnungen unter Verwendung von Si-Chips mit fester Elementanordnung und variablem Verbindungsmuster zur Herstellung von Kundenwunschsaltungen mit kleinen Bedarfsgrößen.

Integrierte Schaltkreise in Low-power-Schottky-Technologie

		Vergleichstyp
<i>DL 014 D</i>	6 <i>Schmitt</i> -Trigger-Inverter	<i>SN 74 LS 14 N</i>
<i>DL 037 D</i>	4 NAND-Leistungsgatter mit je 2 Eingängen	<i>SN 74 LS 37 N</i>
<i>DL 038 D</i>	4-fach-NAND-Buffer mit 2 Eingängen, offener Kollektor	<i>SN 74 LS 38 N</i>
<i>DL 040 D</i>	2 NAND-Leistungsgatter mit je 4 Eingängen	<i>SN 74 LS 40 N</i>
<i>DL 090 D</i>	Dekadischer Zähler	<i>SN 74 LS 90 N</i>
<i>DL 093 D</i>	4-Bit-Dualzähler	<i>SN 74 LS 93 N</i>
<i>DL 112 D</i>	Dual-negativ getriggertes JK-Flip-Flop	<i>SN 74 LS 112 N</i>
<i>DL 123 D</i>	2fach rücksetzbarer Multivibrator	<i>SN 74 LS 123 N</i>
<i>DL 132 D</i>	4fach <i>Schmitt</i> -Trigger, NAND-Gatter, 2 Eingänge	<i>SN 74 LS 132 N</i>
<i>DL 192 D</i>	Vor-/Rückwärts-Dekadischer Zähler mit separatem Vor-/Rückwärts-Takt	<i>SN 74 LS 192 N</i>
<i>DL 193 D</i>	Vor-/Rückwärts-binärer Zähler mit separatem Vor-/Rückwärts-Takt	<i>SN 74 LS 193 N</i>

Integrierte *Schottky*-TTL-Interface-Schaltkreise

		Vergleichstyp
<i>DS 8205 D</i>	1-aus-8-Binärdekoder	<i>I 8205</i>
<i>DS 8212 D</i>	8-Bit-Bustreiber mit Speicher, Tri-state-Ausgangsstufen	<i>I 8212</i>
<i>DS 8216 D</i>	4-Bit-parallel-arbeitender bidirektionaler Bustreiber, Tri-state-Ausgangsstufen	<i>I 8216</i>
<i>DS 8282 D</i>	8-Bit-Bustreiber mit Speicher	<i>I 8282</i>
<i>DS 8283</i>	mit Tri-state-Ausgängen, <i>DS 8282 D</i> am Ausgang nichtinvertierend, <i>DS 8283 D</i> invertierend	<i>I 8283</i>
<i>DS 8286 D</i>	8-Bit-bidirektionale Bustreiber	<i>I 8286</i>
<i>DS 8287 D</i>	mit Tri-state-Ausgängen, <i>DS 8286 D</i> nichtinvertierend, <i>DS 8287 D</i> invertierend	<i>I 8287</i>

Zu den neuentwickelten Transistoren und Dioden gehören

SU 178, SU 179, SU 180

Silizium-npn-Leistungsschalttransistoren 35/60 W, 800 ... 1200 V, 5 ... 7,5 A für elektronische Leuchtstofflampen-Vorschaltgeräte.

SY 356

Schnelle 3-A-Silizium-Gleichrichterdiode im Plastikgehäuse für Sperrspannungen bis 1000 V zum vorrangigen Einsatz in Schaltnetzteilen mittlerer Leistung.

B 25 C 275

Selen-Netzgleichrichter in Brückenschaltung 25 V/275 mA.

Bei den unipolaren Schaltkreisen des VEB *Funkwerk* Erfurt gibt es nachfolgende Neuentwicklungen

Zähler U 125 D

Multivalent nutzbarer 4stelliger Zähler, der die elektromechanischen Zähler ablöst und somit eine Erhöhung der Zuverlässigkeit bewirkt. Der Schaltkreis enthält einen 4stelligen Zähler, der in seiner Zählweise umschaltbar ist. Diesem Zähler sind 2 Vorwahlschalter zugeordnet, deren Inhalt durch Koinzidenzschaltungen mit dem aktuellen Zählerstand verglichen werden kann. Der Schaltkreis arbeitet im Multiplexbetrieb.

Zählerfrequenz: 500 kHz

Eingangslogik: – 2stellig und Lademöglichkeit, digital erzeugendes Laden, dekadenweises Zählen-Laden
 – Eingaberegister seriell, parallel
 – Vorwahlregister
 – Summen-Differenz-Eingang
 – Triggerschaltung

- Ausgangslogik: – 2 voreinstellbare Speicher
 – 7 Segment (nicht direkt betreibbar), BCD-Ausgang
 – koinzidenter Ü-Vorzeichenausgang
- Sonderfunktion: – Vornullunterdrückung
 – kleiner, größer, gleich
 – dezimale Zählerweise
 – programmierbarer Vorteiler
 1 Hz, 1/60 Hz
 – als Uhr treibbar
 – 3 Zählerweisen möglich

Unipolarer Zählerschaltkreis *U 126 D*

Der MOS-Schaltkreis *U 126 D* ist ein in n-Kanal-Silicon-Gate-Technologie gefertigter 4stelliger Vor-/Rückwärtszähler im 40poligen DIL-Plastgehäuse. Er stellt einen digitalen Schaltkreis mit Steuerteil und Zählerteil für den Einsatz in Service-Multimetern und Service-Zählern dar. Der Schaltkreis enthält:

- einen 4-Dekaden-Vor-/Rückwärtszähler (mit Speicher, Multiplexer, 7-Segment- und BCD-Dekoder sowie Polaritätsanzeige),
- einen Steuerteil für DVM-Betrieb (mit Zeitsteuerung und Vor-/Rückwärtssteuerung).

$$U_{CC} = 5 \text{ V} \pm 0,25 \text{ V}; \quad I_{CC} = \text{max. } 40 \text{ mA.}$$

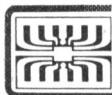
Infrarot-Fernbedenungs-Sender-Schaltkreis *U 807 D*

Die Schaltung ist für die Erzeugung geeigneter Signale zur Befehlsübertragung mit Infrarotlicht ausgelegt. Als zusätzliche Betriebsart ist die diskrete Befehlsübertragung (Lakcel-Bedienung) zum Empfängerschaltkreis *U 806 D* vorgesehen. Die jeweilige Funktionsart kann durch Anlegen geeigneter Logiksignale an die modusbestimmenden Eingänge programmiert werden. Weitere Eigenschaften:

- Es können 2×64 Befehle übertragen werden (d. h. 64 Befehle je Startbit).
- Bei senderseitiger Wahl des adressierenden Startbits können durch einen Sender zwei Empfangssysteme (z. B. Fernsehen und Rundfunk) aktiviert werden.
- Zur Befehlsübertragung werden pulsabstandsmodulierte 7-Bit-Worte seriell ausgegeben.
- Geringer Stromverbrauch sowie sicherer Betrieb im Bereich 7 bis 10 V.
- 24poliges DIL-Plastgehäuse; 2,54 mm Raster; 15 mm Reihenabstand.

Infrarot-Fernbedenungs-Empfänger-Schaltkreis *U 806 D*

Der Empfängerschaltkreis ist Teil eines Fernbedienungssystems, das die direkte Befehlsübertragung von 2×64 Befehlen ermöglicht. Er gestattet durch spezielle Schaltungsmaßnahmen eine hohe Störsicherheit. Die Eingänge von 31 Befehlen sind über eine diodencodierte 5-Bit-Schnittstelle am Schaltkreis direkt möglich (Bedienung am Gerät). 4 Analogfunktionen werden als veränderliches Tastverhältnis einer Frequenz ausgegeben. Der



Schaltkreis kann einen 4-Bit-Programmspeicher ansteuern. Es ist die Ausgabe eines seriellen Datenbusses möglich, wodurch sich eine weitere Befehlsverarbeitung in anderen Systemen ermöglichen läßt. 24poliges DIL-Plastgehäuse im 2,54-mm-Raster und 15 mm Reihenabstand.

Doppel-MOS-Transistor *SMY 62*

Dieser Transistor dient der Realisierbarkeit der Elektronik für die Spiegelreflexkamera *B 201*. Der Typ *SMY 62* ist ein p-Kanal-MOS-Doppeltransistor vom Verarmungstyp ohne Gateschutzdiode im 8poligen «Flat-pack»-Gehäuse. Die Funktionen des Eingangstransistors im Rahmen der gesamten Kameraelektronik bestehen darin, den durch die Umwelthelligkeit in der Fotodiode der Kamera erzeugten Strom im Bereich von Pikoampere (Aufnahme in dunklen Räumen) bis Milliampere (Aufnahme bei hoher Umwelthelligkeit) mit hoher Linearität an den bipolaren Analogverstärkerschaltkreis anzupassen;

$$P_{\text{tot}} = 0,1 \text{ W}; \quad U_{\text{DS}} = 6 \text{ V}; \quad I_{\text{GSS}} = 0,5 \text{ pA}.$$

Zu den neuen optoelektronischen Bauelementen des VEB *Werk für Fernsehelektronik* Berlin zählen:

Leuchtdioden

Rot-, grün-, gelb- und orangeleuchtende Lichtemitterdioden auf Festkörperbasis in Allplastverpackung. Die Dioden sind für den Einsatz als Anzeige- und Kontrollelemente vorgesehen. Durch unterschiedliche Abmessungen und Bauformen lassen sie sich für vielfältige Anwendungen als Einzeldioden, in Zeilen und in Matrizen verwenden. Das Typenprogramm wurde durch die Dreieckdioden *VQA ... 49* erweitert.

SP 105

Implantierte Si-Sensorzelle mit eingeschlossenem Glasfilter. Die Sensorzelle wird als Fotodetektor für elektrisch gesteuerte Kameras eingesetzt und entspricht in Bauform und Parametern höchsten Anforderungen elektronischer Innenlichtmessung.

VQE 11, VQE 12, VQE 13, VQE 14

VQE 21, VQE 22, VQE 23, VQE 24

Rot- oder grünleuchtende Lichtschachtbauelemente mit Diodenchips auf Festkörperbasis. Die Bauelemente sind 2stellige 7-Segment-Anzeigen zur Darstellung von Ziffern oder einigen mathematischen Zeichen. Sie werden als Anzeigelemente in elektronischen Geräten eingesetzt.

MB 125

Der Reflexkoppler in Miniaturbauweise *MB 125* wurde speziell für die Unterhaltungs- und Industrieelektronik entwickelt. Er wird z.B. als End-

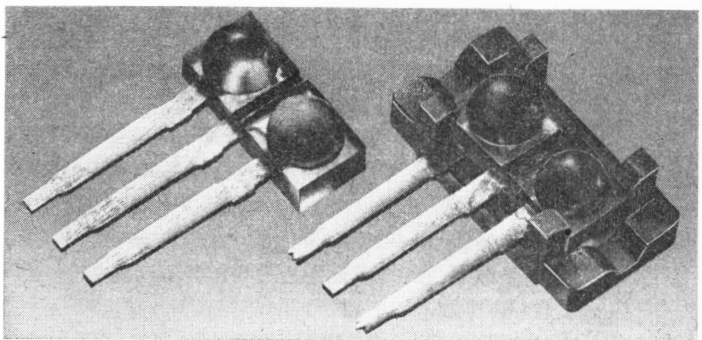
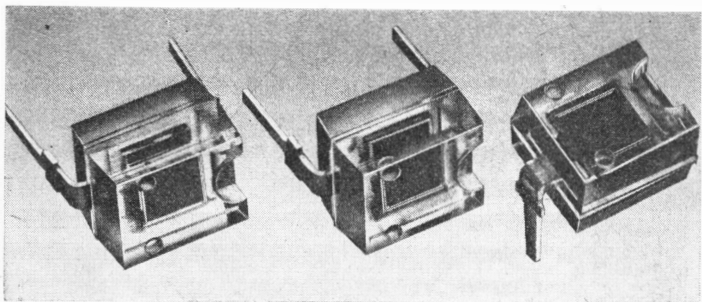
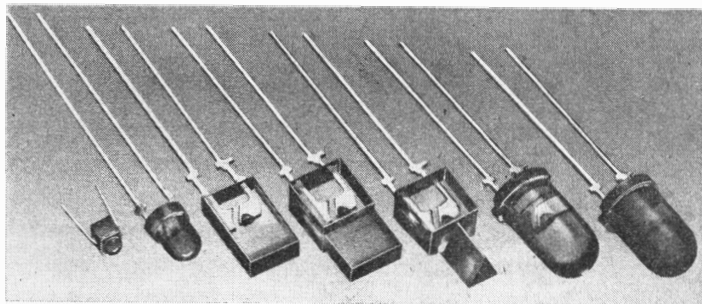


Bild 1 Leuchtdioden in unterschiedlichen Ausführungsformen (VEB Werk für Fernsehelektronik Berlin)

Bild 2 Silizium-Senzorzelle SP 105, die als Fotodetektor verwendet wird (VEB Werk für Fernsehelektronik Berlin)

Bild 3 Reflex-Optokoppler MB 125 für die Unterhaltungs- und Industrieelektronik (VEB Werk für Fernsehelektronik Berlin)

abschalter, für die Drehzahlüberwachung oder als Fühlerelement in Bewegungsgebern unterschiedlichster Art eingesetzt.

VQ 121, SP 212

VQ 123, SP 213

GaAs-Infrarotemitterdioden und Si-npn-Planar-Fototransistoren, die in Bauform und Parametern aufeinander abgestimmt sind. Sie sind für den Aufbau von Lichtschranken in Erzeugnissen der Spielwarenindustrie, der Unterhaltungselektronik und der Industrieelektronik vorgesehen. Ihre Bauformen gestatten den Aufbau von Zeilen und Matrizen.

Aus dem VEB *Zentrum für Forschung und Technologie Mikroelektronik* Dresden kommen nachfolgende neue Schaltkreise.

Schmitt-Trigger-Schaltkreis U 4093 D

Der Schaltkreis *U 4093 D* enthält 4 NAND-Gatter mit je 2 Eingängen mit *Schmitt-Trigger*-Verhalten und wird in CMOS-SGT-Technologie hergestellt. Der Schaltkreis ist für den Einsatz in der Steuerungstechnik vorgesehen. Betriebsspannung: 3 bis 15 V

Treiber-Schaltkreis U 40098 D

Der Schaltkreis *U 40098 D* enthält 6 invertierende Treiberstufen mit Tristate-Ausgängen und wird in CMOS-SGT-Technologie hergestellt. Der Schaltkreis ist für den Einsatz in der Steuerungstechnik vorgesehen. Betriebsspannung: 3 bis 15 V

Dekoder-Schaltkreis U 40511 D

Der Schaltkreis *U 40511 D* enthält einen BCD-zu-7-Segment-Dekoder mit Zwischenspeicher und wird in CMOS-SGT-Technologie hergestellt. Mit der Hexadezimalanzeige können außer den Ziffern 0 bis 9 auch die Buchstaben A, B, C, D, E und F angezeigt werden. Betriebsspannung: 3 bis 15 V.

Statischer Schreib-Lese-Speicher U 214 D

Der Schaltkreis *U 214 D* ist ein hochintegrierter statischer Schreib-Lese-Speicher (RAM) mit wahlfreiem Zugriff. Er ist in der Form 1024 Werte zu je 4 Bit organisiert. Der Schaltkreis wird in n-Kanal-Gate-Technologie gefertigt.

Zugriffszeiten: 450 ns, 300 ns, 200 ns

Signalpegel: TTL-kompatibel

Automatische Leistungsreduzierung im nichtausgewählten Zustand.

Versorgungsspannung: 5 V.

18poliges DIL-Gehäuse.

Festwertspeicher-Schaltkreis U 555 C (EPROM)

Der Schaltkreis *U 555 C* ist ein elektrisch programmierbarer, UV-löschbarer Festwertspeicher in n-Kanal-Silizium-Gate-Technologie mit einer Speicherkapazität von 8 kbit. Er ist in der Form $1\text{ k} \times 8$ Bit organisiert.

Zur Auswahl der 1-k -Adressen stehen 10 Adresseneingänge zur Verfügung. Alle Ein- und Ausgänge sind TTL-kompatibel.

Zugriffszeit: 450 ns (getaktet).

Statischer Lese-Schreib-Speicher U 215 D

Der Schaltkreis U 215 D ist ein hochintegrierter statischer Lese-Schreib-Speicher (RAM) mit wahlfreiem Zugriff. Er ist in der Form 1024×1 Bit organisiert. Der Schaltkreis wird in n-Kanal-Gate/ED-Technologie gefertigt.

Zugriffszeit: 95 ns.

Ein- und Ausgänge sind TTL-kompatibel.

Betriebsspannung: $U_{CC} = 5$ V.

Treiber-Schaltkreis U 4050 D

Der Schaltkreis enthält 6 nichtinvertierende Treiber/Pegelumsetzstufen und wird in CMOS-SGT-Technologie hergestellt. Der Schaltkreis ist für den Einsatz in der Steuerungstechnik vorgesehen.

Neben den bereits bewährten elektronischen Taschenrechnern MR 511, MR 610, MR 609, MR 4110, MR 412, MR 411 zeigte der VEB Mikroelektronik Wilhelm Pieck Mühlhausen 2 Neuentwicklungen.

MR 510

Das ist ein leistungsfähiger 4-Spezies-Taschenrechner mit Zusatzfunktionen und Speicher. Sein Gebrauchswert, seine äußeren Abmessungen (Scheckkartengröße) sowie seine Form und Gestaltung entsprechen dem internationalen Spitzenniveau in seiner Kategorie.

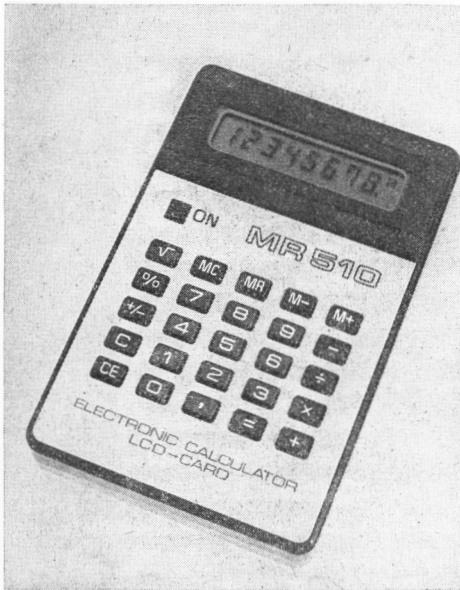


Bild 4

Der Taschenrechner MR 510 im Scheckkartenformat ist ein 4-Spezies-Rechner mit Zusatzfunktionen und Speicher (VEB Mikroelektronik Wilhelm Pieck Mühlhausen)

MR 6090

Das ist ein wissenschaftlich-technischer Taschenrechner, 4 Spezies, Konstantenrechnung, Speicherfunktionen, wissenschaftlich-technische Zusatzfunktionen, trigonometrische Funktionen und Logarithmen. Durch den Einsatz von *R6*-Zellen als Stromversorgung läßt sich ein kostengünstiger Betrieb ermöglichen. Die Formgebung ist dem internationalen Standard angepaßt. Die Schrägstellung des Rechners führt zu einem nicht ermüdenden Arbeiten und bietet gute Ablesbedingungen.

Rundfunk und Fernsehen

Im Mittelpunkt des Angebots stehen eine Reihe von Neu- und Weiterentwicklungen, ergänzt durch bekannte Spitzenerzeugnisse. Mit diesen Geräten demonstriert überzeugend der VEB Kombinat *Rundfunk und Fernsehen* den Einsatz moderner Bauelemente der Mikro- und Optoelektronik.

Zu den neuen Farbfernsehempfängern des VEB *Fernsehgerätekwerke Friedrich Engels* Staßfurt gehört der *Colorett 4006*. Es handelt sich um ein Basisgerät für modifizierte Exportvarianten und ist mit einer 56-cm-Inline-Farbbildröhre (in 110°-Technik) ausgestattet. Diese bereits herstellerseitig mit seinen Ablenkmitteln und entsprechenden Korrekturvorrichtungen voreingestellte Röhre sichert somit hinreichende Konvergenz- und Farbreinheitseigenschaften. An das Bildröhrenkonzept harmonisch angepaßt ist ein

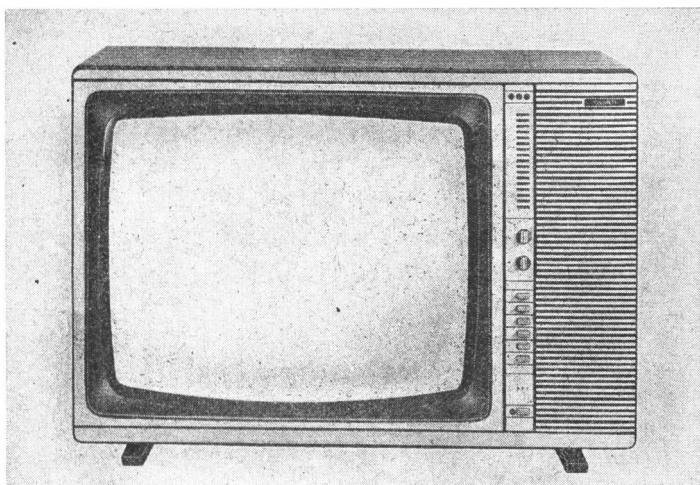


Bild 5 Ein neues Basisgerät für Exportvarianten ist der Farbfernsehempfänger *Colorette 4006* (VEB *Fernsehgeräte Friedrich Engels* Staßfurt)

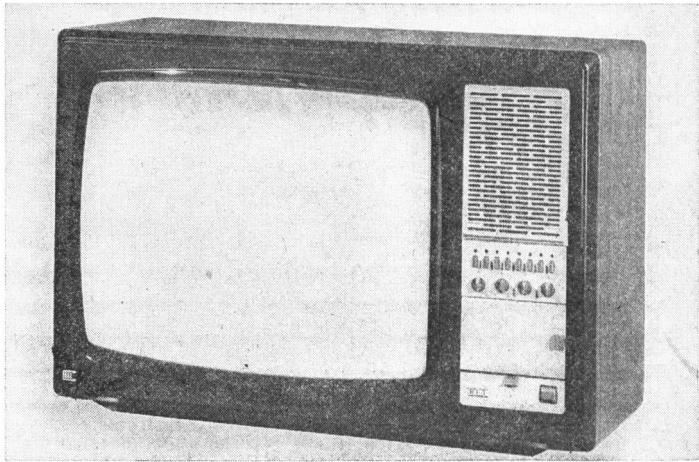


Bild 6 Der neue Farbfernsehempfänger Novatron 6000/1 hat eine 61-cm-Lochmaskenbildröhre in 90°-Delta-Technik (VEB Fernsehgerätekwerke Friedrich Engels Staßfurt)

Vollplastfrontrahmen im modernen Design und ein Gehäusekorpus in Soft-line-Ausführung. Vollplastfrontrahmen und Korpus gestatten unterschiedliche Varianten der Ausführung und entsprechende Kombinationen.

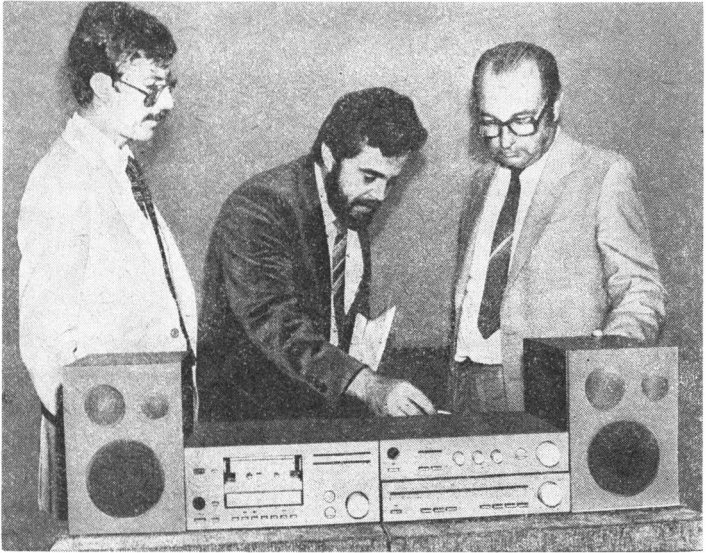
Das Gerät verfügt über Dreheinsteller und Drucktasten ohne Fernbedienung. Hierzu sind die vorwiegend zu benutzenden Bedienelemente wie Einsteller für Helligkeit und Lautstärke sowie Drucktasten zur Programmschaltung im Bedienfeld sichtbar nach außen geführt. Unter einer schwenkbaren Zierklappe befinden sich die Einstellelemente zur Voreinstellung, wie Senderspeicher mit Abstimmeinstellern, Bandumschaltern sowie Einsteller für Kontrast, Farbe und Klang. Eine «AFC»-Taste ist ebenfalls hinter der genannten Zierklappe verdeckt angebracht. Sie kann nach erfolgter Programmierung gedrückt werden, so daß die Sender bei Betrieb des Geräts und bei der Programmumschaltung jeweils konstant abgestimmt bleiben.

Ebenfalls frontseitig, unter einer weiteren Zierabdeckung, befinden sich Anschlußbuchsen für Magnettonband und Kopfhörer sowie eine Taste zur Tonabschaltung.

Dazu wurden 3 Gerätetypen einer neuen Grundkonzeption in der bewährten 90°-Delta-Technik vorgestellt, und zwar:

Novamat 4004/5

61-cm-Lochmaskenbildröhre, neues Empfangsteil, frei wählbarer 6fach-Speicher, neues Chassis, Transformatornetzteil, MTC, FH, AV-Anschlußteil.



*Bild 7 Eine Neuentwicklung ist das HiFi-Minikomponentensystem S 3000
(VEB Stern-Radio Sonneberg)*



*Bild 8 Gefällig im Design ist der neue Mono-Heimsuper Strelasund
(VEB ROBOTRON-Vertrieb Stralsund)*

Novatron 6000/1

61-cm-Lochmaskenbildröhre, Empfangsteil mit ZDA-Modul, frei wählbarer 8fach-Speicher mit Kurzhub-Tipptasten, neues Chassis, Niedervoltschaltnetzteil, MTG-, FH-AV-Anschluß.

Novamat 6006/7

61-cm-Lochmaskenbildröhre, neues Empfangsteil, Tuner und NF-Modul, frei wählbarer 6fach-Speicher, neues Chassis, Niedervoltschaltnetzteil, MTG, FH, AV-Anschluß.

In der Erzeugnislinie Hörrundfunkempfangstechnik zeigte der VEB *Stern-Radio* Sonneberg als Neuheit das HiFi-Minikomponentensystem *S 3000*. Es besteht aus den Komponenten Stereoverstärker (2×20 VA), Rundfunktuner mit LED-Anzeige, Kassettenteil (logikgesteuertes Tipptastenlaufwerk, 2-Motoren-Prinzip, LED-Aussteuerungsanzeige, Bandlängenzählwerk, gedämpfter Kassettentlift). Das Werk Stralsund des VEB ROBOTRON-Vertrieb Berlin liefert den neuen Monoheimempfänger *Strelasund 1022*. Die Wellenbereiche sind UKW/MW/KW (49-m-Band), die NF-Ausgangsleistung ist 3 VA.

Bei den Radiorekordern und den Reiseempfängern wurde das derzeit in Produktion befindliche Sortiment gezeigt. Mit der Bezeichnung *Stereo-Kassettenrekorder SKR 501* wird eine Weiterentwicklung des *SKR 500* gekennzeichnet, bei der das neue Laufwerk *LW 610*, eine gedämpfte Kassettentklappe und LED-Anzeige Ketten eingesetzt sind. Neu ist aus dem VEB *Nachrichtenelektronik* Greifswald ein flacher MW-Taschenreceiver in Ein-Chip-Ausführung ($69 \text{ mm} \times 155 \text{ mm} \times 27 \text{ mm}$).



Bild 9

Im flachen Miniformat präsentiert sich der neue MW-Taschenempfänger G 1000 (VEB Nachrichtenelektronik Greifswald)



Bild 10
Sehr flach gehalten ist
der neue Phonoautomat
SP 3000 (VEB Phono-
technik Pirna/Zittau)

Mehrere Neu- bzw. Weiterentwicklungen bei Phonogeräten zeigte der VEB *Phonotechnik* Pirna/Zittau. Der HiFi-Phonoautomat *SP 3000* ist ein vollautomatisches Gerät, passend zur Minikomponentenanlage *S 3000*. Das Gerät hat ein optisch äußerst flach wirkendes Gehäuse, das in seiner Metall-Lackierung mit geschliffener Frontblende aus Alu-Profil sehr dekorativ wirkt. Ein relativ großer Alu-Plattenteller mit präzisionsgedrehter Außenkontur gewährleistet eine vollflächige Auflage von Langspielplatten. Der dekorative Lineartragarm (Al-Rohr) ermöglicht den Einsatz international üblicher magnetischer Abtastsysteme mit $\frac{1}{2}$ -Zoll-Befestigung. Ab Werk wird das Gerät mit dem HiFi-Abtastsystem *MS 27 SD* ausgerüstet.

Ein elektronisch gesteuerter Synchronmotor bewirkt über eine flache Antriebspese einen guten Gleichlauf und eine rumpelarme Drehmoment-



Bild 11
Gestalterisch verbessert
und mit neuem Verstär-
kerteil versehen ist die
Phonoanlage Concert
2030 (VEB Phono-
technik Pirna/Zittau)



*Bild 12 Eine Weiterentwicklung ist die Stereoanlage Combo 923
(VEB Phonotechnik Pirna|Zittau)*



Bild 13 Wesentlich günstigere Konstruktionsmerkmale weist die neue Stereoanlage Serenade MA 523 auf (VEB Phonotechnik Pirna|Zittau)

übertragung auf den Antriebsteiler. Das Gerät hat 2 Drehzahlen (33 und 45), die über die kombinierte Bedienfunktion Drehzahlwahl/Start programmiert werden. Hierbei wird gleichzeitig der Aufsetzpunkt des Tragarms vorgewählt, was die Bedienung wesentlich vereinfacht. Die gewählte Drehzahl wird durch entsprechende LED-Anzeigen sichtbar gemacht.

Die Anfänge der Arbeiter-Radio-Bewegung in Deutschland

In der Medienlandschaft der BRD spielen Rundfunk und Fernsehen auf Grund ihres umfassenden Einflusses auf die Bevölkerung eine überaus wichtige Rolle. Diese Medien werden in der Form von öffentlich-rechtlichen Anstalten betrieben, wobei eine minimale Chance für die Vertretung von gesellschaftlichen Interessen gegenwärtig noch vorhanden ist. Von einer Minimalchance muß man deshalb sprechen, weil im Laufe der Zeit die Vertreter von Kapital und Staat das öffentlich-rechtliche Prinzip zu ihren Gunsten ausgehöhlt haben. An den ausgestrahlten Programmen und den daraus resultierenden Wirkungen läßt sich das unschwer erkennen. Gegenwärtig ist man jedoch zum Generalangriff auf das öffentlich-rechtliche Prinzip angetreten, um diese Medien zu kommerzialisieren (Kabelfernsehen). Das bedeutet, aus dem Informationsbedürfnis der Menschen ein lukratives Geschäft zu machen, das sich allein am privatkapitalistischen Profitstreben orientiert, wobei dann die gesellschaftlichen Interessen auf der Strecke bleiben. Die CDU/CSU und die FDP sind eifrige Verfechter des kommerziellen Fernsehens, die SPD zeigt eine eher versöhnlerisch zu nennende Haltung. Zur Verteidigung des öffentlich-rechtlichen Prinzips, als dem kleineren Übel, sind eigentlich nur die DKP und die Gewerkschaften angetreten. Eine solche Konstellation ist nicht neu, diese gab es schon in der Weimarer Republik, als der Rundfunk in die Medienwelt eintrat.

Der 29. Oktober 1923 kennzeichnet den Beginn des Rundfunks in Deutschland, als vom Berliner *Vox-Haus* um 20.00 Uhr die erste Ausstrahlung eines Konzerts begann. Schon wenige Wochen danach organisierten sich in einigen Großstädten Arbeiter-Radio-Klubs, die von Anfang an zwei Ziele verfolgten. Das war einmal die Beschäftigung mit der sich stürmisch entwickelnden Radiotechnik. Zum anderen ging es vor allem darum, durch politische Arbeit Einfluß darauf zu gewinnen, daß das neue Medium auch die gesellschaftlichen Interessen der Arbeiterklasse berücksichtigt. Solche Zielstellungen waren mit den damals schon bestehenden bürgerlichen Funkvereinen nicht zu erreichen, deshalb orientierte man auf eine eigene Organisation. So wurden am 10. April 1924 die Satzungen des *Arbeiter-Radio-Klubs e.V.* (ARK) angenommen und die Eintragung in das Vereinsregister vollzogen. Aus dem nachfolgenden Auszug aus den Satzungen sind diese Zielstellungen erkennbar:

1 Der *Arbeiter-Radio-Klub e.V.* hat seinen Sitz in Berlin und bezweckt:

- a) den Zusammenschluß aller am Radiowesen Interessierten aus den Kreisen der werktätigen Bevölkerung, in Deutschland und im Auslande, gegebenenfalls durch Bildung von Ortsgruppen;
- b) das Verständnis für die Radiotechnik zu wecken und zu fördern;
- c) die Errungenschaften des Radiowesens in den Dienst der Kulturbewegung der Arbeiterschaft zu stellen;
- d) den Mitgliedern die praktische Betätigung auf dem Gebiete der Radiotechnik zu ermöglichen und zu erleichtern;
- e) Einwirkung auf die das Radiowesen berührende Gesetzgebung;
- f) die Herausgabe eigener gemeinverständlicher Organe und Schriften;
- g) Fühlungnahme mit anderen Vereinen.

Der Verein verfolgt weder einen auf Gewinn abzielenden Geschäftsbetrieb noch politische Zwecke.»

(Der Schlußsatz war eine Forderung des aus der Kaiserzeit stammenden Vereinsgesetzes!)

Der Start der Arbeiter-Radio-Bewegung in Deutschland war von Anfang an schwierig, da die staaterhaltenden Organe alle möglichen Behinderungsmaßnahmen konsequent ausnutzten. Viele Mitglieder des ARK waren arbeitslos, deshalb erlebte das Presseorgan des ARK *Arbeiter-Funk* 1924 nur zwei Ausgaben. In das *Deutsche Funkkartell*, die Dachorganisation der Funkvereine, wurde der ARK nicht aufgenommen, so daß Privilegien und behördliche Unterstützung entfielen. Zu den Privilegien gehörte die Prüfungsberechtigung für die *Audion-Versuchserlaubnis*, die man damals brauchte, um einen Röhrenempfänger mit Rückkopplung überhaupt betreiben zu dürfen. Die Verweigerung der Berechtigung für den ARK trug dazu bei, daß er sich in dieser Frage stärker engagierte und so mit dazu beitrug, daß im Herbst 1925 die 25,- M kostende *Audion-Versuchserlaubnis* abgeschafft wurde. An Stelle der behördlichen Unterstützung erlebte der ARK vorwiegend behördliche Schikane, vor allem durch das *Reichskommissariat zur Überwachung der öffentlichen Ordnung*. In unseren heutigen Staatsarchiven sind mehrere dicke Aktenordner dafür Beweis. Anfangs versuchte die Polizei die ARK-Mitglieder zu erfassen und zu überwachen. Aber mit der schnell zunehmenden Mitgliederzahl des ARK war das nicht mehr zu realisieren.

Sicher waren anfangs die ARK-Mitglieder vor allem an der Beschäftigung mit der Radiotechnik interessiert. Empfangsgeräte waren für die damaligen Verhältnisse teuer, viele Mitglieder waren arbeitslos, wollten sich solche Geräte selbst aufbauen. Bekannte Wissenschaftler wie *Manfred von Ardenne*, *Dr. Eugen Nesper* und *Georg Graf von Arco* unterstützten in der technischen Schulungsarbeit den ARK. In kulturpolitischen und politischen Diskussionen der aus Sozialdemokraten, Kommunisten und Parteilosen bestehenden Mitglieder prallten die Meinungen oft hart aufeinander. Aber die fortwährenden Schikanen seitens der Behörden und der immer besser erkennbare Klassencharakter des deutschen Rundfunks entwickelten das Soli-



Bild 1 1927 – in einem märkischen Städtchen werben Propagandawagen für den Rundfunk

daritätsgefühl unter den ARK-Mitgliedern. Der Begründer des ARK, *Erich Heintze*, der langjährige erste Vorsitzende, *Wilhelm Hoffmann*, und das Vorstandsmitglied, *Ewald Blau*, waren Mitglieder der jungen *Kommunistischen Partei Deutschlands*.

Die erste Reichskonferenz des ARK tagte am 28. und 29. Mai 1925 in Berlin. Im Mittelpunkt standen die demokratischen Forderungen zur Mitbestimmung am Rundfunkprogramm. Unter anderem wurde auch ein Manifest für die Gründung einer Arbeiter-Radio-Internationale verabschiedet. Unterstützt wurden die politischen Forderungen des ARK vor allem durch die KPD, die es ihren Mitgliedern zur Pflicht machte, in den Massenorganisationen der Arbeiterklasse mitzuarbeiten. Die 2. Reichskonferenz des ARK wurde am 6. und 7. März 1926 ebenfalls in Berlin abgehalten. Als Gastdelegierten begrüßten die Teilnehmer den Genossen *Wostriakow* von der *Organisation der sowjetischen Funkfreunde*. Wie dem *Vorwärts* vom 9. 3. 1926, Abendausgabe, zu entnehmen ist, schloß die 2. Reichskonferenz mit einem Appell an die werktätigen Rundfunkhörer, den nationalen und internationalen Kampf um das Recht der Mitbestimmung an der Programmgestaltung «geschlossen und mit Nachdruck zu führen».

Die Mitgliederzahlen des ARK entwickelten sich nach oben, und man schätzt heute, daß es mehrere Zehntausend Mitglieder im ARK gab. So konnte am 3. April 1926 das neue Organ des ARK *Der Neue Rundfunk* (Funkzeitschrift des schaffenden Volkes mit «Bastelmeister» und Mitteilungen des ARK) erscheinen.

Zur Situation des damaligen Rundfunks in Deutschland muß man wissen, daß die Sender von regionalen Aktiengesellschaften betrieben wurden, Aktionäre waren das deutsche Großkapital und die *Deutsche Reichspost*. Das hatte natürlich Folgen auf eine entsprechende Programmgestaltung, zumal eine parlamentarische Kontrolle völlig fehlte. Mit der Gründung der *Reichs-Rundfunk-Gesellschaft m.b.H.* (RRG) am 15. Mai 1925, an der die *Deutsche Reichspost* mit 51% beteiligt war, wurde dieser Zustand gefestigt. Der staatliche Einfluß unter Umgehung des Parlaments wurde gesichert durch die neugeschaffene Stelle eines Reichsrundfunkkommissars, der zugleich Leiter der RRG war. In dieses Amt berufen wurde am 1. Juni 1926 *Dr. h. c. Hans Bredow*. Dieser redselige ehemalige Telefunktendirektor und Post-Staatssekretär, der sich selbst gern «Vater des Rundfunks» titulierte, vertrat konsequent die Interessen von Kapital und Staat, im Grunde konstruierte er einen staatsmonopolistischen Rundfunk. Weil ihn die Nazis am 15. 2. 1933 entließen, wird er von der bürgerlichen Geschichtsschreibung gern als großer Demokrat angesehen, der er aber weder von seiner Haltung und schon gar nicht von seiner Gesinnung her war. Die westdeutschen Funkmedien sehen in ihm den Verfechter des «unpolitischen» Rundfunks und verweisen stolz auf ihren «öffentlich-rechtlichen» Status.

Während die KPD nach Bildung des *Thälmannschen* Zentralkomitees sich verstärkt dem Geschehen um den Rundfunk zuwendete, seit 1925 erschienen regelmäßig dazu Beiträge in *Die Rote Fahne*, hat die weitaus einflußreichere SPD nur sehr wenig unternommen, um sich in Fragen «Rundfunk» zu engagieren. So hat das Verhalten der SPD dazu beigetragen, daß vom Rundfunk des *H. Bredow* zum Nazi-Rundfunk *Goebbelscher* Prägung ein fast nahtloser Übergang möglich war.

Das reformistische Verhalten der SPD wurde vor allem auf der 3. und 4. Reichskonferenz des ARK deutlich, nach denen es der SPD gelang, die Arbeiter-Radio-Bewegung zu spalten. Bereits auf dem Kieler Parteitag der SPD 1927 sprach man herabsetzend von der «Kleintierzucht, Schrebergärtnerei und Radiobastelei», die, als den Klassenkampf hemmend, ausgeschaltet werden müßten! Für die rechten SPD-Führer sah aber der Klassenkampf so aus: Unbeirrt und durch nichts abgehalten sollten die einfachen SPD-Mitglieder unentwegt tätig sein, damit bei Wahlen möglichst viele Mandate gewonnen und dadurch einflußreiche Stellen erobert werden. Nur auf diese Weise könne man die sozialen Forderungen der Massen durchsetzen. In der Zeitschrift *Kulturwille*, dem Organ des Sozialistischen Kulturbundes der SPD, orientierte man den ARK durch den rechten SPD-Führer *A. Crispian* so: «Der Arbeiter-Radioklub hat seine Verdienste vornehmlich um die technische Schulung seiner Mitglieder. Es kann aber nicht seine eigentliche Aufgabe sein, die gesamten Kulturinteressen aller Organisationen der Arbeiterklasse zu vertreten» (Heft 2/1927, Seite 27).

In richtiger Erkenntnis der Lage und der gegebenen Möglichkeiten kommentierte *Die Rote Fahne* (3. 1. 1928, Nr. 3, Beilage «Die Großmacht Rundfunk»):

«Wir wissen, daß wir wirklich proletarische Programme erst dann senden

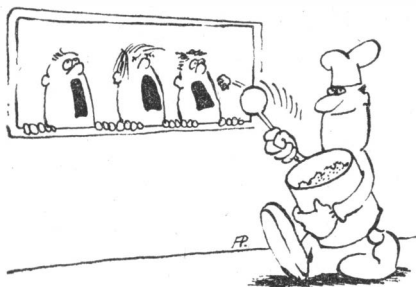
reformistische Spalterpolitik auch in anderen Arbeiterorganisationen durch, so u.a. im *Allgemeinen Deutschen Gewerkschaftsbund*, im *Arbeiter-Turn- und Sportbund*, bei den Freidenkern und bei den Arbeitersängern.

Ein Jahr nach der 4. Reichskonferenz des ARBD war es dann soweit. Am 16. 6. 1929 wurden die fortschrittlichen und revolutionären Mitglieder durch den Beschluß einer erweiterten Bundesvorstandssitzung aus dem ARBD ausgeschlossen. Damit gelangte der ARBD völlig in den Sog der klassenversöhnlerischen Politik der rechten SPD-Führer und verlor zunehmend an Bedeutung in den Klassenkämpfen der Jahre bis 1933. Die im *Arbeiter-Radio-Klub* begonnene revolutionäre Politik der deutschen Arbeiter-Radiobewegung wurde mit dem am 11. September 1929 gegründeten *Freien Radio-Bund Deutschlands* (FRBD) fortgeführt.

Literatur

- H. Mrowetz, Aus der Geschichte des Arbeiter-Radio-Bundes. FUNK-AMATEUR, Heft 5/1962 bis Heft 9/1962
E. Zeisler, Der Rundfunk dem Volke! FUNKAMATEUR, Heft 7/1979 bis Heft 1/1980.
U. Brurein, Zur Geschichte der Arbeiter-Radiobewegung in Deutschland. Beiträge zur Geschichte des Rundfunks, Heft 1/1968 und Heft 2/1968

Wir klären Begriffe
SERIENSPEISUNG



Fernsehsysteme mit erhöhter Auflösung

Dipl.-Ing. Heinz Bergmann

Die zur Zeit weltweit im Einsatz befindlichen Fernsehsysteme mit einer Zeilenanzahl von 625 bzw. 525 und einer Halbbildwechselfrequenz von 50 bzw. 60 Hz sind das Ergebnis einer historisch bedingten Entwicklungsetappe mit unterschiedlichen Einflußfaktoren, zu denen auch die Kinematographie auf ihrem damaligen Entwicklungsstand gehört. Heute wird der Stand der Entwicklung durch das Farbfernsehen, durch eine Verbesserung der Fernsehübertragung (Stereoton, zweisprachiger Fernseh-ton, Quasi-Parallel-tonverfahren) und der Fernseh-wiedergabe (HiFi-Qualität), durch den Einsatz moderner Halbleiterbauelemente und integrierter Schaltungen sowie einen hohen Bedienungskomfort bestimmt. Erst in jüngster Zeit haben sich Zusatzfunktionen wie Bildschirmspiele und Zusatzdienste wie Video-text und Bildschirmtext sowie die Möglichkeiten zur großflächigen Bild-wiedergabe beim Projektionsfernsehen herausgebildet. Dabei wird besonders ein Nachteil des Fernsehens offenbar, nämlich die relativ geringe Auflösung, die auf die in den betreffenden Fernsehnormen verwendete Zeilenanzahl sowie das benutzte Bildseitenverhältnis zurückzuführen und entwicklungs-geschichtlich gegeben ist.

Deshalb ist es verständlich, daß man sich neben anderen Teillösungen zur Verbesserung der Auflösung bei der Bildwiedergabe mit Fernsehsystemen befaßt, die eine höhere Auflösung auf Grund ihrer genormten Parameter bieten und die allgemein unter den Begriff *High-Definition Television* (HD-TV) fallen.

Mängel des Fernsehbilds

Die bisher erzielten Verbesserungen der Bildwiedergabeeinrichtungen, z. B. Farbbildröhren mit erhöhter Leuchtdichte, und für die Zukunft konzipierte neue Zusatzdienste, die im Rahmen des Fernsehens oder auf der Grundlage bestehender Vereinbarungen auf dem Bildschirm von Farbfernsehempfängern als Teilnehmerendgeräte den Teilnehmer erreichen, zeigen, daß das Fernsehbild Mängel aufweist, die

- auf die Zeilenstruktur des Bildes (625 Zeilen),
- das Bildseitenverhältnis von 4:3,

- die Bandbreite von 5 MHz,
- die Bildwechselfrequenz von 25 Hz

zurückzuführen sind.

Die Mängel im einzelnen sind:

- Sichtbarkeit der Zeilenstruktur bei bestimmten Betrachtungsabständen oder im Fall bewegter horizontaler Kanten;
- mäßige Detailauflösung, d. h. nicht zufriedenstellende Schärfe im Vergleich mit der eines Fotos oder eines Films;
- Flimmern des Bildes besonders bei großen hellen Bildflächen und an horizontalen Kanten;
- störende Farbeffekte in feinen Bilddetails (cross colour);
- Bildseitenverhältnis von 4:3;
- Rauschen im Bild.

Die Mängel treten subjektiv mit unterschiedlicher Stärke in Erscheinung und sind die Ursachen für Vorschläge, sie zum Teil und individuell, d. h. nicht in ihrer Gesamtheit, zu überwinden. Dabei muß berücksichtigt werden, daß die Ausstattung an Fernsehempfängern, die nach heutigen Normen arbeiten, sehr hoch ist und keine radikale Normänderung gestattet. Deshalb erwägt man – und hier steht man noch am Anfang der Entwicklung, die in Japan bereits konkrete Vorschläge hervorgebracht hat – eine Verbesserung in Etappen, die auch wirtschaftlich vertretbar ist.

In naher Zukunft mögliche Verbesserungen

Unter Beibehaltung bestehender Fernsehsysteme ist durch die moderne Schaltungstechnologie auf Grund der integrierten Schaltungstechnik eine Überwindung einiger Mängel möglich. Hierzu gehören überblicksmäßig:

- das Verringern der Cross-Colour-Störungen durch geeignete Filter auf der Sender- und Empfängerseite;
- der Einsatz von LSI-Schaltungen zur verbesserten Bildsignalverarbeitung auch mit digitalen Verfahren;
- Reduzieren des Bildflimmerns durch Einsatz digitaler Bildspeicher (Einschreiben eines Bildes und schnelleres Auslesen der Bildinformation);
- das Verringern des Rauschens und der Geisterbildstörungen (Geisterbildunterdrückung);
- das Erhöhen der Bandbreite für das Bildsignal bei Einführung neuer Verteilernetze (Lichtleitfasersysteme).

Diese für eine erste Etappe aufgeführten Maßnahmen bieten Verbesserungsmöglichkeiten bei Wahrung der Kompatibilität und Beibehaltung der bisherigen Fernsehnormen. Ihre Realisierung erfordert einen unterschiedlichen schaltungstechnischen Aufwand, der aber durch die fortschreitende Schaltungsintegration künftig vertretbar erscheint.

Das Hochzeilen-Fernsehen

Die Verbesserung der Bildqualität beim Fernsehen ist mit einer Erhöhung der Zeilenanzahl im Bild verbunden. Für diese Zielstellung gibt es eine Reihe von Vorschlägen für ein Hochzeilen-Fernsehen (HD-TV), die nur zum Teil erprobt sind und zum größten Teil aus Japan stammen. Sie sind nicht kompatibel mit bestehenden Fernsehnormen und stellen neue Anforderungen an:

- die Bildaufnahme (Fernsehkameras);
- die Übertragung (breitbandige Übertragungsstrecken);
- die Bildwiedergabe (Bildröhren mit hoher Auflösung, neue Bildwiedergabeeinrichtungen);
- die Bildspeicherung und Bildsignalverarbeitung.

Die Hauptzielstellungen eines Hochzeilen-Fernsehens sind:

- Zeilenanzahl von etwa 1200 Zeilen;
- Bildseitenverhältnis von 5:3 bis 2:1;
- Halbbildfrequenz von 60 Hz, um das Großflächenflimmern zu vermeiden;
- Videobandbreite für Leuchtdichte (Y) 20 ... 30 MHz, für Farbe (F) 5 ... 10 MHz;
- Einsatz der Digitaltechnik bei der Signalverarbeitung;
- verbesserte und neue Bildwiedergabeeinrichtungen;
- Abwärtswandlung eines HD-TV-Signals in übliche Fernsehnormen.

Auf der Grundlage subjektiver Messungen erweist sich für die weitere Betrachtung eine Zeilenanzahl von 1125 als günstig und ausreichend. Damit ergeben sich unter anderem die in Tabelle 1 zusammengestellten Parameter.

**Tabelle 1 Parameter
für ein 1125-Zeilen-Fernsehssystem**

Zeilenanzahl:	1125
Bildverhältnis:	5 : 3
Zeilensprung:	2 : 1
Halbbildfrequenz:	60 Hz
Videobandbreite	
- Y-Signal:	20 MHz
- F-Signal	
- breitbandig F_b :	7,0 MHz
- schmalbandig F_s :	5,5 MHz
Modulationsart:	
HF-Bandbreite	
- Y-Signal:	75 MHz
- F-Signal:	25 MHz

Zur Erprobung des 1125-Zeilen-Fernsehsystems wurden auf der Bildaufnahme- und -wiedergabeseite neue, den hohen Anforderungen gerecht werdende Einrichtungen notwendig, die gleichzeitig mit in die Untersuchung zur optimalen Auswahl einer günstigen Realisierungsvariante einbezogen sind. Weitere Vorschläge für Hochzeilen-Fernsehsysteme zeigt Tabelle 2.

Tabelle 2 Hochzeilen-Fernsehsysteme (Vorschläge)

	NHK 1125-Zeilen- Farbfernseh- system	BBC 1501-Zeilen- Farbfernseh- system	NHK 2125-Zeilen- Schwarzweiß- fernsehsystem
Bildseitenverhältnis:	5:3; 2:1	8:3	4:3
Zeilenanzahl:	1125	1501	2125
Betrachtungsabstand: (in Bildhöhen)	2,5		2,0
Halbbildfrequenz(Hz):	60	60	60
Zeilensprung:	2:1	2:1	2:1
Bandbreite (MHz)			
- Leuchtdichte:	20	50	
- Farbe:	6,5	12,5	
Digitalabtastrate (MHz)			
- Leuchtdichte:		125	
- Farbe:		125	
Bitrate (5-Bit-DPCM): (Mbit/s)		625	
Effektive digitale Übertragungsrate (Mbit/s):		313	
FM-Übertragung HF-Bandbreite (MHz)			
- Leuchtdichte:	75	250	
- Farbe:	25		

Bildaufnahme

Hohes Auflösungsvermögen, hoher Rauschabstand, große Empfindlichkeit und geringe Nachzieheffekte sind die Hauptanforderungen an eine Aufnahmeröhre für das Hochzeilen-Fernsehen, die zumindest im Anfangsstadium von einer RBS-Röhre (return beam SATICON) gut erfüllt werden. Als Target wird dabei ein SATICON-Target verwendet. Durch Modifikationen des elektronenoptischen Systems (Strahlbegrenzungsöffnung

der G_2 -Elektrode auf $22 \mu\text{m}$ reduziert) und eine Verstärkung des fokussierenden Magnetfelds läßt sich der Elektronenstrahldurchmesser verringern. Die Röhre kann für eine Bandbreite von $25 \dots 100 \text{ MHz}$ eingesetzt werden.

Zur 70-mm-Filmabtastung innerhalb eines Hochzeilen-Fernsehbetriebs wirkt ein Filmabtaster, der drei 1,5-Zoll-Vidikons enthält. Weiterhin kann in Zukunft eine Filmabtastung mit einem Laserstrahl an Bedeutung gewinnen.

Übertragung

Das Hochzeilen-Fernsehsignal ist ein breitbandiges Signal, das entsprechend angepaßte Übertragungsmedien erfordert:

- optische Nachrichtenübertragung über Lichtleitfasern;
- terrestrische GHz-Übertragung;
- Satellitenübertragung.

Die optische Nachrichtenübertragung über Lichtleitfasern dient in diesem Zusammenhang nicht nur zur Verteilung der Signale einer Zentrale an die einzelnen Teilnehmer, sondern auch zur Verbindung zwischen Kamera und Steuereinrichtungen im Studio.

Bild 1 zeigt im Prinzip den Aufbau einer experimentellen Lichtleiterübertragung eines Hochzeilen-Fernsehsignals (1125 Zeilen), wobei die beiden Farbdifferenzsignale einem Hilfsträger von 24 MHz in Quadratur aufmoduliert und mit dem Y-Signal im Multiplexbetrieb (Halbzeilenoffset) übertragen werden. Als Lichtsender wirkt eine LED, die bei einer Wellenlänge von 820 nm eine Leistung von $108 \mu\text{W}$ abgibt und bis reichlich 40 MHz

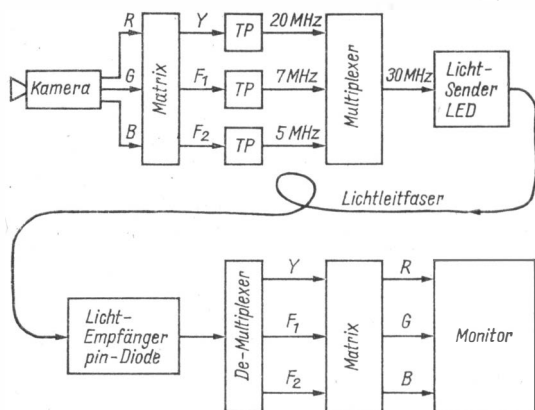


Bild 1 Optische Nachrichtenübertragung mit Lichtleitfaser für HD-TV-Signale

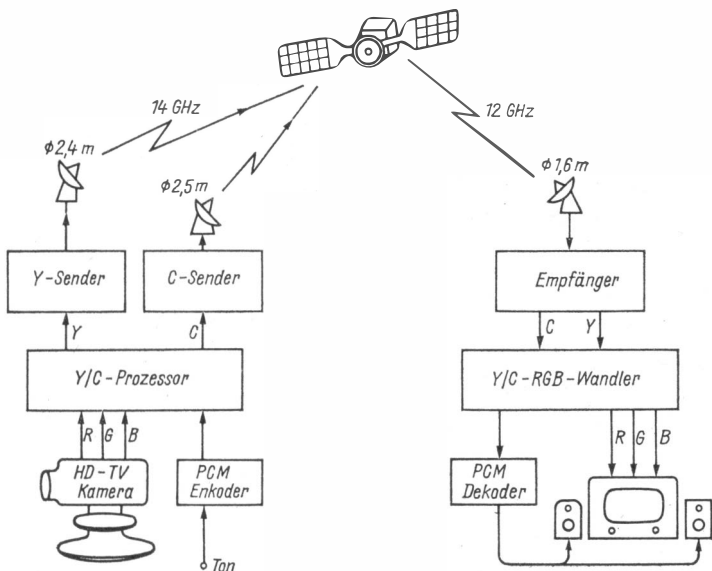


Bild 2 Satellitenübertragung für HD-TV-Signale

modulierbar ist. Auf der Senderseite wird eine Pin-Fotodiode verwendet. Die Lichtleitfaser ist eine Stufenindexfaser mit einer Dämpfung von 8,2 dB/km. Zur terrestrischen Übertragung hat sich ein sogenanntes HLO-PAL-Signal (half-line offset PAL-Signal) als günstig erwiesen, bei dem wieder eine Multiplexübertragung vorgenommen wird, wobei man aber eine AM mit unterdrücktem Träger anwendet. Das Multiplexsignal wird über FM übertragen.

Bei der Satellitenübertragung (Bild 2) werden Y-Signal und F-Signal getrennt, wobei das Y-Signal und das zeilensequentielle Farbsignal über getrennte FM-Kanäle übertragen werden. Das Tonsignal wird mit der PCM in der Horizontalaustastlücke des Y-Signals übertragen. Als Übertragungsfrequenzen kommen die der Satellitenübertragung im GHz-Bereich zugeordneten Frequenzbänder in Betracht. Eine Übertragung bei 23 GHz weist japanischen Untersuchungen zufolge günstige Verhältnisse bezüglich der witterungsabhängigen Dämpfung (Regen) auf. Tabelle 3 vermittelt einen Überblick über eine Versuchsübertragung im 12-GHz-Band.

Die getrennte Behandlung von Leuchtdichte (Y) und Farbsignalen (F) bietet Vorteile auch hinsichtlich der notwendigen Senderleistung (Tabelle 4).

Neben der FM-Übertragung bietet sich bei der Konzipierung eines neuen

Tabelle 3 Satellitenübertragung bei 12 GHz

	Y-Signal	F-Signal
Videobandbreite (MHz):	20	6,5
HF-Frequenzband (MHz):	75	25
Satellitensenderleistung (W):	100	100
Empfangsantennendurchmesser (m):	2,5	
Videosignal/Rausch-Verhältnis – unbewertet – (dB):	40	45

Tabelle 4 Übertragung von Hochzeilen-Fernsehsignalen

Parameter	Übertragung		
	des gesamten zusammen- gesetzten Farb- fernsehsignals	der Leuchtdichte- und Farbsignale getrennt	
		Y	Farbe
Videobandbreite (MHz)	30	20	7
Modulation	FM	FM	FM
HF-Bandbreite (MHz)	100	70	30
Hub (MHz)	40	17,5	7,5
relative Senderleistung	1,0	0,04	0,07

Fernsehsystems auch eine digitale Übertragung an, die die Bandbreite noch weiter erhöht (Tabelle 5). Bei einer DPCM mit einer Kodierung von 4 bit/Abtastung ergibt sich bereits eine Datenrate von 225 Mbit/s für das Bild bzw. von 250 Mbit/s mit Tonkanal. Erste A/D-Wandler für diese Zwecke werden bereits erprobt.

Neben den oben genannten Übertragungsmedien gibt es auch Überlegungen, wie ein Hochzeilen-Fernsehsignal im Rahmen bisheriger Fernsehnormen – wenn auch mit Kompromissen und Zusatzkanälen – mit übertragen werden kann. Eine Möglichkeit besteht darin (Bild 3), das Hochzeilen-Fernsehsignal in eine Tiefpaßkomponente und in eine Hochpaßkomponente aufzuspalten. Zur Bandaufspaltung sind zweidimensionale Ortstiefpässe geeignet. Die Tiefpaßkomponente leitet man so ab, daß sie ein Bild gewohnter Qualität liefert, während die Hochpaßkomponente quellenkodiert über einen Zusatzkanal übertragen wird. Die Datenübertragung kann in diesem Fall durch eine geeignete Kompression auf 34 Mbit/s beschränkt werden.

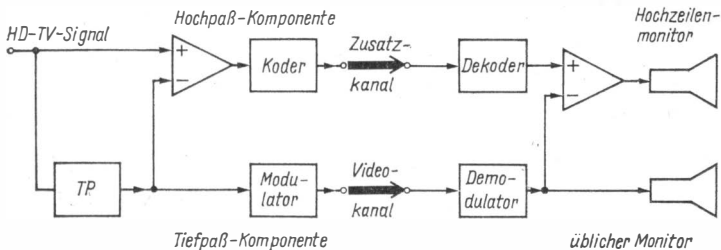


Bild 3 Teilkompatible HD-TV-Signal-Übertragung

Bildwiedergabe

Die Bildwiedergabe im Hochzeilen-Fernsehen stellt hohe Anforderungen an die Bildwiedergabeeinrichtungen, damit die durch die Bildaufnahme und die Übertragung bereitgestellte hohe Auflösung und das angebotene Bildseitenverhältnis auch beim Teilnehmer dargestellt werden können. Man orientiert auch in diesem Fall auf neue Bildwiedergabeeinrichtungen sowie auf die Laserbildwiedergabe und führt Untersuchungen bei der Erprobung der Hochzeilen-Fernseherschläge mit modifizierten Farbbildröhren durch.

Dafür eignen sich 56-cm-Farbbildröhren mit auf $310\ \mu\text{m}$ verringertem Maskenlochanstand und einem noch unveränderten Bildseitenverhältnis von 4:3 bzw. spezielle 76-cm-Breitwand-Farbbildröhren mit einem Bildseitenverhältnis von 5:3. Auch werden sogenannte Breitwandmonitore verwendet, die drei 66-cm-Farbbildröhren (Bild 4) enthalten, wobei man das Bild über Spiegel zusammenführt. Tabelle 6 gibt einen Überblick über einige Vorschläge zur HD-TV-Bildwiedergabe.

Tabelle 5 Digitale Übertragung eines 1125-Zeilen-Fernsehsignals

Videosignalbandbreite	Y: 20 MHz R-Y: 6,5 MHz B-Y: 6,5 MHz
Abtastfrequenz	Y: 45 MHz F: 15 MHz (Zeilensequentiell)
DPCM-Kodierung	Y: 4 bit/Abtastung F: 3 bit/Abtastung
Datenrate gesamt (mit Ton):	250 Mbit/s
HF-Bandbreite:	150 MHz
Fehlerrate:	10^{-5}
Senderleistung (Satellit):	1.010 W

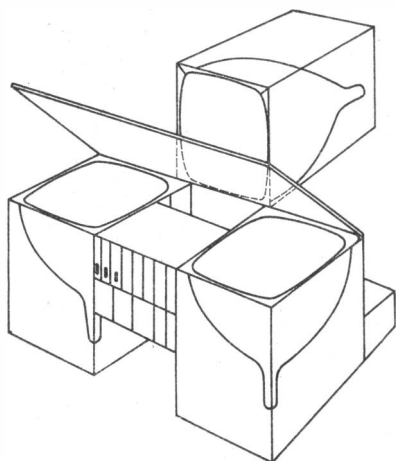


Bild 4
Bildwiedergabe mit 3 Bild-
röhren (Breitwand)

Tabelle 6 Bildwiedergaben für Hochzeilen-Fernsehsysteme

	3-Röhren- Display		56-cm-Farb- bildröhre		68-cm- SW-Röhre	76-cm-Farb- bildröhre	
Zeilenanzahl	1125	1349	1125	1349	2125	1125	1349
Bildfrequenz (Hz)	30	25	30	25		30	25
Zeilensprung	2:1		2:1		1:1 ... 9:1	2:1	
Bildschirm- abmessungen (cm ²)	50 × 100		34 × 44		45 × 60	38 × 63	
Bildschirm- fläche (cm ²)	5000		1400		2700	2250	
Bildseiten- verhältnis	2:1		4:3		4:3	5:3	
Bildröhre	3 × 66 cm		1 × 56 cm		1 × 68 cm	1 × 76 cm	
Lochmasken- abstand (μm)	440		310			340	
Ablenkwinkel (°)	90		90		90	90	
Videobandbreite (MHz)	30		30		120	30	
Auflösungsgrenzen							
horizontal (Zeilen)	1000		1000		2000	1000	
vertikal (Zeilen)	760		760		1500	760	
Spitzenleucht- dichte (cd/m ²)	70		50		150	100	

Weitere Entwicklung

Forschungsarbeiten an Hochzeilen-Fernsehsystemen werden besonders in Japan vorangetrieben und konzentrieren sich auf ein 1125-Zeilen-System unter Einbeziehung der Aufnahme- und Wiedergabeseite. Angestrebt sollte eine möglichst weltweite Normung unter Berücksichtigung vereinheitlichter Parameter und noch zu untersuchender Bedingungen, speziell auch der visuellen Wahrnehmung des Menschen, werden. Bestehende und neue Übertragungswege müssen untersucht und erschlossen werden. Besonders vorteilhaft dabei sind neue und verbesserte flache Bildwiedergabeeinrichtungen sowie eine großflächige Bildwiedergabe. Auch wird die Einbeziehung von Hochzeilen-Fernsehsystemen in die Kinofilmproduktion und die Theaterwiedergabe erwogen. Um an die Qualität des 35-mm-Kinofilms heranzukommen, sind mindestens 1100 Zeilen erforderlich. Die Entwicklung steht – obwohl schon beträchtliche Teilerfolge erzielt worden sind – noch am Anfang und wird durch die große Komplexität der Einflußgrößen (Fernsehen, Projektion, Kinematographie, Studio, Übertragung, Bildspeicherung) erschwert.

Literatur

- [1] H. Bergmann, Hochzeilen-Fernsehsysteme. radio fernsehen elektronik 31 (1982) Heft 5, Seite 318 bis 319
- [2] J. Polonsky, Zukünftige HiFi-Fernsehsysteme mit hoher Auflösung. Rundfunktechnische Mitteilungen 25 (1981) Heft 1, Seite 12 bis 15.
- [3] T. Fujio, A study of high-definition TV system in the future. IEEE Trans. BC-24 (1978) Heft 4, Seite 92 bis 100
- [4] B. Wendland, Entwicklungsalternativen für zukünftige Fernsehsysteme. Fernseh- und Kinotechnik 34 (1980) Heft 2, Seite 41 bis 48
- [5] T. Fujio u.a., High-definition television system – signal standard and transmission. SMPTE J. 89 (1980) Heft 8, Seite 579 bis 584.
- [6] D. Fink, The future of high-definition television: conclusion of a report of the SMPTE study group an high-definition television. SMPTE J. 89 (1980) Heft 3, Seite 153 bis 161
- [7] H. Amor, Untersuchungen zur kompatiblen Übertragung hochauflösender Bilder. Fernseh- und Kinotechnik 36 (1982) Heft 3, Seite 99 bis 102.

Direktmisch- CW-Transceiver nach der 3. Methode

Dipl.-Phys. Detlef Lechner - Y21TD

Zur Erzeugung eines SSB-Signals wird meist die Filtermethode, mitunter auch die Phasenmethode angewendet. Nur selten wird zur SSB-Erzeugung die sogenannte «dritte Methode» nach *Weaver* benutzt. Wie man diese Methode erfolgreich bei einem CW-Transceiver einsetzen kann, beschreibt der nachfolgende Beitrag. Für den Empfangsteil wird dabei das Direktmischprinzip benutzt, so daß ohne HF-Signalverstärkung unmittelbar nach der Mischung die schmalbandigen Filter angeordnet werden können. Damit weist der Empfangsteil des CW-Transceivers überaus gute Eigenschaften auf.

Der beschriebene Direktmischtransceiver wurde von *DL 6 FY* konstruiert. Das Mustergerät ist 22,5 cm × 9,5 cm groß. Der Transceiver empfängt das 80- und das 40-m-Band. Das 80-m-Band ist auf den Tastfunk- und den Sprechfunkbereich aufgeteilt (Bild 6). Mit S2 (Bild 3) kann man die Empfangsbreite zwischen 2 kHz (J3E), 60 Hz (A1A normal) und 20 Hz (A1A schmal)umschalten. Der Transceiver gestattet echten Unterbrechungs-(QSK)-Verkehr. Die Sendeleistung beträgt maximal 5 W auf 80 m und 4 W auf 40 m.

Stromversorgung

Im Portabelbetrieb wird der Transceiver durch 2 Taschenlampen-Flachbatterie-Sätze G1/G2 (Bild 7) versorgt. Der «Netz»-Schalter S4 hat die 3 Stellungen «AUS», «Versorgung durch G1» und «Versorgung des Senders durch G1, Versorgung des Empfängers durch G2». In Stellung 3 können Batterien G2, deren Spannung unter 12 V abgefallen ist, so daß sie nicht mehr zum Senden reicht, aufgebraucht werden. G2 wird nur konstant mit 20 mA belastet. Im stationären Betrieb verwendet man für G1 ein stabilisiertes Wechselstromnetzteil und schaltet S4 in Stellung 2. Die Feinsicherungen F1 bzw. F2 brennen durch, falls man einen Batteriesatz versehentlich mit falscher Polung anschließt. Auf diese Weise schützt VD 5 bzw. VD 6 die elektronischen Bauelemente. F1 hat etwa 0,1 Ω, F2 etwa 2,5 Ω Kaltwiderstand. Es empfiehlt sich, einmal nach Abtrennung der zu schützenden Schaltung auszuprobieren, ob die eingesetzten Sicherungstypen bei Ver-

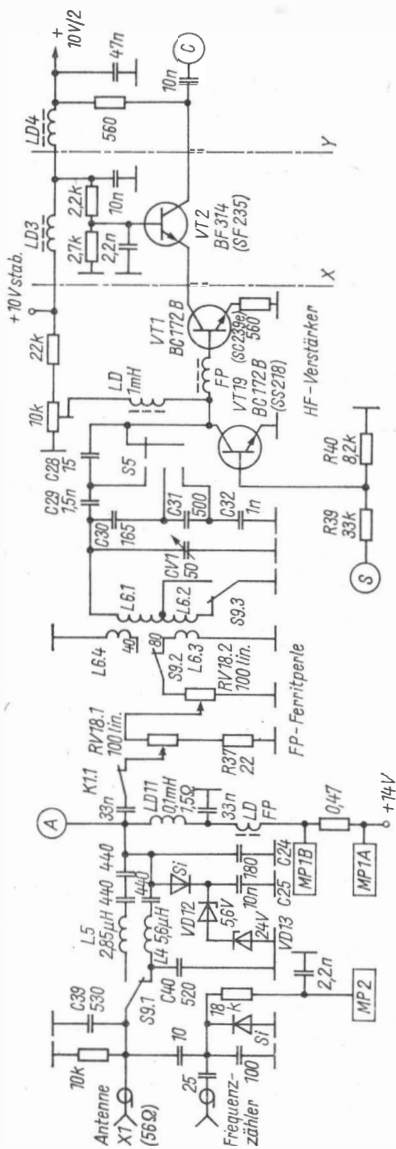


Bild 1 L-Glied für Senden und Empfang, Empfängervorkreis und Eingangskaskadenverstärker des Direktmischtransceivers

polung sofort durchbrennen. Mit dem eingebauten Kontrolldrehspulmeßinstrument P1 (Bild 8) und dem Meßinstrumenten-Umschalter S9 kann man die Spannung beider Batteriesätze überwachen. VD7 bewirkt Nullpunktunterdrückung und steigert die Ablesegenauigkeit.

Der Längsregeltransistor VT18 erzeugt eine stabilisierte Versorgungsspannung von +10 V für die meisten Empfängerstufen. Der Operationsverstärker N6 vergleicht die Sollspannung $U_{Z-VD8} = 5,6 \text{ V}$ mit der geteilten Ist-Spannung U_{RV19} und regelt VT18 bei Abweichungen nach. Die gewählte Schaltung hat den Vorteil, noch mit minimal $U_{EC-VT18-MIN} = 0,5 \text{ V}$ Differenzspannung auszukommen und dadurch die alte Batterie lange auszunutzen.

R26 und C25 sieben die Z-Spannung U_{Z-VD8} von Rauschanteilen. R25 und R26 sind so abzugleichen, daß bei der mittleren erwarteten Eingangsspannung $(U_{G2-MAX} + U_{G2-MIN})/2$ das Ausgangspotential des Operationsverstärkers $U_{AUS-N5} = 7 \text{ V}$ beträgt, wenn der normale Verbraucherstrom fließt. Der Stabilisierungsfaktor ist im normalen Betrieb extrem hoch (kaum meßbar). Die Stabilisierungsgrenzen treten selbstverständlich bei starken Schwankungen von U_{G2} oder I_{LAST} auf.

I_{C-VT18} kann nicht größer als $I_{B-VT18} \cdot B_{VT18}$ werden. Damit ist eine sehr wirksame Kurzschlußstrombegrenzung gewährleistet. Mit RV19 stellt man U_{AUS} auf 10 V ein.

Tastung

Der Tasttransistor VT27 leitet, wenn man auf die Morsetaste S10 drückt. R25 lädt C35 auf (Miller-Integrator). Die Tastspannung am Punkt S steigt innerhalb von 4 ms linear auf +13 V. Sobald die Tastspannung 0,7 V erreicht hat, leiten VT21 und VT22.

Das Reedrelais K1 zieht in 0,25 ms an und schaltet den Empfängereingang vom Kollektor des Sendeendtransistors VT17 ab (Bild 1), so daß der Empfangsweg unterbrochen ist. VT22 in der Schaltung nach Bild 5 aktiviert die Austasterschaltung. Dadurch werden die beiden Tiefpässe N1/N2 kurzgeschlossen. Bei $U_{Tast} = U_{BE-(ON)-VT19} \cdot (1 + R39/R40) = 3 \text{ V}$ schaltet VT19 (Bild 1) den Vorkreis und den Eingangsvorstrom der Kaskode VT1/VT2 nach Masse kurz. Bei $U_{Tast} = 6 \text{ V}$ beginnt VT15 (Bild 6) zu leiten, und das Sendemorsezeichen setzt weich ein. Der Mithörtongenerator (Bild 9) schwingt an.

Nach dem Loslassen der Morsetaste fällt U_{Tast} in ebenfalls 4 ms linear auf 0 und schaltet in umgekehrter Reihenfolge die Stufen zurück. Da die Störaustasterschaltung aber verzögert zurückkippt, arbeiten die Tiefpässe N1/N2 erst nach 20 ms wieder normal. Bei einem Morsetempo von 120 Buchstaben pro Minute (BpM) ist ein Morsepunkt 50 ms lang, und zum Hören zwischen den Zeichen (QSK) stehen immer noch 30 ms Zeit zur Verfügung.

Die Tastspannung ist über 4,7 k Ω an die Buchse X3 geführt, um einen

Sendeverstärker zu Hause ebenfalls im QSK-Verkehr betreiben zu können. VD9 schützt VT22 vor der Kollektorspannungsspitze beim Loslassen der Taste.

Stromsparschaltung

Der Empfänger zieht insgesamt 22 mA Strom. Um Strom zu sparen, ist die Versorgungsspannung von VT4 in Reihe mit VT3 und Schaltkreis D1 geschaltet. VT3 arbeitet als Konstantstromsenke (hochohmiger Wechselstromlastwiderstand) für VT4. Der Basisspannungsteiler R32 ... R34 legt die Versorgungsspannung $U_{CC-D1} = +5\text{ V}$ und die Mittenspannung für die Operationsverstärker N1 und N2 fest. Das Basispotential U_{B-VT3} muß gut gesiebt sein, damit nicht die Modulatoren VT5, VT6 Rausch- oder Brummstörsignale erhalten.

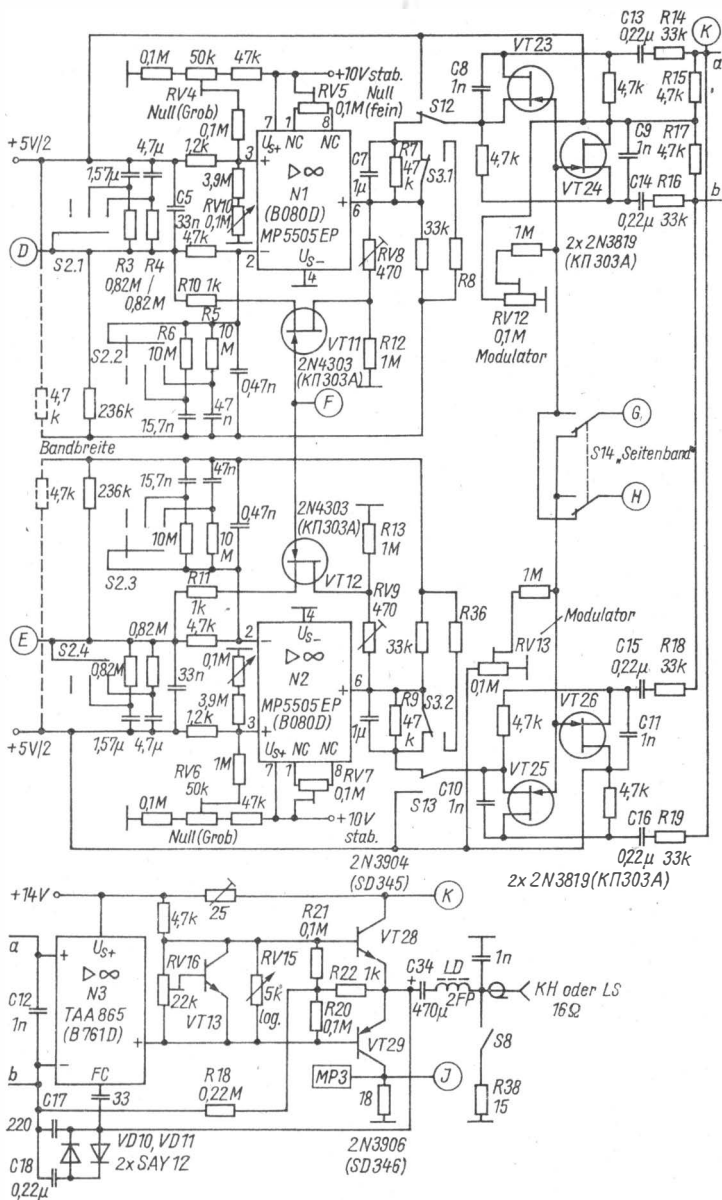
Wer das Gerät aus dem Lichtnetz versorgt, kann D1 parallel speisen und dadurch den benötigten Siebungsaufwand reduzieren.

Empfänger-HF-Teil

Das Antennensignal gelangt bei Empfang über das L-Glied mit L4 bzw. L5, das auch zum Senden benutzt wird, über 33 nF, den Ruhekontakt K1.1 des Sendempfangsrelais K1 zum Lautstärksteller RV18 an den Eingangsschwingkreis (Preselektor) L6/C30/C31/C32/CV1. Diese Leitung soll $Z_0 \approx 20\ \Omega$ Wellenwiderstand haben. Man verlegt sie deshalb eng entlang des Chassis oder schaltet 2 Stück Koaxialkabel parallel.

Die Kettenschaltung der beiden linearen 100- Ω -Potentiometer RV18.1 und RV18.2 ergibt eine annähernd exponentielle Abnahme der Dämpfung mit dem Drehwinkel. Der Eingangswiderstand des Lautstärkestellers (von K1.1 aus gesehen) beträgt unabhängig vom Drehwinkel etwa 20 Ω . Beim Leiserstellen soll sich der Resonanzwiderstand des Vorkreises möglichst wenig ändern, damit eingestreute Reste der Oszillatorschwingung, die im Mischer eine Gleichspannung erzeugen, konstant offsetkompensiert werden können. In Wirklichkeit steigt der Ausgangswiderstand (von S9.2 aus gesehen) beim Leiserstellen bis auf 100 Ω an und bedämpft dadurch den Vorkreis etwas weniger. In der Praxis wirkt sich das am wenigsten nachteilig aus, wenn man L-Glied (L5 bzw. L4) und Vorkreis leicht rundkoppelt.

Zum Abgleich auf Rundkopplung schließt man eine Antenne oder einen Prüfgenerator mit 56 Ω Fußpunkt-widerstand an X1 an, dreht RV18 voll auf und biegt L6.3 bzw. L6.4 weg, bis die Lautstärke des empfangenen Signals geringfügig abfällt. Damit RV18 nicht durch induktive Kopplung zwischen L-Glied und Vorkreis unbeabsichtigt umgangen wird, muß eine Abschirmwand zwischen RV18.1 und RV18.2 eingebaut werden. Die Schwingkreise L-Glied und Vorkreis haben je einen gemeinsamen Erdungspunkt, damit keine Chassisströme eine gegenseitige Verkopplung bewirken.



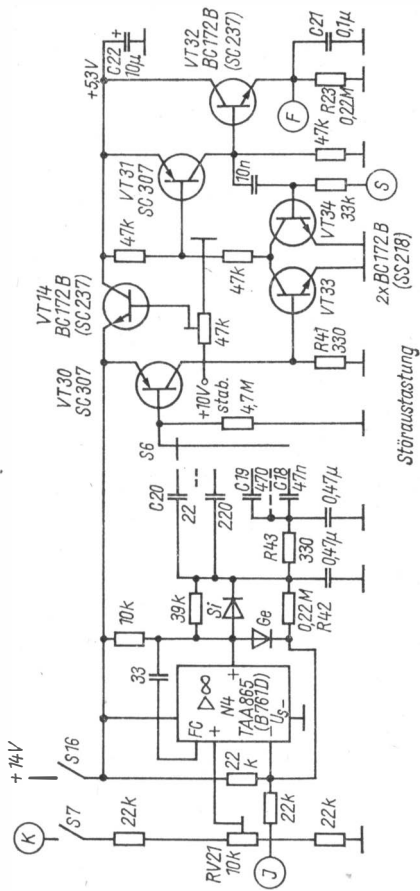


Bild 5 Störaustastung

der Abschirmwand X nicht ausreicht, ist noch eine weitere Trennwand Y erforderlich (Bild 1 und Bild 6). Bei unzureichender Trennwirkung würde das Umschalten auf Empfang (QSK) zu lange dauern. Die Kammer zwischen den Trennwänden X und Y ist schmal und enthält im wesentlichen Entkopplungsbaulemente.

Abstimbarer Hauptoszillator

Der abstimmbare Hauptoszillator (VT9, VT10 nach Bild 6) schwingt jeweils auf der doppelten Empfangs- bzw. Sendefrequenz. S11.2 schaltet die

Schwingkreisinduktivität $L1$ auf den einzelnen Bändern um. $CV2$ ist der Grobabstimmrehkondensator, $CV3$ der Feinabstimmrehkondensator. $S11.1$ spreizt für das 80-m-CW- und das 40-m-Band die Skale von $CV2$ auf 120 kHz. Der Differenzverstärker $VT9/VT10$ begrenzt wirksam die Schwingspannung auf $U_{bp-VT9} \approx 2k_B T_j/e$, ohne zusätzlich der Schwingung Energie zu entnehmen. Auf diese Weise vermeidet man eine Quelle der Verschlechterung der Frequenzstabilität. Außerdem wird die positive und negative Auslenkung der Schwingung unabhängig von der Schleifenverstärkung auf gleiche Werte begrenzt. Das ist für die Einhaltung der Phasenverschiebung von 90° am Ausgang von $D1$ wichtig.

Mit $RV1$ stellt man die Oszillatoramplitude ein. Sollte beim Verkleinern von R_{RV1} auf $1,6\text{ k}\Omega$ U_{osz-pp} nicht über $6,5\text{ V}$ zu bringen sein, so müssen die Basiswiderstände $R1/R2$ gegen solche mit kleinerem Widerstandswert ausgewechselt werden. Die Schwingkreiskondensatoren $C35, C36, C37$ und $C38$ sollen mit kurzen Leitungen in die Schaltung eingelötet werden, damit nicht die Induktivität der Zuleitungen den Rückkopplungsfaktor herabsetzt.

$CV3$ ist selbstgebaut. Die heiße Elektrode besteht aus einem Drahring, der an den Stator von $CV2$ über einen kurzen Draht angelötet ist und in den ein Messingbolzen mit M6-Gewinde eintaucht. Der Messingbolzen läuft in einer Buchse, die in die AHO-Abschirmbox eingeschraubt ist. Vorn trägt er einen Kunststoff-Drehknopf. Damit der Bolzen in der Buchse ohne Spiel läuft, trägt er vor und hinter der Buchse eine Mutter, die mit Gefühl an die Buchse angeschraubt und mit Lack gesichert sind. Im 7-MHz-Band beträgt die Feinabstimmsteilheit $25\text{ Hz je } 10^\circ$ Drehwinkel.

Als Skale für $CV2$ verwendete $DL\ 6\ FY$ ein Messingzahnrad von 4 cm Durchmesser mit 100 Zähnen aus einem Modellbaugeschäft und kennzeichnete jeden 5. Zahn mit einem schwarzen Strich, jeden 10. Zahn mit einer

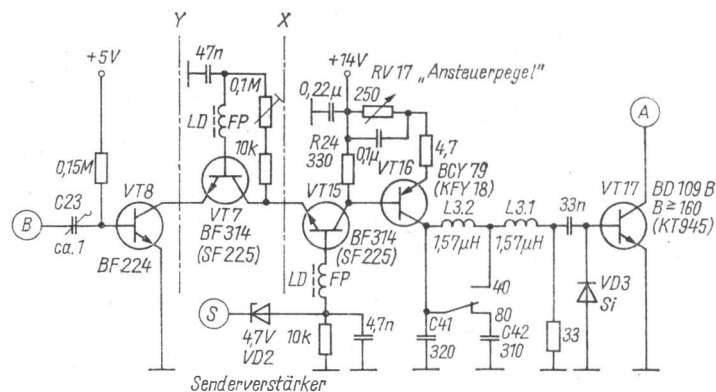


Bild 6 Senderverstärker

Zahl. Das Zahnrad ist an die Rückseite des Grobantriebknopfes geklebt und sitzt vor der Frontplatte. Davor befindet sich ein 6:1-Feintrieb. Auf der Frontplatte ist nur ein Strich angebracht.

Der abstimmbare Hauptoszillator befindet sich in einer Aluminiumabschirmbox, die als kalter Thermostat wirkt. Sie ist gegen das Chassis durch einen Luftzwischenraum getrennt und nur an einer Stelle mit dem Chassis verbunden, damit keine Erdschleifen entstehen und die Wärmeleitung gering bleibt. Die übrigen Befestigungsschrauben sind aus Kunststoff. Im Mustergerät driftet die 7-MHz-Empfangsfrequenz in den ersten 5 min nach dem Einschalten 80 Hz, in der ersten Stunde $80 + 60 = 140$ Hz und danach nur noch langsam um einige Hertz, ohne daß *DL 6 FY* eine Temperaturkompensation vorgenommen hätte. Bei längerem Sendebetrieb wird die Drift größer, weil der Sendeendtransistor VT17 (Bild 6) ungünstigerweise direkt an das Chassis geschraubt ist, bleibt aber so langsam, daß man sie im Verlaufe einer Telegrafieverbindung nicht merkt. Es wäre jedoch besser, für VT17 einen besonderen Kühlkörper oberhalb des Chassis zu verwenden.

Frequenzteiler

U_{osz} gelangt in Gegenphase zu den Takteingängen von D1. Der aus den Takteingängen (Pin 11 bzw. 3) von D1 nach Masse herausfließende Gleichstrom ruft an RV2 und RV3 einen Gleichspannungsabfall hervor. Diese Vorspannung wird dazu benutzt, die beiden Flip-Flop genau beim Nulldurchgang der AHO-Wechselspannung kippen zu lassen. Zum Abgleich bedämpft man den AHO-Schwingkreis so stark mit dem Finger, bis D1 unregelmäßig kippt, was an knarrendem Geräusch beim Empfang kenntlich wird, und stellt RV2 sowie RV3 nach, bis das knarrende Geräusch verschwindet. Den Vorgang wiederholt man bei stärkerer Bedämpfung des Schwingkreises.

Die Kapazität der 4 Leitungen vom Teiler zum Demodulator nach Masse muß klein sein, damit der Teiler D1 eine saubere Rechteckschwingung liefert. Dennoch sind die HL-Flanken von $u_{aus-D1}(t)$ steiler als die LH-Flanken. Der Typ *SN 74 LS 74 N (DL 074 D)* funktioniert nur bis herab zu 40 m. Für die hochfrequenten Bänder müßte ein Flip-Flop-Schaltkreis mit höherer Grenzfrequenz eingesetzt werden.

Mischer

Die Flip-Flop D1.1 und D1.2 sind als Frequenzteiler geschaltet. Dadurch entstehen an den Ausgängen (Pin 9, 8, 5 und 6) vier um genau 90° phasenverschobene Rechteckspannungen mit der halben Oszillatorfrequenz. Sie steuern die Gates der beiden Direktmischer VT5 und VT6 an. Das HF-Empfangssignal führt der Emitterfolger VT4 den Sourceelektroden zu. VT3 arbeitet als Emitterstromsenke mit hohem (Wechselstrom-)Lastwider-

NF-Tiefpaß N1 bzw. N2 gesiebt und verstärkt. Wegen der Gate-Kanal-Kapazität und der wechselnden Kanalwiderstände erzeugt VT5.1 auch bei $U_{ant} = 0$ eine geringe Gleichspannung am Eingang von N1. Auch VT5.2 erzeugt eine ähnliche Gleichspannung, aber mit umgekehrtem Vorzeichen. Die Summe beider hebt sich nicht vollständig auf, da die Kennwerte von VT5.1 und VT5.2 etwas voneinander abweichen. Sie läßt sich zwar mit RV10 offsetkompensieren, aber nur für eine Frequenz. Bei größeren AHO-Frequenzänderungen muß man RV10 nachstellen.

Die IM-Festigkeit des Demodulators (Direktmischers) ist gleich seiner HF-Gleichrichterstörfestigkeit. Im Mustergerät erzeugt eine HF-Spitze-Spitze-Störsenderspannung von 10 mV (im anderen Kanal von 30 mV) in 1 bis 5 kHz Abstand von der Empfangsfrequenz bei 20 Hz Empfängerbandbreite und größter Empfängerverstärkung einen Lesefrequenzstörton mit der gleichen Stärke wie ein S2-Nutzsignal. An Stelle von VT5 und VT6 kann man den Einsatz eines CMOS-Analogschalters CD 4066 AE (U 4066 D) erwägen, um die IM-Festigkeit weiter zu erhöhen.

Tiefpaß

Bild 10 zeigt das Funktionsprinzip des aktiven Tiefpasses. Die beiden RC-Glieder bewirken im Empfänger die gleiche Trennschärfe wie ein flachgekoppeltes Bandfilter mit 2 LC-Schwingkreisen. Ein Störsignal in $10f_{90}$ ($\cong 300$ bzw. 100 Hz) Abstand vom Nutzsignal wird etwa mit 32 dB gedämpft empfangen. Gegenüber der üblichen Schaltung bewirkt der Spannungsteiler R_C , R_D eine Grundverstärkung von $(R_D/R_C + 1) = 8$. Mit S2 schaltet man C_A und C_B und damit die Bandbreite ($B_3 = 20$ Hz, 60 Hz und 300 ... 2300 Hz) um. In Wirklichkeit wird R_G vom Innenwiderstand des Demodulators gebildet. Der Tiefpaß hat Butterworth-Verhalten. Die Flankensteilheit beträgt 12 dB je Oktave bis fast zur $V_R = 50$ fachen Grenzfrequenz. Darüber sinkt sie auf etwa 6 dB/Oktave ab. Bei diesem Abstand beträgt der Schwächungsfaktor aber schon $50^2 = 2500$. R3 bis R6 bewirken, daß die Tiefpaßkondensatoren stets auf die Offsetspannung von N1 aufgeladen sind, so daß beim Umschalten der Bandbreite mit S2 kein Knacken entsteht.

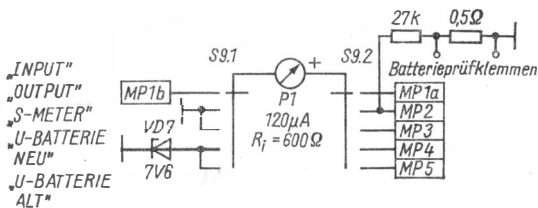


Bild 8 Meßwerkumschaltung

Der Operationsverstärker *MP 550 EP* der Firma MICRO POWER SYSTEMS hat $0,7 \mu\text{V/K}$ Offsetspannungstemperaturdrift, die man durch Abgleich von *RV10* noch verkleinern kann. Seine äquivalente Spitze-Spitze-Eingangsräuschspannung im Frequenzbereich 0,1 bis 10 Hz beträgt $0,25 \mu\text{V}$. Er ist weitgehend frei von Popcorn-Rauschen.

Die Eingangsoffsetspannung beträgt $U_{I0} \leq 0,5 \text{ mV}$, der Eingangsoffsetstrom $I_{I0} \leq 3,8 \text{ nA}$ und der Eingangsruhestrom $I_{IB} \leq 4 \text{ nA}$ im Betriebstemperaturbereich. Der am besten für diesen Zweck geeignete DDR-Typ ist *B 080 Dp*.

Die Offsetkompensation kann man während des Funkbetriebes nach Gehör nachstellen. (Man braucht dazu nicht einen der Zweige abzuschalten.) *VT11* ist normalerweise gesperrt, leitet aber beim Senden oder während eines starken Störimpulses. *R10* schließt dann Ausgang und invertierenden Eingang fast kurz, und die Verstärkung von *N1* verringert sich stark, eventuelle Aufladungen der Tiefpaßkondensatoren werden ausgeglichen. Der Spannungsteiler *RV8/R12* verhindert, daß dabei ein Knacken oder Ton hörbar wird. *RV8* gleicht man in der Sendart *A1A* ab. Der Mithörton wird mit *RV22* gedämpft. Zum Abgleich sendet man eine Punktreihe und gleicht (jeden Zweig für sich durch Abschalten von *S12* bzw. *S13*) *RV9* bzw. *RV8* auf geringstes Knacken ab.

VT 11 und *VT12* müssen sehr hohen AUS-Widerstand und kleinen Gate-sperrstrom aufweisen, damit sie nicht bei Empfang als Gegenkopplungswiderstand wirken und die Verstärkung beeinträchtigen. Damit der Empfang nach Loslassen der Taste wieder rechtzeitig einsetzt, sollen *VT11* und *VT12* $U_T = -(2,5 \dots 3,5) \text{ V}$ Abschneidespannung aufweisen.

Um HF-, NF- und Brummstörinduktion und -influenz zu verringern, baut man die Tiefpässe so auf, daß jede Leitung eng neben ihrer zugehörigen Rückleitung liegt oder mit ihr verdreht ist. Besonders gilt das für die Differenzgänge (Pin 2 und 3).

Modulator

Das Ausgangssignal des Tiefpasses gelangt von Pin 6 zum Modulator *VT23*, *VT24* (bzw. *VT25*, *VT26*). Für EM-Empfang schaltet *S3.1* dann *C7* in Reihe zum Signalweg, um Gleichstrom abzutrennen, und *R8* parallel, falls die Verstärkung bei *J3E*- gegenüber *A1A*-Empfang zu hoch sein sollte. *R7* setzt die Ausgangsoffsetspannung herab, so daß die Einstellung auf Offsetnull weniger kritisch wird. Wenn man *R7* durch ein hochohmiges Potentiometer ersetzt, kann man die Kerbtiefe einstellen. Bei $C7 = 0,47 \mu\text{F}$ wird die Kerbe etwas breiter, und man hört weniger eventuelle Tastclicks.

Mit *S12* bzw. *S13* läßt sich ein Empfangskanal für Abgleichzwecke abschalten.

Als zweites Eingangssignal erhalten die Modulatoren Ansteuerung von dem Lesefrequenzgenerator (Bild 4). Der Lesefrequenzgenerator gibt 2 gegenphasige Sinussignale an den Punkten G und H ab. Der Umpoler *S14* be-

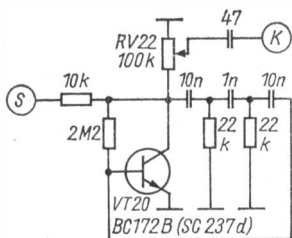


Bild 9

Der Mithörgenerator hat eine sehr feste Rückkopplung. Er liefert einen wohlklingenden Ton mit 250 Hz Grundfrequenz, der sich beim QSK-Betrieb gut von den empfangenen Signalen unterscheidet

wirkt die Seitenbandumschaltung. Für die Transistoren im Phasenschiebegerator sind beliebige npn- bzw. pnp-Typen geeignet. RV20 gleicht man im Kompromiß zwischen sauberer Sinusform und sicherem Anschwingen ab. Mit S15 läßt sich die Lesefrequenz zwischen 700, 1000 und 1300 Hz, letztere für J3E-Empfang, umschalten.

Mit RV12 und RV3 kann man beide Modulatoren auf Balance (Unterdrückung des Gleichanteils der Steuerspannung von N3) abgleichen. Damit diese Einstellung bei Seitenbandwechsel erhalten bleibt, müssen die Lesespannungen an G und H gleiche Amplitude aufweisen. C8 bis C12 verblocken gegen eindringende HF-Reste.

Die Gegentaktspannungen addieren sich an den Summierwiderständen R15, R17. Die Widerstände R14, R16, R18 und R19 verringern die Belastung der Modulatoren und damit den Klirrfaktor.

NF-Verstärker

Der NF-Vorverstärker N3 hat $V_u = 50$ fache Verstärkung und steuert die NF-Endstufe VT28/VT29. Die Endstufe ist für relativ unempfindliche Kopfhörer ausgelegt. Bei empfindlicheren Kopfhörern schaltet man einen Abschwächer in Kette oder verringert den Gegenkopplungswiderstand R18. C13 bis C16 trennen die Eingangsgleichströme von N3 von den beiden Modulatoren ab, die die Balance beeinträchtigen können. C17 bewirkt zusammen mit R18, daß N3 als Tiefpaß arbeitet. C18, VD10 und VD11 begrenzen U_{aus-pp} auf 1,2 V und verhindern eine Überlastung der Endtransistoren bei großen Signalen.

Die Endtransistoren ziehen keinen merklichen Ruhestrom (B-Betrieb). Empfängt der Empfänger ein Signal, so steigt der Kollektorstrom der Endstufe proportional U_{ant} an. An MP3 kann man deshalb ein S-Meter anschließen (Bild 8), wenn die Kopfhörerimpedanz konstant bleibt.

Der Wechselanteil des Kollektorstroms fließt über C34 in den Kopfhörer. Um Batteriestrom zu sparen, soll die Impedanz des Kopfhörers nicht kleiner als 16Ω gewählt werden. Bei hochohmigem Kopfhörer schaltet man mit S8 eine Grundlast an. Der Kopfhörerausgang ist gegen das Eindringen von HF-Signalen (Antennenwirkung der Kopfhörerleitung) verblockt.

Zwischen NF-Vor- und -Endverstärker liegt die Rauschblende VT13. Der Spannungsteiler $R20$ bis $R22$ teilt die Spitze-Spitze-Schwellenspannung fest auf 20 mV vor. Mit $RV15$ kann man die Schwellenspannung durch Verkleinern der Einschaltspannung der Endtransistoren weiter bis auf 0 verringern. Die «einstellbare Z-Diode» $RV16/VT13$ verhindert, daß bei großem eingestelltem Widerstandswert $RV15$ die Basisvorspannung der Endstufe über 1,2 V ansteigen kann. Wie alle konventionellen Rauschblenden läßt sich auch diese bei sehr kleinem Signalabstand nicht verwenden.

Störaustastschaltung

Am Punkt K (Bild 3) wird die NF-Spannung für die Störaustastschaltung (Bild 5) entnommen. Beim Auftreten eines Störimpulses leitet VT32. Das Potential F steigt an, so daß VT11 (bzw. VT12) den Tiefpaß N1 (N2) kurzschließt. Die Störaustastschaltung (Bild 5) überwacht die Steilheit der NF-Hüllkurve am Ausgang der Endstufe (Punkt K entsprechend Bild 3). Das geschieht mit einem der Kondensatoren $C20$, der den Störimpuls (nach Verstärkung durch N4) differenziert. Der Kondensatorladestrom I_{C-20} speist die niederohmige Basis des leitenden Transistors VT30. Am Kollektorlastwiderstand $R41$ entsteht ein Spannungsabfall, der der Steilheit der Hüllkurve im jeweiligen Augenblick proportional ist. Bei Telegrafieempfang gelangt das von N4 verstärkte Signal erst über den Tiefpaß $R42, C17, R43, C18$ zu den Differentiationskondensatoren $C19$, um in der Hüllkurve vorhandene Nadelimpulse zu entfernen. Bei EM-Empfang kommt es auf kurze Reaktionszeit an, und eventuell vorhandene Nadelimpulse schaden nicht.

Mit $S6$ wählt man unterschiedlich große Differentiationskapazitäten und damit die Höhe der Austastschwelle aus. Die Zeitkonstante $R23 \cdot C21$ legt die Austastzeit auf etwa 20 ms fest. VT14 setzt die Versorgungsspannung für VT32 auf +5,3 V herab, damit die Gatesperrschicht von VT11 und VT12 während des Austastens nicht in Durchlaßrichtung gepolt werden kann. $C22$ liefert die benötigten hohen Stromimpulse.

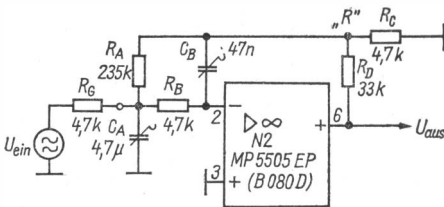


Bild 10
Aktiver Tiefpaß (Prinzipschaltung) mit Hinweisen zur Dimensionierung.

Vorgaben: $R_B = R_G$; $V_R = U_R/U_{ein}$; Grenzfrequenz f_{go}

Dann gilt: $R_A = V_R \cdot R_G$

$$C_A = 1 / (\pi \sqrt{2} \cdot f_{go} \cdot R_G)$$

$$C_B = 1 / (2 \sqrt{2} \pi \cdot V_R \cdot R_G \cdot f_{go})$$

Die angegebenen Bauelemente gelten für $V_R = 50$, $R_G = 4,7 \text{ k}\Omega$ und $f_{go} = 10,2 \text{ Hz}$

Die Austastschaltung funktioniert auch bei EM-Empfang sehr gut. Bei Störimpulsen, die die Schwelle überschreiten, ist nur ein geringer Ausschaltknack zu hören. In Verbindung mit einer automatischen Lautstärkeregelung wäre ihre Handhabung noch bequemer.

Sender

Zum Senden entnimmt C23 dem Schaltkreis D1.1 (Bild 2) einen kleinen Teil der Rechteckausgangsspannung und führt ihn VT8 (Bild 6) zu. C23 besteht aus einem Stück Schaltdraht, der einmal um die Gateleitung von VT6.1 herumgewickelt ist. Man gleicht C23 auf $U_{b-VT8} = 50 \dots 70$ mV ab. VT7, VT8 und VT15 verstärken diese Spannung auf $U_{R24-pp} = 2$ V. Der Tasttransistor VT15 steuert den Treibertransistor VT16 an. Den Aussteuerungsgrad kann man durch Verkleinern von R_{RV14} bis zu einem Maximalwert vergrößern. Über diesen Wert hinaus nimmt der Aussteuerungsgrad wieder ab. Es ist zweckmäßig, die zugehörige Stellung an der Frontplatte mit einem Punkt zu markieren.

VT16 arbeitet im C-Betrieb. Das L -Glied $L3$, C41, C42 paßt den optimalen Treiberlastwiderstand $R_{L-VT16-opt} = 500 \Omega$ an den niederohmigen Eingangswiderstand $R_{e_{in-VT17}} = 10 \Omega$ der Endstufe VT17 an. Seine Bandbreite beträgt bei $f_0 = 3,6$ (bzw. 7) MHz $B = 0,5$ (bzw. 1) MHz. VT 17 arbeitet im C-Betrieb ohne Ruhestrom. Die positiven Halbschwingungen vom Treibersignal fließen in die Basis von VT17, die negativen durch VD3, so daß das L -Glied tatsächlich einen vollständigen Schwingungsvorgang ausführen kann und eine energiesparende Transformation bewirkt.

Zum Abgleich des L -Glieds zwischen Treiber und Endstufe setzt man vorübergehend das L -Glied der Endstufe außer Betrieb und gleicht $L4$ (bzw. $L5$) auf größten Endstufenkollektorgleichstrom ab. Dabei ist der Ansteuerpegel (RV17) konstantzuhalten und vor jedem Ablesen der Chassisdeckel zu schließen.

Die Stromverstärkung des Endtransistors soll bei der angegebenen Dimensionierung mindestens $B = 160$ betragen. Setzt man den $KT 945 A$ ein, so muß wegen seiner geringeren Stromverstärkung die Vorverstärkung erhöht werden.

Bei $R_L = 20 \Omega$ Kollektorlastwiderstand kann man im C-Betrieb bei vernachlässigbarer Kollektorrestspannung $P_{aus} = U_{G1}^2 / 2R_L$ als Output erwarten, z. B. bei $U_{G1} = 13$ V (unter Last) $P_{aus} = 4,2$ W.

Bei vernachlässigbaren Verlusten entsteht am $56\text{-}\Omega$ -Absorber die Spitze-Spitze-Spannung $U_{ant-pp} = 2\sqrt{2P_{aus}R_{ant}} = 43$ V. Zum Abgleich des Endstufen- L -Glieds schließt man an die Antennenbuchse einen $56\text{-}\Omega$ -Absorber an und dreht RV17 (Bild 6) auf, bis die HF-Spitze-Spitze-Spannung am Absorber 43 V beträgt.

Dann schaltet man S9 (Bild 7) in Stellung «Input», liest am Drehspulmeßwerk P1 den Kollektorgleichstrom $I_{CAV-VT17}$ der Endstufe ab und wiederholt das Verfahren bei anderen Frequenzen. Auf der Frequenz mit dem geringsten

Kollektorgleichstrom $I_{CAV-VT17}$ ist der Wirkungsgrad am höchsten. Durch Abändern von $L4$ (bzw. $L5$) bringt man diese Frequenz in Bandmitte.

Hinweise zur Konstruktion

Auf der Frontplatte des Mustergeräts sind in der oberen Reihe von links nach rechts angeordnet: Bandschalter $S9$, Sendepegelsteller $RV17$, Offset-einsteller $RV10$, Bandbreitenschalter $S2$, Drehspulmeßwerk $P1$, Mittellückenschalter $S3$, Rauschblende $RV15$ und Austastschwelle $RV21$. In der unteren Reihe: $S5$, Vorkreisgrobabstimm-drehkondensator $CV1$, Lautstärkesteller $RV18$, Feinabstimm-drehkondensator $CV3$, Grobabstimmkondensator $CV2$, Oszillatorbandschalter $S11$ und Netzschalter $S4$.

An der Rückwand befinden sich NF-Ausgang, EIN-Schalter für die Störaustattung $S16$, Meßwerkumschalter $S9$, Seitenbandwahlschalter $S14$, Lesefrequenzumschalter $S15$, Mithörlautstärkesteller $RV22$, Offsetgrobabgleich $RV4$, Antennenbuchse, Frequenzzählerbuchse, Tastenbuchse, Batterieanschlüsse, Klemmen für Batterieprüfung und Ausgang für Tastspannung zur Endstufentastung. Im Mustergerät ist $S9.4$ als getrennter Schalter aufgebaut und läßt sich von der Rückwand bedienen. Es ist betriebstechnisch bequemer, $S9.4$ mit $S9.3$ mechanisch zu koppeln. Man muß aber auf gute elektrische Entkopplung beider Schalterstellen achten.

Spulentabelle

- $L1.1$ – 11 Wdg., 0,8-mm-CuL, in 2 Kammern
 - $L1.2$ – 12 Wdg., 0,3-mm-CuL, in der 3. Kammer
 - $L1.3$ – 3 Wdg., 0,3-mm-CuL, 10 mm Durchmesser, auf Stirnseite von $L1.2$ geklebt
 - (Spulenkörper aus Kunststoff, 3 Kammern, $D_i = 10$ mm, $D_a = 18$ mm, 8,5 mm lang.)
 - $L3.1$ – 9 Wdg., 1-mm-CuL, 17 mm Durchmesser, 12 mm lang
 - $L3.2$ – 11 Wdg., 1-mm-CuL, 17 mm Durchmesser, 20 mm lang
(Abstand beider Spulen = 12 mm.)
 - $L4$ – 22 Wdg., 1-mm-CuL, 22 mm Durchmesser, 25 mm lang
 - $L5$ – 15 Wdg., 1-mm-CuL, 22 mm Durchmesser, 23 mm lang
 - $L6.1$ – 11 Wdg., 0,8-mm-CuL, 25 mm Durchmesser, 10 mm lang
 - $L6.2$ – 11 Wdg., 0,5-mm-CuL, über $L6.1$ gewickelt
 - $L6.3$ – 2 Wdg., 0,5-mm-CuL, 25 mm Durchmesser, Abstand zu $L6.2$
(wenige mm) abgleichen
 - $L6.4$ – 1 Wdg., 0,5-mm-CuL, 25 mm Durchmesser, Abstand zu $L6.1$
(wenige mm) abgleichen
 - (Induktivität 80 m etwa $10\mu H$, 40 m etwa $2,5\mu H$.)
 - $LD1 \dots LD9$ – 3 Wdg., 0,3-mm-CuL, 6-Loch-Zylinderkern, 6 mm \varnothing , 10 mm lang
-

Literatur

- [1] H.Spieler, DL 6 FY, CW-Direktempfangstechnik. cq-DL 53 (1982) Heft 3, Seite 113 bis 116
- [2] H.Spieler, DL 6 FY, CW-Direkt-Transceiver für 80 m/40 m. cq-DL 53 (1982) Heft 5, Seite 212 bis 215, Heft 6, Seite 274 bis 276, Heft 7, Seite 322 bis 324, Heft 8, Seite 380 bis 382, Heft 9, Seite 430/431

Wir klären Begriffe

RUHEMASSE



Die Entwicklung der Nachrichtentechnik, der Elektronik und der Leistungselektronik hat einen hohen Stand erreicht, der im hier interessierenden Zusammenhang zu hochempfindlichen Geräten, zu einer Überbelegung der zur Verfügung stehenden Frequenzbänder durch leistungsstarke Sender und zu hohen zu schaltenden Leistungen geführt hat. Die störende Einstrahlung unerwünschter hochfrequenter Signale in Geräte und Anlagen ist durch eine verstärkte Abstrahlung von HF-Energie in unterschiedlicher Form und für unterschiedliche Zwecke zu einem Problem geworden, das sowohl an Geräte- und Anlagenhersteller neue Anforderungen stellt als auch in bestehenden Geräten und Anlagen die Behebung von Störungen erfordert.

Die Unterdrückung von Hochfrequenzeinstrahlungen durch geeignete Maßnahmen ist allerdings ein sehr individuelles und vom betreffenden Gerät und von seinem Aufstellungsort abhängiges Verfahren, für das es keine allgemein geltenden Richtlinien gibt. Durch die Abhängigkeit vom jeweils vorliegenden elektromagnetischen Feld kann eine an einem Gerät getroffene Maßnahme an einem anderen Gerät gleichen Typs in einer anderen Umgebung weniger wirksam sein. Weiterhin gilt es, leitungsgebundene Störungen wirkungsvoll zu unterdrücken. Das Gesamtproblem der elektromagnetischen Beeinflussung und Störung sowie ihre Verhütung werden auch als *elektromagnetische Verträglichkeit* bezeichnet, worunter man die Fähigkeit eines Systems oder Geräts versteht, in seiner elektromagnetischen Umwelt zu funktionieren, ohne selbst die Umwelt und damit andere Systeme oder Geräte übermäßig oder untragbar zu stören. Die anstehenden Probleme dieses Zusammenwirkens in einer Umwelt mit einem verträglichen Beeinträchtigungsgrad sind vielerorts einer Lösung zuzuführen, die den Bereich der Nachrichtentechnik und der Leistungselektronik wie auch der Datenverarbeitung und andere Bereiche einschließt. In diesem Zusammenhang hat ein neuer Qualitätsparameter für Systeme und Geräte an Bedeutung gewonnen, der unter dem Begriff *Störfestigkeit* zusammengefaßt wird. Für den Hersteller elektronischer Systeme und Geräte ergibt sich damit die Forderung, störfestigkeitsfördernde Maßnahmen so zu konzipieren und zu realisieren, daß die zugesicherten technischen Parameter unter den zulässigen elektromagnetischen Umweltbedingungen eingehalten werden. Die maximalen Feldstärken, unter denen eine Störfestigkeit gewährleistet sein

sollte, sind gesetzlich [1] festgelegt. Sie können für funktechnische Einrichtungen bis zu 10 V/m [2] und für Geräte der Unterhaltungselektronik um 1 V/m betragen.

Klassifizierung von Störungen

Störsignalpegel lassen sich in ihrer Form und ihrem zeitlichen Verlauf nach in folgende Gruppen einteilen (Bild 1):

- sinusförmige Dauersignale;
- impulsförmige Dauersignale (breitbandiges Linienspektrum mit zeitlich konstanten Amplituden);
- rauschförmige Dauersignale (breitbandiges kontinuierliches Spektrum mit zeitlich statistischer Amplitudenverteilung);
- Kurzzeitstörungen (Einzelimpulse mit großer zeitlicher Periode).

Die gezeigten Störsignalformen haben ein unterschiedliches Spektrum, was besondere Maßnahmen für die Entstörung erfordert.

Die Ausbreitung derartiger Störungen zwischen Sender und gestörtem Gerät kann wie folgt klassifiziert werden:

- galvanische Ausbreitung über angeschlossene Leitungen (z. B. Netz);
- induktive und kapazitive Verkopplung über Leitungen;
- Ausbreitung in Form elektromagnetischer Strahlung.

Der zu berücksichtigende Frequenzbereich erstreckt sich von einigen Hertz bis zu den höchsten in heutigen Systemen und Geräten verwendeten oder in der Umwelt auftretenden Frequenzen, so daß sich die obere Grenze bis zu 40 GHz erweitert hat. Besonders aufwendig in ihrer Unterdrückung und bei den Gegenmaßnahmen sind Störungen, die sich aus einer induktiven Beeinflussung sowie durch elektromagnetische Wellen als leitungsgebundene oder leitungsfreie Störung ergeben. Bild 2 zeigt im Prinzip die Verhältnisse zwischen Störquelle, Übertragungsweg und Störsenke, d. h. gestörtes Gerät. Dabei ist zu beachten, daß die Störquelle sich auch im Gerät selbst befinden kann.

Eine andere Betrachtungsweise unterteilt in:

- Funkstörungen, d. h., die Störung gelangt über den Signalweg (Übertragungskanal) in den Empfänger;
- funkstörende Beeinflussung bzw. Einstrahlung, d. h., die Störung gelangt außerhalb des Übertragungskanals durch Einstrahlung in den Empfänger.

Eine Entstörung betrifft eine Herabsetzung des Störvermögens von Systemen und Geräten, die als Störquelle auftreten, während die Erhöhung der Störfestigkeit Maßnahmen in Systemen und Geräten enthält, gegenüber auftretenden Störungen unempfindlich zu sein.

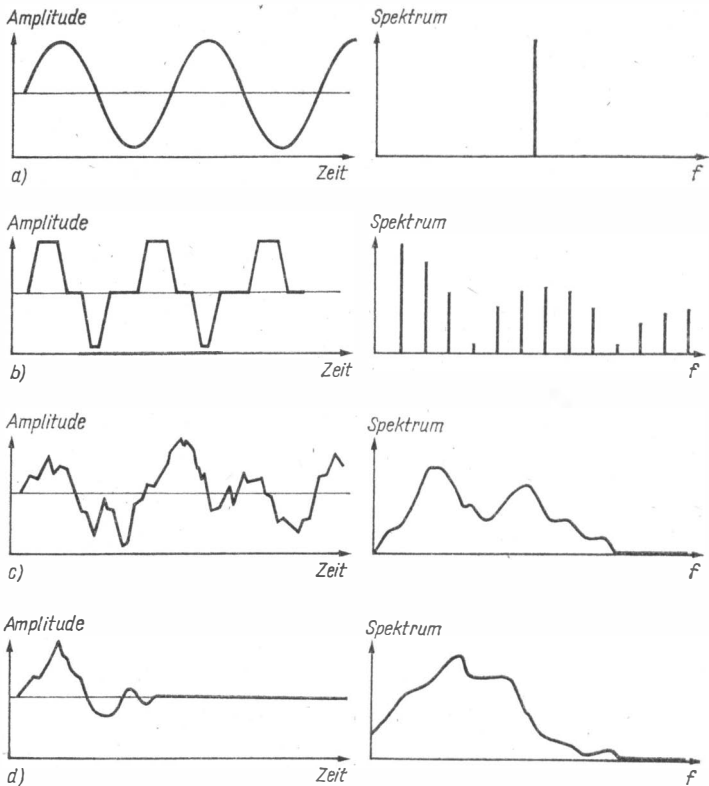
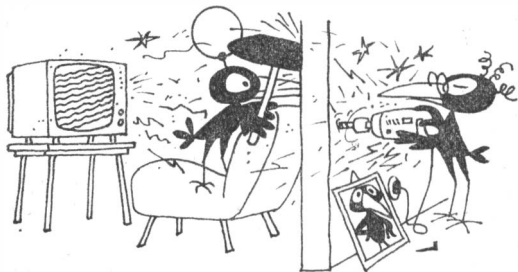


Bild 1 Störsignale – Formen und Spektrum; a – diskretes sinusförmiges Dauersignal, b – impulsförmiges Dauersignal, c – rauschförmiges Dauersignal, d – Kurzzeitstörung



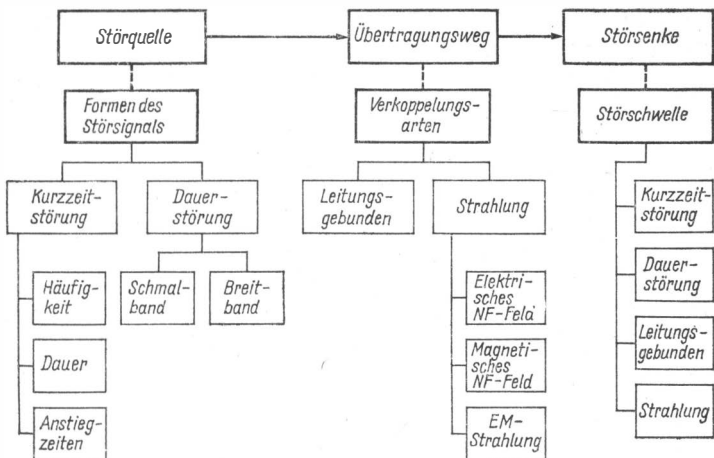


Bild 2 Störquelle – Übertragungsweg – Störsenke (Prinzip)

Störursachen und Störquellen

Die Möglichkeiten für das Auftreten von Störungen sind relativ groß. Neben funkttechnischen Einrichtungen, für die entsprechende Vorschriften einzuhalten sind, kommen immer mehr leistungselektronische Geräte und die Vielzahl der im Haushalt vorhandenen elektrischen Geräte in Betracht. Weiterhin müssen medizinische Geräte, Beleuchtungseinrichtungen (Leuchtstoffröhren), Thermostate und Schalter mit berücksichtigt werden. Dementsprechend ist auch die Anzahl der möglichen Störerscheinungen groß, über die und ihre möglichen Ursachen Tabelle 1 einen Überblick gibt.

Eine relativ neue Störquelle können Taschenrechner und Tischrechner sein, obwohl sie keine Sender im üblichen Sinne sind. Von ihnen können Störungen ausgehen, die meist in einem Zusammenhang mit der im Taschenrechner verwendeten Taktfrequenz stehen. Eine weitere, relativ junge Störquelle können Schaltnetzteile sowie Einrichtungen zur stufenlosen Einstellung der Lampenhelligkeit (Dimmer) sein.

Allgemeine Maßnahmen zur Verringerung von Störungen

Die Störfestigkeit von Systemen und Geräten läßt sich durch unterschiedliche allgemeingültige Maßnahmen verbessern, die im konkreten Einsatzfall zu mehr oder weniger Erfolg führen und die überblicksmäßig kurz dargestellt werden.

Tabelle 1 Störungserscheinungen und -ursachen

Erscheinungsbild		Mögliche Ursachen
ständig	Rauschen, Brummen	Elektromotoren in Haushalt und Industrie, Thyristorhelligkeitsregler, elektronische Spannungswandler
Sprache unter Umständen verzerrt		Funkstellen
	kratzendes Rauschen, Knattern, Prasseln	Kollektorelektromotoren, Großgleichrichter, Spannungsüberschläge an Hochspannungsleitungen, schmorender Kontakt, Kriechströme (z. B. durch Feuchtigkeit)
schnell an- und abscwellender Brummtton		Therapiegerät (Diathermie)
an- und abscwellendes Prasseln		statische Aufladungen der Antennen, Haushaltgeräte (Kaffeemühle, Staubsauger usw.), Aufzugsanlagen
	Knattern	ortsfest betriebener Otto-Motor (z. B. Notstromanlage, Kompressor usw.), stehendes Kraftfahrzeug mit laufendem Motor
zeitweise periodisch	Knacken, Ticken	Thermostate (z. B. Kaffeemaschinen, Bügeleisen, Heizgeräte, Kühlanlagen usw.), Reglerkontakte, Uhren
unregelmäßig, kurz	Knacken, Krachen	atmosphärische Störungen (Gewitter), Schaltautomaten, Kontakte von Lichtschaltern, andere Kontaktstörungen
anhaltend, frequenzabhängig	Brummen, Rauschen, Pfeifen, Zwitschern	Effekte im Netzgleichrichter, «Dimmer», Leuchtstoffröhrendrosseln, Überlagerung frequenzbenachbarter Sender, Oszillatoren anderer Rundfunkgeräte

Die erste Maßnahme betrifft die Störquelle, d.h., alle Systeme und Geräte sind durch Einhaltung definierter Toleranzgrenzen für hohe Spannungen, Ströme, Felder und Energien sowie durch eine entsprechende konstruktive Gestaltung möglichst störungsarm aufzubauen, so daß sie idealerweise nicht als Störquelle in Erscheinung treten.

Weiterhin ist dafür zu sorgen, daß zwischen Störquelle und Störsenke möglichst keine Verkopplung stattfinden kann. Beispiele dafür sind hochfrequenzdichte Gehäuse, Zuführung von Eingängen und Ausgängen sowie der Energieversorgung über Filter, Unterbringung von Baugruppen in abgeschirmten Kammern mit gefilterten Verbindungsleitungen, kurze Leitungen unter Vermeidung einer Parallelführung der Leitungen, Abschirmungen und Verdrillen von Leitungen, Begrenzung von Spannungen, Potentialtrennung u.a.

Bei der Signalsiebung unterscheidet man:

- Signalsiebung mit RC -Siebgliedern, wenn der Frequenzbereich des Störsignals genügend weit über dem des Nutzsymbols liegt;
- Signalsiebung mit LC -Gliedern im Fall einer Lage des Störfrequenzspektrums nahe dem des Nutzfrequenzspektrums;
- Signalsiebung mit Bandsperrern, die sich als sogenannte selektive Filter beim Auftreten unerwünschter Störspannungen zu ihrer Unterdrückung als geeignet erwiesen haben.

Ein Netzfilter kommt immer dann zum Einsatz, wenn die Gefahr besteht, daß ein Gerät gestört werden kann, oder wenn zu viel Störenergie an das Netz abgegeben wird. Es gibt unterschiedliche Möglichkeiten, ein Filter einzubauen. Es kann sowohl die Störquelle wie die Störsenke oder beides zusammen entstört werden. Als Filter verwendet man Absorptions- und LC -Filter, die auch für andere leitungsgebundene Störungen geeignet sind.

Im folgenden werden einige Maßnahmen zur Verringerung der Störbeeinträchtigungen, die sich auf vorwiegend Rundfunkempfänger, auf den Autoradioempfang und die Leistungselektronik als ausgewählte Beispiele beziehen, vorgestellt.

Verringerung der Einstrahlung in Rundfunkempfängern

Einstrahlungsstellen können außerhalb und innerhalb von Rundfunkempfängern auftreten. Zuerst sollte man sich auf Einstrahlungsstellen außerhalb des Geräts konzentrieren, wozu noch folgende Maßnahmen dienlich sind:

- Vermeiden langer, ungeschirmter Verbindungskabel zu einzelnen Heimgeräten (Rundfunkempfänger – Magnetbandgerät, Rundfunkempfänger-Plattenspieler);
- Herstellen guter Erdverbindungen zwischen den Geräten bzw. Zubehöreinrichtungen (Mikrofon);
- Vermeiden langer, ungeschirmter Lautsprecherleitungen zu den Lautsprecherboxen;

- ordnungsgemäß aufgebaute Antennenanlage einschließlich Antennenverstärker, Frequenzweichen und Ableitungen sowie Verteilereinrichtungen.

Die Untersuchung im Gerät selbst beginnt mit einem allgemeinen Überprüfen der Erdverbindungen und der Lötstellen. Oftmals ist die Ursache auch bei Elektrolytkondensatoren zu finden, die infolge langer Betriebszeit ihren Innenwiderstand beträchtlich erhöhen.

Störung des HF-Teils

Störeinstrahlungen in den HF-Teil von Rundfunkempfängern sind relativ selten, da die Selektionsmittel eine ausreichende Dämpfung unerwünschter Signale bewirken. Abhilfe gegenüber eventuellen Einstrahlungen schaffen ein HF-Trenntransformator (s. Filter 1 in Tabelle 2) bzw. geeignete HF-Hochpässe oder Bandsperren. Zur Unterdrückung von Empfangsstörungen durch starke Störsignale von in unmittelbarer Nähe gelegenen HF-Sendern dienen selektivere Mittel wie Saug- und Sperrkreise bzw. eine direkt am UKW-Tunereingang oder an der Antennenbuchse angebrachte und als Saugkreis wirkende Stichleitung.

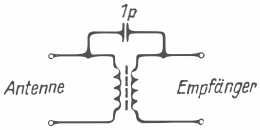

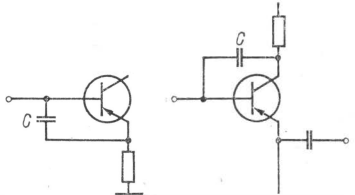
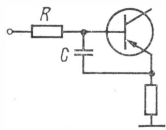
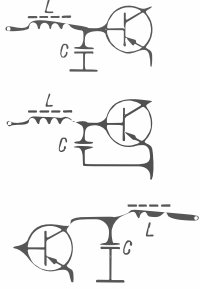
Störungen des NF-Teils (Bild 3)

Eine häufig auftretende Störung ist die HF-Einstrahlung in den NF-Teil. Derartige Störungen werden von Sendern verursacht, die mit Amplitudenmodulation (Kurzwellen-, Mittelwellen- und Langwellensender) oder mit Einseitenbandmodulation arbeiten. Auch in diesem Fall liegt oftmals keine Direkteinstrahlung in den NF-Teil vor, sondern die unerwünschten HF-Signale gelangen über die angeschlossenen Mikrofon-, Plattenspieler- oder Magnetbandgerätekabel sowie über Lautsprecher- und Netzzuleitungen in das Gerät. Im Gerät erfolgt an einer nichtlinearen Kennlinie eine Gleichrichtung, und nach einer entsprechenden Verstärkung wird das Störsignal über die Lautsprecher hörbar. Eine entsprechende Abhilfe schaffen *RC*- und *LC*-Glieder in den Leitungseingängen.

Auch innerhalb des Geräts selbst ist eine Einstrahlung über längere Verbindungsleitungen zwischen einzelnen Leiterplatten möglich. Zur Ermittlung der Einstrahlstelle sind am zweckmäßigsten zunächst alle Anschlußkabel (Mikrofon-, Plattenspieler- und Magnetbandgerätekabel) sowie die Lautsprecherleitungen zu entfernen. Die Lautstärke ist auf Maximum zu stellen. Die Klangeinsteller und der Balanceeinsteller stehen in Mittelstellung. Zum Abhören der Störung verwendet man die eingebauten Lautsprecher. Mit dem Lautstärkeinsteller läßt sich ermitteln, ob die Störung in Stufen vor bzw. hinter dem Lautstärkeinsteller einstrahlt.

Beim Einkreisen der Einstrahlstelle (Tabelle 3) trennt man einmal stufenweise durch Ipoliges Auslöten des Koppelkondensators den NF-Weg auf.

Tabelle 2 Maßnahmen für Störunterdrückung

Filter Lfd.-Nr.	Entstörmaßnahme	Schaltbild (Prinzip) $L \rightarrow 10\mu\text{H} \dots 10\text{mH}$; $C \rightarrow 1\text{nF} \dots 2\mu\text{F}$; $R \rightarrow 10\Omega \dots 10\text{k}\Omega$
1	HF-Transformator	
2	π -Filter	
3	Kondensator	
4	RC-Glied	
5	LC-Glied	

6	Drossel (auch in Verbindung mit anderen Bauelementen)	
7	Lautsprecherausgang	
8	Netzfilter	

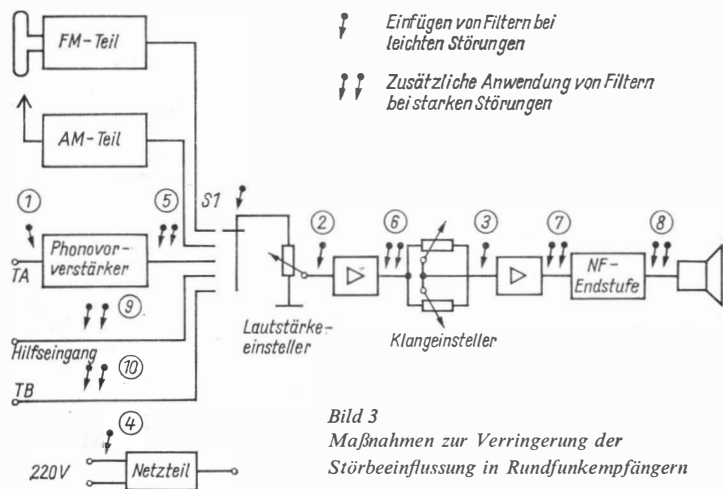
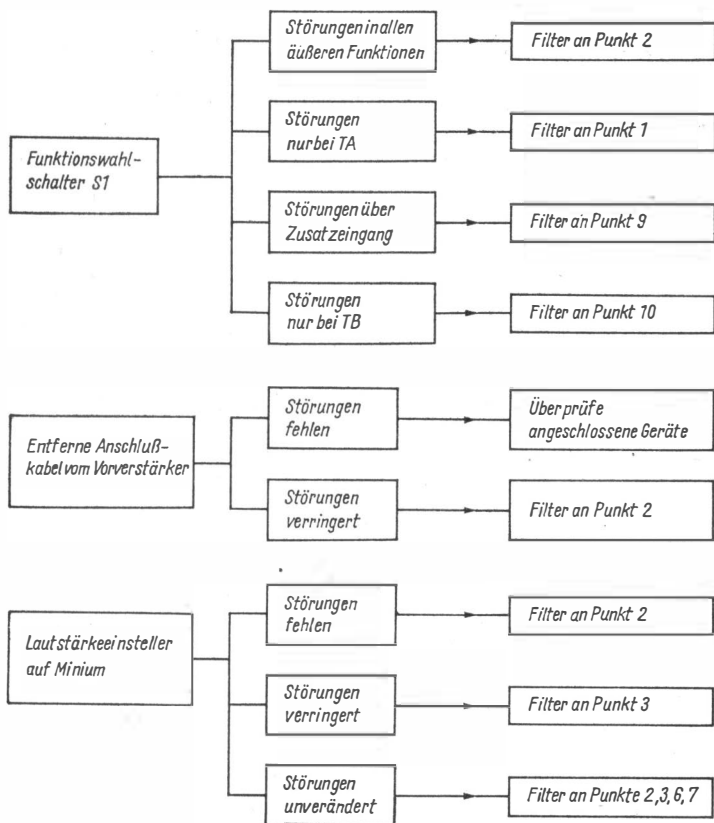


Bild 3
 Maßnahmen zur Verringerung der
 Störbeeinflussung in Rundfunkempfängern

Tabelle 3 Störungsuntersuchungsschritte



Um das stufenweise Auftrennen zu vermeiden, kann man auch einen Kondensator mit einem hohen Kapazitätswert verwenden und den NF-Weg stufenweise kurzschließen und auf diese Weise die gleichrichtende NF-Stufe ermitteln. Ist die Einstrahlungsstelle gefunden, so lassen sich unterschiedliche Entstörmaßnahmen anwenden.

Die wirksamste Störunterdrückung ist ein π -Filter (Filter 2), das sich sowohl in den Basis- als auch in den Kollektorkreis einfügen läßt. Eine besonders einfache, aber dennoch wirksame Entstörmaßnahme ist ein Kondensator (Filter 3) zwischen Basis und Emitter in einer Emitter-Basis-Schaltung bzw. zwischen Basis und Kollektor in einer Kollektor-Basis-Schaltung. Reicht diese einfache Maßnahme zur Entstörung nicht aus, so kann in die

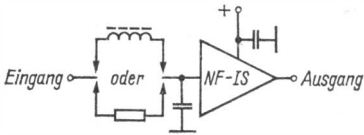


Bild 4
IS-Entstörung

Basisleitung zusätzlich ein Siebwiderstand (Filter 4) bzw. eine HF-Drossel (Filter 5) eingefügt werden. Eine weitere Entstörmaßnahme ist eine HF-Drossel in der Emitterleitung (Filter 6).

Bei im NF-Teil vorhandenen integrierten Schaltkreisen muß man HF-Sperren am NF-Eingang vorsehen, die durch eine HF-Drossel oder einen Widerstand realisiert werden können (Bild 4). Weiterhin ist ein Abblocken der Versorgungsspannung direkt an dem integrierten Schaltkreis möglich. Neben einer Entstörung am IS-Eingang kann auch noch eine entsprechende Entstörung am IS-Ausgang erforderlich werden.

Gelangt die Störung nicht über eine Direkteinstrahlung in den NF-Teil selbst, sondern über die NF-Eingänge, so kann einmal eine Einstrahlung auf die Verbindungskabel vorliegen, zum anderen kann das dem NF-Teil zugeführte und weiter zu verstärkende NF-Signal bereits ein demoduliertes Störsignal enthalten, das von einem vorgeschalteten Gerät (Plattenspieler, Diktiergerät oder Magnetbandgerät) stammt. Durch ein Nacheinander-anstecken der Anschlußkabel läßt sich feststellen, von welcher Tonfrequenzquelle die HF-Störsignale an den Eingang des NF-Teils gelangen. Abhilfe bringen eine Untersuchung bzw. eine Veränderung von Erdungspunkten, ein Einfügen von HF-Siebmitteln direkt am Eingang oder ein Einsatz eines Entstöradapters im Verbindungskabel.

Bei Plattenspielern kann eine Einstrahlung stattfinden, wenn das Signal über den Abschirmmantel des Anschlußkabels zurückgeleitet wird. Hier ist empfehlenswert, daß sämtliche Abschirmmäntel nur an der Chassismasse des Verstärkers liegen und nicht noch zusätzlich an der Plattenspielmassage. Zur Entstörung der Eingänge benutzt man *RC*- bzw. bei niederohmigen Tonfrequenzquellen *LC*-Glieder. Weiterhin lassen sich auch Siebglieder in Form von Entstöradaptoren zwischen Anschlußkabel und Verstärkereingangsbuchse einfügen.

Eine weitere Einstrahlstelle bei NF-Anlagen sind die Lautsprecherleitungen, die bei HiFi-Anlagen (Lautsprecherboxen) mehrere Meter lang sein und als Antenne wirken können. Die unerwünschten HF-Signale gelangen vom Lautsprecheranschluß über die Gegenkopplung zu NF-Vorstufen und verursachen dort Störungen in der beschriebenen Art. Diese Störungen lassen sich durch einen Miniaturkeramik Kondensator zwischen den beiden Lautsprecheranschlüssen (Filter 7) bzw. durch 2 Kondensatoren mit geerdetem Mittelpunkt bei einem symmetrischen Lautsprecheranschluss beseitigen. Ferner kann man unabgeschirmte Lautsprecherkabel gegen abgeschirmte austauschen. Bild 5 zeigt eine andere Entstörmöglichkeit für diesen Fall. Gelangen die Störungen über die Netzschnur ins Gerät, so lassen

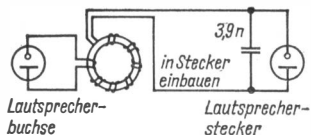


Bild 5
Entstörung langer Lautsprecher-
leitungen

sich geeignete Netzfilter (Filter 8) im Primärkreis des Netztransformators einsetzen.

In Tabelle 3 sind schematisch Untersuchungsschritte zusammengestellt, die das Einkreisen der Einstrahlstelle ermöglichen. In Bild 3 sind die Stellen, an denen entsprechende Filter eingefügt werden müssen, in der vereinfachten Prinzipschaltung eines Rundfunkempfängers markiert.

Die vorgeschlagenen Entstörmaßnahmen lassen sich in entsprechender Weise auch auf andere Heimelektronikgeräte anwenden. Wurde die Störung z.B. auf ein Magnetbandgerät zurückgeführt, so muß bestimmt werden, ob die Störung nur während der Wiedergabe selbst aufgezeichneter Bänder oder bereits bespielter Bänder auftritt. Im ersten Fall liegt dann eine Einstrahlung im Gerät vor, die auf das Band gelangt. Ein entsprechendes Filter am Eingang des Vorverstärkers kann Abhilfe schaffen. Ein Einstrahlen kann auch hier über angeschlossene Kabel bzw. über die Eingänge und den eingebauten Lautsprecher erfolgen. Eine empfindliche Einstrahlstelle bei Plattenspielern ist der Tonabnehmer, besonders dann, wenn der Tonabnehmerträger am Tonarm aus Plast besteht. In diesem Fall hilft eine Metallfolie oberhalb des Tonabnehmers, die mit Tonabnehmermasse verbunden wird.

Maßnahmen zur Entstörung des Rundfunkempfangs im Kraftfahrzeug

Besonders kritisch ist der Rundfunkempfang im Auto bezüglich der möglichen Störungen, über deren Beseitigung ein Überblick gegeben werden soll. Störquellen im Auto sind (Tabelle 4):

- die Zündanlage;
- kleine Elektromotoren;
- die Lichtmaschine;
- das Ein- und Ausschalten von Verbrauchern (Kontakte).

Durch diese Störquellen kann eine

- Störung von anderen Rundfunkteilnehmern (Fernstörung) und eine
 - Störung des Empfangs im betreffenden Kraftfahrzeug (Nahstörung)
- auftreten.

Die Störung durch die Zündanlage wird auf Grund der Funkenentladung an den Zündkerzen und an der Verteilerfunkenstrecke verursacht und kann mit folgenden Maßnahmen reduziert werden:

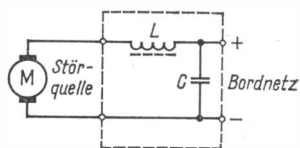
Tabelle 4 Störquellen im Kraftfahrzeug

<ul style="list-style-type: none"> ● Zündanlage mit Zündkerzen und Verteiler sowie Unterbrecherkontakt und Zündspule ● Lichtmaschine mit Kontaktregler 	häufig zu entstören
<ul style="list-style-type: none"> ● Kleinmotoren (Wischer, Lüfter, Scheibenwaschpumpe, Benzinpumpe, Scheibenhebermotoren, Schiebedachbetätigung, Rundum-Kennleuchtenantriebe) ● Spannungsregler für Anzeiginstrumente (Bimetall) 	weniger häufig zu entstören
<ul style="list-style-type: none"> ● Zeituhren ● Signalhorn ● Blinkgeber ● Drehzahlmesser ● Sensoren (Tankgeber, Bremsbelagüberwachung) ● Schalter (Bremslichtschalter) 	selten zu entstören

- Widerstandszündleitung – die für die Abstrahlung wirksame Länge der Leitungen wird verkürzt, für UKW jedoch wenig wirksam;
- HF-Entkopplung der Störquelle von der Leitung durch einen zwischengeschalteten Vierpol (spezielle Zündverteilerfinger und Kerzenstecker);
- vollständige Schirmung der Zündanlage.

Die Störungen, die von kleineren Elektromotoren ausgehen, liegen im Frequenzbereich bis 200 MHz. Sie werden in die Versorgungsleitungen gekoppelt, die als Antenne wirken. Maßnahmen sind:

- Kondensator parallel zum Elektromotor, Drossel in Reihe mit der Speiseleitung;
- LC-Filter (Bild 6);
- Benachbarte Leitungen hochfrequenzmäßig auf Masse legen.



*Bild 6
Entstörfilter für Kleinmotoren*

In der Generatoranlage (Drehstromlichtmaschine) werden Störungen durch die Gleichrichterioden (Ausräumen der Sperrschicht) und den Regler erzeugt. Die Störungen durch die Dioden breiten sich auf der Plusleitung aus und lassen sich durch einen Kondensator reduzieren. Bei einem separat von der Lichtmaschine angeordneten Regler breiten sich die Störungen auf den Leitungen D+ und DF aus, während bei an der Lichtmaschine angebauten Reglern die Störungen über die Ladekontrollleitung zum Armaturenbrett gelangen. In diesem Fall helfen entstörte Regler bzw. Filter in der entsprechenden Leitung.

Eine nahezu vollständige Entstörung ist mit dem ASU-System (automatische Störimpulsunterdrückung) möglich, bei dem im Autoradio die Reststörimpulse elektronisch ausgetastet werden.

Wesentlich für eine gute Entstörung im Kraftfahrzeug ist auch ein entsprechender Potentialausgleich zwischen den einzelnen Teilen der Zündanlage und der Karosserie sowie dem Motorblock. Dazu zählen Massebänder zwischen Zündspule und Motorblock bzw. zwischen Motorhaube und der übrigen Karosserie. Die Entstörung von Schalterkontakten durch Kondensatoren allein ist nicht immer wirksam. Besser, aber auch komplizierter ist der Einsatz von Drosseln (Bild 7), deren praktische Anwendung jedoch vielfach an den hohen Strömen und dem entstehenden Spannungsabfall scheitert.

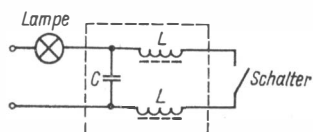


Bild 7
Entstörung eines Schalters

Entstörung in der Leistungselektronik

In der Leistungselektronik werden mehr und mehr Leistungshalbleiter eingesetzt, die an Stelle von Kontakten Schaltaufgaben übernehmen. Verbunden damit sind neue, für kontaktlose Schalter typische Störungen. Leistungshalbleiter werden benutzt:

- zum unregelmäßigen, vereinzelt Ein- und Ausschalten von Strömen;
- zum Ein- und Ausschalten mit Netzfrequenz oder einer anderen niedrigen Frequenz (< 10 kHz), z. B. Lichtregler;
- zum mittelfrequenten Ein- und Ausschalten (> 10 kHz), z. B. getaktetes Netzgerät mit 40 kHz.

Je kürzer die Schaltzeit, desto größer die zeitliche Stromveränderung di/dr , und um so höher wird die induzierte Störspannung über dem Schaltelement und seiner Zuleitung. Beim Ein- und Ausschalten mit niederen und mittleren Frequenzen entstehen Störspannungen, die über das Netzkabel ins Netz abfließen können. Bei der Entstörung unterscheidet man:

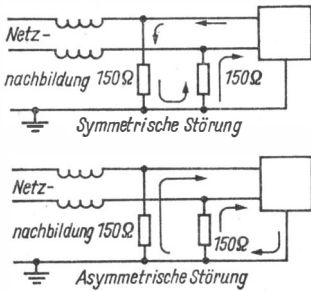


Bild 8
Symmetrische und asymmetrische Störung

- Geräte, die eine niedrigere Grundfrequenz als 10 kHz haben (wie Licht- und Motorregler) und die im Bereich von 140 kHz ... 30 MHz stören;
- Geräte mit einer höheren Grundfrequenz als 10 kHz (geschaltete Netzgeräte, Ultraschallgeräte, Funkenerosionsmaschinen usw.), die im Bereich von 10 kHz ... 30 MHz, eventuell zusätzlich auch im Bereich von 30 ... 300 MHz stören.

Als Störungen treten

- symmetrische Störungen und
- asymmetrische Störungen

auf, die in der Praxis meist beide vorhanden sind, zur Erleichterung ihrer Unterdrückung jedoch getrennt betrachtet werden können (Bild 8). Dabei reduziert man zuerst die symmetrischen und dann die asymmetrischen Störungen.

Die symmetrischen Störungen stammen von Strömen, die nicht durch den Schutzleiter zum Gehäuse der Störquelle zurückfließen. Sie lassen sich durch eine Parallelkapazität zwischen den beiden Phasen bzw. durch die Zuordnung einer Induktivität und eines Kondensators im Fall von Thyristoren oder Triacs zu jedem Bauelement vermindern. Dabei werden sie nahe am Bauelement zugeordnet. Asymmetrische Störströme fließen über den Schutzleiter. Von Vorteil sind Mehrfachdrosseln (Ferritkerne mit 2 bis 4 identischen Wicklungen und sich gegenseitig aufhebenden Magnetfeldern).

Störungen durch Abstrahlung können meist durch ein gutes abschirmendes Gehäuse vermieden werden. Zur Vermeidung von kapazitiven Beeinflussungen gelten wieder die bereits angeführten Maßnahmen (kurze Leitungen, keine parallel geführten Leitungen).

Zu den häufigsten Störquellen gehören Elektromotoren und dabei insbesondere Kollektormotoren. Die Störungen haben häufig eine steilflankige Impulsform. Sie breiten sich auch abhängig von der Frequenz mehr oder weniger stark über die Zuleitungen oder direkt aus. Eine einfache Entstörart ist der Einsatz von Kondensatoren (Bild 9) bei asymmetrischen Störspannungen bzw. von Drosseln (Bild 10) bei symmetrischen Störspannungen. Die Drosseln müssen so bemessen sein, daß beim fließenden Laststrom keine

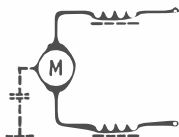


Bild 9
Entstörung durch Kondensatoren

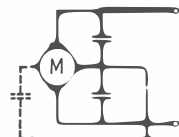


Bild 10
Entstörung durch Drosseln

Sättigung auftritt. Eine weitere Entstörmöglichkeit bieten Ringkerne, die kein Streufeld aufweisen. Damit keine Sättigungsprobleme auftreten, verwendet man möglichst in symmetrischer Form 2 gleiche Wicklungen, die so gestaltet werden, daß sich die vom Laststrom hervorgerufenen Magnetfelder gegenseitig aufheben (Bild 11). Bei geringen Störungen genügen sogenannte Dämpfungspierlen, d.h. kleine Rohrkerne, die über einen Leiter geschoben werden können. Bei Motoren hoher Leistung lassen sich Breitbandnetzfilter einsetzen (Bild 12).



Bild 11
Entstörung durch stromkompensierte
Ringkerndrosseln

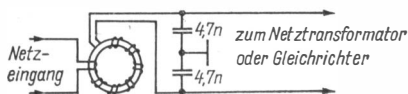


Bild 12
Netzfilter

Literatur

- [1] Anordnung zum Schutz der Bürger vor Gesundheitsschäden durch Einwirkung elektromagnetischer Felder. GBl.I (1978) 8, Seite 114
- [2] W.Prüfert, Störfestigkeit – ein Geräteparameter zunehmender Bedeutung. Technische Mitteilungen des RFZ 25 (1981) 1, Seite 3 bis 5
- [3] H. Neu, Entstörung von Kraftfahrzeugen. Funkschau 50 (1978) 25, Seite 1266 bis 1269
- [4] H.Uber, Wenn hohe Frequenzen stören. Fono Forum (1981) 4, Seite 100 bis 101

Der erste sowjetische Erdsatellit *Sputnik I*, der am 4. Oktober 1957 gestartet wurde, brachte den Beweis, daß es möglich ist, mit einem sich auf einer Erdumlaufbahn bewegendem Satelliten Funkverbindung aufzunehmen und ihn folglich auch als Relaisstelle von Funksignalen zu nutzen. Seit dieser Zeit begann eine stürmische Entwicklung der kosmischen Nachrichtentechnik.

Seit jeher gehörten die Funkamateure zu den Bahnbrechern, wenn es galt, bestimmte Ausbreitungsbedingungen der elektromagnetischen Wellen zu erforschen. So war es auch bei der Erforschung des Kosmos zur Nachrichtenübertragung. Mehr als 10000 sowjetische Funkamateure beobachteten die Funksignale der ersten künstlichen Erdsatelliten. In 28 Radioklubs der DOSAAF wurden spezielle Funkempfangspunkte eingerichtet. Über 30000 Beobachtungsmeldungen sowie Magnetbandaufzeichnungen mit einer Gesamtlänge von etwa 200 km gingen bei der Akademie der Wissenschaften der UdSSR ein. Diese von den sowjetischen Funkamateuren gesammelten Daten trugen zu wichtigen wissenschaftlichen Erkenntnissen über die Ausbreitung der Funkwellen im Kosmos bei.

Versuchssatelliten Radio 1 und Radio 2

Mit dem Start der ersten Amateurfunksatelliten *Radio 1* (Rufzeichen: *RS 1*) und *Radio 2* (*RS 2*) trat eine neue Ära in der Geschichte des Amateurfunks ein. Dem Start der ersten Amateurfunksatelliten ging eine 3jährige, schöpferisch angestrengte Arbeit voraus. Auf Initiative der sowjetischen Zeitschrift RADIO wurde ein Kollektiv gebildet, das sich mit der Entwicklung von Amateurfunksatelliten beschäftigte. In diesem vereinten sich sowohl Wissenschaftler, Funkspezialisten, Vertreter der sowjetischen Funkföderation und des Zentralen Radioklubs der UdSSR *E.T.Krenkel* als auch Amateurfunkkollektive und Studenten unterschiedlicher Hochschulen. Der jüngste Mitarbeiter, *Igor Bilenko*, war 15 Jahre alt, das älteste Mitglied des Kollektivs, *Wladimir Leonidowitsch Dobroshansk*, zählte 70 Jahre.

Die geistige Urheberschaft der sowjetischen Amateurfunksatelliten kommt *Leonid Michailowitsch Labutin* (*UA 3 CR*) zu. Er verstand es, viele bekannte Funkamateure und Konstrukteure für die Entwicklung der Ama-

teurfunksatelliten zu begeistern, ihre Arbeit in bestimmte Richtungen zu lenken und zu koordinieren.

Von seinen Mitarbeitern wäre vor allem *V.A.Eshow (RA 3 ARR)* zu nennen, der maßgeblich am Bau der Empfangseinrichtung der *Radio-Satelliten* beteiligt war. Des weiteren sind *L.M.Demtschenko*, der die Karkassen der Sonnenbatterien konstruierte, sowie die Schöpfer der Bodenleitstellen, *W. Ulybin (UV 3 FL)*, *J. Chomow (UA 3 FG)*, *G. Schulgin (UA 3 ACM)*, *S. Ionow (UA-3-170-184)*, *S. Meschkow (UA-3-137-205)*, *G. Omarow*, u. a. hervorzuheben.

Die Hauptarbeit wurde im neuen, eigens zu diesem Zweck gegründeten *Laboratorium für kosmische Technik* der DOSAAF, vom Studentenkonstruktionsbüro des Moskauer Luftfahrtinstituts *S. Ordshonikidze* und des Instituts für Energetik sowie von den Funkamateuren aus Kaluga, Molodtschno, aus der Region Primorje und aus dem Moskauer Gebiet geleistet.

Innerhalb von 3 Jahren wurden bei beiden Experimentalsatelliten mit Umsetzern für den Amateurfunkverkehr und die Bodenleitstation entwickelt. Zu Ehren des Initiators und Koordinators aller Arbeiten, der Zeitschrift *RADIO*, erhielten sie die Bezeichnung *Radio 1* und *Radio 2*.

Am 26. Oktober 1978 war es dann soweit. Die beiden Amateurfunksatelliten wurden gemeinsam mit dem Satelliten *Kosmos 1045* durch eine Trägerrakete auf eine annähernd kreisförmige Umlaufbahn gebracht. Sie wiesen jeder eine Masse von etwa 40 kg auf. Das Gehäuse war in Form eines Zylinders mit einem Durchmesser von 420 mm und einer Höhe von 390 mm ausgeführt. Außen waren die Antennen und die Sonnenbatterien befestigt.

Die anfängliche Umlaufzeit der Satelliten betrug 120,4 min, die maximale Entfernung zur Erdoberfläche (Apogäum) nahm 1724 km und die minimale Entfernung zur Erdoberfläche (Perigäum) 1688 km ein. Der Neigungswinkel der Flugbahn zum Äquator betrug 82,6°. Bei einer solchen Auswahl der Flugbahn überflogen die *Radio-Satelliten* an einem Tag bis zu 10mal das Territorium der UdSSR, sie tauchten dabei bis zu 25 min in der Funksicht der einzelnen Amateurfunkstellen auf. Wenn der Satellit in der Funksicht der Bodenstelle erschien, hörte man sein von einer Funkbake abgestrahltes Rufzeichen *RS 1* bzw. *RS 2*.

Die Satellitenumsetzer gewährleisteten den Empfang der Funksignale von den Bodenfunkstellen im Frequenzbereich von 145,880 ... 145,920 MHz. Nach der Verstärkung wurden die Signale im Bereich von 29,360 bis 29,400 MHz zur Erdoberfläche zurückgestrahlt. Die maximale Ausgangsleistung des Transpondersenders erreichte dabei 1,5 W, und die Empfänger wiesen eine Empfindlichkeit von 0,5 μ V auf.

Beide Amateurfunksatelliten gewährleisteten die Möglichkeit des Mehrfachzugriffs, d. h., über einen Satellitentransponder konnten gleichzeitig bis 20 Zweiwegamateurfunkverbindungen betrieben werden.

Die maximal überbrückbare Reichweite, die zwischen 2 über die sowjetischen Amateurfunksatelliten in Verbindung getretenen Amateurfunkstellen erreicht wurde, betrug 8000 km. Als Beispiel sei die Verbindung zwischen der Funkstation des Zentralen Kommando- und Empfangspunktes in

Moskau (*RS 3A*) und der Amateurfunkstelle *G 7 IOR* in NORWICH (Großbritannien) genannt. Beiden Stationen gelang es, via *Radio*-Satellit mit einer Sendeleistung von nur 30 ... 50 mW über eine Entfernung von mehreren tausend Kilometern eine Funkverbindung aufzunehmen.

Die sowjetischen Amateurfunksatelliten der ersten Generation erreichten eine Lebensdauer von etwa 7000 Betriebsstunden. In dieser Zeit konnten über *RS 1* und *RS 2* etwa 20000 zweiseitige Funkverbindungen abgewickelt werden. Mehr als 600 Amateurfunker aus 70 unterschiedlichen Ländern hatten das Erlebnis, Amateurfunkverbindungen über die sowjetischen Experimentalsatelliten herstellen zu können. Dabei wurden 80% aller Verbindungen in Telegrafie (CW), etwa 15% in Telefonie (SSB) und der Rest in der Betriebsart Funkfern schreiben (RTTY) betrieben.

Mit *Radio 1* und *Radio 2* wurden in erster Linie theoretische und experimentelle Untersuchungen vorgenommen. Mit ihnen wurden die Besonderheiten erforscht, die der Amateurfunkverkehr via Satellit mit sich bringt.

Von besonderer Bedeutung war die Tatsache, daß es im Verlaufe der Erprobung gelang, die Energiebilanz auf der Funkstrecke Erde-Satellit-Erde ausreichend genau zu bestimmen. Wie zahlreich durchgeführte Versuche ergaben, schwankt das Funksignal auf diesem Übertragungsweg in den Grenzen von 9 dB. Davon entfallen bis zu 6 dB auf die Änderung der Abstrahlrichtung der Bordantennen des Satelliten bei seiner Bewegung auf der Flugbahn.

Dazu kommt die Dämpfung des Signals in Übertragungsmedien der Ionosphäre. Die Dämpfung kann hierbei Extremwerte bis zu 30 dB annehmen. Praktische Versuche mit *RS 1* und *RS 2* zeigten, daß diese Werte für den Amateurfunksatellitenverkehr im Bereich des Zulässigen liegen. Eine Dämpfung des Signals von 10 dB im Amateurfunkverkehr ist nichts Außergewöhnliches, und die restlichen 20 dB können durch Regeln der Sendeleistung der Bodenfunkstellen in den Grenzen von 0,1 ... 10 W (20dB) oder Verbessern der Antennenrichtwirkung kompensiert werden. In der Praxis heißt das: Erhöhen der Ausgangsleistung der Endstufe und Drehen der Antenne genau in Richtung des Amateurfunksatelliten.

Da für die Funkverbindung über die Amateurfunksatelliten keine Spezialausrüstung erforderlich ist, boten die sowjetischen Satelliten *RS 1* und *RS 2* vielen Amateurfunkern, die mit relativ kleinen Sendeleistungen operieren, die Gelegenheit, Verbindungen über große Entfernungen herzustellen. Die Möglichkeiten der Sende-Empfangs-Einrichtungen und die Effektivität der Antennen der *Radio*-Satelliten lagen weitaus höher als bei den analogen Satelliten der OSCAR-Serie. Die erreichten Ergebnisse gaben aber auch den Anstoß dazu, daß viele Funkamateure speziell für die Arbeit via Satellit vorgesehene Funkgeräte konstruierten. Derartige *Retransceiver 79* wurden erstmals auf den Ausstellungen TELEKOM 79 in Genf und *Swjas 81* in Moskau vorgestellt.

Das Erprobungsprogramm für die sowjetischen Amateurfunksatelliten sah auch experimentelle Versuche bezüglich der Stabilität und Zuverlässigkeit des Telemetrie- und Kommandoleitsystems sowie der Stromversorgung

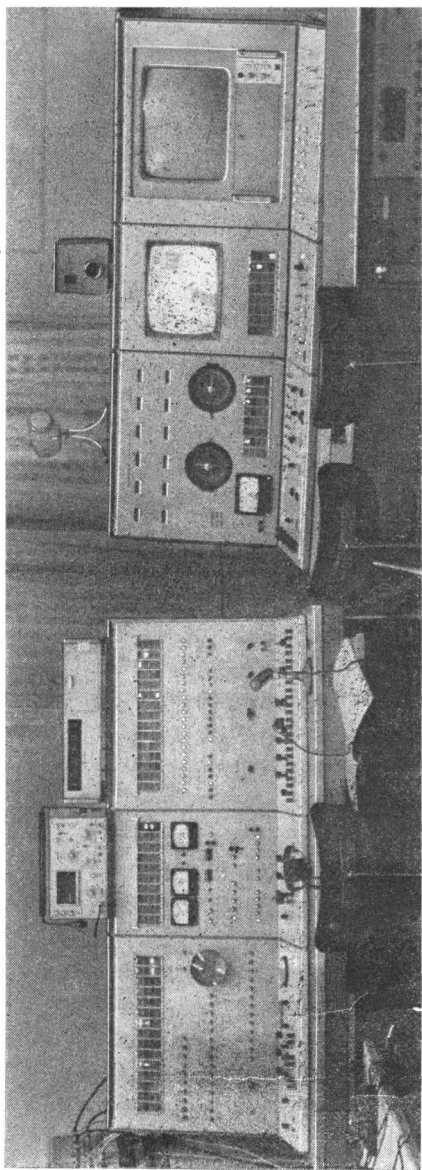


Bild 1 Ansicht der Zentralen Empfangs- und Leitstelle für die sowjetischen Amateurfunksatelliten Radio 1/2

und Wärmeregulierung vor. Die gewonnenen Erfahrungen mit den Amateurfunksatelliten der ersten Generation schufen die Voraussetzung dafür, neue Wege im Amateurfunk zu beschreiten. Sie gestatteten den Übergang zu einer neuen Etappe im *Satellitenamateurfunkverkehr*. Diese ist gekennzeichnet durch den Start einer neuen, zweiten Generation von Amateurfunksatelliten und den Übergang von Versuchssatelliten zu einem betriebsfähigen Amateurfunksatellitensystem.

Amateurfunksatelliten neuer Generation

Am 17. Dezember 1981 wurden 6 sowjetische Amateurfunksatelliten einer neuen Generation unter der Bezeichnung *Radio 3 (RS 3)* bis *Radio 8 (RS 8)* gemeinsam mit einer Trägerrakete gestartet. Die Satellitentransponder arbeiten in 3 Frequenzgruppen (Bild 2). Meist sind von den 6 Satelliten immer nur 3 in Betrieb. Die Amateurfunksatelliten *RS 3* und *RS 4* werden vorwiegend zu Experimenten von den Bodenleitstellen der DOSAAF genutzt.

RS 5 und *RS 7* arbeiten als Roboteroperator (automatischer CW-Anrufbeantworter). Das ist das wesentlich Neue der zweiten Generation sowjetischer Amateurfunksatelliten im Vergleich mit ihren Vorgängern und anderen ausländischen Amateurfunksatelliten. Sie sind in der Lage, als Roboter aus dem Kosmos mit den Funkamateuren auf der Erde eine Funkverbindung herzustellen und einen Rapport auszutauschen.

Der allgemeine Anruf, das *CQ* von Bord des Satelliten, lautet dabei: «*CQ RS 7 QSU ON FQ 145 830 kHz K.*» Der Funkamateur ruft danach den Roboter von *RS 7* auf 145,830 MHz nach folgendem Schema an: «*RS 7 DE Y2IYY AR.*». Der Roboter gibt darauf einen Rapport sowie eine Kontrollnummer (QSO-Nummer): «*RS 7 559001*» und beendet die Verbindung. Allerdings muß man den Roboter mit sauberer Gebeweise und angemessenem Tempo anrufen, sonst antwortet er mit «*QRQ*» bzw. «*QRS*» oder gar «*QSD*». Jede gelungene Verbindung wird vom Roboter gespeichert, die QSO-Daten werden im «Logbuch» (Magnetspeicher) aufgezeichnet. Dieser ist so ausgelegt, daß er die Daten von 64 Verbindungen aufnehmen kann. Auf ein spezielles Kommando von der Bodenleitstelle werden die gespeicherten Rufzeichen und die entsprechenden QSO-Daten dann an diese übermittelt.

Die Anwendung der Mikroelektronik an Bord des Amateurfunksatelliten schuf die Möglichkeit, Speichereinrichtungen zu entwickeln, die in der Lage sind, Informationen in Form von Wörtern oder Buchstaben und Zahlengruppen von den Bodenleitstellen aufzunehmen. Diese bis zu 20 Wörter oder Gruppen umfassenden Informationen können auf ein bestimmtes, von der Bodenstelle eingegebenes Funksignal als Rundspruch vom Amateurfunksatelliten an alle Funkamateure abgestrahlt werden.

Die Amateurfunksatelliten *RS 6* und *RS 8* laufen im Umsetzbetrieb. Sie können gleichzeitig bis zu 20 Einseitenband-Duplex-Telefonikanäle oder

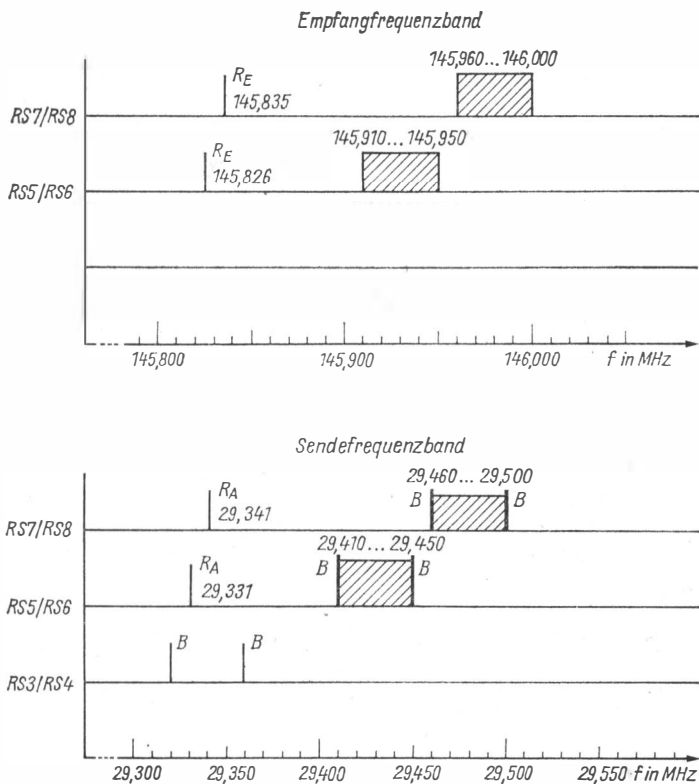


Bild 2 Frequenzbänder der sowjetischen Amateurfunksatelliten RS 3 ... RS 8

80 Telegrafiekkanäle sicherstellen. Nach einer Mitteilung im FUNK-AMATEUR, Heft 2/1982, Seite 100, gelang es dem Berliner Funkamateurer Y22TO bereits bis Ende 1981, über die Transponder von RS 6 und RS 8 Telegrafie- und Sprechfunkverbindung mit Funkamateuren in der UdSSR, Ungarn, Bulgarien, Holland, Finnland, England, BRD, ČSSR und der USA herzustellen.

Es soll nun die Arbeit der funktechnischen Ausrüstung der Amateurfunksatelliten RS 3 ... RS 8 etwas näher betrachtet werden. Wie auf Bild 3 zu sehen ist, werden die Signale der Bodenfunkstellen von 2 parallel arbeitenden Empfangsantennen des Satellitentransponders aufgenommen. Über eine Anpaßeinrichtung gelangen diese zum Antennenverstärker und danach zum Empfänger des Transponders. Hier werden die HF-Signale in Abhängig-

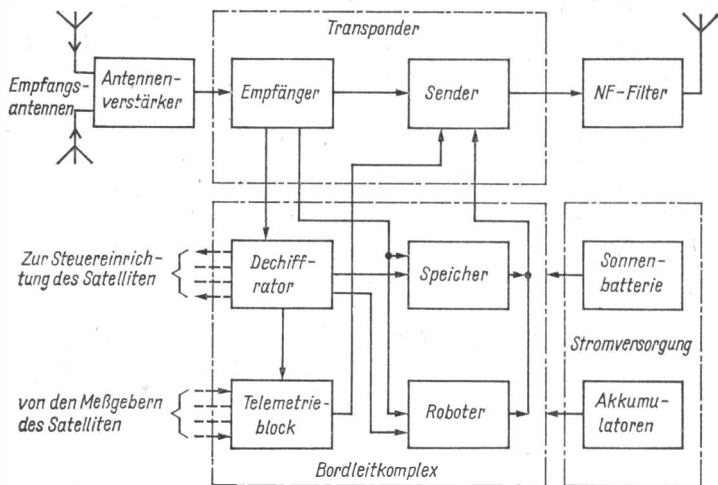


Bild 3 Übersichtsschaltplan der funktechnischen Ausrüstung der sowjetischen Amateurfunksatelliten RS 3 ... RS 8

keit von ihrer Frequenzlage getrennt und auf 3 unterschiedlichen Kanälen weitergegeben.

Handelt es sich um Signale von Amateurfunkstellen, so gelangen diese nach ihrer Umsetzung in das 10-m-Band zum Sender und werden unmittelbar von der Sendeantenne in Richtung Erde abgestrahlt. Die Gesamtstrahlungsleistung (ERP) des Transponders beträgt 2,5 W. Dem im Sendetrakt vorhandenen HF-Filter kommt dabei die Aufgabe zu, den Transponderausgang von dessen Eingang zu entkoppeln. Die Dämpfung der Kurzwellensignale beträgt am Eingang des UKW-Empfängers dabei ≥ 90 dB.

Nimmt der Transponderempfänger auf der Robotereingabefrequenz (RE) ein Signal auf, so gibt er dieses auf den Eingang des automatischen Anrufbeantworters (Roboter) weiter. Stimmen die Signalparameter mit den in den logischen Bausteinen festgelegten Parametern überein, so stellt der Roboter die Funkverbindung mit der Gegenstelle her. Über die Roboter-ausgabefrequenzen (RA) läßt sich aber auch eine Rundspruchinformation abstrahlen.

Erhalten die Empfangsantennen Funksignale der Bodenleitstellen, so werden diese mit Puls-Code-Modulation verschlüsselten Funkkommandos im ZF-Teil von den übrigen Signalen getrennt. Nach der Gleichrichtung gehen die Signale dann zum Dechiff-rator. Dieser analysiert und dechiffriert die Kommandos und führt sie der entsprechenden Steuereinrichtung zu. Mit einem festgelegten Programm von Funksignalen läßt sich der Betrieb der Amateurfunksatelliten von den Bodenleitstellen aus fernsteuern. Mit Funk-

signalen können die Transponder, die Funkbaken und der automatische CW-Anrufbeantworter aus-, ein- bzw. umgeschaltet werden.

Der Betrieb an Bord des Satelliten läßt sich jedoch nur regeln, wenn man die notwendigen Angaben über den technischen Zustand der Satellitenausrüstung kennt (Temperatur, Transponderausgangsleistung, Luftdruck, Energiereserve u. a. m). Diese werden mit Meßgebern an Bord des Satelliten aufgenommen, als Fernmeßdaten vom Satellit gesendet und auf den Displays der Bodenstellen sichtbar gemacht.

Alle Daten werden in Form von Morsezeichen im Tempo von 60 bis 80 Zeichen je min über die Funkbaken (B) der Satelliten abgestrahlt, und jeder Funkamateurliebt sie demzufolge mithören. Jeder Satellit hat 2 Baken. Die eine Bake sendet auf der unteren Kante des Sendefrequenzbands das Rufzeichen des Satelliten (*RS 3 ... RS 8*) und Telemetriesignale. Die andere sendet auf der oberen Kante des Sendefrequenzbands und hat einen vorprogrammierten Speicher für 20 Wörter.

Die Stromversorgung an Bord der *Radio*-Satelliten besteht aus chemischen Stromquellen, die durch Sonnenbatterien ständig nachgeladen werden. Sie ist auf eine Betriebsdauer von 2 Jahren berechnet. Deshalb wird den sowjetischen Amateurfunksatelliten eine aktive Lebensdauer von 2 Jahren zubilligt.

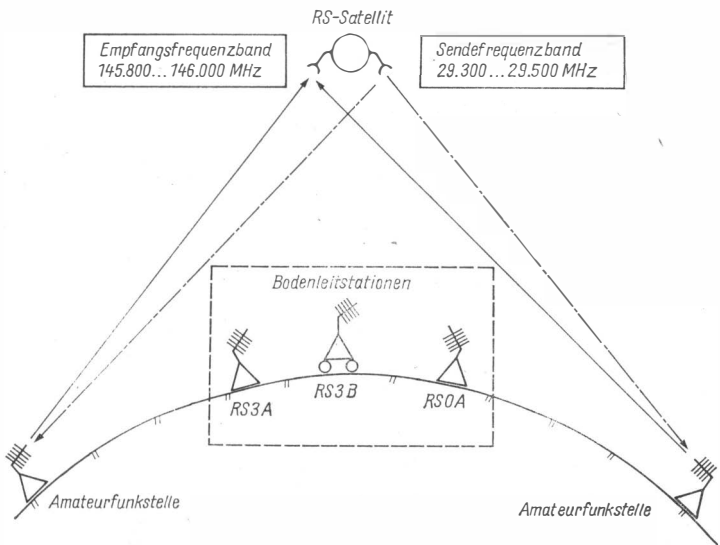
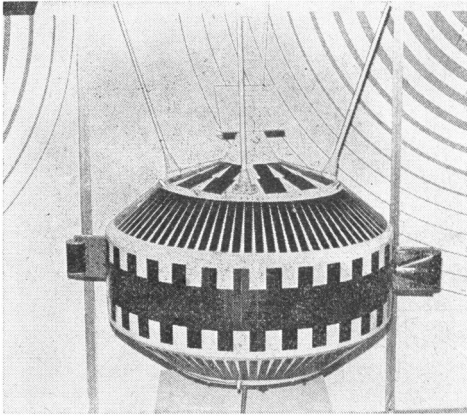


Bild 4 Strukturschema des sowjetischen Amateurfunksatellitensystems



*Bild 5
Modellansicht des
sowjetischen Amateur-
funksatelliten der
zweiten Generation
(RS 3 ... RS 8)*

Bodenleitstellen

Wie zuvor bereits erwähnt, wird die funktechnische Ausrüstung der RS-Satelliten von Bodenstellen aus gesteuert (Bild 4). Die Aufgabe übernehmen der Zentrale Empfangs- und Kommandopunkt in Moskau (Rufzeichen: *RS3A*), der periphere Empfangspunkt in Arsenjew, Region Primorje (*RS Ø A*), und der mobile Empfangs- und Kommandopunkt (*RS3B*).

Mit moderner Rechentechnik werden der Flug und der Betrieb der Amateurfunksatelliten überwacht und gelenkt. So läßt sich beispielsweise mit den eingehenden Meßdaten die voraussichtliche Flugbahn der Satelliten bestimmen. Die errechneten Bahndaten können auf dem Funkwege dem Speicher des Satelliten eingegeben und bei Bedarf als Bahnprognosedaten von den Funkbaken wieder abgestrahlt werden.

Der Aufbau und die Inbetriebnahme eines funktionsfähigen Amateurfunk-Satellitensystems sind eine großartige Leistung der sowjetischen Funkamateure. Ein Dankeschön allen denen, die mit ihren beispielgebenden Leistungen dazu beigetragen haben, daß wir als Funkamateure der DDR ein solches hervorragendes Amateurfunksatellitensystem nutzen können.

Nach Beiträgen in der sowjetischen Zeitschrift RADIO übersetzt und bearbeitet.

Neue Schaltkreise aus dem RGW-Bereich

Ing. Klaus K. Streng

Mit jedem Jahr wächst das Angebot auf dem Gebiet der integrierten Schaltkreise (IS). Auf einige der wichtigsten Neuerscheinungen auf diesem Gebiet wird nachfolgend eingegangen. Im Berichtsjahr 1981/82 entwickelte unser eigenes Halbleiterwerk – VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder) – besondere Aktivitäten. Mit seinen zahlreichen Neuentwicklungen soll daher begonnen werden.

Die NF-Leistungsverstärker *A 2030 H* und *A 2030 V* liefern eine maximale NF-Ausgangsleistung von 16 W bei 10% Klirrfaktor an einen Lastwiderstand R_L von $4\ \Omega$ [1]. Sie haben einen thermischen Überlastungsschutz und ein für unsere Industrie neues Gehäuse (Bild 1). Sie sind pinkompatibel mit den international bekannten 2030-Typen verschiedener Hersteller im NSW.

Besonders zahlreich waren die Neuentwicklungen bei Operationsverstärkern. So ist die Reihe *B 080 D* (*B 080 D*, *B 081 D*, *B 082 D*, *B 083 D* und *B 084 D*) mit einer Ausnahme pinkompatibel mit der TL 080-Reihe von *Texas Instruments* (USA). Allerdings muß bei dieser Pinkompatibilität

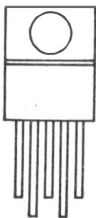


Bild 1
«Pentawatt»-Gehäuse des Leistungsverstärkers
A 2030

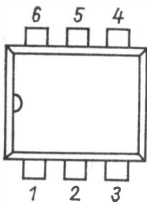


Bild 2
DIL-6-Gehäuse der Operationsverstärker *B 611 D... B 865 D*

Tabelle 1 Neue Operationsverstärker des VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder) und ihre pinkompatiblen IS im NSW

Typ des HFO	Pinkompatibel Hersteller	
B 080 D Bifet-OPV	—	—
B 081 D Bifet-OPV	TL 081 CP	Texas Instruments (USA)
B 082 D Dual-Bifet-OPV	TL 082 CP	Texas Instruments (USA)
B 083 D Dual-Bifet-OPV	TL 083 CN	Texas Instruments (USA)
B 084 D Vierfach-Bifet-OPV	TL 084 CN	Texas Instruments (USA)
B 176 D programmierter OPV	μ A 776 TC	Fairchild (USA)
B 177 D programmierter OPV	—	—
B 611 D OPV mit <i>Darlington</i> -Eingang	TCA 311 A	Siemens (BRD)
B 615 D OPV mit <i>Darlington</i> -Eingang	TCA 315 A	Siemens (BRD)
B 621 D OPV	TCA 321 A	Siemens (BRD)
B 625 D OPV	TCA 325 A	Siemens (BRD)
B 631 D OPV mit <i>Darlington</i> -Eingang	TCA 331 A	Siemens (BRD)
B 635 D OPV mit <i>Darlington</i> -Eingang	TCA 335 A	Siemens (BRD)
B 761 D OPV mit <i>Darlington</i> -Ausgang	TAA 761 A	Siemens (BRD)
B 765 D OPV mit <i>Darlington</i> -Ausgang	TAA 765 A	Siemens (BRD)
B 861 D OPV mit <i>Darlington</i> -Ausgang	TAA 861 A	Siemens (BRD)
B 865 D OPV mit <i>Darlington</i> -Ausgang	TAA 865 A	Siemens (BRD)
B 2761 D Doppel-OPV mit <i>Darlington</i> -Ausgang	TAA 2761 A	Siemens (BRD)
B 2765 D Doppel-OPV mit <i>Darlington</i> -Ausgang	TAA 2765 A	Siemens (BRD)

auf die Art des Gehäuses geachtet werden. Tabelle 1 zeigt die vollständigen pinkompatiblen Typenbezeichnungen [2]. Über ihre Innenschaltung [3] und ihre Offsetkompensation [4] wurde bereits in Fachzeitschriften der DDR berichtet. Diese Operationsverstärkerreihe umfaßt Einzel-, Doppel- und Vierfachtypen. Am bemerkenswertesten an ihr ist zweifellos ihr hochohmiger Feldeffekttransistoreingang. Bisher gab es dafür im RGW nur die sowjetischen Operationsverstärkertypen *K 140 УД 8 А ... В* und *K 544 УД 1 А ... В*.

Weitere neue Operationsverstärker sind die Typen *B 611 D* bzw. *B 615 D* (gleiche Schaltung, aber unterschiedlicher Temperaturbereich) mit *Darlington*-Eingang und Offenem-Kollektor-Ausgang; ebenso *B 621 D*/ *B 625 D* und *B 631 D*/ *B 635 D*, ferner die Typen *B 761 D*/ *B 765 D* und *B 861 D*/ *865 D*. Auch sie sind in Gehäusen enthalten, die bis jetzt von unserer Halbleiterindustrie nicht verwendet wurden (Bild 2). Über sie wurde bereits ausführlich in einem Vortrag auf dem 9. Halbleitersymposium 1981 berichtet sowie in einem Beitrag in der Fachpresse [5].

Neu ist schließlich der Doppeloperationsverstärker *B 2761 D*/ *B 2765 D*. Er enthält 2 OPV *B 761 D* in einem DIL-8-Kunststoffgehäuse.

Weitere wichtige Neuheiten: die programmierbaren Operationsverstärker *B 176 D* und *B 177 D*. Während der Typ *B 176 D* intern frequenzkompensiert und im DIL-8-Gehäuse untergebracht ist, benötigt der Typ *B 177 D* einen Kondensator zwischen Pin 2 und Pin 13 zur Frequenzkompensation und hat ein DIL-14-Gehäuse. Sonst sind beide Operationsverstärker in ihren Daten und ihrer Innenschaltung identisch. Sie entsprechen etwa dem $\mu A 776$ von *Fairchild*.

Eine letzte Neuheit soll den Teil der linearen IS vom VEB *Halbleiterwerk Frankfurt (Oder)* beschließen: Es handelt sich um den Zeitgeber (Timer) mit der Typenbezeichnung *B 555 D*, der pinkompatibel mit dem *LM 555 N* von *National Semiconductor* ist. Dieser Zeitgeberschaltkreis ist bis jetzt der einzige Vertreter dieses Typs im RGW. Bild 3 zeigt seine Innenschaltung. Die Zahlen an den Anschlüssen entsprechen den Pins des DIL-8-Gehäuses. Die Anwendungsmöglichkeiten der Zeitgeberschaltungen sind äußerst vielfältig. Als ein Beispiel aus vielen ist in Bild 4 der Stromlaufplan eines Tachometers (Geschwindigkeitsmessers) für Kraftfahrzeuge zu sehen. Wenden wir uns den digitalen IS vom VEB *Halbleiterwerk Frankfurt (Oder)* zu: Neu war jene DL-Reihe, die der internationalen 74-LS-Reihe entspricht

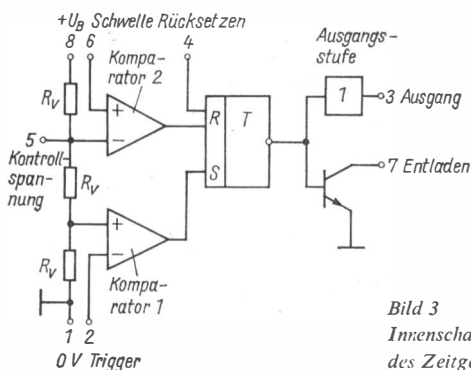


Bild 3
Innenschaltung (Übersichtsschaltung) des Zeitgeberschaltkreises *B 555 D*

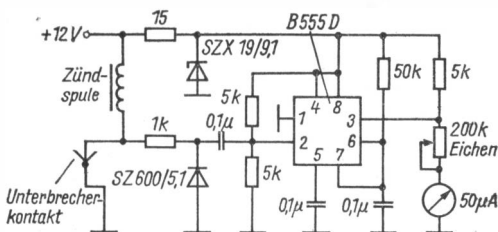


Bild 4 Stromlaufplan eines Tachometers mit dem IS *B 555 D*

(pinkompatibel). Es handelt sich um die Low-power-Schottky-Reihe, praktisch die einzige TTL-Reihe, die wahrscheinlich international noch eine Chance hat. Bis jetzt (1982) gibt es 11 Typen [1], doch dürfte die Reihe bei Bedarf noch erweitert werden.

Völlig neu im Produktionsprogramm des VEB *Funkwerk* Erfurt (bzw. des *Zentrums für Forschung und Technologie (Mikroelektronik)*) sind die lang erwarteten CMOS-Schaltkreise. Sie entsprechen dem internationalen Stand. Es gibt bis jetzt:

- U 4001 D*, NOR-Gatter mit 4×2 Eingängen \cong *HEF 4001 B/CD 4001 B*
- U 4011 D*, NAND-Gatter mit 4×2 Eingängen \cong *HEF 4011 B/CD 4011 B*
- U 4012 D*, NAND-Gatter mit 2×4 Eingängen \cong *HEF 4012 B/CD 4012 B*
- U 4013 B*, 2 D-Flip-Flop \cong *HEF 4013 B/CD 4013 B*
- U 4015 D*, Schieberegister 2×4 bit \cong *CD 4015 B/CD 4015 B*
- U 4023 D*, NAND-Gatter mit 2×3 Eingängen \cong *HEF 4023 B/CD 4023 B*
- U 4027 D*, 2 JK-Master-Slave-Flip-Flop \cong *HEF 4027 B/CD 4027 B*
- U 4028 D*, 8-4-2-1-BCD/Dezimal-Dekoder \cong *HEF 4028 B/CD 4028 B*
- U 4030 D*, 4 Exklusiv-OR-Gatter mit je 2 Eingängen \cong *HEF 4030 B/CD 4030 B*
- U 4035 D*, 4-bit-Schieberegister mit synchroner Paralleleingabe \cong *HEF 4035 B/CD 4035 B*
- U 4042 D*, 4-bit-Auffangregister \cong *HEF 4042 B/CD 4042 B*
- U 4050 D*, 6 nichtinvertierende Treiberstufen \cong *HEF 4050 B/MC 14050AL*
- U 4093 D*, Schmitt-Trigger \cong *HEF 4093 B*
- U 40098 D*, 6 invertierende Treiberstufen mit Tri-State-Ausgang \cong *HEF 40098 B* [6]

Mit dieser dem neuesten Stand der Technik entsprechenden aktuellen Reihe macht die Halbleiterindustrie der DDR einen großen Schritt nach vorn. Im RGW gibt es bis jetzt an CMOS-Schaltkreisen der internationalen 4000er-Reihe lediglich Typen in der UdSSR – doch davon weiter unten.

Verlassen wir unsere Halbleiterindustrie. In der UdSSR gab es selbstverständlich gleichfalls neue IS. Leider lagen dem Autor nicht über alle neuen Typen verbindliche Unterlagen vor. Der *K 174 YM 1* ist ein neuer Videoverstärker im DIL-16-Gehäuse, der mit dem *TBA 970* von *National Semiconductor* pinkompatibel ist. Die tschechoslowakische Zeitschrift *Amatérské Radio* brachte in einer Veröffentlichung Innenschaltung, Applikationsbeispiel und wichtige technische Daten dieses IS [7].

Noch weitgehend unbekannt in der DDR ist der *K 174 YP 3*. Es ist ein ZF-Verstärker + FM-Demodulator + NF-Vorverstärker, der keinen Äquivalenztyp hat. Seine Daten waren bei Zusammenstellung dieses Beitrags noch weitgehend unbekannt ($U_B = 5,6 \dots 9 \text{ V}$; $f = 10,7 \text{ MHz}$, $I_B = 11 \text{ mA}$). Die Pin-Belegung seines DIL-14-Gehäuses:

1 0 V, Masse	14 Entkopplung
2 Phasenschieberkreis	13 ZF-Eingang
3 Ankopplung an pin 2	12 Entkopplung
4 frei	11 frei

5 Ankopplung an pin 6
 6 Phasenschieberkreis
 7 Entkopplung

10 Ankopplung an pin 8
 9 + U_B
 8 NF-Ausgang

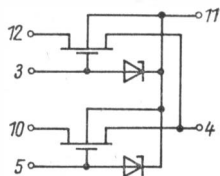


Bild 5
 Innenschaltung des p-MOSFET-Arrays 1 KT 681

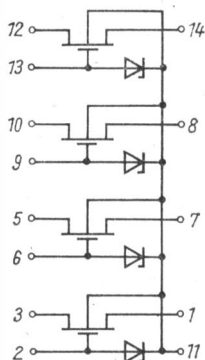


Bild 6
 Innenschaltung des p-MOSFET-Arrays 1 KT 682

Die sowjetische Amateurzeitschrift *РАДИО* brachte den Einsatz dieses IS in einem einfachen UKW-Empfänger [8]. Obwohl nicht mehr aus der neuesten Fertigung, tauchten während des Jahres 1982 lineare MOS-IS der Serie 168 in einigen Einzelhandelsgeschäften unserer Republik auf. Es handelte sich um die Typen 1 KT 681 und 1 KT 682 (Bild 5 und Bild 6): symmetrische p-MOSFET-Arrays mit folgenden gemeinsamen Daten je MOSFET: $U_{DB} = -10$ V (Variante A); -15 V (Variante B), -25 V (Variante B); U_{SB} wie U_{DB} ; $I_D - 10$ mA.

Die IS der Reihe 168 sind vorwiegend als Schalter (Chopper) eingesetzt. Bei den digitalen CMOS gab es eine Reihe Neuheiten: Die Reihe K 561 im DIL-14-Gehäuse ist mit den entsprechenden IS der internationalen Reihe 4000 völlig pin-kompatibel und löst praktisch die bisherige Reihe K 176 ab, die ja für eine andere Betriebsspannung konzipiert war. Eng verwandt mit der neuen Reihe K 561 ist die Reihe K 564, die sich nur durch ihr 14poliges Flat-pack-Gehäuse von ihr unterscheidet. Tabelle 2 zeigt eine vorläufige Zusammenstellung der neuen sowjetischen CMOS-Schaltkreise.

Gehen wir nun einen Schritt weiter, zur Halbleiterindustrie der benachbarten ČSSR. Längst ist das traditionsreiche TESLA-Werk in Rožnov nicht

**Tabelle 2 Vorläufige Zusammenstellung
der sowjetischen CMOS
und ihre Vergleichstypen im NSW**

Sowjetische CMOS		Vergleichstypen
DIL-14	FP-14	der 4000er-Reihe
K 561 ЛП 4	—	4000
K 561 ЛЕ 5	K 564 ЛЕ 5	4001
K 561 ЛЕ 6	K 564 ЛЕ 6	4002
K 561 РМ 1	—	4005
K 561 ЛП 1	—	4007
K 561 ИМ 1	—	4008
K 561 ЛА 7	—	4011
K 561 ЛА 8	—	4012
K 561 ЛС 2	K 564 С 2	4019
K 561 ИЕ 9	K 564 Е 9	4022
K 561 ЛА 9	—	4023
K 561 ЛЕ 10	—	4025
K 561 ТБ 1	K 564 ТБ 1	4027
K 561 ИД 1	—	4028
K 561 ЛП 2	K 564 ЛП 2	4030
K 561 ИР 6	—	4034
K 561 ИР 9	—	4035
K 561 РУ 2	K 564 Р 2	4061
K 561 ТМ 3	K 564 ТМ 3	4042
K 561 ТР 2	K 564 ТР 2	4043
K 561 ПУ 4	K 564 ПУ 4	4050
K 561 ИД 3	—	4051
K 561 КП 1	—	4052
K 561 КТ 3	—	4066

mehr in der Lage, allen Forderungen an Halbleiterbauelementen und IS zu genügen. Es wird jetzt vom Betrieb TESLA-Piešťany unterstützt.

Es ist schwierig, aus den vielen IS-Neuentwicklungen von TESLA auszuwählen: Der Zuwachs des IS-Umfangs im alljährlich neu erscheinenden Halbleiterbauelementekatalog [9] betrug 1982 rund 29%. Er umfaßt jetzt 134 A4-Seiten (nur Daten und Pinbelegungen).

Nur einige wenige neue IS können genannt werden. Die Vertikal-Ablenkungs-Kombination *MDA 1044*, die sich in einigen Daten geringfügig von der *MDA 1044 E* unterscheidet (größere Betriebsspannungen und -ströme). Der Doppeloperationsverstärker *MA 1458*, der dem internationalen *1458* im DIL-8-Gehäuse entspricht: $U_B = \pm 15$ V, maximal ± 18 V; $I_B = 3$ mA; $U_{10} = 1,0$ mV; $R_{in} = 1,0$ M Ω ; $v_{uo} = 104$ dB; CMRR = 90 dB; $U_{o,ss} = \pm 13$ V an $R_L = 2$ k Ω (Werte je Verstärker). In Bild 7 ist

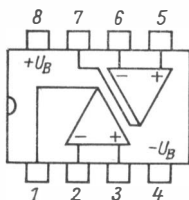


Bild 7
Pin-Belegung des Doppeloperationsverstärkers
MA 1458

die Pin-Belegung des MA 1458 zu sehen. Hier gehört auch der Uhrenschaltkreis mit Weckvorrichtung (Anschluß) MH 8224 her.

Die Liste der TTL-IS der Reihen 54/74/84 wurde durch «Auffüllen» der Leerstellen mit Schaltkreisen aus anderen RGW-Staaten ergänzt. Beispiel: Da TESLA selbst kein 7132 (Vierfach-NAND-Schmitt-Trigger mit je 2 Eingängen) fertigt, wird der Typ 74132 PC von Tungstam (Ungarische VR) angeführt. Das ist im Prinzip nicht neu; siehe auch *Elektronisches Jahrbuch 1982*, Seite 103. Doch imponiert immer wieder, wie vielfältig die alphanumerische Aufstellung der TTL-Schaltkreise und ihrer verschiedenen Hersteller im RGW ist.

Auf eine Neuheit von TESLA muß noch aufmerksam gemacht werden: Außer der umfangreichen TTL-Reihe 54/76/84 wird jetzt eine B-Reihe dieser Schaltkreise (Standard- und Schottky-Serie) hergestellt. Die elektrischen und mechanischen Daten sind identisch mit denen der bisherigen TTL-Reihe. An ihre Zuverlässigkeit werden jedoch besonders hohe Anforderungen gestellt. Die B-Reihe ist in erster Linie für den Einsatz in der Industrie bestimmt. Äußeres Kennzeichen dieser «Hochzuverlässigkeits-IS» ist ein S am Ende der Typenbezeichnung (z. B. MH 7400 S; MH 74S64 S usw.). Am Rande sei erwähnt, daß die B-Reihe zur Zeit 126 Typen umfaßt [9], [10].

Beachtenswert und für TESLA typisch ist auch die gute technische Dokumentation über die hergestellten Halbleiterbauelemente und -IS.

Bei Unitra (VR Polen) fand man an Neuheiten auf dem Gebiet der IS: bei den linearen IS zunächst den UL 1042 N, einen Modulator (Mischer), ähnlich dem SO 42 P von Siemens; den UL 1102 N (einen Transistorarray, ähnlich dem CA 3054 von RCA); den UL 1200 N (ein ZF-Verstärker + FM-Demodulator, ähnlich dem TDA 1200 von SGS-Ates); den UL 1212 N (einen AM/FM-ZF-Verstärker mit 600-mW-Endstufe, ähnlich dem TBA 690 von Philips); den UL 1244 N (ähnlich dem A 223 vom VEB HWF); den UL 1265 P (einen Vertikal-Ablenk-IS, ähnlich dem TDA 1170 von SGS-Ates); den UL 1410 M (einen NF-Leistungsverstärker, ähnlich dem MDA 2010 von TESLA); den UL 1440 T (einen NF-Leistungsverstärker, ähnlich dem bei uns noch unbekanntem K 174 VH9 – UdSSR); den UL 1520 L (einen Spannungswandler-IS, ähnlich dem TCA 720 von Intermetall) und verschiedene CMOS-Schaltkreise für Ultraschallfernbedienung von Fernsehempfängern usw. [11].

Über Neuheiten bei digitalen IS einschließlich CMOS von *Unitra* lagen keine Informationen vor.

Bei *Tungsram* (Ungarische VR) gab es Neuheiten wie den Doppelzeitgeberkreis $\mu A 556 PC$. Dieser IS stellt 2 Timer 555 in einem Gehäuse vor. Seine wichtigsten Daten: $U_B = +4,4 \dots +16 V$; $I_B = 6 \dots 20 mA$; $P_{vmax} = 600 mW$ (gesamtes Gehäuse); Genauigkeit des eingestellten Zeitintervalls: 0,75%. In Bild 8 wird die Pinbelegung des $\mu A 556 PC$ gezeigt. Auch mehrere Speicher-IS gehören zu den Neuheiten von *Tungsram*. Auf eine besondere Tendenz soll noch aufmerksam gemacht werden, sie fällt dem Fachmann sofort auf: Alle IS-Hersteller des RGW sind bemüht, ihre Erzeugnisse dem

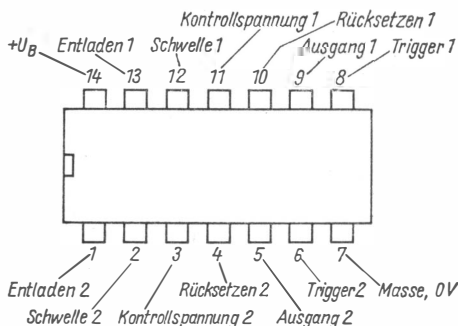


Bild 8
Pin-Belegung des Doppelzeitgeberschaltkreises $\mu A 556 PC$

internationalen Standard anzupassen. Das ist besonders beim Export, beim Austausch von gleichartigen IS in Geräten sehr wichtig. Diese kleine Aufstellung erhebt keinen Anspruch auf Vollständigkeit. Es fällt zunehmend schwerer, die ständig wachsende Informationsflut über neue IS (zum größten Teil fremdsprachig dokumentiert) zu «kanalisieren», das Neue in ihnen zu erkennen und technische Einzelheiten wie Daten, Pin-Belegung zu erfahren. Und nicht alle neuen IS werden dem Amateureinzelhandel zugänglich sein. Dennoch: Die gezeigten Beispiele der Halbleiterentwicklung weisen Tendenzen auf, durch die der Leser optimistisch sein kann.

Literatur

- [1] ..., Halbleiterbauelemente 1982. Katalog der Halbleiterindustrie der DDR, Berlin 1982
- [2] K. K. Streng, Daten linearer integrierter Schaltkreise (I). Berlin 1982
- [3] ..., Leipziger Frühjahrsmesse 1982. radio fernsehen elektronik, Berlin 31 (1982) 6, Seite 343 bis 366
- [4] G. Skribanowitz, Offsetkompensation des Bifet-Operationsverstärkers B080. radio fernsehen elektronik, Berlin 31 (1982) 7, Seite 432 und 433

- [5] E. Killa, Neue Operationsverstärker. radio fernsehen elektronik, Berlin 31 (1982) 3, Seite 145 bis 149
- [6] ..., Halbleiter-Bauelemente Kurzinformation. VEB Kombinat Mikroelektronik, Erfurt 1982
- [7] M. Zebrák, Sovětské integranované obvody v přenosných barevných televizních přijímacích. Amatérské Radio, Prahá 31 (1982) 4, Seite 134 bis 136
- [8] В. НАЗАРОВ, УКВ ПРИЕМНИК НА МИКРОСХЕМАХ. РАДИО, Moskva 58 (1982) 7, Seite 29 und 30
- [9] ..., Polovodičové součástky 1982/83. TESLA Rožnov, Piešťany, Lanškroun
- [10] ..., Konstruční katalog logických integrovaných obvodů. TESLA elektrotechnické součástky, Rožnov pod Radhoštěm, 1982
- [11] ..., Lineární IO z Polska; Amatérské Radio, Prahá 30 (1981) 11, Seite 8
- [12] ..., Semiconductor product guide. Tungsram, Budapest 1982

LED-Leuchtband-Leuchtpunkt- Analoganzeigen

Ing. Wolfgang Hirt

Durch die Aufnahme der industriellen Massenfertigung von Lichtemitterdioden (LED) und die Entwicklung spezieller integrierter Schaltkreise zur Ansteuerung von LED-Zeilen ist es möglich geworden, Skalenanzeigen in Form eines wandernden Leuchtpunkts bzw. Leuchtbands preisgünstig zu realisieren. Die bisher verwendeten mechanischen Meßwerke können damit teilweise abgelöst werden.

Die Vorteile dieser neuen Technik sind durch hohe Zuverlässigkeit, Wegfall jeder Mechanik, geringen Platzbedarf und viel Spielraum für technische und gestalterische Lösungen gekennzeichnet.

Typische Anwendungsgebiete von Skalenanzeigen in Form eines wandernden Leuchtpunkts bzw. Leuchtbands sind Temperaturmesser, Tachometer, Drehzahlmesser, Rundfunkskalen und Aussteuerungsmesser in der NF-Technik. Die Skalenanzeige kann durch Anordnung verschiedenfarbiger Lichtemitterdioden (rot, grün und gelb) sehr übersichtlich gestaltet werden. Elektronische Skalenanzeigen eignen sich besonders zur schnellen Darstellung und Erfassung von Richtwerten. Die mechanische Anordnung der Lichtemitterdioden ist frei wählbar, und es können alle Möglichkeiten der individuellen Skalengestaltung genutzt werden.

Zum Aufbau der Leuchtdiodenskale sind die Lichtemitterdioden *VQ 12*, *VQA 13* und *VQA 15* geeignet. Die integrierte LED-Ansteuerschaltung *A 277* wurde speziell zur Ansteuerung einer 12stelligen Leuchtdiodenskale entwickelt. Durch Kaskadierung von 4 bis 6 Schaltkreisen *A 277* ist es möglich, 60 Leuchtdioden zu betreiben.

Technische Daten der integrierten Schaltung *A 277 D*

Der integrierte Schaltkreis *A 277* kann zur linearen Ansteuerung von 12 Lichtemitterdioden LED wahlweise in Punkt- oder Bandbetrieb eingesetzt werden. Der Schaltkreis ist in einem 18poligen Dual-in-line-Plasthäuse untergebracht.

Bauform und Anschlußbelegung (Bild 1)

1 Masse	10 Lichtemitterdiode (LED) 6
2 Helligkeitssteuerung	11 Lichtemitterdiode (LED) 5
3 maximale Referenzspannung	12 Lichtemitterdiode (LED) 4
4 Lichtemitterdiode (LED) 12	13 Lichtemitterdiode (LED) 3
5 Lichtemitterdiode (LED) 11	14 Lichtemitterdiode (LED) 2
6 Lichtemitterdiode (LED) 10	15 Lichtemitterdiode (LED) 1
7 Lichtemitterdiode (LED) 9	16 Minimale Referenzspannung
8 Lichtemitterdiode (LED) 8	17 Steuerspannung U_{ST}
9 Lichtemitterdiode (LED) 7	18 Betriebsspannung U_s

Grenzwerte

Die angegebenen Grenzwerte gelten für den Betriebstemperaturbereich ϑ_a von -25 bis $+85^\circ\text{C}$.

		min	max	
Betriebsspannung	U_s	$5,5^{1)}$ $10,5^{2)}$	$18^{3)}$ ⁴⁾	V
Steuerspannung	U_{17}	0	6,2	V
Maximale Referenzspannung	U_3	0	6,2	V
Minimale Referenzspannung	U_{16}	0	6,2	V
LED-Strom	I_{LED}	0	20	mA

- 1) Gilt für Punktbetrieb; eine Unterschreitung von $U_s = 5,5$ V führt zur Funktionsunfähigkeit des Schaltkreises, nicht aber zu seiner Zerstörung.
 2) Gilt für Bandbetrieb und

$$U_{FLED} \geq 1,5 \text{ V}$$

U_{FLED} - Durchlaßgleichspannung der Lichtemitterdiode).

- 3) Kurzschluß zwischen dem Anschluß 18 und den Anschlüssen 3, 16 und 17 führt nicht zur Zerstörung des Schaltkreises.
 4) Die Funktionsfähigkeit der Schaltkreise bleibt über den gesamten Betriebsspannungsbereich $U_s = 5,5$ bis 18 V erhalten, d.h., es wird in diesem Bereich sowie im Arbeitsbereich der Referenzspannung in Abhängigkeit von der Steuerspannung U_{17} eine fortlaufende Leuchtübernahme ermöglicht.

Statische Kennwerte

($\vartheta_a = 25^\circ\text{C} - 5 \text{ k}$, bei $U_s = 12 \text{ V}^4$)

		max	
Stromaufnahme:	I_s	10	mA
Eingangsströme:			
$U_3 = 1,2 \text{ V}$	I_3	2	μA
$U_3 = 6,2 \text{ V}, U_{16/11} = 0$	I_{16}	2	μA
$U_{17/11} = 0$	I_{17}	2	μA

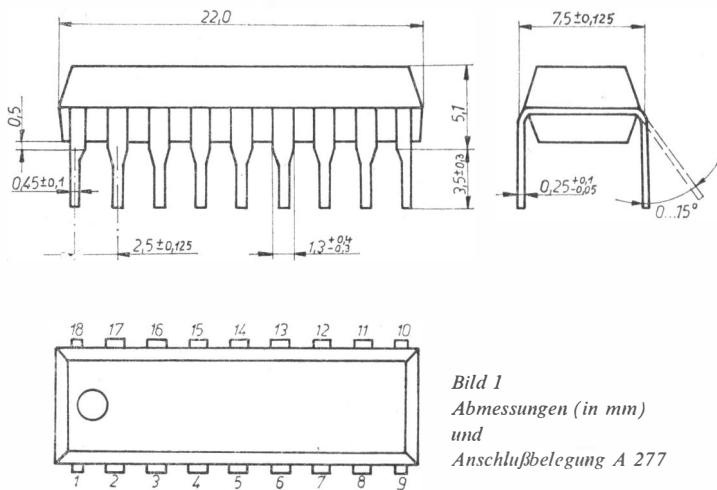


Bild 1
Abmessungen (in mm)
und
Anschlußbelegung A 277

Übersichtsschaltplan und Schaltungsbeschreibung

Der Übersichtsschaltplan nach Bild 2 zeigt die wesentlichsten Baugruppen der inneren Schaltung. Gegenüber anderen bekannten Schaltkreisen (*UAA 170*, *UAA 180*), die zur Ansteuerung von LED-Zeilen entwickelt wurden, enthält der *A 277* eine automatische Band-Punkt-Kennung. Dadurch ist es möglich, ohne besondere externe Beschaltung für beide Betriebsarten einen Schaltkreistyp einzusetzen. Die Information, ob Band- oder Punktbetrieb programmiert wurde, erhält die Kenschaltung aus der zweiten und dritten Matrixschaltung der LED-Anzeigentreiber. Bewertet wird dabei die Größe der Durchlaßgleichspannung U_{FLED} der angeschlossenen Dioden. Zur Ansteuerung der 12 Lichtemitterdioden sind *Darlington*-Transistoren eingesetzt, die einen maximalen Ausgangsstrom von $\approx 20\text{mA}$ liefern.

Mit einer Regelschaltung, die über den Anschlußpunkt 2 herausgeführt ist, kann der Ausgangsstrom und damit die Helligkeit der LED-Zeile beeinflusst werden. Der Steuereingang 17 und die beiden Referenzspannungseingänge 3 und 16 sind gegen Spannungen zwischen 6 V und 18 V durch integrierte Z-Dioden geschützt.

Die anliegende Steuerspannung (U_{17}) wird im Schaltkreis durch eine Kettenschaltung von 12 Komparatoren (Schwellwertschalter) ausgewertet und für die 3 Matrixen der LED-Anzeigentreiber aufbereitet. Über ein Widerstandsnetzwerk lassen sich mit den Referenzspannungsschaltungen

die Schwellen der Komparatoren verschieben, so daß der Anzeigebereich der LED-Zeile in Abhängigkeit von der Steuerspannung eingestellt werden kann.

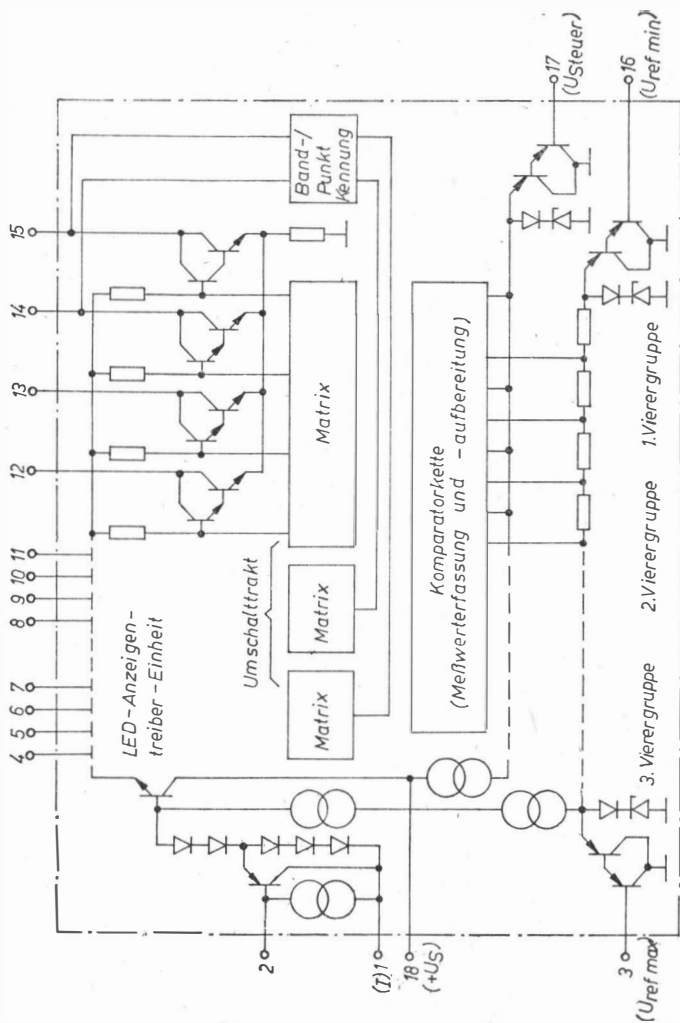


Bild 2 Übersichtsschalplan des integrierten Schaltkreises A 277

Grundschaltung

Eine an den Anschluß 17 angelegte Steuergleichspannung im Bereich von 0 bis 6 V bewirkt das Leuchten einer Diode bzw. eines Diodenbands. Der Gleichspannungswert U_{ST} ist jeweils einer bestimmten Stelle der Diodenkette zugeordnet.

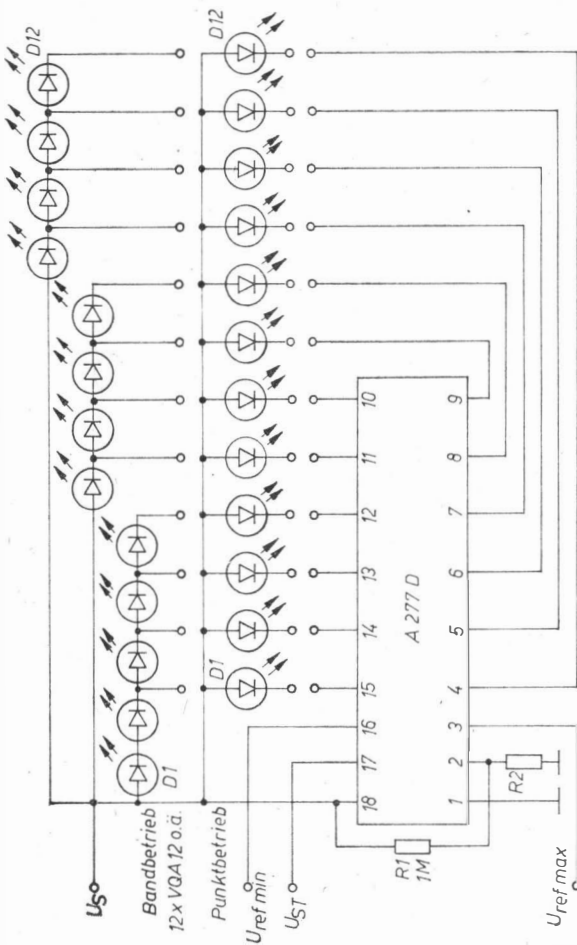


Bild 3 Stromlaufplan für Leuchtband- bzw. Leuchtpunktbetrieb

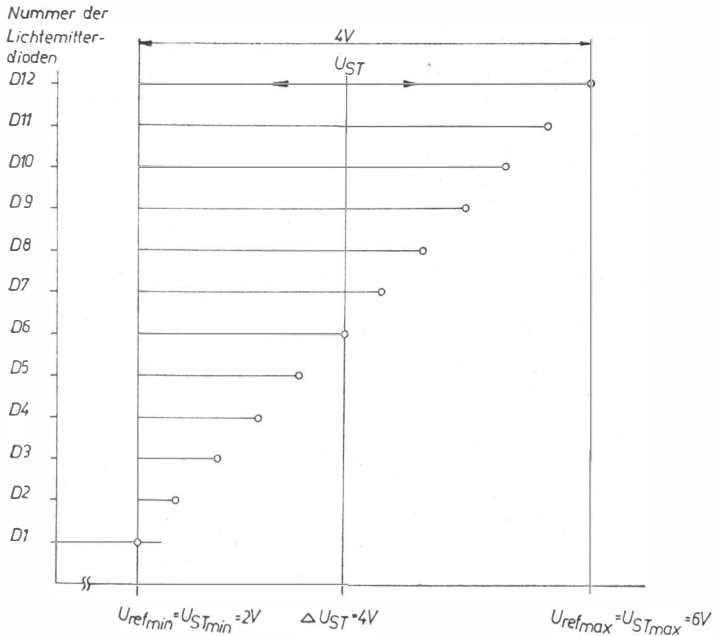


Bild 4 Verschiebener Steuerspannungsübernahmebereich durch Beschalten des $U_{\text{ref min}}$ -Anschlusses 2

Durch die angegebenen beiden Arten der Leuchtdiodenbeschaltung D1 bis D12 wird die Arbeitsweise des Schaltkreises festgelegt, nämlich Band- bzw. Punktbetrieb (Bild 3). Die Eingangsspannungen für die Steuereingänge 3 ($U_{\text{ref max}}$) und 16 ($U_{\text{ref min}}$) sind im Bereich von 0 bis 6 V frei wählbar.

Geeignete Spannungsteiler ermöglichen eine beliebige Anpassung, z. B. an die 12-V-Betriebsspannung. Der Spannungswert am Anschluß 16 ($U_{\text{ref min}}$) legt fest, bei welcher Steuerspannung U_{17} die Diode D1 zu leuchten beginnt. Die eingestellte maximale Referenzspannung am Anschluß 3 bestimmt, bei welcher Steuerspannung U_{17} Diode D12 leuchtet.

In Bild 4 und Bild 5 sind die Zusammenhänge zwischen der Steuerspannung und den Referenzspannungen $U_{\text{ref min}}$, $U_{\text{ref max}}$ dargestellt. Wie aus Bild 4 und Bild 5 hervorgeht, entspricht die zwischen den Anschlüssen 3 und 16 bestehende Spannungsdifferenz $U_{3/16}$ dem möglichen Steuerspannungsbereich U_{ST} . In der Praxis sollte die Spannungsdifferenz $U_{3/16}$ nicht kleiner als 1,2 V sein. Die Spannung $U_{3/16}$ beeinflusst gleichzeitig die Art der Leuchtübernahme der Lichtemitterdioden. Der Leuchtpunkt bzw. das Leuchtband gleiten bei geringer Spannung $U_{3/16}$ ($\leq 1,5$ V) kontinuierlich

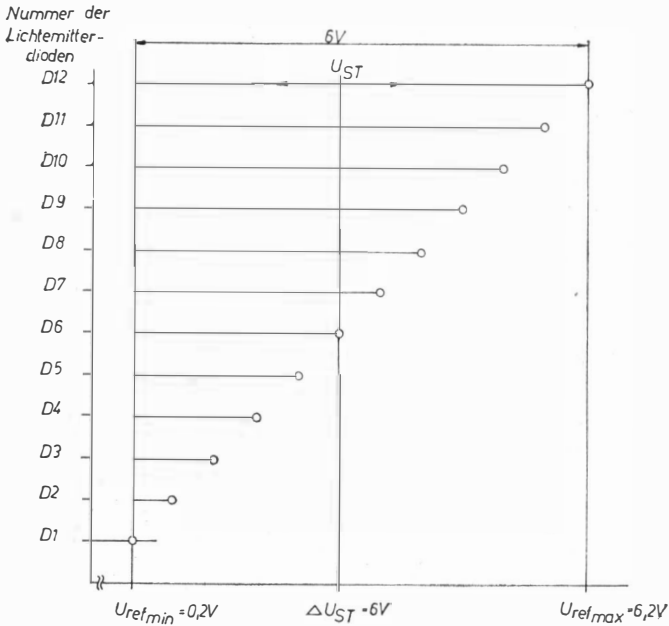


Bild 5 Maximaler Steuerspannungsbereich

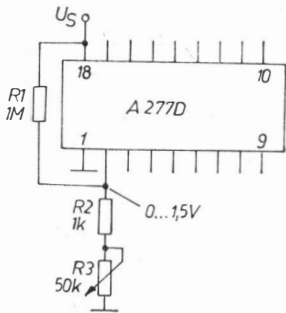


Bild 6
Manuelle Helligkeitssteuerung

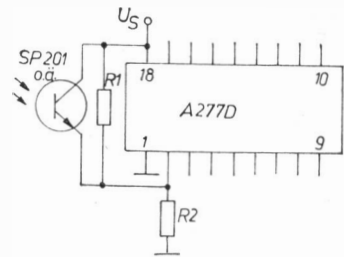


Bild 7
Automatische Helligkeitsregelung mit
Fototransistor

entlang der Diodenkette. Mit größer werdender Spannung $U_{3/16}$ wird die Leuchtübernahme abrupt, bis zu $U_{3/16} \geq 2 \text{ V}$ der Leuchtpunkt von Diode zu Diode springt.

Die Beschaltung des Anschlußpunkts 2 mit R_1 , R_2 legt den fließenden Diodenstrom der Lichtemitterdioden D1 bis D12 und damit die Helligkeit fest. Der Spannungsteiler bestimmt die am Anschlußpunkt 1 anliegende Spannung, die im Bereich 0 bis 1,5 V liegen sollte. Entsprechend der gewünschten Lichtstärke läßt sich damit der Lichtemitterdiodenstrom im Bereich von 0 bis 20 mA einstellen. Die äußere Beschaltung des Anschlußpunkts 2 kann auch entfallen, wodurch sich ein maximaler Diodenstrom von 20 mA einstellt. Je nach Anwendungsfall kann die Helligkeitssteuerung umgestaltet werden. Bild 6 und Bild 7 zeigen abgewandelte Grundschaltungen.

Anwendungsbeispiele des integrierten Schaltkreises A 277

Prüfschaltung und Experimentierleiterplatte

In den Amateurbedarfsläden werden u. a. wert- und preisgeminderte Schaltkreise angeboten. Sie sind in der Regel voll funktionsfähig, entsprechen aber nicht in allen Punkten den im Typstandard angegebenen Kennwerten. Bevor diese «Bastlerschaltkreise» in eine aufgebaute Schaltung fest eingelötet werden, empfiehlt sich eine prinzipielle Funktionskontrolle mit einer Prüfschaltung. Mit der Schaltung nach Bild 8 ist es möglich, die Funktionsfähigkeit eines Schaltkreises A 277 nachzuweisen. Bild 9 zeigt den Aufbau einer entsprechenden Experimentierleiterplatte.

Zur Aufnahme des Schaltkreises wird eine 18polige Fassung verwendet (gegebenenfalls aus zwei kleineren zusammensetzen), die ein schnelles und schonendes Auswechseln der IS ermöglicht. Die benötigte Steuerspannung U_{ST} und die Referenzspannungen U_3 , U_{16} können von der Betriebsspannung $U_S = 12 \text{ V}$ durch Spannungsteiler gewonnen werden. In der Schaltung nach Bild 8 wurde zur Stabilisierung der Regelspannung eine Z-Diode (D14) eingefügt.

Durch die angegebene äußere Beschaltung der Anschlüsse 4 bis 15 mit den Lichtemitterdioden D1 bis D12 ist die Arbeitsweise des Schaltkreises festgelegt; er arbeitet im Punktbetrieb.

Die Potentiometer erfüllen folgende Funktionen:

- P1 – Einstellen der Steuerspannung U_{ST} ;
- P2 – Einstellen der minimalen Referenzspannung;
- P3 – Einstellen der maximalen Referenzspannung;
- P4 – Helligkeitseinstellung.

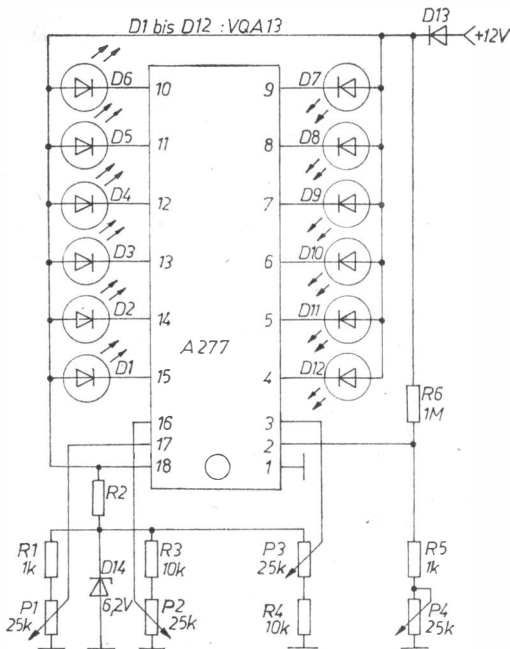


Bild 8 Stromlaufplan der Prüfschaltung

Bordspannungskontrolle für 12-V-Kfz

Schaltungsanordnungen zur Kontrolle des Bordspannungsnetzes in Kraftfahrzeugen gewinnen zunehmend an Bedeutung. Mit der in Bild 10 gezeigten Schaltung können die Abweichungen der Bordspannung erfaßt und angezeigt werden. Diese Anzeige ist besonders wichtig, da bei fehlerhaftem Arbeiten der Lichtmaschine, des Reglers oder des Akkumulators Über- bzw. Unterspannungen auftreten können, die nun sofort erkannt werden.

Zur auffälligen Kennzeichnung der bestehenden Bordspannungsverhältnisse wurde die Leuchtdiodenskale mit verschiedenfarbigen Dioden bestückt. Der Abgleich der Schaltung läßt sich unkompliziert bei $U_s = 12\text{ V}$ mit $P1 = 2,5\text{ k}\Omega$ vornehmen. Bei der angegebenen Soll-Betriebsspannung wird $P1$ so eingestellt, daß $D6$ bzw. $D7$ leuchtet. Bei auftretenden Bordspannungsänderungen zeigt der springende Leuchtpunkt diese sofort an.

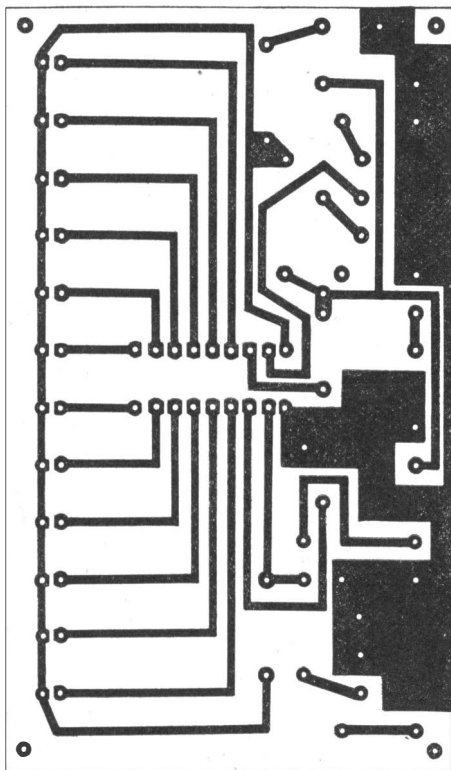
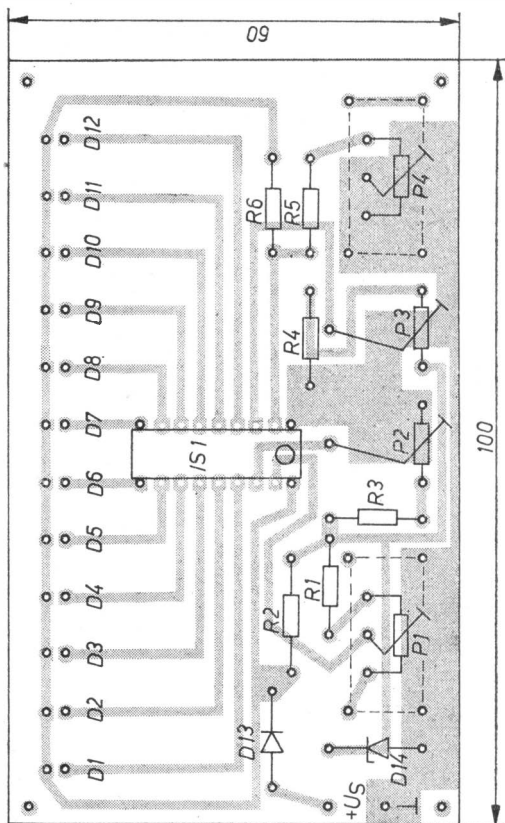


Bild 9 Leiterbild- und Bestückungsplan des Experimentieraufbaus

Feldstärkeanzeige

Rundfunkempfänger der mittleren und oberen Preisklasse enthalten zur Anzeige der bestehenden Empfangsverhältnisse eine Feldstärkeanzeige. Als Anzeigeinstrumente werden hauptsächlich mechanische Meßwerke eingesetzt. Die in Bild 11 gezeigte Feldstärkeanzeige mit A 277 ist demgegenüber eine rein elektronische Lösung.

Der vom VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder) gefertigte integrierte FM-ZF-Verstärker- und -Demodulator-Schaltkreis A 225 erzeugt in Abhängigkeit von der ZF-Eingangsspannung eine Spannung, die zur Bewertung der Feldstärke genutzt werden kann. Diese Spannung steht am Anschluß 14 des A 225 zur Verfügung. Die Zusammenschaltung der beiden



Schaltkreise A 277 und A 225 ist problemlos über die Widerstände R_1 , R_2 möglich. Mit dem Potentiometer P_1 wird der Endabgleich der Leuchtdiodenskale bei maximaler Feldstärke vorgenommen. Durch die eingefügte Z-Diode D_{14} (SZX 19/5,6) wird die Referenzspannung $U_{ref\ max}$ stabilisiert. Dadurch treten bei Betriebsspannungsänderung keine Veränderungen im Anzeigeteil auf.

Lauflichtkette mit Thyristorleistungsschalter

Lichteffekte sind beliebte Hilfsmittel in Diskotheken, bei Musik- und Theatervorstellungen. Mit dem Schaltkreis A 277 läßt sich mit Optokopplern und Thyristoren eine 12stellige Lauflichtkette aufbauen. Der Ein-

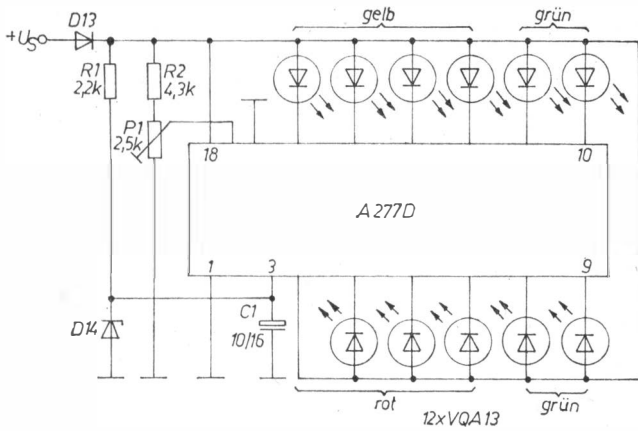


Bild 10 Bordspannungskontrolle für 12 V

zum Anschlußpunkt

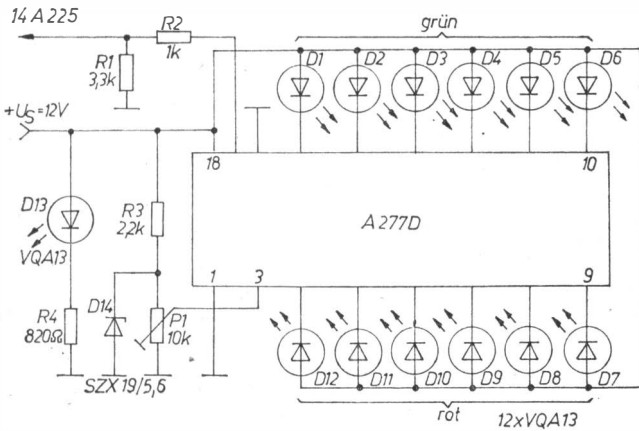


Bild 11 Feldstärkeanzeige

satz von Optokopplern wird aus Gründen der Potentialtrennung zwischen dem 220-V-Lichtnetz und dem Gleichspannungsnetzteil erforderlich. Der eingesetzte optoelektronische Koppler *MB 101* besteht aus einer Galliumarsenid-Luminenzdiode mit einem Silizium-npn-Fototransistor. Die Eingangsdioden der Optokoppler werden, wie üblich, durch den Schaltkreis *A 277* im Punktbereich gesteuert. Eine Änderung der Schaltung auf Bandbetrieb ist ebenfalls möglich. Bild 12 zeigt den Stromlaufplan der Lauflichtkette. Aus Gründen der Übersichtlichkeit ist nur ein Thyristorleistungsschalter dargestellt; die 11 weiteren Stufen sind gleich aufgebaut. Die Funktionsweise des Thyristorschalters wird als bekannt vorausgesetzt. Als Eingangsspannung zur Ansteuerung der Lauflichtkette sind Sägezahn- bzw. Dreiecksspannungen im Frequenzbereich von 1 bis 20 Hz geeignet. Die Ausgangsspannung des verwendeten externen Generators sollte etwa 6 V betragen. Durch die Beschaltung des $U_{ref\ max}$ -Anschlusses ist ein Abgleich der Lauflichtzeile, bezogen auf die angelegte Eingangsspannung U_E , gegeben.

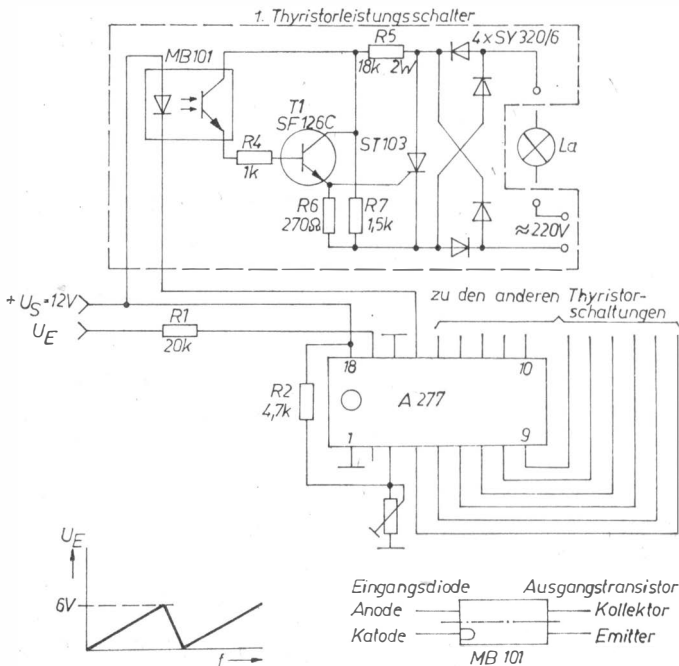


Bild 12 Lauflichtkette mit Thyristorleistungsschalter

Kaskadierung von integrierten Schaltkreisen A 277

Unter Berücksichtigung der kleinsten Referenzspannungsdifferenz $\Delta U_{3/16}$ von 1,2 V lassen sich 4 Schaltkreise A 277 kaskadieren. Damit besteht die Möglichkeit, eine an den Steuerspannungseingang 17 angelegte Meßgröße auf einer 48stelligen Diodenkette abzubilden. Bei der Kaskadierung von 2, 3 bzw. 4 A 277 ist darauf zu achten, daß die Steuerspannung (Eingangsspannung) mit den Referenzsteuerspannungen gleichmäßig aufgeteilt werden muß.

Diese Forderung nach gleichmäßiger Aufteilung der U_{ST} besteht in fast allen Anwendungsgebieten, da nur dann die Leuchtübernahmemechanistik (gleitend bis abrupt) der Schaltkreise gleich ist (Bild 13). Eine Aufteilung der maximal möglichen Steuerspannungsdifferenz von 6 V in 1,5 V und 4,5 V für $2 \times A 277$ läßt sich durch den Wechsel von gleitendem in abrupten Betrieb bis auf beabsichtigte Ausnahmen nicht verwenden.

Für die Darstellung bestimmter Meßgrößen, z. B. bei Rundfunkskalen, ist auf Grund des Verlaufs der Abstimmspannung des UKW-Tuners eine nichtlineare Aufteilung der Steuerspannung nötig. Hängt die darzustellende Meßgröße (Abstimmspannung) von der Steuerspannung nichtlinear ab, so kann unter der Voraussetzung, daß die Steuerspannung in entsprechender Größe zur Verfügung steht, ein beliebiger Zusammenhang zwischen Meßgröße und Steuerspannung angenähert werden. Dazu ist die Steuerspannung über geeignet dimensionierte Spannungsteiler für die kaskadierten A 277 so aufzubereiten, daß jeder Schaltkreis annähernd die gleiche Spannungsdifferenz $\Delta U_{3/16}$ erhält und eine gleiche Anzahl zuordenbarer Meßgrößen anzeigt (Bild 14).

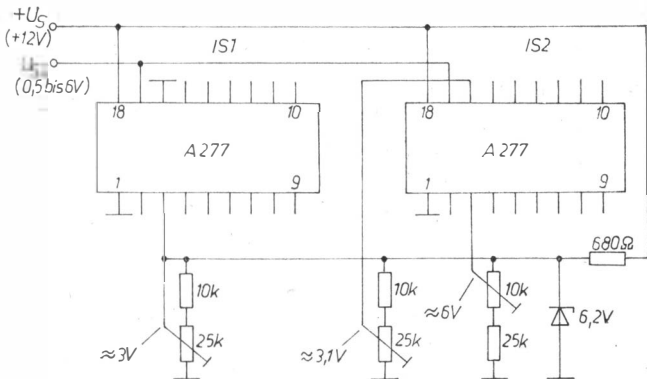


Bild 13 Kaskadierung von zwei IS A 277

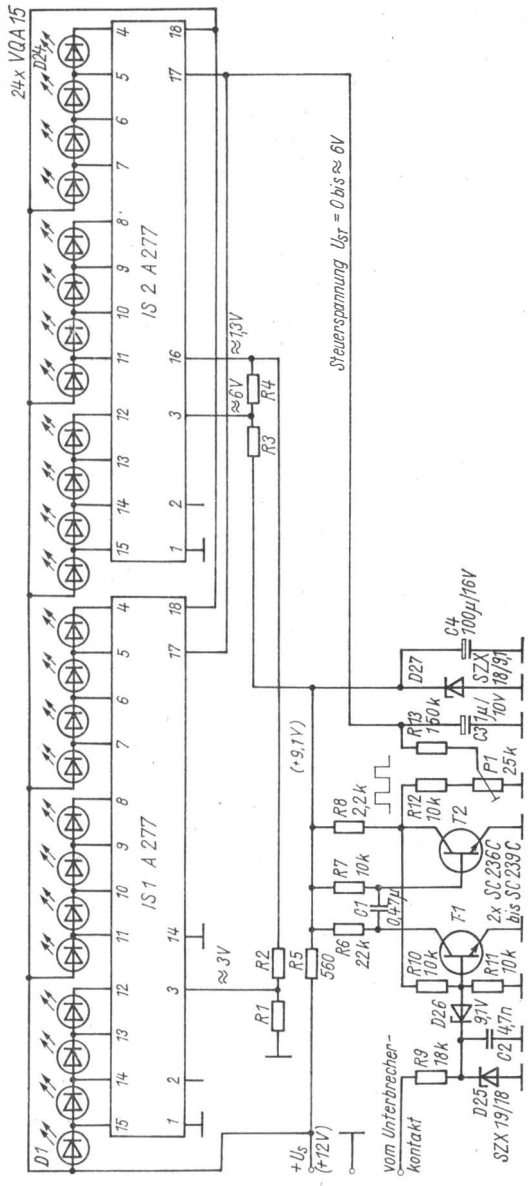


Bild 15 A 277 im Anzeigeteil eines Drehzahlmessers

Drehzahlmesser mit 24 LEDs

2 Schaltkreise *A 277* steuern eine 24stellige Leuchtdiodenkette an. Beide Schaltkreise (IS1 und IS2) arbeiten im Bandbetrieb, d.h., die angelegte Steuerspannung wird als Leuchtband wiedergegeben.

Die drehzahlabhängige Gleichspannung erzeugt ein monostabiler Multivibrator (T1, T2) nach Bild 15. Getriggert wird der monostabile Multivibrator durch die vom Unterbrecher über das Anpassungsnetzwerk D9, D25, D26, C2 kommenden Spannungsimpulse. Die zeitbestimmenden Glieder (Haltezeit) sind Kondensator $C1 = 0,47 \mu\text{F}$ und Widerstand $R7 = 10 \text{ k}\Omega$. Die Haltezeit ist so zu wählen, daß $t_H < 1/2f_{\text{max}}$ bleibt, wobei f_{max} die maximale zu messende Drehzahl in $U \cdot \text{s}^{-1}$ bedeutet.

Durch Integration der Kollektorrechteckspannung von Transistor T2 entsteht am Elektrolytkondensator C3 eine Vergleichsspannung in Abhängigkeit von der Drehzahl. Diese Vergleichsspannung ist gleichzeitig die Steuerspannung U_{ST} der beiden *A 277*. Für die Dimensionierung der Widerstände R1, R2, R3, R4 gelten die Richtlinien aus Abschnitt 5.

Ansteuerung von Lämpchen oder LEDs mit höherem Strombedarf

Laut Datenblatt liefern die Ausgänge A4 bis A15 des Schaltkreises *A 277* einen Ausgangsstrom von maximal 20 mA. Für spezielle Anwendungen ist dieser Strom nicht ausreichend. Bild 16 zeigt eine Erweiterungsschaltung zur Ansteuerung von Lampen unter Verwendung von pnp-Transistoren. Eine Modifizierung der Schaltung mit npn-Transistoren unter Berücksichtigung des Punkt- bzw. Bandbetriebs ist ebenfalls möglich.

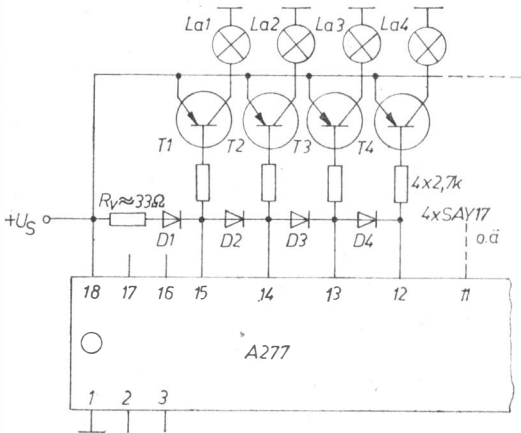


Bild 16 Anwendungsschaltung zur Ansteuerung von Lämpchen

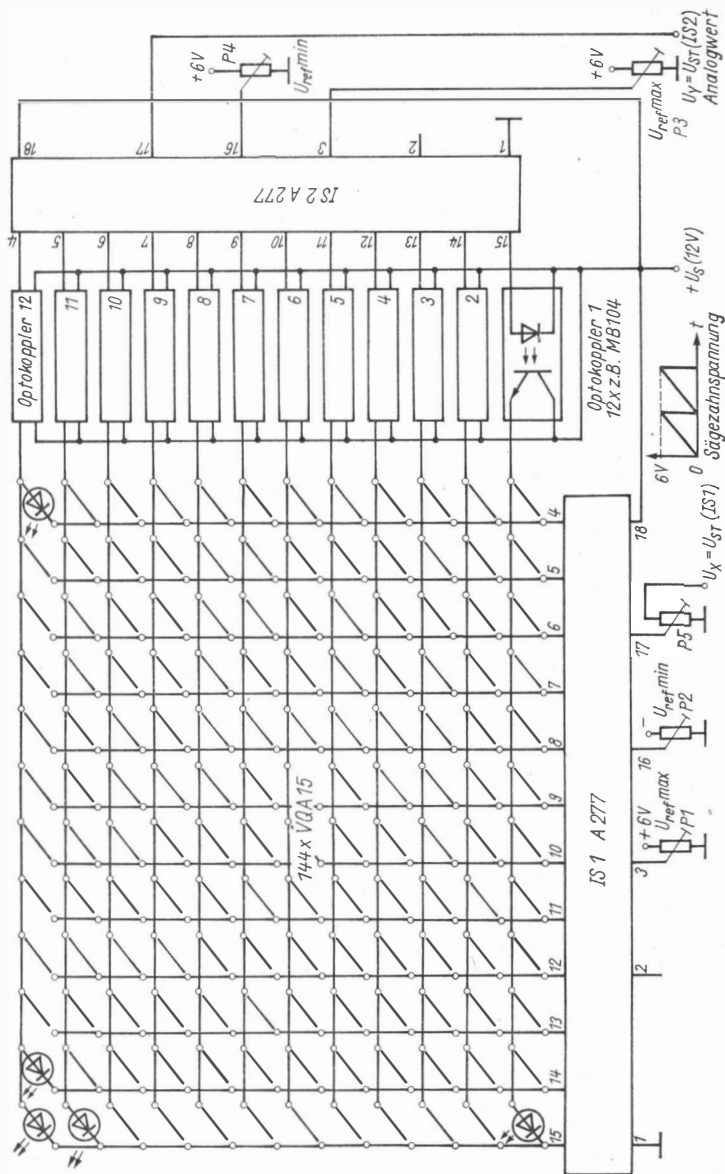


Bild 17 Ansteuerung einer Leuchtdiodenmatrix von 12x12 LEDs

Leuchtdiodenmatrix

Mit 2 Schaltkreisen A 277 läßt sich eine zweidimensionale Darstellung als Matrix aus 12×12 LEDs aufbauen. Der eine Schaltkreis A 277 steuert dabei die Zeilen in Abhängigkeit von der Steuerspannung U_x , während der andere Schaltkreis die Spalten in Abhängigkeit von der Steuerspannung U_y ansteuert. Durch Variation der Steuerspannungen U_x und U_y wird der Leuchtpunkt einer von insgesamt 144 Lichtemitterdioden zugeordnet. Anwendungsgebiete von LED-Matrizen sind Aussteuerungsanzeigen, zweidimensionale Positionsanzeigen, Stereovektorskope und Phasenabgleich über *Lissajous*-Figuren.

Der Schaltkreis IS2 (Bild 17) steuert über Optokoppler die Spalten der Matrix an. Die Eingangsdioden der Optokoppler bilden die sonst angeschlossenen Lichtemitterdioden nach. Die Ausgangstristoren der Optokoppler sind kollektorseitig mit der Speisespannung $+U_s$ verbunden.

Die Emitter gehen auf die Spalten der Matrix. Der Transistor eines Optokopplers schaltet durch, wenn die dazugehörige Eingangsdiode Strom führt und Strahlung emittiert. Der Schaltkreis IS1 steuert die auf den Zeilen befindlichen Dioden direkt an. Führt man beiden Eingängen (U_x, U_y) eine Wechsellspannung zu, so beschreibt der Leuchtpunkt eine Figur, die vom Verhältnis der Steuerspannungen bestimmt wird. Sind beide Frequenzen sinusförmig und stehen sie außerdem in einem bestimmten Verhältnis zueinander, dann entstehen die bekannten *Lissajous*-Figuren.

An den Potentiometern P1, P2, P3 und P4 werden Nullpunkt und Linearität des Leuchtpunkts auf dem Display eingestellt. Zur Regelung der Grundhelligkeit der Anzeige können die beiden Anschlußpunkte 2 der IS entsprechend beschaltet werden.

Schlußbemerkung

Die angeführten Schaltbeispiele erheben nicht den Anspruch, optimal dimensioniert zu sein; vielmehr sollten dem interessierten Leser Anregungen zu eigener Überlegung gegeben werden. Der vorliegende Beitrag macht deutlich, daß der Schaltkreis A 277 ein hervorragendes und universell einsetzbares Bauelement ist und damit jedem Amateurelektroniker die Möglichkeit bietet, Analoganzeigeeinheiten mit eigenem Design zu gestalten und aufzubauen.

Literatur

- [1] ...: Informationsblatt A 277, VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder)
- [2] ...: Integrierte Schaltungen für die Unterhaltungselektronik, Datenbuch 1978/79 der Fa. Siemens

Es werden in diesem Beitrag Thyristorgrundlagen besonders für Anfänger vermittelt, die sich mit Thyristoren befassen wollen. Dazu soll der Thyristor *ST 103* vorgestellt werden, das betrifft speziell seine Kennwerte sowie die wesentlichen Kennlinien.

Die Thyristoreigenschaften

Beim Thyristor handelt es sich um ein auch in seiner Durchlaßrichtung gesperrtes Gleichrichterventil, das für diese Richtung über eine Steuerelektrode «entsperrt» werden kann. In diesem Sinne ist er elektrisch kippbar, aber nicht steuerbar. Dieses Bauelement kann aus dem Sperr- (oder Blockier-) Zustand in den Durchlaßzustand gekippt werden. Mit Steuern – wie bei einem Transistor – ist die Beeinflussung des Durchlaßgrads gemeint. In diesem Fall soll das Beeinflussen nicht bloß das Erzwingen des Wechsels zwischen Sperr- und Durchschaltzustand einer Strecke, sondern auch das Einstellen jedes beliebigen Durchlaßgrads betreffen. In diesem Sinn hat man *steuerbar* und *kippbar* zu unterscheiden.

Bild 1 enthält das Schaltzeichen. Es ist vom üblichen Diodenschaltzeichen abgeleitet. Neben den beiden Anschlüssen Anode A und Katode K – wie bei Dioden – gibt es noch einen dritten Anschluß, über den der Stromdurchgang gestartet werden kann. Demgemäß wird dieser als Zünd- oder Steuerelektrode, Starter oder Gate bezeichnet.



An dieser Stelle ein Wort zum vielbenutzten Begriff «Zünden». Da es sich beim Thyristor um ein Halbleiterbauelement handelt, sollte man den antiken Begriff der Zündung, der zum Zeitalter der Röhrentechnik paßte, hierfür nicht verwenden. Im Technikerjargon ist dieser Begriff fest verankert, wir aber wollen nachfolgend den Begriff «Starten» prägen, der in diesem Zusammenhang sinnvoller erscheint.

Im Telegrammstil kann vorab folgendes Verhalten von Thyristoren beschrieben werden:

- In Sperrrichtung entspricht der Thyristor vom Verhalten her einem normalen Gleichrichter.
- In Durchlaßrichtung sperrt er so lange, bis ein Starterstrom ausreichender Größe (aus einem Steuerkreis entnommen) den Stromfluß freigibt.
- Nach dem Starten des Stromdurchgangs fließt ein Laststrom, der vom Außenkreis bestimmt wird.
- Über den Steuerkreis ist der Thyristor nicht mehr abschaltbar. Er verbleibt nach dem Abklingen des Startimpulses so lange im durchgeschalteten Zustand, bis entweder der Laststrom den Haltestromwert unterschreitet oder aber die an Anode und Katode liegende Spannung auf 0 fällt. Das ist ein gewisser Nachteil in Gleichstromkreisen, in denen man zwar einschalten, aber nur beschränkt abschalten kann.
- Bei Wechselstrom kann der Thyristor – zweckmäßig angesteuert – höchstens eine Halbwelle durchlassen. Wie beim konventionellen Gleichrichter wird die andere Halbwelle unterdrückt. Daher sollte er korrekterweise als Einwehthyristor bezeichnet werden.

Der Thyristor und seine Kennlinien

Allgemein ist zwischen *Eingangskennlinien* und *Ausgangskennlinien* zu unterscheiden. *Ausgangskennlinien* betreffen das Verhalten der *Hauptstrecke* (auch *Schaltstrecke* genannt), also der Strecke zwischen Anoden- und Katodenanschluß. Bild 2 zeigt die für Thyristoren geltenden Spannungen und Ströme; Bild 3 zeigt ein Ausgangskennlinienbild, in dem die Zusammenhänge von Anodenstrom und Anoden-Katoden-Spannung dargestellt sind. Hierbei sind 3 Zusammenhänge zu betrachten. Die *Sperrkennlinie* zeigt, wie der Sperrstrom von der in Sperrrichtung an die Hauptstrecke angelegten Spannung abhängt. Die *Blockierkennlinie* kommt für die Durchlaßrichtung in Betracht, solange der Stromdurchgang noch nicht freigegeben (noch blockiert) ist.

Die *Durchlaßkennlinie* gilt für den gestarteten Stromdurchgang und stellt den Zusammenhang zwischen Durchlaßstrom und Durchlaßspannung dar.

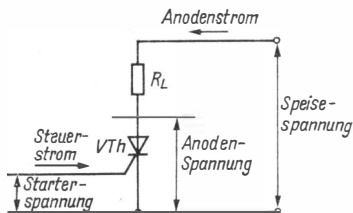


Bild 2
Für den Thyristor in Betracht
kommende Ströme und Spannungen

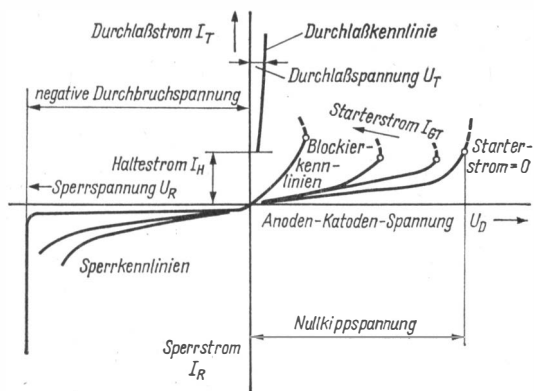


Bild 3 Ein typisches Thyristorausgangskennlinienbild

Wie bereits oben erwähnt, ist noch die *Eingangskennlinie* wichtig, die den Zusammenhang zwischen Starterstrom und der Spannung an der Starterstrecke veranschaulicht.

Die Durchlaßkennlinie

Bild 4 enthält 2 Durchlaßkennlinien des Thyristors ST 103. Dabei kann man erkennen, daß die Thyristordurchlaßspannung U_T relativ klein ist. Sie nimmt auch bei beträchtlicher Erhöhung des Durchlaßstroms I_T nur wenig zu. Somit ähneln die Thyristordurchlaßkennlinien sehr denen von Si-Gleichrichterioden. Die Kennlinien enden nicht im Nullpunkt des Koordinatenkreuzes. Das heißt: Der Durchlaßstrom hat einen endlichen Mindestwert. Dieser wird kurz als *Haltestrom* oder auch als *Haltestwert* des

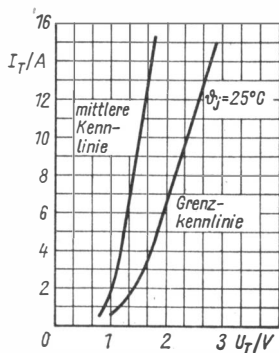


Bild 4 Durchlaßkennlinien der Kleinleistungsthyristoren ST 103

Durchlaßstroms bezeichnet (s. Bild 3). Der Haltestromwert ist von Bedeutung. Er ist der Durchlaßstrommindestwert, bei dem der Durchschaltzustand gerade noch erhalten bleibt. Beim weiteren Absenken des Durchlaßstroms kippt der Thyristor aus dem Durchlaß- in den Blockierzustand zurück.

Die Sperrkennlinien

Dazu sei wiederum Bild 3 betrachtet. Auch hier gilt, daß sich die Thyristor-sperrkennlinie (für fehlenden bzw. sehr geringen Starterstrom) im wesentlichen mit der einer Si-Gleichrichterdiode vergleichen läßt. Weitere Erläuterungen können daher entfallen.

Die Blockierkennlinien

Das Ende der Blockierkennlinien (also dort, wo etwa die senkrechten Abschnitte beginnen würden) bedeutet, daß bei Überschreiten des hierzu gehörenden Durchlaßstroms der Thyristor aus dem Blockierzustand in den Durchschaltzustand kippt. Die Linie, die diese Endpunkte der Blockierkennlinienschar verbindet, wird demgemäß oft als *Kipplinie* bezeichnet.

Wesentliche Grenz- und Kennwerte

Die Grenz- bzw. Kennwerte sind stets in den Datenlisten der Hersteller zu finden. Dort wird auch oft die Erläuterung der einzelnen Kenngrößen vorgenommen, was zumeist am Anfang eines Datenhefts geschieht. Leider erhalten Elektronikamateure nur selten Herstellerunterlagen. Deshalb sollen nachfolgend die wichtigsten Begriffe kurz erläutert werden (s. auch [2]). Von folgenden höchstzulässigen Werten kommen als Grenzwerte in Betracht:

Periodische Spitzenblockierspannung U_{DRM}

Größter Augenblickswert der Blockierspannung sowie einschließlich aller periodischen und nichtperiodischen Spannungsspitzen.

Periodische Spitzensperrspannung U_{RRM}

Größter Augenblickswert der Sperrspannung, der periodisch auftreten darf, ohne daß der Blockierzustand in den Durchschaltzustand wechselt.

Dauergrenzstrom $I_{T(AV)}$

Das ist der arithmetische Mittelwert des höchsten, dauernd zulässigen Durchlaßstroms I_T .

Periodischer Spitzenstrom I_{TRM}

Höchstzulässiger Spitzenwert des Durchlaßstroms während einer Periode.

Stoßstrom I_{TSM}

Dieser nominelle Strom darf gelegentlich unter bestimmten Bedingungen fließen. Eine Überschreitung dieses Stromwerts und der zulässigen Zeit (s. Angaben im Datenblatt) führt zur Zerstörung des Bauelements.

Grenzlastintegral

Das ist der höchstzulässige Wert des Zeitintegrals über dem Quadrat des Durchlaßstroms. Es ist ein Maß für die Gesamtbelastung eines Thyristors.

Steuerverlustleistung P_G

Ist das Produkt aus Starterstrom I_{GT} und Starterspannung U_{GT} .

Anstiegsgeschwindigkeit der Blockierspannung du_D/dt

Das ist der höchstzulässige Wert der Anstiegsgeschwindigkeit der Spannung in Schaltrichtung. Wird dieser Wert überschritten, so kommt es zu einem ungewollten Kippen.

Anstiegsgeschwindigkeit des Durchlaßstroms di_T/dt

Höchstwert der Anstiegsgeschwindigkeit des Durchlaßstroms, die ein Thyristor während des Einschaltens ohne Schädigung aushalten kann.

Als Kennwerte sind zu nennen:

Durchlaßspannung U_T

Restspannung im Durchschaltzustand (Größenordnung 1 bis 3 V).

Haltestrom I_H

Es handelt sich um einen Mindestwert des Durchlaßstroms, bei dem der Durchschaltzustand noch erhalten bleibt, obwohl an der Steuerelektrode keine Spannung liegt.

Starterspannung U_{GT} (obere Zündspannung)

Es ist die zum Starten des Hauptstroms minimal notwendige Spannung an der Starterstrecke.

Starterstrom I_{GT} (oberer Zündstrom)

Der zum Starten des Hauptstroms notwendige Mindeststarterstrom.

Nichtstartspannung U_{GD}

Höchstwert der Starterspannung, die gerade noch kein Kippen des Thyristors vom Blockier- in den Durchschaltzustand bewirkt.

Freiwerdezeit t_q

Unter Freiwerdezeit versteht man die Zeit, die vom Nulldurchgang des Hauptstroms an vergeht, bis der Sperrzustand des Thyristors voll wieder hergestellt ist.

Alle vorgenannten Kenngrößen werden in den Herstellerunterlagen angegeben. Es gibt weitere Kenngrößen und Begriffe für Thyristoren, die im Zweifelsfall sowohl in *TGL 200 - 8161, Blatt 4*, als auch in [1] oder [2] nachgelesen werden können.

Thyristoreingangskennlinienbild

Allgemein zeigt eine Eingangskennlinie den Zusammenhang zwischen Eingangsspannung und Eingangsstrom eines elektrischen Bauelements.

Im Fall des Thyristors betrifft die Eingangskennlinie die Steuerstrecke, d.h. die Strecke zwischen Starterelektrode und der Thyristorkatode. Das Starten des Stromdurchgangs («Zünden») geschieht in den überwiegenden Fällen mit Impulsen, wie das in Bild 5 prinzipiell angedeutet ist. Hierbei hat man 2 Startbereiche zu unterscheiden.

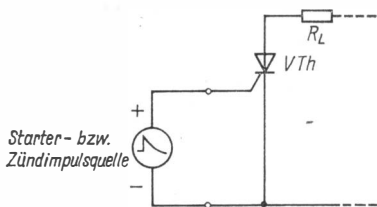


Bild 5
Prinzip der Impulszündung
eines Thyristors

Zunächst soll der mögliche Startbereich genannt werden, der im Bild 6 schraffiert eingezeichnet ist. Er stellt den Bereich dar, in dem ein sicheres Starten noch nicht gewährleistet ist, aber möglich sein kann.

Der sichere Startbereich ist gegeben mit Werten von Starterstrom und Starterspannung oberhalb bzw. rechts der schraffierten Fläche. Demzufolge stellt die schraffierte Fläche entsprechend Bild 6 für einen ordnungsgemäßen Betrieb eine Art «verbotene Zone» dar, weil der Hersteller für diesen Bereich auf Grund von Exemplarstreuungen keine Gewähr übernimmt, daß jedes Exemplar einer Typenreihe sicher startet.

Unter anderem ist aus dieser Kennlinie noch folgendes zu erkennen: Je geringer die (Sperrschicht-) Temperatur, desto höher der zum sicheren Starten erforderliche Mindeststarterstromwert.

Selbstverständlich gibt es auch Grenzwerte für die Starterstrecke. Das Produkt aus Starterstrom und Starterspannung stellt die *Steuerverlustleistung* dar, die sich innerhalb des Thyristorsystems in Wärmeleistung um-

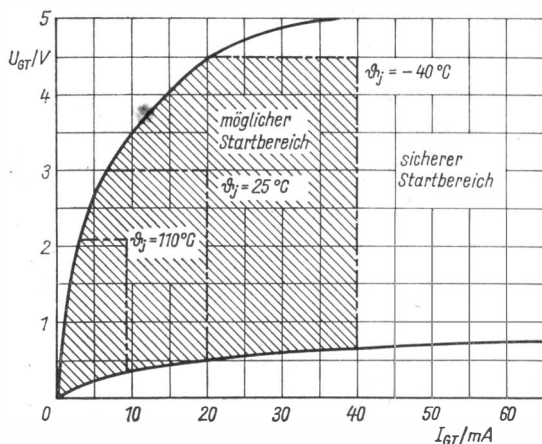


Bild 6 Eingangskennlinie (sogenannte Zündcharakteristik),
gültig für den Thyristor ST 103

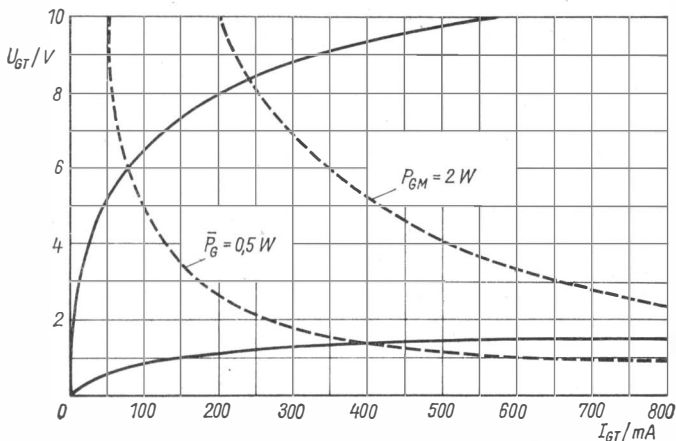


Bild 7 Eingangskennlinienbild des ST 103, hier ergänzt mit 2 Kurven für höchstzulässige Verlustleistungswerte der Starterstrecke

setzt. Diese darf nicht beliebig hoch sein. Daher werden hierfür auch Grenzlinien angegeben, wie das im Bild 7 für die Thyristorreihe ST 103 gezeigt ist. Meistens werden ein Grenzwert für den Verlustleistungsmittelwert P_G und wenigstens ein zweiter für die Spitzenverlustleistung P_{GM} angegeben.

Hinweise zur Schaltungsauslegung

Beim Bemessen von Thyristorschaltungen sind vor allem die Grenzwerte sorgfältig zu beachten. An erster Stelle steht die höchstzulässige periodische Spitzensperrspannung. Sie sollte bei Wirklast mindestens 1,5- bis 1,8mal so hoch gewählt werden, wie der Scheitelwert der Betriebsspannung ist. Bei 220 V haben sich 500 ... 600 V als zweckmäßig erwiesen. Bei nichtohmschen Lasten sollte man den doppelten Scheitelwert wählen. Der Grenzstrom ist so festzulegen, daß beispielsweise bei Anschnittsteuerung der Laststromspitzenwert keinesfalls diesen Grenzstromwert erreicht.

Des weiteren ist die Gehäuse- bzw. Umgebungstemperatur zu beachten, denn höhere Umgebungstemperaturen vermindern den Wert für den Dauerrenzstrom (s. Bild 8). Auch für den Steuerkreis sind die entsprechenden Werte für Strom und Spannung einzuhalten. Besondere Beachtung erfordern außerdem:

- Schutzmaßnahmen gegen gefährdende Spannungs- und Stromspitzen (für den ST 103 in [4] nachzulesen);
- Maßnahmen zur Verminderung von Funkstörungen, vornehmlich bei Phasenanschnittsteuerungen [6].

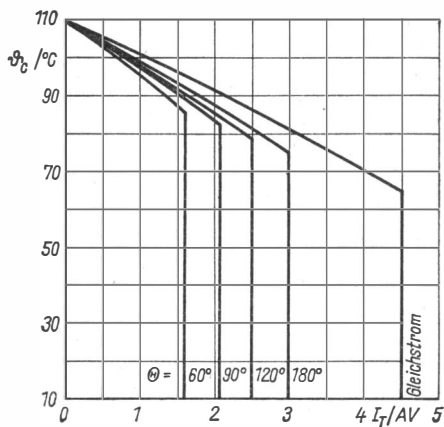


Bild 8
Abhängigkeit der höchstzulässigen Gehäusetemperatur vom mittleren Durchlaßstrom (gültig für den ST 103)

Prüfen von Thyristoren

Abschließend noch einige Hinweise, wie mit einfachen Meßmitteln die Funktionstüchtigkeit überprüft sowie wichtige Kennwerte des Thyristors ermittelt werden können. Elektronikamateure bekommen oft Basteltypen zum Kauf angeboten, bei denen sich eine Überprüfung vor dem Schaltungseinbau als zweckmäßig erwiesen hat.

Die einfachste Funktionsprüfung kann mit einem Ohmmeter oder Durchgangsprüfer vorgenommen werden (s. Bild 9). Nachstehend einige kurze Hinweise zur Prüfung mit dem Ohmmeter.

Ein positiver Impuls auf die Steuerelektrode bringt den Thyristor in den durchgesteuerten Zustand. Bei kurzem Drücken des Tasters T_a verbindet man die Steuerelektrode mit dem Pluspol des Ohmmeters; der Thyristor wird gestartet. Er behält danach diesen Zustand bei, auch wenn die Taste wieder geöffnet ist. Er kippt erst wieder in den nichtleitenden Zustand, wenn die Verbindung mit dem Ohmmeter gelöst wird. Gleiches gilt bei Verwendung eines Durchgangsprüfers mit einer Skalenlampe als Anzeige (Bild 9b).

Günstiger zur Funktionsprüfung ist die Testschaltung gemäß Bild 10. Der Thyristor wird entsprechend angeschlossen und zunächst vorgeprüft. Dabei

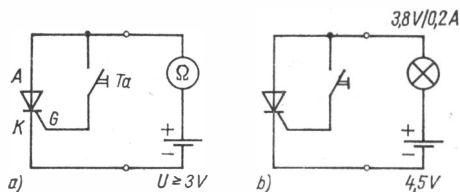


Bild 9
Einfache Thyristorüberprüfung mit Ohmmeter (a) bzw. Durchgangsprüfer (b)

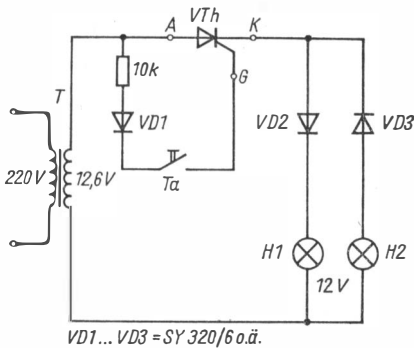


Bild 10
Einfacher Funktionstester
für Thyristoren

wird der Taster T_α nicht gedrückt; beide Lampen müssen dunkel bleiben. Leuchtet H1 auf, so besteht ein Durchbruch in Durchlaßrichtung. Bei Durchbruch in Sperrichtung leuchtet H2.

Zeigt sich, daß nach dieser ersten Prüfung der Thyristor in Ordnung ist, wird Taste T_α gedrückt. Hierbei erhält der Thyristor eine positive Steuerungsspannung und schaltet durch. Die Taste T_α muß nun aber ständig gedrückt werden (der Thyristor liegt an Wechselfspannung!). Ist der Thyristor intakt, muß H1 aufleuchten. Leuchtet sie nicht, dann ist die Steuerelektrode im Inneren des Bauelements unterbrochen. H2 darf auf keinen Fall aufleuchten.

Neben der reinen Funktionsprüfung interessieren – vornehmlich bei unbekanntem Bauelementen – noch 2 weitere wichtige Kennwerte. Es sind das die Mindestspannung an der Steuerelektrode, bei der der Thyristor kippt, sowie der Mindeststrom, bei dem der Thyristor noch im durchgeschalteten Zustand verbleibt, obwohl an der Steuerelektrode keine Spannung anliegt (unterer Haltestromwert). Zur meßtechnischen Bestimmung beider Größen kann die Meßanordnung gemäß Bild 11 verwendet werden. Die beiden Potentiometer $R1$ und $R2$ werden auf 0 gestellt, und der Thyristor wird angeschlossen. Danach wird Schalter S geschlossen und $R2$ langsam hoch-

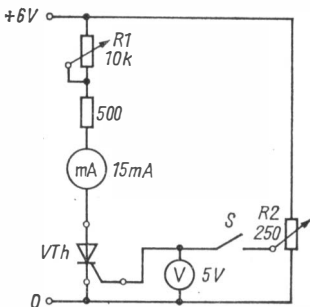


Bild 11
Einfaches Prüfgerät zur Ermittlung der
Mindeststeuer Spannung und des unteren
Haltestromwerts

geregelt, bis der Thyristor startet. Das Milliampereometer zeigt dann einen Strom von 12 ... 15 mA an. Der dabei abgelesene Wert am Voltmeter ist die Mindeststeuerspannung. Nun wird Schalter S geöffnet und der Widerstandswert von R_1 langsam vergrößert, bis kein Strom mehr fließt, d.h., der Thyristor wieder abgeschaltet hat. Der kurz zuvor abgelesene Wert ist der des unteren Haltestroms. Diese Meßschaltung genügt nur bescheidenen Ansprüchen, wie sie für das gelegentliche Basteln mit Thyristoren ausreicht. Genauere Informationen zur Messung an Thyristoren findet der Leser in [1], [3].

Zusammenfassung

Mit diesem Beitrag wurde versucht, dem Anfänger das Wesentlichste über Thyristoren zu vermitteln. Das Studium weiterführender Literatur ist unerlässlich. Gleichzeitig wurden die Kenndaten der Si-Thyristoren *ST 103* (Tabelle 1) vorgestellt. Das ist übrigens die einzige in der DDR produzierte Typenreihe. Die Reihen *ST 108*, *ST 111* und *ST 121* sind nicht mehr im Produktionsprogramm. Als Ersatz für die vorgenannten Typen gilt der TESLA-Thyristor *KT 725*. Seine Kenndaten sind in Tabelle 2 enthalten.

Tabelle 1 Grenz- und Kennwerte der Thyristorreihe ST 103

Grenzwerte Typ	U_{DRM} U_{RRM} in V	$I_{\text{T(AV)}}$ in A	I_{TRM} in A	I_{TSM} in A	du_{T}/dt in V/ μs	di_{T}/dt in A/ μs
ST 103/1	100					
ST 103/2	200					
ST 103/3	300	3	15	40	20	5
ST 103/4	400					
ST 103/5	500					
ST 103/6	600					

Kennwerte

U_{T} (bei $i_{\text{T}} = 10 \text{ A}$)	$\leq 1,8 \text{ V}$
U_{GD} (bei $\vartheta_{\text{j}} = 125^\circ\text{C}$)	$\geq 0,25 \text{ V}$
U_{GT} (bei $U_{\text{D}} = 6 \text{ V}$)	$\leq 3 \text{ V}$
I_{GT} (bei $U_{\text{D}} = 6 \text{ V}$)	$\leq 20 \text{ mA}$
I_{H} (bei $U_{\text{D}} = 10 \text{ V}$)	$\leq 20 \text{ mA}$
t_{q} (bei $\vartheta_{\text{j}} = 125^\circ\text{C}$)	$\leq 40 \mu\text{s}$

Tabelle 2 Grenz- und Kennwerte der TESLA-Thyristoren KT 725

Grenzwerte						
Typ	U_{DRM} U_{RRM} in V	$I_{T(AV)}$ in A	I_{TRM} in A	I_{TSM} in A	du_D/dt in V/ μ s	di_T/dt in A/ μ s
KT 725/ 50	50					
KT 725/100	100					
KT 725/200	200					
KT 725/300	300	6	50	60	20	.20
KT 725/400	400					
KT 725/500	500					
KT 725/600	600					

Kennwerte

U_T (bei $i_T = 20$ A)	$\leq 2,0$ V
U_{GD} (bei $\vartheta_j = 125^\circ\text{C}$)	$\leq 0,25$ V
U_{GT} (bei $U_D = 12$ V)	≤ 3 V
I_{GT} (bei $U_D = 12$ V)	≤ 100 mA
I_H (bei $U_D = 12$ V)	≤ 80 mA
t_q (bei $\vartheta_j = 85^\circ\text{C}$)	≤ 60 μ s

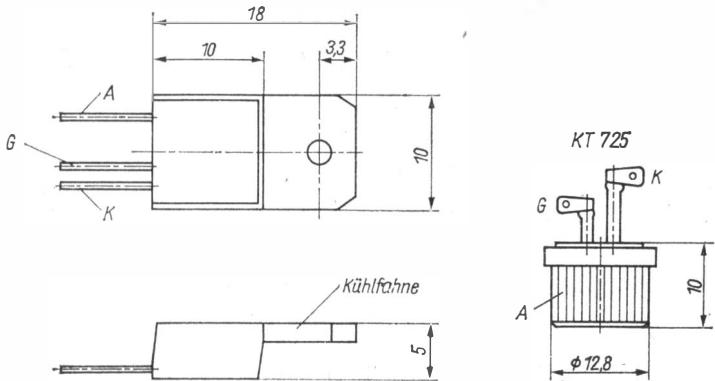


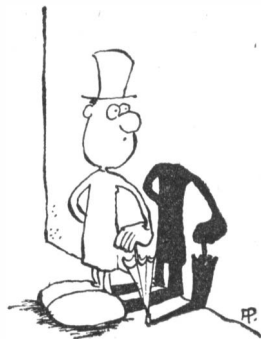
Bild 12 Abmessung der Thyristoren ST 103 (VEB Werk für Fernseh elektronik Berlin) und KT 725 (TESLA Rožnov)

Literatur

- [1] G.Pilz, Thyristoren – Eigenschaften und Anwendung. Amateurreihe «electronica», Band 110, Berlin 1972
- [2] M.Richard, Definition der charakteristischen Werte von Leistungthyristoren. FUNKAMATEUR 27 (1978) Heft 12, Seite 601 bis 602
- [3] K.Kühner, Schaltungsvorschläge zur Thyristorprüfung: FUNKAMATEUR 24 (1975) Heft 7, Seite 332 bis 335
- [4] W.Regel, Kleinleistungsthyristor ST 103. Halbleiterinformationen 116, radio fernsehen elektronik 25 (1976) Heft 22, Seite 727 bis 728
- [5] W.Regel, Anwendungshinweise und Schaltungsbeispiele für den Thyristor ST 103. radio fernsehen elektronik 25 (1976) Heft 22, Seite 722 bis 724
- [6] F.Roscher, Hinweise zur Funkentstörung bei Phasenanschnittsteuerungen. Elektronisches Jahrbuch 1983, Berlin 1982

Wir klären Begriffe

ABSCHATTUNGSVERLUST



Aktiver RC-Cauer-Tiefpaß 6. Grades
mit einer Bandbreite von 0 Hz bis 3,18 kHz

Die erforderliche Einengung des NF-Bands bei Direktmischempfängern wird häufig mit LC -Filtern höheren Grades vorgenommen [1] [2]. Dabei wird zur magnetischen Schirmung der Filter erheblicher Aufwand getrieben, da die Spulen des Filters äußerst empfindlich auf magnetische Fremdfelder (z.B. vom Netztransformator) reagieren [1]. Realisiert man das erforderliche NF-Filter als aktives RC -Filter, so entfallen diese Probleme [3].

Die Selektion eines Filters läßt sich wesentlich verbessern, wenn die Übertragungsfunktion neben den Polen im Durchlaßbereich auch Nullstellen bei Frequenzen im Sperrbereich aufweist. Treten die Nullstellen bei bestimmten, rein imaginären Werten von p auf, spricht man von *Cauer-* oder *elliptischen* Filtern. Über diesen Filtertyp, der in der kommerziellen Technik sehr häufig Verwendung findet, existiert umfangreiches Tabellenmaterial.

Bild 1 zeigt einen solchen Filterbaustein 2. Grades mit der allgemeinen Übertragungsfunktion

$$T(p) = \frac{U_2(p)}{U_1(p)} = \frac{H(p^2 + \alpha)}{p^2 + \beta p + \gamma}. \quad (1)$$

Nach [4] beträgt mit der in Bild 1 eingeführten Vorauswahl der normierten Bauelemente die spezielle Übertragungsfunktion des Filters

$$\begin{aligned} T(p) &= \frac{U_2(p)}{U_1(p)} \\ &= \frac{\left[\frac{K}{(k+1)(C+1)} \right] \left(p^2 + \frac{1}{a^2} \right)}{p^2 + \frac{(k+1) \left[c + \frac{2-K}{k} \right]}{a [(k+1)C+1]} p + \frac{1}{[(k+1)C+1] a^2}}. \quad (2) \end{aligned}$$

Der Koeffizientenvergleich der Gl. (1) und Gl. (2) liefert folgende Entwurfsbeziehungen für das Netzwerk nach Bild 1 ($\alpha > \gamma$):

$$a = \sqrt{1/\alpha} \quad (3)$$

$$C = \frac{\alpha/\gamma - 1}{k+1} \quad (4)$$

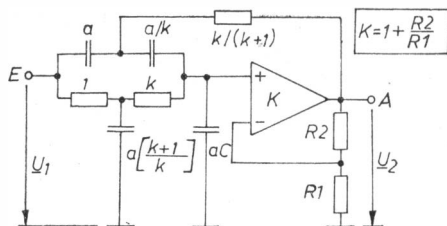


Bild 1
Cauer-Tiefpaßgrundglied
2. Grades nach [4]

$$K = 2 + \frac{k}{k+1} \left(\frac{\alpha}{\gamma} - 1 - \frac{\beta\sqrt{\alpha}}{\gamma} \right) \quad (5)$$

$$H = \frac{\gamma}{\alpha} K. \quad (6)$$

Beispiel

Es soll ein aktiver Cauer-TP 6. Grades mit 0,1773 dB Welligkeit im Durchlaßbereich und 39,3 dB Sperrdämpfung sowie mit einer Grenzfrequenz von 3,180 kHz entworfen werden.

Diese Parameter entsprechen in etwa den Anforderungen an NF-Filter für Telefonieempfang in einfachen Direktmischempfängern [1] [2].

Aus einschlägigen Filterkatalogen, z. B. [5], erhält man mit diesen Forderungen für die normierte Übertragungsfunktion

$$T(p) =$$

$$= A \frac{(p^2 + 2,4486)(p^2 + 1,5223)}{(p^2 + 0,1124p + 1,0583)(p^2 + 0,4920p + 0,8223)(p^2 + 1,1546 + 0,4675)} \quad (7)$$

mit $A = 0,1091$.

A stellt dabei einen konstanten Faktor dar, der die Grunddämpfung des Filters beeinflusst.

Die Übertragungsfunktion wird durch Teilübertragungsfunktionen $T_1(p)$ bis $T_3(p)$ realisiert. Dazu zerlegt man das Filter in 2 Cauer-Tiefpaßgrundglieder mit jeweils 2 Pol- und Nullstellen und in ein Tiefpaßgrundglied 2. Grades, das z. B. durch ein Netzwerk nach Bild 2 realisiert werden kann. Die Konstante A soll zunächst unberücksichtigt bleiben.

Beispielsweise wäre in Analogie zur Gl. (1) und zur Darstellung in Bild 2 folgende Zerlegung möglich:

(Tiefpaß I)

$$T_1(p) = \frac{H(p^2 + 2,4486)}{p^2 + 0,1124p + 1,0583} \quad (8)$$

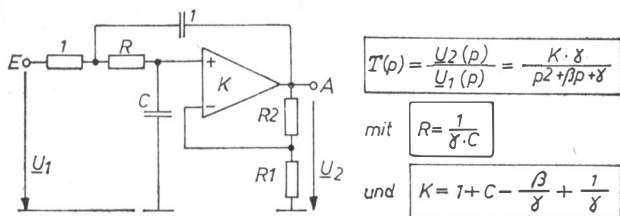


Bild 2 Sallen-Key-Tiefpaßgrundglied 2. Grades nach [6]

(Tiefpaß II)

$$T_2(p) = \frac{H(p^2 + 1,5223)}{p^2 + 0,4920 p + 0,8223} \quad (9)$$

(Tiefpaß III)

$$T_3(p) = \frac{K\gamma}{p^2 + 1,1546 p + 0,4675} \quad (10)$$

Mit $k = 2$ kann man aus Gl. (3) bis Gl. (6) leicht die normierten Werte der Cauer-Tiefpaßgrundglieder berechnen. Für den Tiefpaß I ergeben sich

$$a = \sqrt{1/2,4486} = 0,6391$$

$$C = \frac{2,4486/1,0583 - 1}{3} = 0,4379$$

$$K = 2 + \frac{2}{3} \left(\frac{2,4486}{1,0583} - 1 - \frac{0,1124\sqrt{2,4486}}{1,0583} \right) = 2,765$$

$$H = \frac{1,0583}{2,4486} 2,765 = 1,1951.$$

Analog erhält man für Tiefpaß II

$$a = \sqrt{1/1,5223} = 0,8105$$

$$C = \frac{1,5223/0,8223 - 1}{3} = 0,2838$$

$$K = 2 + \frac{2}{3} \left(\frac{1,5223}{0,8223} - 1 - \frac{0,4920}{0,8223} \sqrt{1,5223} \right) = 2,075$$

$$H = \frac{0,8223}{1,5223} 2,075 = 1,1211.$$

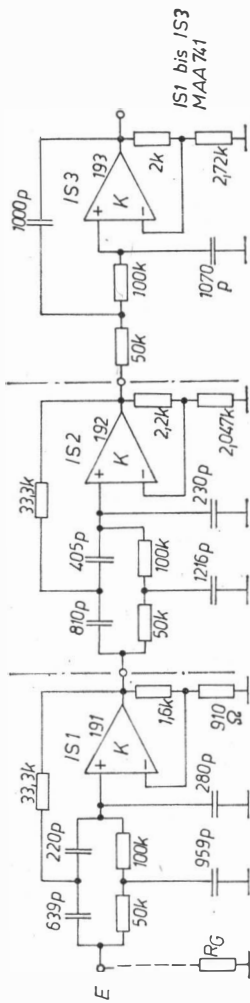


Bild 3 Cauer-Tiefpaß 6. Grades (normiert)

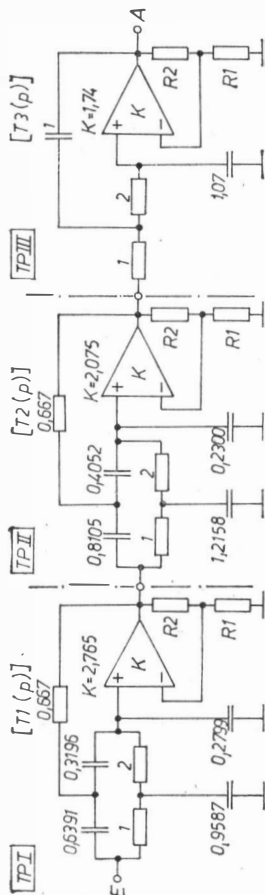


Bild 4 Cauer-Tiefpaß 6. Grades (entnormiert), alle Kondensatoren in pF

Für das *Sallen-Key*-Tiefpaßgrundglied ergibt sich mit $R = 2$ entsprechend Bild 2

$$C = \frac{1}{2 \cdot 0,4675} = 1,0695$$

und damit

$$K = 1 + C - \frac{\beta}{\gamma} + \frac{1}{\gamma} = 1 + 1,0695 - \frac{1,1546}{0,4675} + \frac{1}{0,4675} = 1,7388.$$

Bild 3 zeigt die normierte Gesamtschaltung. Die entnormierte Gesamtschaltung wird in Bild 4 wiedergegeben, wobei als Bezugswiderstand $R_B = 50 \text{ k}\Omega$ und als Bezugsfrequenz $f_B = 3180 \text{ Hz}$ gewählt wurden.

Die Grunddämpfung des Filters im Durchlaßbereich ergibt sich aus den jeweiligen Konstanten im Zähler der Teilübertragungsfunktionen zu

$$H_{(TPI)} H_{(TPII)} K \gamma = 1,1951 \cdot 1,1211 \cdot 0,8129 = 1,089.$$

Da dieser Wert etwa dem 10fachen Wert der Konstanten A der normierten Übertragungsfunktion nach Gl. (7) entspricht, weist das Filter im Durchlaßbereich eine Verstärkung von 10 auf.

Die passiven filterbestimmenden Bauelemente dieser praktisch erprobten Schaltung wurden mit einer Genauigkeit von etwa 1% ausgemessen.

Bild 5 zeigt den gemessenen Amplitudengang. Die Verstärkung des Filters beträgt im Durchlaßbereich 20 dB. Es ergaben sich keine Abweichungen vom errechneten Amplitudengang. Bemerkenswert hierbei ist, daß nach dem Aufbau des Filters kein zusätzlicher Abgleich vorgenommen werden mußte.

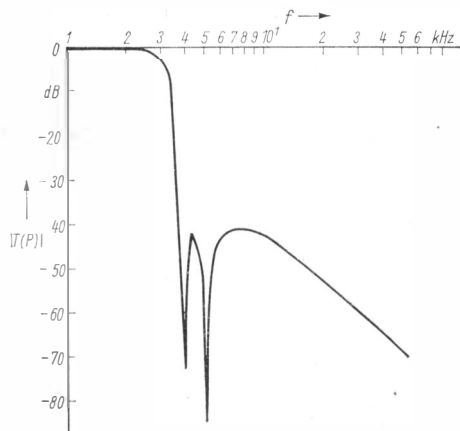


Bild 5 Amplitudengang des Cauer-Tiefpaß 6. Grades nach Bild 4

Die Gesamtstromaufnahme des Filters beträgt bei einer Betriebsspannung für die Operationsverstärker von $U_B = \pm 15 \text{ V}$ etwa 7 mA. Die maximale Ausgangsspannung $U_{A(\text{eff})}$ beträgt dabei etwa 10 V, d. h., daß das Filter wegen der etwa 10fachen Verstärkung Eingangsspannungen $U_{E(\text{eff})}$ bis zu 1 V verzerrungsfrei verarbeiten kann.

Bild 6 zeigt einen Leiterplattenentwurf für die Schaltung des Filters nach Bild 4, wobei doppelseitig kaschiertes Cu-Material verwendet wurde.

Bild 7 zeigt den Bestückungsplan der Leiterplatte nach Bild 6. Die Be-

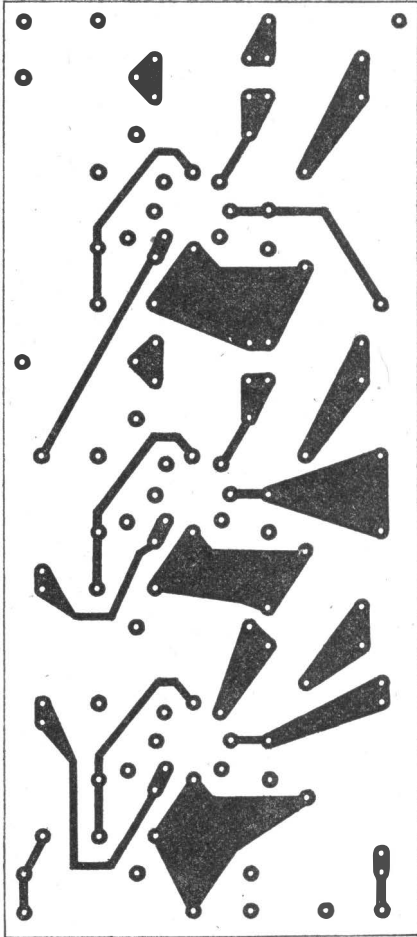
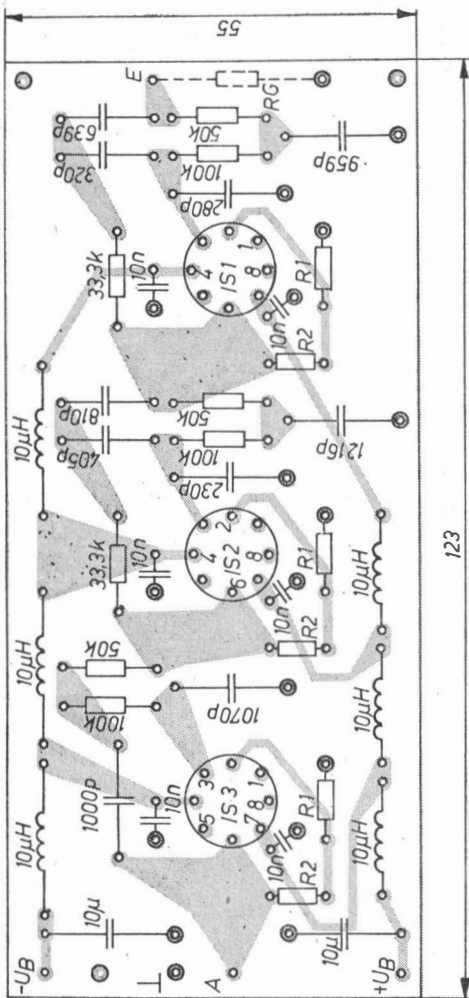


Bild 6 Leiterbild der Leiterplatte für die Schaltung nach Bild 4



© Masse (Anschlüsse der Bauelemente
beidseitig gelötet)
übrige Bohrungen auf Bauelementenseite
freigesenkt

Bild 7 Bestückungsplan der Leiterplatte nach Bild 6

stückungsseite wurde als durchgehende Massefläche ausgeführt. Die entsprechenden Bohrungen sind leicht anzusenken (Bild 8).

Die Verstärker wurden durch integrierte Schaltkreise vom Typ *MAA 741* realisiert; es können auch einfachere diskrete Varianten verwendet werden.

Bild 9 zeigt eine mögliche Schaltung.

Bei der Inbetriebnahme des Filters ist zu beachten, daß die Signalquelle

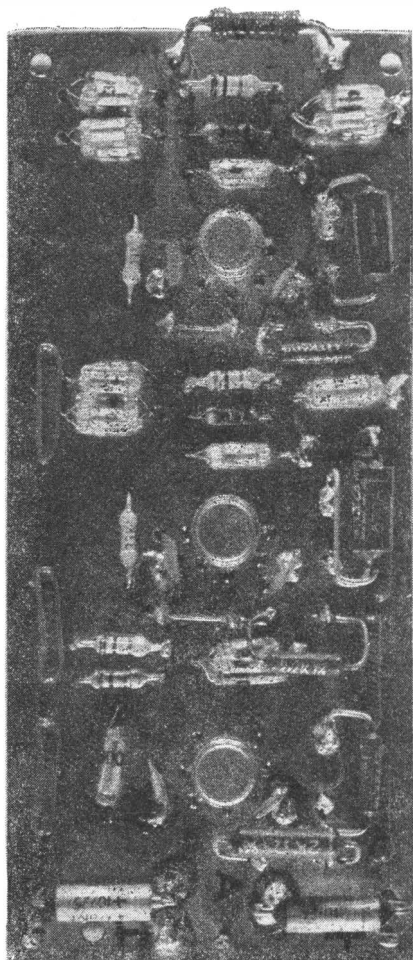
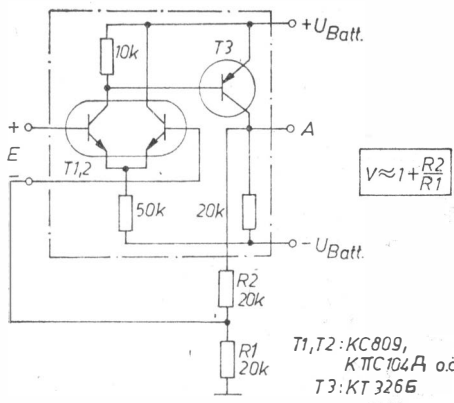


Bild 8 Bestückte Leiterplatte

gleichstromdurchlässig sein muß, da andernfalls für den Eingangstransistor der IS I keine definierten Verhältnisse bestehen. Außerdem muß hinreichend niederohmig angesteuert werden (R_G etwa $1\text{ k}\Omega$). Die Entkopplung der einzelnen Filterstufen und die Abblockung der erforderlichen Betriebsspannungszuführungen für IS1 und IS2 sind aus dem Bestückungsplan Bild 7 zu ersehen.



T1, T2: KC809,
 КТТС104А о.ä.
 T3: КТ326Б

Bild 9
 Einfacher Differenz-
 verstärker mit äußerer
 Beschaltung für $V = 2$
 ($R_1 = R_2 = 20 \text{ k}\Omega$)

Aktives RC-Universalfilter

Das aktive RC-Universalfilter nach Bild 10 erzeugt eine Filtergrundfunktion 2. Grades. Es hat gleichzeitig Hochpaß-, Tiefpaß- und Bandpaßcharakteristik. Das Grundprinzip dieser Schaltung, die Kettenschaltung zweier Miller-Integratoren, wurde bereits 1957 zur Schwingungserzeugung angegeben. Bild 11 zeigt, daß durch Summation der Ausgangsspannungen von Hoch- und Tiefpaßausgang die Übertragungsfunktion einer Bandsperrfilter realisiert werden kann. Werden moderne Mehrfachoperationsverstärker eingesetzt, dann fällt der erhöhte Aufwand an aktiven Elementen nicht mehr ins Gewicht.

Da das Universalfilter sehr geringe Empfindlichkeiten, d. h. Kenngrößen-schwankungen des Netzwerks gegenüber Bauelementeänderungen, aufweist, eignet es sich besonders für Einsatzfälle, bei denen eine hohe Güte Q erforderlich ist [9].

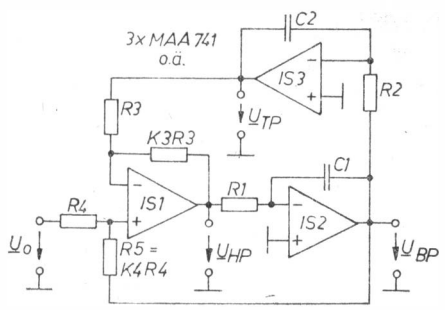


Bild 10
 Aktives RC-Universalfilter
 2. Grades (Tiefpaß, Hoch-
 paß, Bandpaß) nach [1]

mit

$$\omega_0 = \sqrt{K3/R1R2C1C2} \quad (\omega_0 = 2\pi f_0) \quad (4)$$

$$Q = \frac{1 + K4}{1 + K3} \sqrt{\frac{K3R1C1}{R2C2}} \quad (5)$$

$$K_{TP} = \frac{K4(1 + K3)}{K3(1 + K4)} \quad (6)$$

$$K_{HP} = \frac{K4(1 + K3)}{1 + K4} \quad (7)$$

$$K_{BP} = -K4. \quad (8)$$

Summiert man die Ausgangsspannungen von Hoch- und Tiefpaß, ergibt sich nach Bild 11 mit Gl. (1) und Gl. (2) die Übertragungsfunktion

$$H_4(p) = \frac{U_{BS}(p)}{U_0(p)} = \frac{K_{BS}(p^2 + \omega_0^2)}{p^2 + p \frac{\omega_0}{Q} + \omega_0^2} \quad (\text{Bandsperr}) \quad (9)$$

mit

$$K_{BS} = K_{TP} = K_{HP}. \quad (10)$$

Der Summationsverstärker IS4 wurde der Einfachheit halber mit gleichen Widerständen $R6$ versehen. Mit dem Gegenkopplungswiderstand $R6$ könnte die Grunddämpfung bzw. die Verstärkung des Filters zusätzlich beeinflusst werden. Einer der Summationswiderstände wird zu Abgleichzwecken variabel ausgeführt.

Bild 12 vermittelt einen qualitativen Eindruck von Amplituden- und Phasengang der einzelnen Filterfunktionen. Für die Bandbreite (-3 dB) gilt näherungsweise $B = f_0/Q$ (nur sinnvoll für die Filterfunktionen Bandpaß und Bandsperr). Für $Q \geq 5$ ist der Betrag der Welligkeit (Resonanzüberhöhung) gleich dem Gütewert: $|W(p)|$ in dB = $20 \lg Q$. Beispielsweise folgt für $Q = 10$ eine Welligkeit von 20 dB.

Die mathematischen Beziehungen gelten unter Annahme der Verwendung idealer Operationsverstärker. Bei höheren Q -Werten und höheren Frequenzen treten durch das nichtideale Verhalten folgende Erscheinungen auf:

- Schwingneigung durch parasitäre Phasendrehungen;
- Q spricht nicht mehr den berechneten Werten (wird größer).

Bild 13 veranschaulicht den Einfluß der nichtidealen Operationsverstärker auf die Filtergüte Q , wobei für die Leerlaufverstärkung V_0 der typische Verlauf ($V_0 = 100$ dB, Knickfrequenz 10 Hz) angenommen wurde.

Ohne wesentliche Einschränkungen einzuführen, kann bei der praktischen Filterdimensionierung von folgenden Vereinfachungen ausgegangen werden: $R1 = R2 = R$, $C1 = C2 = C$, $K3 = 1$ und $K4 = R5/R4$ variabel.

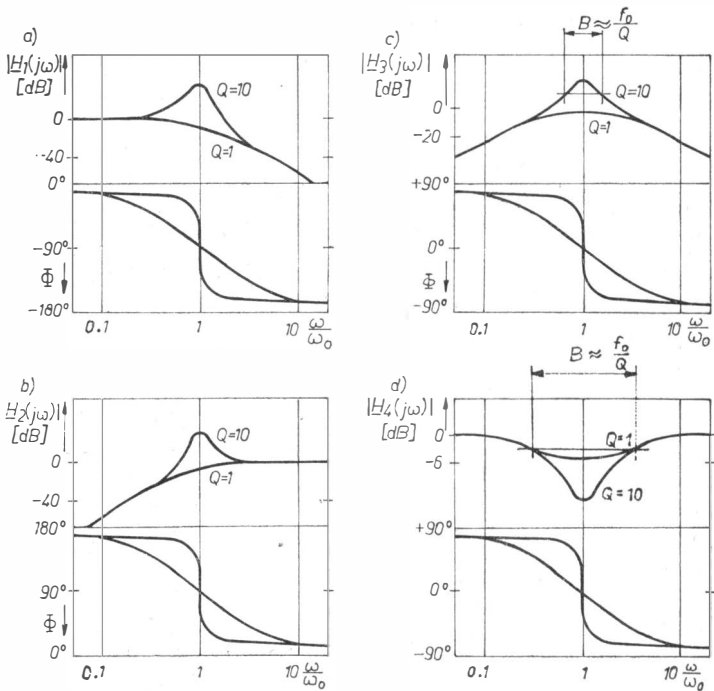


Bild 12 Qualitative Darstellung von Amplituden- und Phasengang der einzelnen Filterfunktionen: Tiefpaß (a); Hochpaß (b); Bandpaß (c); Bandsperre (d)

Damit erhält man stark vereinfachte Entwurfsbeziehungen:

$$\omega_0 = 1/RC \quad \text{bzw.} \quad f_0 = 1/2\pi RC \quad (11)$$

$$Q = \frac{1 + K4}{2} = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{R5}{R4} \right) \quad (12)$$

$$K_{TP} = K_{HP} = 2R5/(R4 + R5) \quad (13)$$

$$K_{BP} = -R5/R4. \quad (14)$$

Mit Gl. (11) bis Gl. (14) kann der Filterentwurf unter Berücksichtigung der eingangs genannten Grenzen nach eigener Wahl vorgenommen werden. Mit der Vereinfachung $R1 = R2 = R$ und $C1 = C2 = C$ läßt sich das Filter darüber hinaus sehr leicht durchstimmbare gestalten. Anregungen dazu können [7] oder [3] entnommen werden.

Bei der Realisierung höhergradiger Filter wird man auf Standardapproximationen zurückgreifen, da hierfür umfangreiches Tabellenmaterial zur Ver-

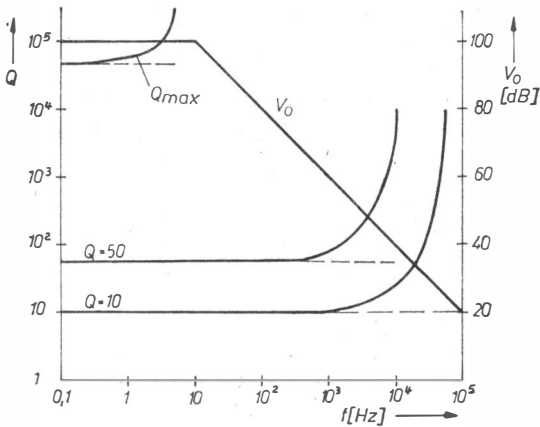


Bild 13 Einfluß der realen Operationsverstärker auf die Güte des Universalfilters

fügung steht (z.B. [12]). Die Tabelle zeigt einige ausgewählte normierte Filterparameter typischer Standardapproximationen [3] für Tiefpässe bis 6. Grades. Die entsprechenden Filterparameter für Hochpässe erhält man durch folgende Transformation:

$$f_{n(\text{HP})} = 1/f_{n(\text{TP})} \quad (15)$$

$$Q_{(\text{HP})} = Q_{(\text{TP})} \quad (16)$$

Beispiel

Es soll ein *Tschebyscheff*-Tiefpaß 3. Grades mit 2 dB Welligkeit im Durchlaßbereich für eine Grenzfrequenz $f_g = 3$ kHz entworfen werden.

Lösung

Da es sich um ein Filter 3. Grades handelt, wird eine Zerlegung in 2 Teilfilter vorgenommen. Erst die Kettenschaltung beider Teilfilter ergibt die gewünschte Approximation. Die Dimensionierung der Teilfilter kann unmittelbar aus der Tabelle ersehen werden:

I. Tiefpaß 1. Grades mit

$$f_{01} = f_g \cdot f_{n1} = 3 \text{ kHz} \cdot 0,36891 = 1,1067 \text{ kHz.}$$

Das läßt sich mit einem einfachen *RC*-Tiefpaß realisieren, dessen Grenzfrequenz sich nach $f_{01} = 1/2 \pi RC$ bestimmen läßt. Mit $C = 1$ nF und $f_{01} = 1,1067$ kHz erhält man $R = 144$ k Ω .

Tabelle Normierte Tiefpaßfilterparameter

Pole	Butterworth	Bessel	Tschebyscheff			$W = 2 \text{ dB}$	
			f_n	Q	f_n		Q
2	1,0	1,2742	0,57735	1,23134	0,86372	0,907227	1,1286
3	1,0	1,32475	—	0,626456	—	0,368911	—
	1,0	1,44993	0,69104	1,068853	1,7062	0,941326	2,5516
4	1,0	1,43241	0,52193	0,597002	0,70511	0,470711	0,9294
	1,0	1,3065	0,80554	1,031270	2,9406	0,963678	4,59388
	1,0	1,50470	—	0,362320	—	0,218308	—
5	1,0	1,55876	0,56354	0,690483	1,1778	0,627017	1,77509
	1,0	1,75812	0,91652	1,017735	4,5450	0,97579	7,23228
	1,0	1,60653	0,51032	0,396229	0,68364	0,31611	0,9016
6	1,0	1,69186	0,61120	0,768121	1,8104	0,730027	2,84426
	1,0	1,90782	1,0233	1,011446	6,5128	0,982828	10,4616

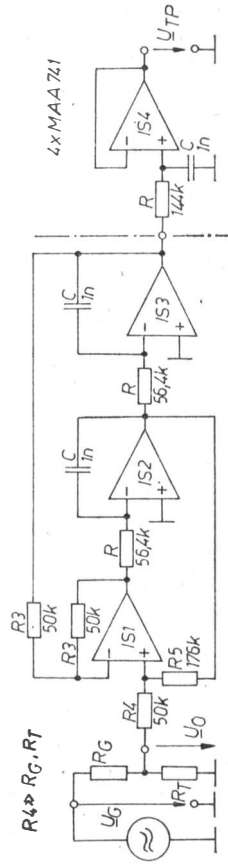


Bild 14
Tschebyscheff-Tiefpaß
3. Grades

II. Tiefpaß 2.Grades mit

$$f_{02} = f_g f_{n2} = 3 \text{ kHz} \cdot 0,941326 = 2,824 \text{ kHz und } Q \\ = 2,5516$$

Mit der Bauelementevorauswahl $R_3 = R_4 = 50 \text{ k}\Omega$ läßt sich R_5 nach Gl. (12) bestimmen:

$$R_5 = R_4 (2Q - 1) = 50 \text{ k}\Omega (2 \cdot 2,5516 - 1) = 176 \text{ k}\Omega.$$

Die Zeitkonstante der Integratoren wird nach Gl. (11) berechnet. Mit $C = 1 \text{ nF}$ und $f_{02} = 2,824 \text{ kHz}$ ergibt sich $R = 56,4 \text{ k}\Omega$. Bild 14 zeigt die vollständige Schaltung. Der Spannungsfolger IS4 kann entfallen, wenn der Ausgang des Filters nur gering belastet wird. (In diesem Fall wäre die Dimensionierung $R = 14,4 \text{ k}\Omega$ und $C = 10 \text{ nF}$ günstiger.)

Da sich nach Gl. (13) im Durchlaßbereich des Filters eine Verstärkung von $K_{TP} = 1,56$ ergibt, während oft aber ein Übertragungsfaktor von 1 erwünscht ist, kann dieser Wert über den aus den Widerständen R_G und R_T bestehenden Spannungsteiler realisiert werden.

Für eine Spannungsverstärkung von 1 im Durchlaßbereich des Filters läßt sich bei gegebenem Generatorwiderstand R_G der Widerstand R_T nach folgender Gleichung bestimmen:

$$R_T = \frac{R_G (R_4 + R_5)}{R_5 - R_4} \quad (17)$$

Das ergibt sich aus dem Ansatz

$$\frac{R_T}{R_G + R_T} K_{TP} = 1.$$

Dabei ist zu beachten, daß Gl. (17) nur für Werte $Q > 1$ gilt ($R_5 > R_4$) und unter der Voraussetzung $R_4 \gg R_G, R_T$.

Gl. (17) gilt für das Filtergrundglied 2. Grades (Tief- und Hochpaß). Bei einer Kettenschaltung mehrerer solcher Grundglieder 2. Grades müssen auch die Konstanten K_{TP} bzw. K_{HP} der folgenden Filtergrundglieder berücksichtigt werden. Zur Bestimmung von R_T für einen Übertragungsfaktor von 1 muß in diesem Fall von folgendem Ansatz ausgegangen werden:

$$\frac{R_T}{R_G + R_T} K_{TP1} K_{TP2} K_{TP3} \dots = 1. \quad (18)$$

Beispiel

Es soll ein *Tschebyscheff*-Hochpaß 3. Grades mit 2 dB Welligkeit im Durchlaßbereich für eine Grenzfrequenz von $f_g = 300 \text{ Hz}$ entworfen werden.

Lösung

Wiederum wird eine Zerlegung in 2 Teilfilter vorgenommen, wobei zusätzlich die Tiefpaß-Hochpaß-Transformation nach Gl. (15) und Gl. (16) zu berücksichtigen ist.

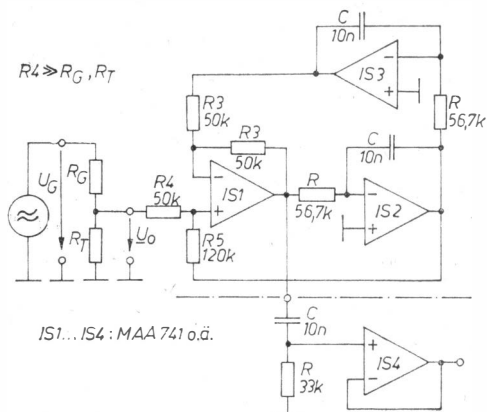


Bild 15
Tschebyscheff-
Hochpaß 3. Grades

Aus der Tabelle folgt:

I. Hochpaß 1. Grades

$$f_{n1} = 1/0,626456 = 1,596281$$

$$f_{01} = f_g f_{n1} = 478,9 \text{ Hz}$$

Mit $C = 10 \text{ nF}$ wird $R = 1/2 \pi f_{01} C = 33 \text{ k}\Omega$.

II. Hochpaß 2. Grades

$$f_{n1} = 1/1,068853 = 0,935582$$

$$f_{02} = f_g f_{n2} = 280,7 \text{ Hz}$$

Mit $R3 = R4 = 50 \text{ k}\Omega$ und $Q = 1,7062$ folgt aus Gl. (12) für $R5 = R4(2Q - 1) = 50 \text{ k}\Omega (2 \cdot 1,7062 - 1) = 120 \text{ k}\Omega$. Mit $C = 10 \text{ nF}$ und $f_{02} = 280,7 \text{ Hz}$ ergibt sich nach Gl. (11) $R = 1/2 \pi f_{02} C = 56,7 \text{ k}\Omega$.

Bild 15 zeigt die dimensionierte Schaltung. Aus Gl. (13) folgt $K_{HP} = 1,4$. Dieser Wert kann wiederum nach Gl. (17) mit dem Spannungsteiler R_G, R_T auf 1 reduziert werden.

Beim Entwurf von Filtern geringer Grenzfrequenz ($f_0 \leq 100 \text{ Hz}$) kann an Stelle der hochohmigen Integratorwiderstände R ein T-Netzwerk nach Bild 16 verwendet werden. Mit diesem T-Netzwerk lassen sich mit relativ niederohmigen Widerständen hochohmige Ersatzwiderstände ohne ihre typischen Nachteile, wie schlechtes Temperaturverhalten, Beschaffbarkeit usw., realisieren.

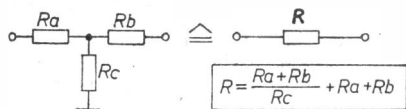


Bild 16
Ersatz hochohmiger Inte-
gratorwiderstände R durch
T-Netzwerk mit relativ geringen
Widerstandswerten

Literatur

- [1] ..., Amateurfunk, 5. Auflage, Seite 212 bis 214, Berlin, 1978
- [2] ..., Elektronisches Jahrbuch für den Funkamateurl 1981, Seite 162, Berlin, 1980
- [3] H.-J. Kowalski, Aktive RC-Filter. electronica, Band 193, Berlin, 1981
- [4] W. J. Kerwin, Active network synthesis using voltage amplifiers. In: Active Filters (Hrsg.: Huelsman, L. P.), New York, 1970
- [5] R. Saal, Handbuch zum Filterentwurf. AEG-Telefunken, Berlin, Frankfurt/M., 1979, Seite 182
- [6] R. P. Sallen, E. L. Key, Practical method of designing RC active filters. IRE Trans. CT-2 (1955) Heft 1, Seite 74 bis 85
- [7] W. J. Kerwin, L. P. Huelsman, R. W. Newcomb, Statevariable synthesis for insensitive integrated circuit transfer functions. IEEE J. Solid-state Circuits SC-2 (1967) Heft 3, Seite 87 bis 92
- [8] E. F. Good, A two-phase low frequency oscillator. Electronic Engineering 29 (1957) Heft 4, Seite 164 bis 169, Heft 5, Seite 210 bis 213
- [9] H.-J.-Kowalski, Zwei aktive RC-Filter 2. Grads minimaler Empfindlichkeit. radio fernsehen elektronik 25 (1976) Heft 23, Seite 765 bis 769
- [10] S. K. Mitra, Recent developments in active network synthesis and future promise. Sommer School on Circuit Theory, Prague 1968
- [11] L. P. Huelsman, Aktive Filter. Moskau 1972 (in Russ.)
- [12] R. Saal, Handbuch zum Filterentwurf. AEG-Telefunken, Berlin, Frankfurt/M. 1979

Wir klären Begriffe
FERNBEDIENUNG



Gezogene Quarzoszillatoren – eine Lösung für die Abstimmung von UKW-Amateurfunkgeräten

Dipl.-Ing. Bernd Petermann
– Y22TO

Vor jedem UKW-Funkamateurler, der sich nicht auf FM-Betrieb und wenige Quarzkanäle beschränken will, steht das Problem, seinen Sender und seinen Empfänger abstimmlar auszulegen. Bei FM bietet auch der Rasteroszillatol einen guten Weg, alle Frequenzen des 144-MHz-Bands ohne «Quarzgrab» zu erreichen – allerdings schon eine anspruchsvolle Lösung, die nicht leicht zum einwandfreien Funktionieren zu bringen ist und sich oft auch nicht ohne weiteres in vorhandene FM-Geräte integrieren läßt. Bei Mobil-Anwendung ist eine rastbare Frequenzeinstellung einem VFO oder VXO auf jeden Fall bedienungsmäßig vorzuziehen.

Gezogene Quarzoszillatoren, Anforderungen

Die bei UKW-Geräten ohnehin meist notwendige Vervielfachung der Frequenz von Quarzoszillatoren legt es nahe, zu versuchen, die Frequenzvariabilität durch Ziehen der entsprechenden Quarze zu erreichen. Schaltungen dazu sind nicht neu und vielfach beschrieben worden. Bei jedem ordentlichen Quarzoszillatol ist eine Ziehmöglichkeit vorgesehen, um die vorgesehene Frequenz trotz Fertigungstoleranzen exakt zu erreichen. Der Variationsbereich braucht dabei nicht sehr groß zu sein.

Um mit einer vertretbaren Anzahl von Quarzen das gesamte 144-MHz-Band erfassen zu können, sollten schon 300 bis 500 kHz auf der Endfrequenz

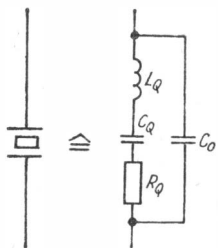


Bild 1
Ersatzschaltung eines Quarzes. Die Serienresonanz ist durch L_Q und C_Q festgelegt, die Eigenparallelresonanz durch L_Q und die Reihenschaltung von C_Q und C_0

in einem Bereich überstrichen werden können. Das verlangt einen Ziehbereich in der Größenordnung von $3 \cdot 10^{-3}$.

Allgemein läßt sich feststellen, daß der relative Ziehbereich von mit Ober-ton erregten Quarzen (wie sie für Frequenzen über 20 MHz fast ausschließ-lich produziert werden) mit steigender Ordnungszahl immer geringer wird. Obertonschaltungen enthalten außerdem immer noch einen Schwingkreis, der die Anregung einer falschen, besonders der Grundfrequenz, verhindern soll. Für einigermaßen problemlose Ziehschaltungen mit großem relativen Ziehbereich muß man also auf Quarze, die auf der Grundfrequenz schwin-gen, zurückgreifen, wenn dadurch auch die Ausgangsfrequenz geringer wird und eventuelle zusätzliche Vervielfacherstufen notwendig werden.

Ziehschaltungen ohne Serieninduktivität

Grundwellenerregte Quarze lassen sich in Schaltungen lediglich mit Zieh-kapazität bis etwa $5 \cdot 10^{-4}$ ziehen (s. Bild 2a, Bild 3 und Bild 4). Nutzt man Drehkondensatoren größerer Endkapazität und sehr geringer Anfangskapazi-tät und Schaltungen, die auch bei sehr geringen Quarzserienkapazitäten noch schwingen, kommt man an 10^{-3} heran. Das sind bereits über 100 kHz im 144-MHz-Band; die jedoch nur für einen 144-MHz-CW-Transceiver, einen VXO für Satellitenfunk oder VXOs für 432 MHz (durch weitere Ver-dreifachung würden es dann schon über 400 kHz sein) ausreichen würden. Jedenfalls ergeben diese Schaltungen ohne Induktivität eine ausgezeichnete Stabilität, da die Quarzgüte kaum verringert wird.

Die Nennfrequenz eines Quarzes wird übrigens in einer Schaltung wie in Bild 2a erreicht, wenn die Reihenschaltung von C_S , $C_1 \parallel C_{BE T 1}$ und C_2 gleich der angegebenen Lastkapazität ist. Bild 3 veranschaulicht das für einen «30-pF-Quarz» von 14900 kHz Nennfrequenz. Diese Frequenz ent-steht bei $C_S \approx 45$ pF.

Wieweit man einen 14900-kHz-Quarz für 30 pF Lastkapazität in der Schaltung Bild 2a mit einem UKW-Drehkondensator Typ 1004 ziehen kann, ist in Bild 4 wiedergegeben. Die Kurven beziehen sich auf eine bis vier Sektionen dieses Drehkondensators. Die Frequenzvariation sinkt bei größerer Endkapazität sogar geringfügig, denn die damit gleichzeitig ver-größerte Anfangskapazität wirkt sich stärker aus. Nur eine Sektion bietet außer der höchsten Frequenzvariation auch noch die beste Linearität der Abstimmkurve. Relativer Ziehbereich ist hier annähernd $6 \cdot 10^{-4}$ entspre-chend knapp 80 kHz auf 134 MHz.

Ziehbereich und auch die Frequenz erhöhen sich, wenn man die Quarz-kapazität C_0 (s. Quarzersatzschaltung, Bild 1) mit einer Parallelkapazität L_P kompensiert (Parallelschwingkreis aus L_P und C_0 resonant auf der Quarz-frequenz, Bild 2c). Weiter untersucht wurden diese Schaltungen nicht; mit ihnen sind Ziehbereiche bis 10^{-3} zu erwarten.

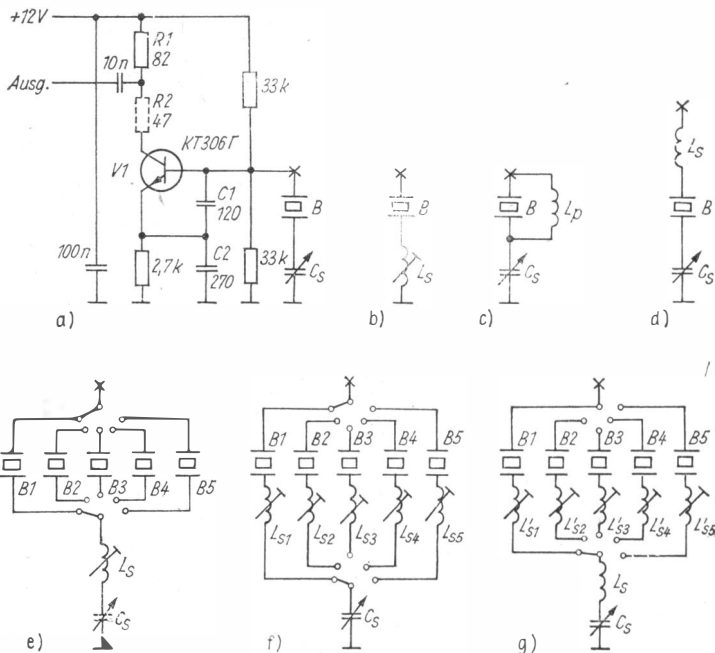
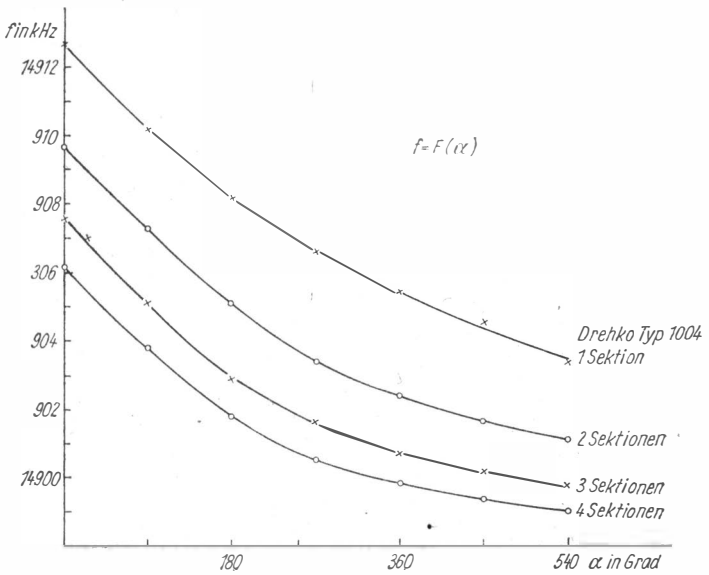
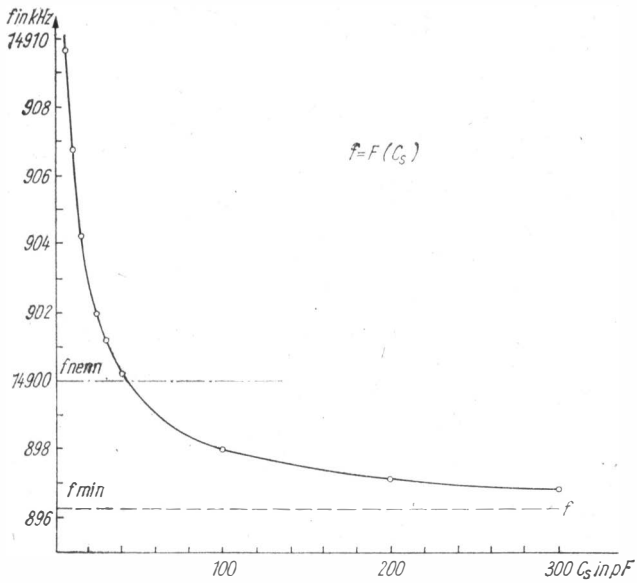


Bild 2 Vxo-Stromlaufplan. Es wird immer dieselbe Generatorschaltung benutzt. Am Punkt x wurden verschiedene Zieherschaltungen angeschlossen; a – mit Serienkapazität, b – mit Serieninduktivität, c – mit Serienkapazität und C_0 -Kompensation, d – mit Serienkreis, e – mit Serienkreis und umschaltbaren Quarzen bei gleicher Ziehspule L_S , f – mit Serienkreis bei umschaltbaren Quarzen und Ziehspulen L_{S1} bis L_{S5} , g – mit Serienkreis bei umschaltbaren Quarzen, fester Haupt-Ziehspule L_S und mit umschaltbaren Teil-Ziehspulen L_{S1} bis L_{S5} zum Ausgleich abweichender Abstimm- (Zieh-) Bereiche. R2 ist gegebenenfalls notwendig, um die Neigung zu parasitären Schwingungen im VHF-Bereich zu unterdrücken

Zieherschaltungen mit Serieninduktivität

Für eine weitere Erhöhung des Ziehbereichs ist eine Serieninduktivität L_S erforderlich (s. Bild 2b). Damit lassen sich beinahe beliebig weit unterhalb der ursprünglichen Quarzfrequenz liegende Frequenzen erreichen. Bild 5 veranschaulicht das (gegenüber Bild 3 und Bild 4 veränderten Maßstab beachten). Man erkennt auch, daß mit steigender Induktivität die Frequenz stark überproportional abzusinken beginnt. In diesem Bereich nähern sich C_0



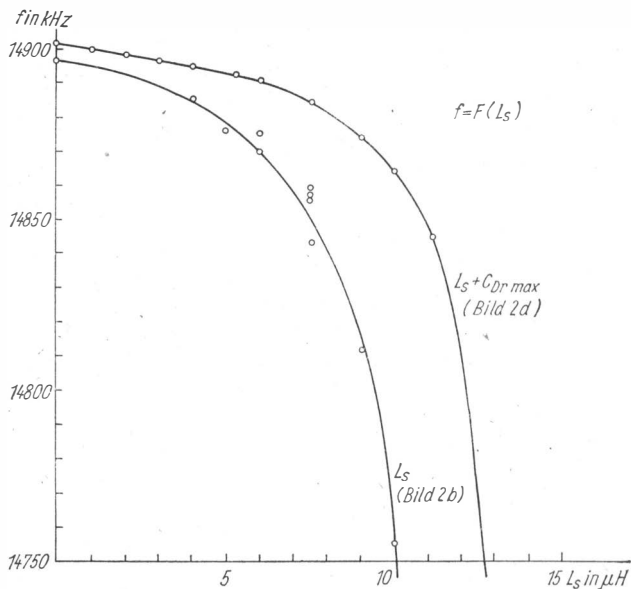


Bild 5 Schwingfrequenz des Oszillators nach Bild 2b (linke Kurve) bzw. Bild 2d (rechte Kurve, Drehkondensator fest auf maximaler Kapazität). Quarz und Drehkondensator (2 Sektionen) siehe Bild 4

Bild 3 Schwingfrequenz des Oszillators nach Bild 2a mit einem Grundwellenquarz 14900 kHz für 30 pF Lastkapazität. f_{min} ist die Frequenz für $C_S = \infty$, d. h. mit Quarz zwischen «x» und Masse. Die Serienresonanzfrequenz des Quarzes wäre nur bei $C_1 = C_2 = \infty$ zu erreichen. Bei zu geringem C_S setzt der Oszillator aus

Bild 4 Schwingfrequenz des Oszillators nach Bild 2a mit einem Grundwellenquarz 14900 kHz für 30 pF Lastkapazität. $C_S =$ eine bis vier Sektionen (je etwa 10 pF Kapazitätsvariation) eines UKW-Drehkondensators 1004, parallelgeschaltet mit Untersetzung 1:3. Die Drehwinkelwerte beziehen sich auf Eindrehen des Kondensators, in diesem Fall bei Linksdrehung

und L_S einer Serienresonanz im Bereich der Serienresonanz von L_Q und C_Q . Die Güte des gezogenen Quarzes fällt stark ab, und damit sinkt auch die Stabilität. Die Eigenschaften nähern sich mehr einem LC -Oszillator mit ungünstigem L/C -Verhältnis. Der Einfluß von Schaltkapazitäten usw. steigt enorm. Man muß folglich den Ziehbereich auf ein vernünftiges Maß beschränken, und das dürften für Amateurbelange etwa die besagten $3 \cdot 10^{-3}$ sein.

Ein Quarzoszillator läßt sich zwar mit einer Induktivität abgleichen, aber ein Variometer zum Abstimmen ist schwer zu realisieren. Wenn man die Ziehschaltung zu einem Serienkreis erweitert, läßt sich auch ein Drehkondensator zum Abstimmen einsetzen (Bild 2d). Er verringert je nach Kapazität die wirksame Induktivität, bei sehr geringer Kapazität kann auch der kapazitive Einfluß überwiegen.

Bei mäßiger Induktivität hat das den Vorteil, daß der Abstimmbereich über die ursprüngliche Quarzfrequenz hinweg verläuft (s. Bild 6). Die Reihen-

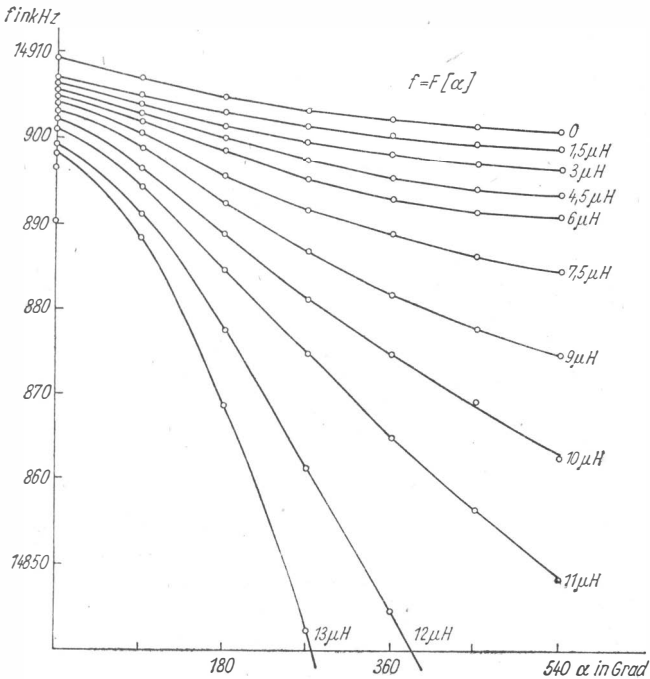


Bild 6 Schwingfrequenz des Oszillators nach Bild 2d für unterschiedliche Serieninduktivitäten L_S . Quarz und Drehkondensator (2 Sektionen) siehe Bild 4

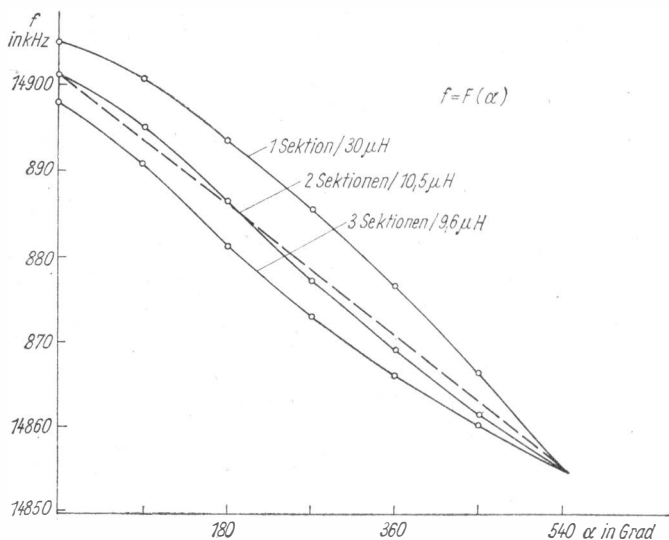


Bild 7 Abstimmkurve eines VXO nach Bild 2d für unterschiedliche Paarungen von L_S und C_S bei etwa gleichem Abstimmbereich. Quarz und Drehkondensator (eine bis drei Sektionen) siehe Bild 4

schaltung von C_S erfordert folglich höhere Induktivität, um wieder auf dieselbe Frequenz zu kommen, wie auch die rechte Kurve in Bild 5 zeigt (C_S = zwei Sektionen des auf maximale Kapazität eingestellten UKW-Drehkondensators). Aus Bild 6 ist weiter zu ersehen, daß eine Veränderung von L_S im wesentlichen das untere Ende des Abstimmereichs beeinflusst, während das obere dabei nur unbedeutend «mitläuft». Es könnte eher durch eine andere Anfangskapazität des Abstimmkondensators verschoben werden.

Praktische Realisierung

Aufbauend auf diese Ergebnisse wurde die Ziehschaltung nach Bild 2d für etwa 400 kHz Ziehbereich (bei 134 MHz) dimensioniert, wobei eine bis drei Sektionen des UKW-Drehkondensators Typ 1004 bei jeweils entsprechend veränderter Induktivität zur Abstimmung benutzt wurden. Am günstigsten erscheinen zwei Sektionen: Die Abweichung von einer linearen Abstimmkurve sind dabei am geringsten (vgl. gestrichelte lineare Kurve). Eine Messung mit vier Drehkondensatorsektionen ergab keine brauchbaren Ergebnisse; es traten Frequenzsprünge auf, die nicht zu beseitigen waren.

Das ist eine unerwünschte Neigung, die mehr oder weniger alle stark gezogenen Quarzoszillatoren zeigen. Manchmal läßt sie sich durch Verändern der Rückkopplung, z. B. über die Betriebsspannung, unterdrücken. Ursache sind größtenteils Nebenresonanzen, die bei Schwingquarzen fast immer mehr oder weniger stark ausgeprägt in der Nähe der Hauptresonanz auftreten.

Nächster Schritt war ein umschaltbarer Fünfbereichs-VXO für den Endfrequenzbereich 133,3 MHz bis 135,3 (144-MHz-RX mit 10,7 MHz ZF). Die Ziehschaltung (Bild 2e) wird wieder an die Oszillatorschaltung entsprechend Bild 2a angeschlossen. Eine konstante Induktivität L_S ergab wegen der starken Abhängigkeit des Ziehbereichs von der Induktivität (bei unterschiedlichen Schaltkapazitäten, Quarzdaten und nicht zuletzt Quarzfrequenzen) zu stark voneinander abweichende Abstimmbereiche (1:1,7).

Günstiger ist deshalb eine Variante nach Bild 2f, bei der $L_{S1} \dots L_{S5}$ einzeln auf die gewünschten Abstimmbereiche abgeglichen werden. Entsprechend Bild 2g genügt es auch, die Hauptinduktivität L_S unverändert zu lassen und nur die geringen Differenzen durch niedrige Zusatzinduktivitäten $L_{S1} \dots L_{S5}$ zu realisieren.

Eine Schaltung ähnlich Bild 2f ergab Abstimmkurven, die in Bild 8 –vertikal zueinander verschoben – dargestellt sind. Die Quarze (Parallelresonanz für 30 pF Lastkapazität) hatten die Nennfrequenzen 14855,5 kHz – (1); 14900 kHz – (2); 14944,4 kHz – (3); 14988,8 kHz – (4); und 15033,3 kHz – (5). Es zeigt sich, daß die Abstimmkurven nicht exakt den gleichen Kurvenverlauf haben, so daß man für die einzelnen Bereiche keine einheitliche Skala vorsehen kann. Die Abweichungen liegen bei maximal 2,5 kHz auf der Grundfrequenz entsprechend etwa 22 kHz auf 134 MHz. Das ist bereits fast ein FM-Kanal.

Anwendung für Transceiver

144-MHz-Transceiver haben meist eine ZF von 10,7 MHz, seltener auch 9 MHz. Zur Abstimmung wird dabei eine im Bereich 133,3 ... 135,3 bzw. 134 ... 136 MHz variierbare Oszillatorfrequenz benutzt. Grundwellenquarze werden allgemein nur bis 20 MHz hergestellt. Also sollte man nahe an dieser Frequenz bleiben, um möglichst wenige Vervielfacherstufen zu brauchen, darüber hinaus sollte der Vervielfachungsfaktor nicht höher als 3 sein. Es kommen folglich $8 = 2 \times 2 \times 2$ oder $9 = 3 \times 3$ in Frage. Da bei Verneunfachung nur zwei Vervielfacherstufen benötigt werden, ist diese Variante vorzuziehen (Bild 9). Sie erfordert für 10,7 MHz einen Grundfrequenzbereich 14855,55 ... 15033,33 kHz. Im Muster wurde auch dieser Bereich bei einer Unterteilung in fünf Teilbereiche realisiert. 400-kHz-Bereiche sind ein guter Kompromiß zwischen Skalenauflösung und Anzahl der Quarze bzw. Bereiche sowie Stabilität. Sie ermöglichen auch eine sinnvolle Unterteilung:

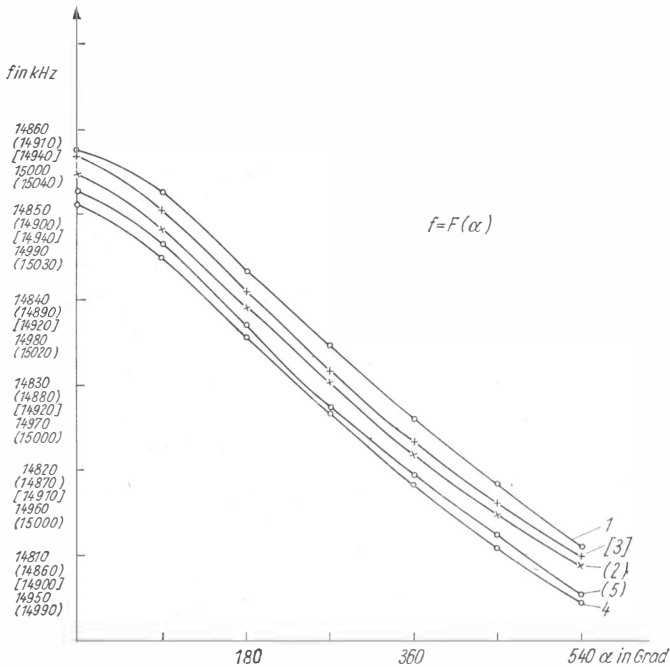


Bild 8 Abstimmkurven eines VXO nach Bild 2d bzw. 2f für gleichen Abstimmungsbereich. Drehkondensator siehe Bild 4. Quarze für Parallelresonanz mit 30-pF-Lastkapazität aus gleicher Fertigung (Kombinat VEB NARVA). Nennfrequenzen: 1 – 14855,5 kHz; (2) – 14988,8 kHz; [3] – 14944,4 kHz; 4 – 14900 kHz; (5) – 15033,3 kHz. Die Kurven wurden vertikal zueinander verschoben, um einen Vergleich zu ermöglichen. Die Frequenzangaben auf der Ordinate stehen für B1 bis B5 untereinander

- 144,0 ... 144,4 MHz – CW/SSB,
- 144,4 ... 144,8 MHz – FM-Simplex,
- 144,8 ... 145,2 MHz – Baken (eventuell FM-Relais, revers),
- 145,2 ... 145,6 MHz – FM-Simplex,
- 145,6 ... 146,0 MHz – FM-Relais/Satelliten (CW/SSB).

Die Vervielfacherstufen erfordern einen gewissen Mindestaufwand, damit Pfeifstellen und Nebenwellen nicht in Erscheinung treten. Jeder Vervielfacher sollte wenigstens drei oder vier Kreise zur Selektion enthalten. Das legt die Anwendung von Zweikreisbandfiltern und je einer selektiven, «geradeaus» verstärkenden Stufe nahe. Damit lassen sich auch die notwendigen HF-Pegel leicht erreichen.

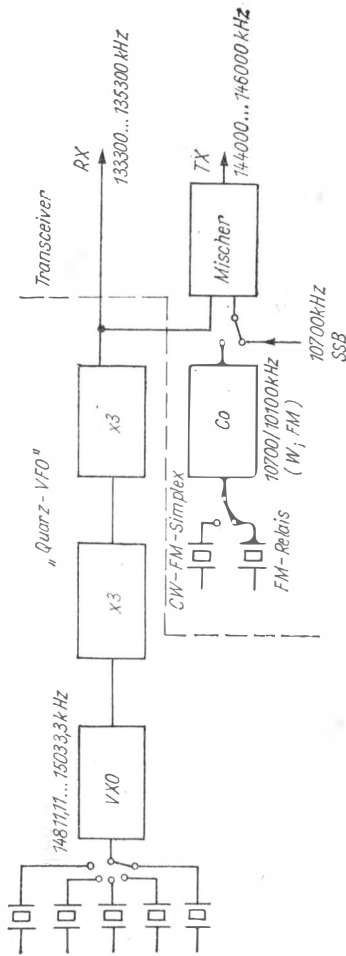


Bild 9
 Übersichtsschaltplan
 einer Frequenz-
 aufbereitung mit VXO
 für einen 144-MHz-
 Transceiver bei
 10,7 MHz ZF

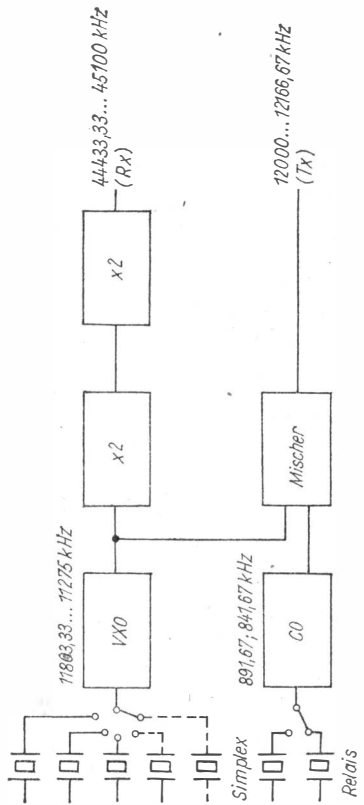


Bild 10
 Übersichtsschaltplan
 für die Erzeugung der
 Grundfrequenzen in
 den FM-Funkgeräten
 UFT 420/422 und
 UFS 601 mit VXO für
 Transceiverbetrieb

Anwendungsmöglichkeiten für FM-Geräte

Reine FM-Transceiver arbeiten meist ebenfalls entsprechend Bild 9. Es ist folglich ein ähnlicher VXO wie für CW/SSB/FM-Transceiver brauchbar. Die Bereiche könnten jedoch eingeschränkt werden auf:

- 145,5 ... 144,9 (144,85) MHz – Simplex,
- 145,0 ... 145,4 MHz – Simplex (Relais revers),
- 145,4 ... 145,8 MHz – Simplex, Relais.

Weit häufiger werden z.Z. jedoch FM-Geräte *UFT 420/422* und *UFS 601* betrieben, die für quarzgesteuerten Kanalbetrieb mit getrennten Quarzen für Senden und Empfang konzipiert sind. Für alle drei Gerätetypen werden sendeseitig Frequenzen von etwa 12 MHz und empfangsseitig Frequenzen von etwa 45 MHz benutzt. Will man damit frequenzvariabel «transceive» arbeiten, bietet sich das Konzept nach Bild 10 an. Bei der *UFS 601* läßt sich dabei der Phasenmodulator ohne weiteres weiterbenutzen. *UFT 420/422* haben einen Frequenzmodulator, so daß man im VXO modulieren müßte. Es genügen im Grunde wieder die drei Frequenzbereiche 144,5 ... 144,9 MHz; 145,0 ... 145,4 MHz und 145,4 ... 145,8 MHz und die entsprechenden drei Bereichs Quarze.

Eine weitere Variante für frequenzvariablen Betrieb der angeführten FM-Geräte stellt das Prinzip nach Bild 11 dar. Es hat den Vorteil, daß sendeseitig frequenzmäßig günstig liegende 12-MHz-Quarze, wie sie auch im regulären Betrieb eingesetzt werden, brauchbar sind, was ebenso für Emp-

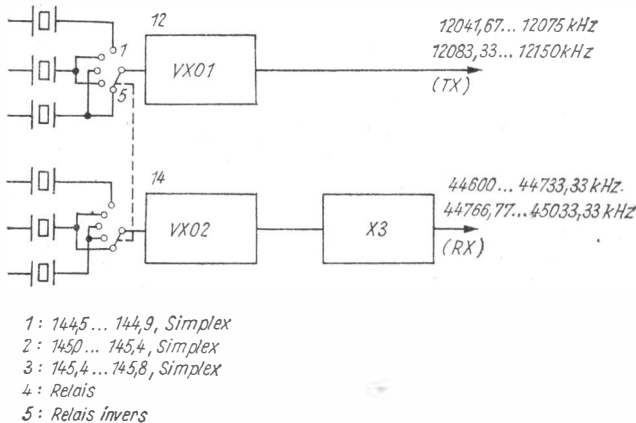


Bild 11 Übersichtsschaltplan für die Erzeugung der Grundfrequenzen in den FM-Funkgeräten *UFT 420/422* und *USF 601* mit zwei VXOs, getrennt für Senden und Empfang

fangs Quarze im 45-MHz-Bereich zutrifft, die dann allerdings auf ihrer Grundfrequenz im 15-MHz-Bereich schwingen müssen. Die Verdreifachung könnte dabei bereits direkt im Oszillator erfolgen, wenn man *R1* entsprechend Bild 2f durch einen 45-MHz-Schwingkreis ersetzt. Eine Entkoppelstufe, die die Selektion unterstützt und den nötigen Pegel liefert, wäre noch nachzuschalten.

Ein 12-MHz-VXO nach Bild 2f liefert am *R1* so viel Spannung, daß eine *UFS 601* (am Punkt 301 [261, 262, 263] angesteuert) damit auskommt.

Unterbricht man bei VXO-Betrieb der *UFS 601* die Leitung(en) zum Quarzwahlschalter nicht, so stören eingebaute Kanalquarze durch ihre Serienresonanzen, sofern diese in den VXO-Abstimmbereich fallen. Das gilt auch für die Empfangsseite (45 MHz). In diesem Fall ist Punkt 3 (161, 162, 163) günstig zum Einspeisen.

Als Bereiche empfehlen sich wiederum 144,5 ... 144,9 MHz, 145 bis 145,4 MHz und 145,4 ... 145,8 MHz. Transceiverbetrieb ist nicht mehr möglich; man muß sich einpfeifen bzw. sich bei Relaisbetrieb auf die Skale verlassen. Nutzt man die Zuordnung nach Bild 11, genügt ein Bereichsschalter mit fünf Stellungen.

Wahl der Quarzfrequenz

Wie bereits ausgeführt, eignen sich für VXOs mit großem Abstimmbereich nur Grundwellenquarze. Es gibt sie für Serienresonanz bzw. für Parallelresonanz bei unterschiedlichen Lastkapazitäten. Am gebräuchlichsten sind solche für Parallelresonanz bei 30 pF Lastkapazität. Die Quarze unterscheiden sich dabei technologisch nicht voneinander; lediglich den Abgleich nimmt man unter den angegebenen Bedingungen vor. Für einen bestimmten Quarz liegen die Schwingfrequenzen von geringer zu höherer Lastkapazität bis hin zur Serienresonanz immer tiefer.

Der Ziehbereich hängt bei gegebener Schaltung von den Quarz-Ersatzdaten (s. Bild 1), d. h. von Schnitt und Herstellungstechnologie ab. Für die interessierenden Ziehbereiche von 400 kHz auf der Endfrequenz und die Ziehschaltung nach Bild 2d bzw. 2f erreicht man mit 2 Sektionen eines UKW-Drehkondensators Typ 1004 bzw. mit dem Typ 1002 immer Grundfrequenzen, die unter der Nennfrequenz eines «30-pF-Quarzes» liegen (s. auch Bild 3 bis Bild 7, die sich sämtlich auf einen Quarz mit 14900 kHz Nennfrequenz beziehen).

Bei einer Quarzbestellung sollte man jeweils solche für die obere Eckfrequenz des Bereichs wählen, bzw. man kann bei vorhandenen Quarzen die zu erwartende höchste Abstimmfrequenz abschätzen; die niedrige Eckfrequenz läßt sich durch L_5 festlegen.

Bei Obertonquarzen mit Grundwellenerregung ist zu beachten, daß Grundfrequenz und Oberton nicht exakt harmonisch liegen. Die Grundfrequenzen einiger 45-MHz-Quarze lagen um mehrere Kilohertz unterhalb der durch 3 dividierten Originalfrequenz.

Aufbauhinweise

Bei der mechanischen Ausführung eines VXO, besonders, wenn er mehrere Bereiche umfaßt, sollte auf kapazitätsarmen Aufbau geachtet werden; das ist bei gedrängter Bauweise am besten möglich. Aus Stabilitätsgründen sollten die Quarze eingelötet und nicht gesteckt werden. Die Spulen sollten ebenfalls wenig Wicklungskapazität aufweisen (z. B. Kreuzwickelspulen). *L*-Abgleichkerne können die Quellen von Temperaturdrift und magnetischen Brummeinstreuungen sein. Sie sollten von ihrem Frequenzbereich her geeignet und nur so weit eingedreht werden, wie es wegen des Abgleichbereichs notwendig ist. Pulvereisenkerne können günstiger als Ferritkerne sein.

Für FM-Betrieb läßt sich ein UKW-Drehkondensator mit 1:3-Untersetzung schon genügend fein einstellen, wenn ein 400-kHz-Bereich vorliegt und ein großer Einstellknopf vorhanden ist. Für CW- oder SSB-Betrieb ist eine zusätzliche Untersetzung unumgänglich. Die Abstimmsteilheit sollte dann zwischen 5 und 50 kHz/Umdrehung liegen, günstig sind 10 bis 20 kHz/Umdrehung.

Die Stabilität ist bei herausgedrehtem Abstimmkondensator (hochfrequentes Bereichsende) höher als bei hereingedrehtem, weil dann L_S stärker wirksam wird.

Die Betriebsspannungsabhängigkeit der Schaltung nach Bild 2f erwies sich als gering, wenige Hertz bei ± 2 V Spannungsänderung auf der Grundfrequenz.

Transverter für 12 V/14 V mit Potentialtrennung

Für viele Anwendungen wird eine erdfreie Betriebsspannung benötigt, so z. B. zum Betrieb von UFT-Funkgeräten aus dem Kfz-Bordnetz. Aufbauend auf einen Sperrwandler nach [1], wurde eine Transverterschaltung mit erdfreiem Ausgang entwickelt. Bild 1 zeigt die Schaltung. Die im Transformator T1 zwischengespeicherte Energie wird mit der Sekundärwicklung ausgekoppelt und über VD1 den Ladekondensatoren zugeführt. Die Rückführung der Information über die Höhe der Ausgangsspannung wird über einen Optokoppler OK vorgenommen, dessen Fototransistor (VT3) den Sperrwandler steuert. Einzelheiten über die Funktion, den Aufbau sowie Berechnungshinweise für andere Einsatzbedingungen sind aus [1] zu ersehen.

Die maximal mögliche Potentialdifferenz zwischen beiden Spannungen ist neben dem Aufbau von der Spannungsfestigkeit der Wicklungen n_p und n_r zu n_s des Transformators T1 und des Optokopplers OK abhängig.

Der Transverter nach Bild 1 wurde für den Betrieb von UFT-Funkgeräten

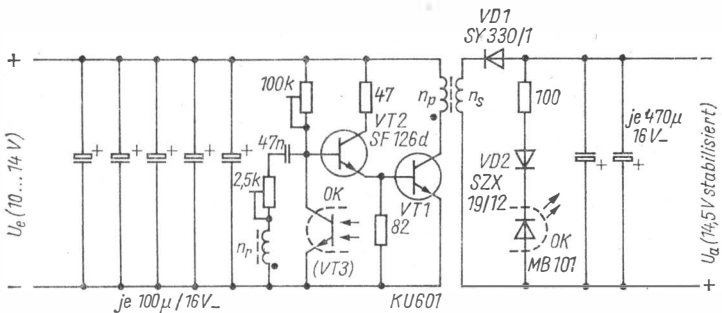


Bild 1 Stromlaufplan des Transverters 12 V/14 V mit Potentialtrennung.

T1 – Schalenkern 22 × 13; Manifer 163; A_L -Wert = 280 nH/w²; n_p = 35 Wdg., 0,4-mm-CuL; n_r = 15 Wdg., 0,25-mm-CuL; n_s = 55 Wdg., 0,4-mm-CuL

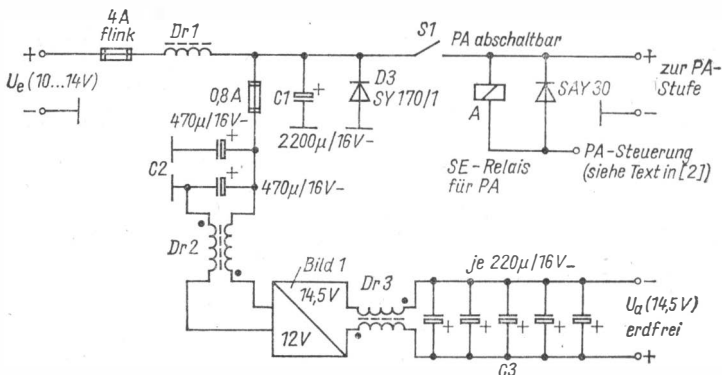


Bild 2 Siebschaltung für den Mobilzusatz zum Betreiben eines Handfunksprechers.

D1 - Schalenkern 36×22 ; A_L -Wert = 1000 nH/w^2 ; vollgewickelt mit $1,0\text{-mm-CuL}$

D2 - Schalenkern 26×16 ; A_L -Wert = 2500 nH/w^2 ; $2 \times 50 \text{ Wdg.}$, $0,5\text{-mm-CuL}$

D3 - Schalenkern 26×16 ; A_L -Wert = 2500 nH/w^2 ; $2 \times 100 \text{ Wdg.}$, $0,35\text{-mm-CuL}$

berechnet, er liefert bei einer Betriebsspannung im Bereich von $11 \dots 15 \text{ V}$ (Kfz-Batterie) eine stabilisierte Ausgangsspannung von $14,5 \text{ V}$, der maximale Ausgangsstrom beträgt etwa $0,3 \text{ A}$. Da die Z-Spannung von VD2 etwas streut ($11,4 \dots 12,8 \text{ V}$), ist eine entsprechende Diode auszusuchen, bei der die gewünschte Ausgangsspannung entsteht. Eventuell ist noch eine Germaniumdiode (GA 100 o. ä.) mit einer Flußspannung $< 0,5 \text{ V}$ oder eine Siliziumdiode (SAY 30 o. ä.) mit einer Flußspannung $< 1 \text{ V}$ in Flußrichtung in Reihe mit der Z-Diode zu schalten.

Zum störungsfreien Betreiben von Funkgeräten an diesem Transverter sind noch einige Siebmittel erforderlich. Bild 2 zeigt eine vom Verfasser erprobte Schaltung für Mobilbetrieb. Das LC-Siebglied (Dr1, C1) unterdrückt Störungen vom 12-V-Kfz-Bordnetz , während die Diode VD3 negative Spannungsspitzen, wie sie durch induktive Verbraucher entstehen können, kurzschließt. Außerdem ist sie ein wirkungsvoller Schutz gegen Falschpolung des Transverters.

D2 und C2 verhindern ein Abwandern der Schaltimpulse des Transverters in das Bordnetz bzw. zur eventuell nachgeschalteten PA-Stufe. Um eine gute Siebwirkung zu erreichen, ist es wichtig, die Zuleitungsinduktivität der Elektrolytkondensatoren gering zu halten, deshalb sind im Transverter sowie bei den angeschlossenen Siebgliedern mehrere Elektrolytkondensatoren kleiner Kapazität parallelgeschaltet. Das LC-Siebglied D3 und C3 befreit

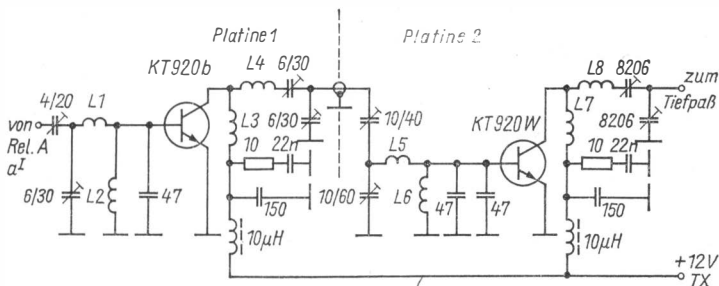


Bild 3 Stromlaufplan für einen 2stufigen VHF-Leistungsverstärker

Tabelle Spulendaten zu Bild 3

- L1 – 2 Wdg., 0,5-mm-CuL, über 7-mm-Dorn gewickelt
- L2 – 7 Wdg., 0,5-mm-CuL, über 5-mm-Dorn gewickelt
- L3 – 2,5 Wdg., 1,0-mm-CuAg, über 7-mm-Dorn gewickelt
- L4 – 5 Wdg., 1,0-mm-CuAg, über 7-mm-Dorn gewickelt
- L5 – 0,5 Wdg., 1,5-mm-CuAg, Drahtbügel 6 mm breit
- L6 – 6 Wdg., 0,5-mm-CuL, über 4-mm-Dorn gewickelt
- L7 – 2,5 Wdg., 1,5-mm-CuAg, über 7,5-mm-Dorn gewickelt
- L8 – 4,5 Wdg., 1,5-mm-CuAg, über 7,5-mm-Dorn gewickelt

die erdfreie Ausgangsspannung von Störimpulsen des Transverters, die dem Funkgerät zugeführt wird. Der mechanische Aufbau des Transverters ist unkritisch. Um eine Abstrahlung von Oberwellen zu verhindern, sollte auf möglichst kurze Leitungsführung geachtet und die Gesamtschaltung in ein Metallgehäuse eingebaut werden.

Zur Erhöhung der Sendeleistung des Handfunkprechers ist noch eine Leistungsverstärkerstufe nach [2] nachgeschaltet. Sie findet im selben Gehäuse wie der Transverter Platz und kann fest im Kfz installiert werden. Der 2stufige Leistungsverstärker mit etwa 16 dB Verstärkung ist in Bild 3 dargestellt. Er gestattet es, die 0,5 W HF-Ausgangsleistung des Handfunkgeräts auf 20 W Ausgangsleistung zu verstärken. Nach diesem Leistungsverstärker ist zur Unterdrückung der erzeugten Oberwellen ein Tiefpaßfilter nach [3] nachzuschalten. Den 2stufigen Verstärker baut man auf 2 Platinen nach [2] auf, die auf entsprechendem Kühlkörpermaterial zur Abführung der Verlustwärme der Transistoren montiert sind. Mit S1 (Bild 2) läßt sich der Leistungsverstärker abschalten.

Beim Abgleich des Leistungsverstärkers wird zuerst Platine 1 mit einem Abschlußwiderstand abgeschlossen und unter Beachtung der Hinweise in [2] abgeglichen. Anschließend wird Platine 2 an Platine 1 angeschlossen und ebenso abgeglichen.

Entladeschlußspannungskontrolle für gasdichte Nickel-Kadmium-Akkumulatoren

Um die Lebensdauer von gasdichten Nickel-Kadmium-Akkumulatoren nicht unnötig zu verkürzen, sollten sie nicht unter die Entladeschlußspannung von etwa 1,1 V je Zelle entladen werden. Durch eine automatische Anzeige oder eventuelles Abschalten der Last läßt sich eine Tiefentladung verhindern. Auch bei unterschiedlichen batteriebetriebenen Geräten hängt die Funktionstüchtigkeit von der Betriebsspannung ab, z. B. bei kleinen Funkgeräten, bei denen das ordnungsgemäße Arbeiten des Senders nicht an einem Kontrollinstrument o.ä. überwacht werden kann. Ein zu weites Absinken der Batteriespannung führt zur Verringerung der Sendeleistung bzw. zum Aussetzen des Senders, obwohl der Empfänger infolge der geringeren Belastung der Batterie noch einwandfrei arbeitet.

Die Kontrolleinrichtung ist so geschaltet, daß sich ein geringer Ruhestromverbrauch ergibt und erst bei Erreichen der Entladeschlußspannung ein größerer Strom aufgenommen wird. Das fördert zwar die Entladung des Akkumulators, jedoch ist der Kapazitätsverlust durch die Anzeige geringer als im umgekehrten Fall.

Ist die Betriebsspannung U_s (Bild 4) größer als die Z-Spannung von VD1 plus die zum Durchsteuern von VT1 erforderliche Basisvorspannung, so

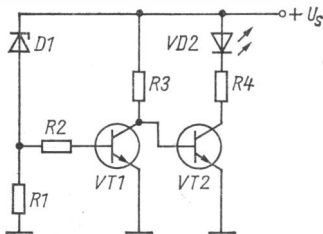


Bild 4
Prinzip des
Schwellwertschalters

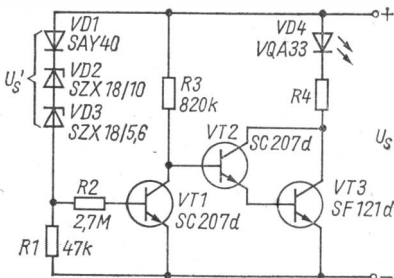


Bild 5
Schwellwertschalter für
 $U_s = 18 V$

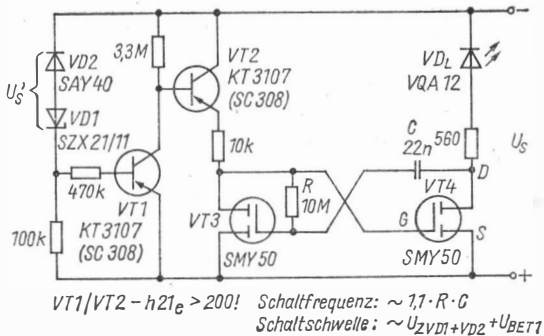


Bild 6 Schwellwertschalter für $U_s = 12\text{ V}$ mit Blinkanzeige

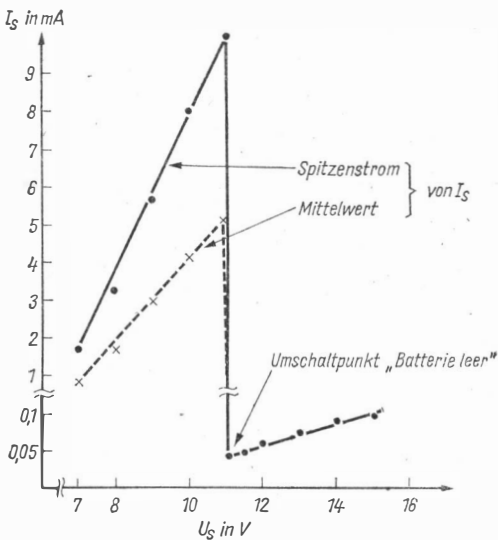


Bild 7 Stromaufnahme der Schaltung nach Bild 6 in Abhängigkeit von U_s

leitet VT1, und VT2 sperrt, die Lumineszenzdiode VD2 bleibt dunkel. Sinkt die Batteriespannung unter die Z-Spannung von VD1, so sperrt VT1, und über R3 fließt Basisstrom in VT2, und VD2 leuchtet auf. An Stelle von VD2 kann auch ein Relais gesteuert werden.

Bild 5 zeigt eine Kontrolleinrichtung für $U_s = 18 \text{ V}$, die Diode VD1 ist durch Reihenschaltung von mehreren Dioden mit kleinerer Z-Spannung realisiert worden. Durch entsprechend ausgesuchte Dioden läßt sich der Temperaturkoeffizient der Schaltung eliminieren.

In Bild 6 ist eine Schaltungsanordnung dargestellt, die auf minimale Stromaufnahme ausgelegt wurde. Im Ruhezustand, d. h., U_s ist größer als die Entladeschlußspannung U'_s , fließt nur über die Z-Diode und VT1 Strom. Sinkt die Batteriespannung unter U'_s , so sperrt VT1, VT2 wird leitend und legt die Betriebsspannung an den astabilen Multivibrator VT3, VT4, der die Lumineszenzdiode VD2 ansteuert.

Bild 7 zeigt die Stromaufnahme in Abhängigkeit von U_s . Bei einem Tastverhältnis von etwa 1:1 beträgt die Stromaufnahme nur etwa 50% der Schaltung nach Bild 5, außerdem wird durch das Blinken der Anzeige noch ein Warneffekt erzielt.

S-Meter für FM-Empfänger

Bei Amateurfunkempfängern, die nur für FM ausgelegt sind, ist eine exakte Anzeige der Feldstärke schwierig. Die ZF-Stufen sind so dimensioniert, daß das Rauschen schon begrenzt wird, eine Signalauswertung läßt sich nur über einen kleinen Eingangsspannungsbereich an der ersten ZF-Verstärkerstufe ermöglichen. Eine gehörmäßige Rapportangabe ist fast immer ungenau, da viele Faktoren die Lesbarkeit beeinflussen. Gute FM-Empfänger liefern bei Signalen um S5 schon rauschfreie Signale, so daß ein gehörmäßig besserer Rapport vorgetäuscht wird. Um eine exakte Angabe über die Stärke des empfangenen FM-Signals machen zu können, ist eine Messung des Signal/Rausch-Abstands am Ausgang des NF-Demodulators günstig. Ein lineares Meßsystem hat einen geringen Meßumfang (etwa 20 dB). Bild 8 zeigt ein Meßprinzip, wie es mit wenig Aufwand an jedes FM-Gerät angeschlossen werden kann, ohne in dem Gerät selbst Veränderungen vornehmen zu müssen.

Das demodulierte Signal wird vor dem Lautstärkeregler aus dem Empfänger ausgekoppelt und über einen Verstärker und Impedanzwandler einem logarithmischen Verstärker zugeführt. Von diesem gelangt es über eine

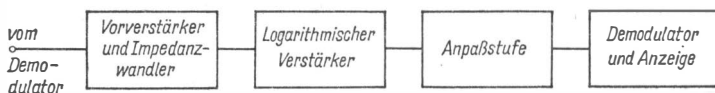


Bild 8 Prinzipschaltung eines logarithmischen Pegelmessers

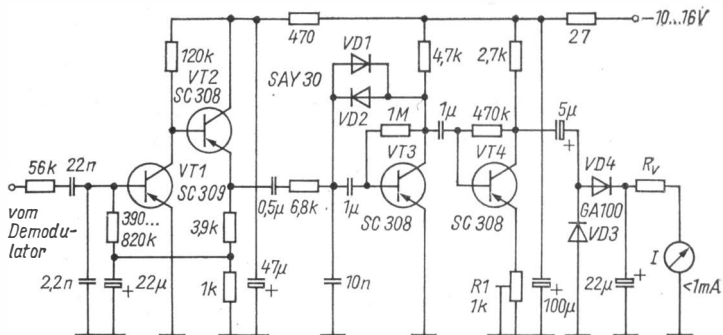


Bild 10 Logarithmischer NF-Spannungsmesser mit diskreten Bauelementen

males Rauschen). Nun wird mit R_1 Vollausschlag am S-Meter eingestellt. Anschließend ist der NF-Eingang des logarithmischen NF-Verstärkers mit einem NF-Generator verbunden, dessen Ausgangsspannung man auf Vollausschlag am S-Meter einstellt. Als Meßfrequenz haben sich 5 ... 8 kHz bewährt. Anschließend wird die Ausgangsspannung des NF-Generators in 5 dB-Schritten verringert, und am Meßwerk I werden entsprechende Markierungen angebracht.

Sollte die Eichung stark vom Logarithmus abweichen, so sind bei der Schaltung nach Bild 9 der $A\ 281\ D$ bzw. VD_3 , VD_4 zu wechseln. Bei der Schaltung nach Bild 10 können starke Abweichungen durch zu hochohmige Dioden auftreten, die Dioden VD_1 und VD_2 sind auszutauschen.

Mit einem auf diese Weise geeichten S-Meter können auch Rapporte an Stationen verteilt werden, die über Relaisfunkstellen arbeiten, wenn die Relaisfunkstelle am eigenen Empfänger mit $> 50\text{ dB}$ Signal/Rausch-Abstand einfällt. Am S-Meter des eigenen Empfängers kann dann das an der Relaisfunkstelle vorhandene Signal/Rausch-Verhältnis abgelesen werden.

Literatur

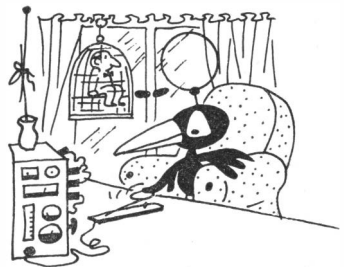
- [1] S.Henschel, Sperrwandler 12 V/24 V mit geregelter Ausgangsspannung. FUNKAMATEUR 30 (1981) Heft 9, Seite 452/453
- [2] S.Henschel, Ein «Nachbrenner» für den Handfunksprecher. FUNKAMATEUR 31 (1982) Heft 5, Seite 245/246
- [3] S.Henschel, Nebenwellenfilter für das 144-MHz-Band. FUNKAMATEUR 30 (1981) Heft 8, Seite 404/405
- [4] H.Jüngling, Aufbau und Einsatz des integrierten AM-FM-ZF-Verstärkers A 281 D. radio fernsehen elektronik 24 (1975) Heft 19, Seite 619

Die Amateurfunksendestelle in Wohngebieten hoher Bevölkerungsdichte

Dr. Walter Rohländer – Y22OH

Die Zeit ist reif, einmal etwas zu den Problemen des Funkamateurs in Neubaugebieten zu sagen, in denen 5-, 10- oder sogar 20stöckige Wohnblocks einander ablösen. Liest man aufmerksam die internationale Amateurliteratur, so wird ersichtlich, daß es in der gesamten Welt Funkamateure gibt, die unter diesen Bebauungsbedingungen ihrem Hobby mit großem Erfolg nachgehen, ohne daß Störungen wie TVI, BCI oder CSI (Kabelsignalinterferenzen) auftreten. Dabei gibt es einige Probleme, die zuerst erfolgreich gelöst werden müssen, um in Ruhe mit den Wohnnachbarn leben zu können. Es soll deshalb auf einige Grundsätze eingegangen werden, die bei der Errichtung einer Amateurfunksendestelle zu beachten sind, um diese mit hoher Wahrscheinlichkeit dann auch betreiben zu können. Es sind erste Überlegungen, die zur Diskussion der anstehenden Probleme anregen sollen.

Was ist eine Amateurfunksendestelle? Oft wird ganz kurz gesagt: Die Amateurfunksendestelle ist die Einheit von Stromversorgung, Sender mit Peripherie und Sendeantenne. Ungewöhnlicher dürfte schon eine erweiterte, wissenschaftlich begründbare Formulierung wie folgt sein: Die Amateurfunksendestelle ist die Einheit von 2 Komplexen, einem komplett geschirmten zur Erzeugung der Sendeenergie und einem weiteren ausschließlich zur Abstrahlung der Sendeenergie. Beide Komplexe haben eine eindeutige Erdbeziehung. Sie sind gekoppelt über eine Trennstelle, deren wesentliche Aufgabe es unter anderem ist, beide Erdbeziehungen zu trennen.



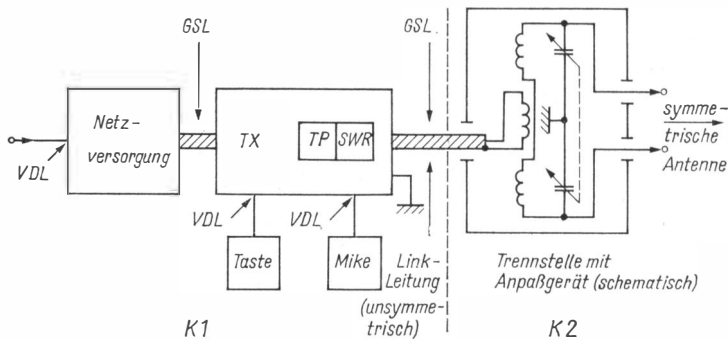


Bild 1 Funksendestelle (nur senderseitige Darstellung), Baugruppenkomplexe K1 und K2 siehe Text. VDL – für HF verdrosselte Leitung, GSL – für HF geschirmte Leitung, TX – Sender (auch Transceiver), TP/SWR – Tiefpaß und Stehwellenmesser im selben Gehäuse integriert.

Im Anpaßgerät ist symmetrischer Aufbau geboten. Den Rotor des Splittedrehkondensators muß man im Gehäuse erden. Blitzerdung der symmetrischen Speiseleitung ist notwendig (Grobfunkenstrecke). Die Mitte der Sekundärwicklung des Anpaßgeräts kann über $10\text{ k}\Omega$ mit der Schirmung der Linkleitung verbunden werden, um statische Aufladungen auf der Antenne zu verhindern. In dem Buch von Lechner/Finck, Kurzwellensender, 1. Auflage, ist auf der Seite 181 ein für den vorgesehenen Zweck geeigneter Antennenkoppler beschrieben

Zum geschirmten Komplex K1 (Bild 1) gehören die Stromversorgung, der Sender mit Peripherie, Tiefpaß, Stehwellenmesser und der Eingang eines Antennenanpaßgeräts, zum Komplex K2 das Antennenanpaßgerät, eine nichtstrahlende Speiseleitung und die Sendeantenne. Die Trennstelle beider Komplexe liegt im Anpaßgerät, und ihre einzige Aufgabe ist es:

- das Leistungsnutzsignal zwischen beiden Komplexen möglichst verlustarm zu übertragen;
- 2 Erdsysteme eindeutig voneinander zu trennen.

Der sorgfältigen Auslegung dieser Trennstelle muß die größte Aufmerksamkeit geschenkt werden. Von ihr und gewissen Eigenschaften des Komplexes K1 hängt es ab, ob der Weg der Leistungs-HF eindeutig festliegt und vorher bestimmbar ist. So hart steht die Frage des Erfolgs oder Mißerfolgs. Es sind daher in der Amateurfunksendestelle – und nicht nur bei dieser – 2 Baugruppenkomplexe, beider Trennstelle und 2 Erdsysteme zu behandeln.

Der Sendestellenkomplex K1 ist lückenlos hochfrequenzdicht auszuführen. Besteht er aus mehreren einzelnen Baugruppen, so sind diese unter-

einander nur mit geschirmten Leitungen zu verbinden. Alle nicht das HF-Nutzsignal führenden Leitungen wie Netzzuleitung, Kopfhöreranschluß, Taste, Mikrofon usw. sind verdrosselt aus dem Komplex K1 herauszuführen. Alle Schirmungen dieses Komplexes muß man niederohmig, kurz und induktionsarm mit einem gemeinsamen Punkt verbinden und nur dort erden. Diese Erde ist keine Sendeerde, sie kann gegebenenfalls mit der Schutzerdung des Netzes verbunden werden. Dieser Erdpunkt führt im allgemeinen keine Hochfrequenz!

Einige wichtige Hinweise müssen zur Trennstelle beider Baugruppenkomplexe K1 und K2 gegeben werden:

- Die HF-Nutzleistung wird zwischen K1 und K2 ausschließlich über eine Linkkopplung übertragen.
- Die Linkkopplung wird rein elektromagnetisch in einen HF-Resonanzkreis vorgenommen, oder sie ist Primärwicklung eines HF-Breitbandübertragers.
- Die Trennstelle soll K1 und K2 vollständig galvanisch trennen, und sie ist so kapazitätsarm wie möglich auszuführen.
- Das kalte Ende der Linkkopplung bei unsymmetrischer Linkleitung oder die elektrische Mitte bei symmetrischer Linkkopplung ist mit dem Komplex K1 gemeinsam zu erden.

Nur so erreicht man derzeit mit technisch einfachen Mitteln die vollständige Trennung zweier Erdsysteme, sofern man überhaupt 2 benötigt!

Die Sekundärwicklung der Linkkopplung ist bereits Bestandteil des Baugruppenkomplexes K2. Eine derartige Trennstelle schafft in einer Funksendestelle eindeutige und überschaubare Verhältnisse. Das ist eine wichtige Voraussetzung für eine Funksendestelle in Ballungsgebieten.

Der Funkamateurliebling in dicht bebauten Neubaugebieten ist gut beraten, nur mit symmetrischen Antennen zu arbeiten. Auf keinen Fall sollte ein Strahler eingesetzt werden, der gegen Erde arbeitet. Was ist aber in diesem Fall eine Sendeerde? Eine Ganzmetallwasserleitung, der Hauserde? Weiß man überhaupt, was an solchen Erden alles hängt? Wo ist das Telefonnetz oder die Gemeinschaftsantennenanlage geerdet? Ehe die reale Erde erreicht wird, ist die Erdleitung schon länger als ein Viertel der Wellenlänge. Es gibt gefährliche Strom- und Spannungsbäuche auf der Erdleitung, die wiederum selbst bei kleinen Sendeleistungen Störungen wie BCI, TVI oder CSI erzeugen können.

Ist eine Sendeerde unabdingbar, so sind auch in diesem Fall eindeutige Verhältnisse zu schaffen. Dazu gibt es 2 Möglichkeiten:

- Ist ein guter Erder gefunden, so muß man außer Haus eine $\lambda/2$ - oder $\lambda/2$ -Vielfach-Leitung dorthin führen und die Antenne in Resonanz bringen. Das ist meist nur als Einbandlösung möglich.
- Man kann im Shack $\lambda/4$ -Drähte verlegen, die selbst nicht geerdet sind und die an der Fußleiste herumgeführt werden. Auch in diesem Fall verlangt jedes KW-Band ein eigenes Gegengewicht.

Aber auch bei symmetrischen Antennen gibt es einiges zu bedenken:

- Die symmetrische, nichtstrahlende Speiseleitung sollte möglichst unter einem Winkel von 90° von den Strahlerelementen weggeführt werden, um Gleichtaktwellen auf der Speiseleitung zu vermeiden.
- Gleichtaktwellen werden auf jeden Fall gravierend, wenn die halbe Strahlerlänge der symmetrischen Antenne zusammen mit der Speiseleitung bei nichtgeerdeten Antennensystemen ein Vielfaches von $\lambda/4$ erreicht. Dann tritt der gefürchtete *Marconi*-Effekt ein. Die Erdung des Komplexes K1 führt HF, die Speiseleitung strahlt HF. Abhilfe schafft hier nur eine vernünftige Kürzung oder Verlängerung der Speiseleitung.
- Man wähle möglichst Antennen- und Speiseleitungslängen, die eine Stromkopplung an der Einführung ins Shack gestatten und damit HF aus dem Stationsraum bannen.

Damit ist bereits etwas Grundlegendes zum Thema gesagt. Es soll nun nochmals das erworbene Wissen an Hand eines Fragespiegels kontrolliert werden, dessen Fragen man vollständig mit Ja beantworten müßte, und das auf jeden Fall, wenn man TVI, BCI oder CSI mit der Funksendestelle erzeugt. Der Funkamateurl hat dann das Mögliche an der Amateurfunksendestelle getan. Die Ursachen sind dann kaum noch in dieser zu suchen, wenn die Antenne frei hängt und nicht gerade 1 kW in eine Gemeinschaftsantennenanlage gebündelt hinein«pumpt»!

- Ist die Funksendeanlage eindeutig in die Baugruppenblöcke K1 und K2 zu trennen?
- Haben K1 und K2 eindeutige Erdverhältnisse?
- Ist die Trennstelle zwischen K1 und K2 rein elektromagnetisch gekoppelt und kapazitätsarm ausgeführt?
- Sind die Ober- und die Nebenwellen, die in K2 eintreten, ausreichend klein, um den gesetzlichen Mindestforderungen zu genügen?
- Wird eine symmetrische Antenne verwendet?
- Ist alles getan, um im Antennensystem störende Gleichtaktwellen und den *Marconi*-Effekt zu vermeiden?
- Ist der Speiseleitungsfußpunkt stromgespeist?

Sicher ist dieser Versuch zur Klärung der Verhältnisse eines Funkamateurs in Ballungsgebieten noch nicht vollständig. Es wurde auch bewußt auf Einzelheiten verzichtet, um das eigentliche Anliegen herauszustellen. Es gehört schon einige Erfahrung dazu, alle Probleme, die angesprochen wurden, einer erfolgreichen Lösung zuzuführen. Gemeinsame Überlegungen mit den Klubstationskollektiven sind angebracht, um eine gute Lösung zu finden. Erst wenn man selbst sicher ist, alles getan zu haben, um eine Sendestelle in Ballungsgebieten zu betreiben, kann man an die Probleme herangehen, die große Konzentrationen an Fernseh- und UKW-Antennen in der Nähe der eigenen Sendeantenne aufwerfen oder auch nahe gelegene Gemeinschaftsantennenanlagen bringen können.

Interessant ist ein Vorschlag, bereits beim Probetrieb durch einen Aus-

hang in den nahe gelegenen Wohnblöcken die Bewohner aufzufordern, sich mit den Angaben Zeit, Art der Störung, empfangener Kanal oder Sender zu melden. Dadurch besteht eine Möglichkeit, bereits zum frühesten Zeitpunkt einigen Störungen zu begegnen, ehe diese bei der Abnahme zur Freigabe der Sendestelle durch die *Deutsche Post* festgestellt werden. Man wird erstaunt sein, wie wenig Meldungen oft eingehen, hat sich aber in einem gewissen Sinne abgesichert und seine Bereitschaft für ein gutnachbarliches Verhältnis gezeigt.

Wir klären Begriffe

GITTERTASTUNG



Um die ersten Schritte im UKW-Amateurfunk gehen zu können, bedarf es einiger Erfahrung auf dem Gebiet der Amateurtechnik. Außerdem sind Meßmittel erforderlich, die häufig auch selbst gebaut werden müssen.

Absorptionsfrequenzmesser

Dem Autor hat beim Bau seiner 70-cm-Station ein Absorptionsfrequenzmesser gute Dienste geleistet. Die Anregung für dieses Meßmittel entnahm er aus [1].

Kernstück dieses Geräts ist ein ausgedienter UHF-Konverter. Beim Autor war noch ein röhrenbestückter Konverter vorhanden, der bis auf den Drehkondensator und die Durchführungskondensatoren demontiert wurde. Grundsätzlich eignen sich auch transistorisierte Konverter.

Die entstandenen Löcher wurden mit Weißblech abgedeckt und verlötet. Die Innenleiter können teilweise wieder eingesetzt werden. Sind alle überflüssigen Teile entfernt, werden die Löcher für die HF-Buchsen gebohrt. Die Bohrungen haben keinen bestimmten Platz, sie sind je nach Konvertertyp anzuordnen. Als Hinweis kann man die Skizze des Innenaufbaus des Absorbers benutzen (Bild 2).

Bild 1 zeigt den Stromlaufplan für das Prüfgerät. In die erste Kammer

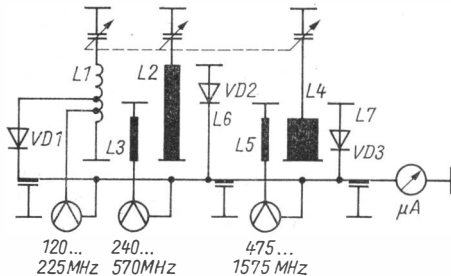


Bild 1
Stromlaufplan des
Absorptionsfrequenz-
messers für einen
Frequenzbereich von
120 ... 1575 MHz

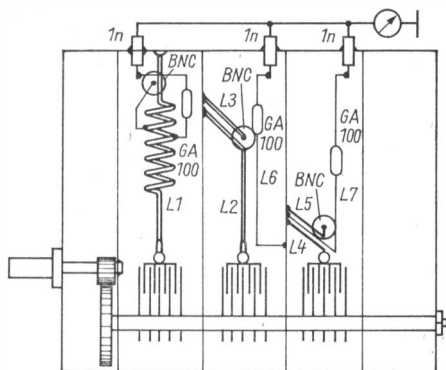


Bild 2
 Aufbauskizze für den
 Absorptionsfrequenz-
 messer im Maßstab 1:1

(vom Antrieb aus gesehen) setzt man die Absorberspule für den Frequenzbereich von etwa 120 ... 250 MHz. Die nächste Kammer enthält den Kreis für den anschließenden Frequenzbereich von etwa 240 ... 580 MHz. Dieser Kreis besteht aus einem Leitungskreis, der aus einem der ursprünglichen Kreise angefertigt werden kann. In der sich anschließenden Kammer ist der Leitungskreis für den Frequenzbereich von etwa 500 ... 1500 MHz eingebaut.

Die Meßfrequenz wird jeweils über die neu eingebauten HF-Buchsen (BNC) eingekoppelt. An diese Buchsen sind die Koppelinduktivitäten angelötet, die parallel zu den Absorberkreisen liegen. Eine Ausnahme bildet der Kreis für den Bereich von 120 ... 250 MHz. Hier kann eine Koppelwicklung (2 Wdg.) am kalten Ende des Meßkreises ($L1$) angebracht werden, oder der Meßkreis wird angezapft. Die Anzapfung liegt dann etwa 1,5 Wdg. vom kalten Ende entfernt. An einer weiteren Anzapfung von $L1$ wird die Gleichrichterdiode angeschlossen. Dieser Anschluß für VD1 liegt bei 2,5 Wdg. vom kalten Ende. Die Dioden bestimmen weitestgehend die Höhe der zu erzielenden Meßspannung.

In den beiden oberen Frequenzbereichen bilden die Dioden VD2 und VD3 mit ihren Anschlußdrähten gleichzeitig die Koppelinduktivitäten $L6$ und



L7. Durch Abstandsveränderung zu den Meßkreisen kann man die Höhe der Meßspannung einstellen. Die durch die Dioden gleichgerichteten Spannungen werden über die im Konvertergehäuse verbliebenen Durchführungskondensatoren geführt. Zur Anzeige eignen sich alle Meßwerke, die 100 μ A Endausschlag oder weniger haben.

Tabelle 1 Induktivitätsdaten für den Absorptionsmesser

L1	- 8 Wdg., 1-mm-CuAg, auf 5-mm-Dorn gewickelt
L2	- Drahtbrücke aus 2-mm-CuAg, 37 mm lang
L3	- Drahtbrücke aus 2-mm-CuAg, 12 mm lang, parallel am kalten Ende zu L2
L4	- Ms-Blechstreifen 5 mm \times 12 mm \times 0,5 mm
L5	- Drahtbrücke aus 2-mm-CuAg, parallel zu L4
L6, L7	- Anschlußdrähte der Dioden VD2 und VD3, die parallel zu den Induktivitäten L2 und L4 geführt sind

Komplizierter dürfte die Eichung des Absorptionsfrequenzmessers sein. In diesem Fall kann aber eine Grobeichung mit bekannten Frequenzen vorgenommen werden. Da der Plattenschnitt des Drehkondensators etwa frequenzlinear ist, sind die Frequenzabstände auf der Skale etwa gleich. Schwierigkeiten bereitet auch die Anfertigung der Skale. Eine Kreisskale ist unübersichtlich, weil der Drehwinkel mehr als 700° beträgt (eingebaute 2:1-Untersetzung des Drehkondensators). Man muß daher eine Linearskale anfertigen. Eine Kreisskale kann nur dann gebaut werden, wenn die Drehkondensatorachse direkt aus dem Gehäuse geführt ist.

Die Meßfrequenz kann direkt auf eine der 3 HF-Buchsen gegeben werden, oder man führt sie über eine Linkleitung zu. Diese Leitung besteht aus einem Koaxkabel mit Koppelschleife. Diese Schleife führt man so nahe wie erforderlich an das Meßobjekt, z. B. einen Injektooszillator für 2 m oder 70 cm. Die genaue Frequenz ist dann eingestellt, wenn die Spannung am Indikatorinstrument den größten Wert aufweist. Um ein resonanzscharfes Minimum zu erhalten, sollte die Koppelschleife nur lose (Abstand zum Meßobjekt) angekoppelt werden.

Empfangskonverter 432 MHz/144 MHz

Dieser Konverter ist in seiner Einfachheit fast nicht mehr zu unterbieten. Mit diesem geringen Aufwand läßt sich aber trotzdem eine gute HF-Empfindlichkeit erzielen. Der gesamte elektrische Aufbau befindet sich auf einer Leiterplatte, die in einem Gehäuse aus kupferkaschiertem Material untergebracht ist. Der HF-Ein- und -Ausgang ist über BNC-Buchsen geführt. Der Strom wird über Durchführungskondensatoren zugeführt. Die Anregung für diesen Minikonverter stammt aus [2].

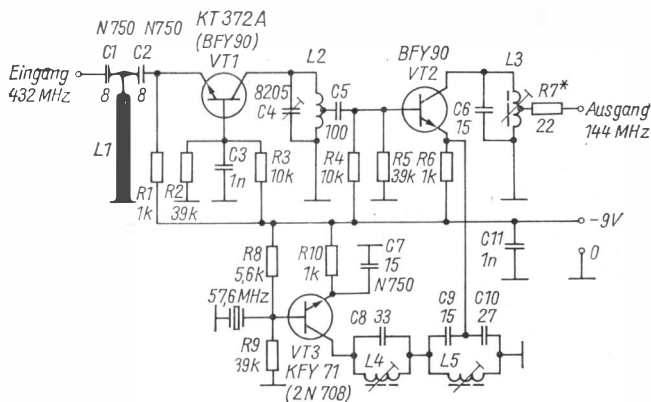


Bild 3 Stromlaufplan des einfachen 70-cm-Konverters

Bild 3 zeigt den Stromlaufplan. Für den Transistor VT1 eignet sich der sowjetische Typ *KT 372 A*. Dieser Transistor hat nach Datenblatt eine Transitfrequenz von $f_T = 2400$ MHz und eine Rauschzahl von $F = 3,5$ dB bei 1 GHz. Läßt sich dieser Typ nicht beschaffen, kann auch in diesem Fall wie beim VT2 ein *BFY 90* eingesetzt werden. Als VT3 sind alle Transistoren mit hoher Transitfrequenz geeignet. Besonders hat sich in dieser Schaltung der *KFY 71* bewährt, da er eine geringe Erholzeit aufweist und daher im Oszillator-Frequenzspektrum eine hohe Anzahl von Oberwellen erzeugt.

Der Transistor VT1 arbeitet in Basisschaltung, die sich durch hohe Verstärkung und geringe Schwingneigung auszeichnet. Das 70-cm-Eingangssignal gelangt über einen Hochpaß ($C1/L1/C2$) auf den Emitter von VT1. Dieser Hochpaß unterdrückt niederfrequenterer Störungen, die vom 2-m-Band oder aus dem UKW-Rundfunkband stammen können.

Im Kollektor von VT1 liegt $L2$, eine geätzte, mäanderförmige Spule, die mit $C4$ auf etwa 433 MHz abgeglichen wird. Von der Anzapfung dieses Kreises wird die verstärkte Frequenz über $C5$ auf die Basis des Mischstufentransistors VT2 gegeben. Grundlage der Oszillatoraufbereitung ist ein 57,6-MHz- oder 96-MHz-Quarz. $L4$ muß auf die entsprechende Quarzfrequenz abgeglichen sein. $L5$ ist dann auf 288 MHz zu ziehen. Die Oszillatorfrequenz wird über den kapazitiven Spannungsteiler $C9/C10$ abgenommen und dem Emitter von VT2 zugeführt.

Der Kollektorkreis von VT2 ist auf 144 MHz abgeglichen. Über die Anzapfung und $R7$ gelangt das Signal zum 2-m-Empfänger. Durch Verändern von $R7$ kann eine Pegelanpassung an den 2-m-Empfänger vorgenommen werden.

Für den Abgleich des Konverters benötigt man einen Absorptionsfrequenzmesser, mit dem $L4$ und $L5$ auf maximale HF abgeglichen werden. Setzt

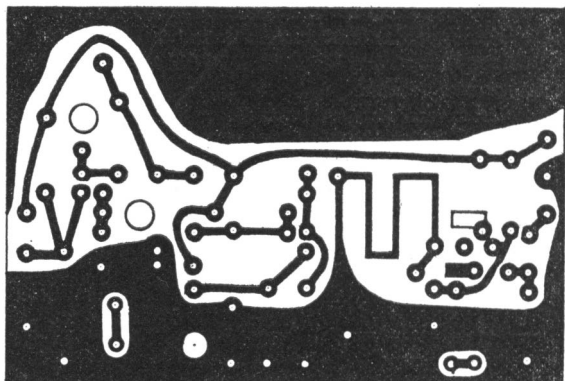


Bild 4 Leitungsführung der Leiterplatte für den 70-cm-Konverter

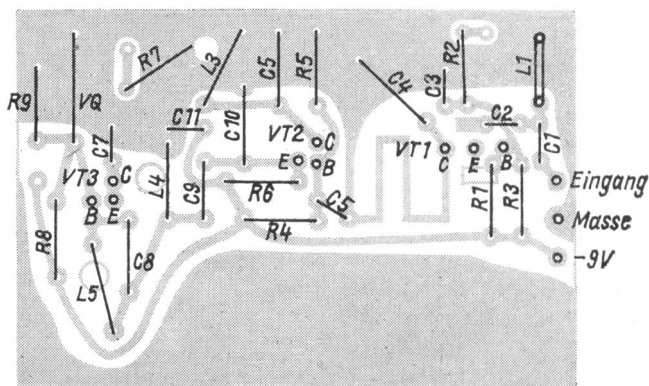


Bild 5 Bestückungsplan der Leiterplatte nach Bild 4

man einen 96-MHz-Quarz ein, so kann das Signal auch auf einem UKW-Rundfunkempfänger abgehört werden. L_4 wird nun so abgeglichen, daß der Oszillator immer sicher anschwingt. Als Indikator für das 70-cm-Band eignet sich gut ein 2-m-Signal aus dem eigenen Sender. Die 3. Oberwelle ist im unmittelbaren Nahfeld groß genug, um als Abgleichhilfe zu wirken. Da SWLs keinen Sender besitzen dürfen, hilft beim Abgleich nur ein Dipmeter. Auch dabei wirkt die 3. Oberwelle als Abgleichfrequenz.

Man beginnt den Abgleich günstig mit dem Oszillator und gleicht dann L_3 auf maximales Rauschen am 2-m-Empfänger ab. Nach diesen Arbeiten wird L_5 mit C_4 auf die richtige Frequenz gezogen. Dabei muß das Injekt-

signal (Dipmeter oder 2-m-Sender) auf maximale Lautstärke mit C4 eingestellt werden. Den Feinabgleich nimmt man in Betrieb bei einer gehörten Station vor. Im Berliner Raum kann die Bake DLØUB auf 432,850 MHz zum Abgleich herangezogen werden.

Dieser kleine Konverter wird dem Anfänger die ersten Schritte auf dem 70-cm-Band erleichtern und ihn anspornen, leistungsfähigere Geräte zu bauen.

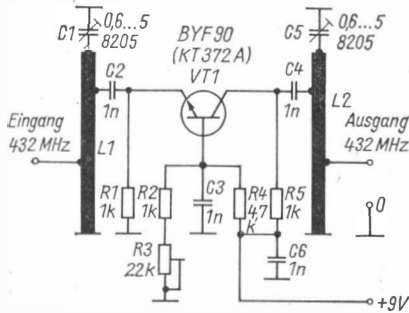


Bild 6
Stromlaufplan eines
70-cm-Antennen-
vorverstärkers

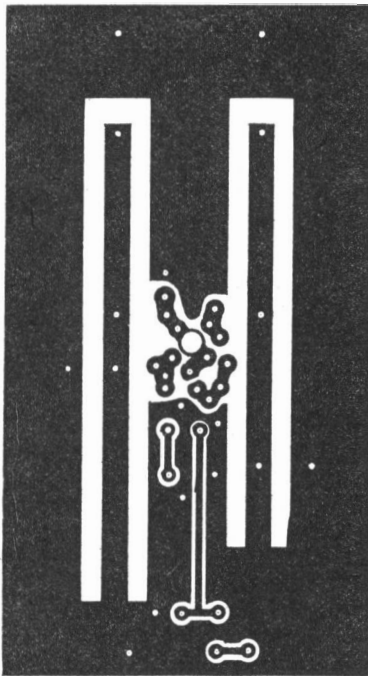


Bild 7
Leitungsführung der Leiterplatte
für den Vorverstärker

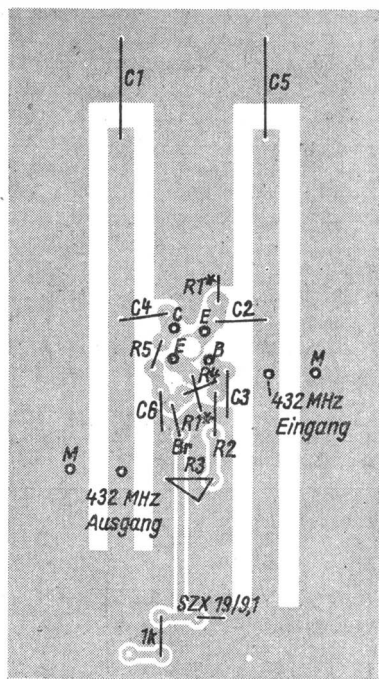


Bild 8
Bestückungsplan der Leiterplatte
nach Bild 7

70-cm-Vorverstärker

Bei 432 MHz ist die Kabeldämpfung des üblichen Koaxialkabels schon recht hoch. Nicht selten hat der Amateur zwischen Antenne und Empfänger 30 m und mehr Kabel. Leise Signale gehen dann durch die Kabeldämpfung verloren. Abhilfe schafft nur ein besseres Kabel oder ein Vorverstärker, der direkt an der Antenne zu montieren ist. Die Spannung für einen solchen Verstärker wird dann über ein gesondertes Versorgungskabel zugeführt.

Der Stromlaufplan (Bild 6) zeigt einen solchen einfachen Antennenvorverstärker. Die Schaltung findet auf einer zweiseitig beschichteten Leiterplatte mit den Abmessungen 49 mm × 88 mm Platz. Besonderheit dieser Leiterplatte ist es, daß die Leitungskreise L1 und L2 mit ausgeätzt wurden. Auch für diesen Verstärker wird der UHF-Transistor *KT 372 A* eingesetzt. Er arbeitet wie beim Konverter in Basisschaltung. Die Leiterplatte kommt in ein Gehäuse aus Halbzeug. Die HF-Zu- und -Abführungen werden durch unmittelbaren Anschluß der Koaxkabel realisiert. Das Eingangssignal ist an der unteren Anzapfung des Eingangskreises L1 eingespeist, hier befindet sich der Anschlußpunkt richtiger Impedanz für das Kabel und die Antenne.

An der oberen Anzapfung ist der Transistor angeschlossen. Dieser Punkt ist hochohmiger und paßt den Transistor richtig an den Leitungskreis an. Durch Verändern des Einstellreglers *R3* läßt sich die Verstärkung von VT1 regeln.

Auch die Kollektorinduktivität *L2* ist an unterschiedlichen Stellen angezapft, so daß der Transistor und das abführende Koaxkabel impedanzrichtig angeschlossen werden können. Beim Abgleich dieses Vorverstärkers entstehen keine Probleme. Den Vorabgleich kann man direkt vor dem Stationsempfänger vornehmen. Es werden dann bei einem anliegenden Signal die beiden Kreise auf Maximum abgeglichen, beim nachgeschalteten Empfänger also auf größte Lautstärke bzw. auf höchsten Ausschlag des S-Meters. Hat man diesen Abgleich vorgenommen, kann der Verstärker an der Antenne montiert werden. Ein Feinabgleich ist erforderlich, er beschränkt sich auf den Eingangskreis sowie auf die Verstärkungsregelung mit *R3*. Für die Lufttrimmer können auch übliche Scheibentrimmer eingesetzt werden.

Tabelle 2 Induktivitätswerte für den 70-cm-Konverter

<i>L1</i>	- Drahtbrücke aus 1-mm-CuAg, 10 mm lang und 8 mm über der Platine geführt
<i>L2</i>	- geätzter Kreis
<i>L3</i>	- 3,5 Wdg., 1-mm-CuAg, auf 4,3-mm-Spulenkernel mit UKW-Kern, Anzapfung bei $\frac{1}{4}$ Wdg. vom kalten Ende
<i>L4</i>	- $\frac{3}{4}$ Wdg., 1-mm-CuAg, Spulenkörper und Kern wie bei <i>L3</i>
<i>L5</i>	- $7\frac{1}{2}$ Wdg., 1-mm-CuAg, Spulenkörper wie <i>L3</i> , aber KW-Kern

Mitunter wird es Mühe bereiten, die geforderten Transistoren *KT 372 A* oder *BFY 90* in den Bastelgeschäften zu erhalten. In diesem Fall kann man unter Beachtung einiger Änderungen auch pnp-Ge-Transistoren, z. B. den Mesa-Typ *GF 147*, einsetzen. Beim Vorverstärker muß man dann nur die Betriebsspannung umpolen. Beim Konverter (Bild 3) muß auch der Oszillatortransistor durch einen pnp-Typ ausgetauscht werden. HF-Transistoren mit hoher f_T -Frequenz oder sehr schnelle Schalttransistoren sind brauchbar.

Literatur

- [1] H. Venhaus, Ein Absorptionsfrequenzmesser für die VHF-, UHF- und SHF-Bereiche. Der TV-AMATEUR 4 (1972) Heft 2, Seite 22
- [2] G. Hoffschildt, Einfacher Empfangskonverter 432 MHz/144 MHz für Fuchsjagen. UKW-Berichte 13 (1973) Heft 1, Seite 14
- [3] VE3CYC, Amateur Television's Stripper. 73 Magazine 24 (1982) Heft 3, Seite 20

Schaltnetzteile – auch für den Amateur interessant

Ing. Dieter Müller

In den vergangenen Jahren hat die Verbreitung von Schaltnetzteilen in industriellen Geräten stark zugenommen. Die sich aus der gegenüber der Netzfrequenz von 50 Hz um ein vielfaches höheren Schaltfrequenz von 16 ... 30 kHz und auch aus der Kurvenform ergebenden höheren Anforderungen an das Frequenzverhalten der Bauelemente sind wesentliche Gründe dafür, daß die Schaltnetzteile trotz ihrer Vorteile wie geringeres Gewicht und besserer Wirkungsgrad solche mit stetiger Regelung noch nicht vollständig verdrängt haben. In den Amateurbereich haben Schaltnetzteile bisher kaum Eingang gefunden. Trotz der angedeuteten und noch weiterer Schwierigkeiten scheint die Zeit gekommen zu sein, daß sich auch Amateure mit Problemen der Schaltnetzteile beschäftigen. Der vorliegende Beitrag geht nach einem kurz gehaltenen Überblick über mögliche Ausführungsformen von Schaltnetzteilen auf eine für Amateure derzeit besonders geeignet erscheinende Variante näher ein.

Die Grundtypen der Schaltnetzteile

Man kann 3 prinzipielle Gruppen von Schaltnetzteilen bzw. Schaltreglern unterscheiden:

1. Schaltnetzteile mit Netztransformator (häufig auch Schaltregler oder Drosselwandler genannt);
2. Schaltnetzteile ohne Netztransformator;
3. Schaltregler zur Umwandlung einer niedrigen Gleichspannung in eine andere.

Schaltnetzteile mit Netztransformator (nach 1.) haben eine an die Sekundärseite des Netztransformators angeschlossene herkömmliche Gleichrichterschaltung für Netzfrequenz. Die damit erzeugte Rohspannung wird durch den eigentlichen Schaltregler in eine niedrigere, geregelte Gleichspannung verwandelt. Üblich ist die selbstschwingende Variante der Schaltung, auf die im vorliegenden Beitrag ausführlich eingegangen wird. Vorteile dieser Schaltung sind: Einfacher Aufbau und nur wenige Bauelemente mit erhöhten Anforderungen an das Frequenzverhalten werden benötigt. Zu den

Nachteilen zählen die gegenüber den stetigen Reglern kaum verringerte Masse, die lastabhängige Schaltfrequenz und das schlechte Leerlaufverhalten. Dazu muß die Speicherdrossel relativ genau dimensioniert werden.

Schaltnetzteile ohne Netztransformator (nach 2.) arbeiten nach dem Transverterprinzip. Die gleichgerichtete Netzspannung wird durch spannungsfeste Leistungstransistoren in Impulse verwandelt, einem Transformator zugeführt, durch diesen umgespannt und danach gleichgerichtet. Aus der Abweichung dieser Gleichspannung vom Sollwert wird ein Signal gewonnen, mit dem sich die Breite von Impulsen, die ein Taktgenerator erzeugt, verändern läßt. Mit diesen variierten Impulsen wird der Leistungstransistor so angesteuert, daß die Ausgangsgleichspannung dem Sollwert entspricht. Zu den Vorteilen zählen sehr kleine Masse und geringe Abmessungen. Die Nachteile sind hoher Schaltungsaufwand und hohe Anforderungen bezüglich Spannungsfestigkeit und Frequenzverhalten an Leistungstransistor, Gleichrichter, Siebmittel und Transformator.

Schaltregler (nach 3.) zur Umwandlung einer niedrigen Gleichspannung in eine andere lassen sich in 2 Grundtypen einteilen:

- Schaltregler zur Umwandlung einer Gleichspannung in eine niedrigere ohne galvanische Trennung entsprechen dem Niederspannungsteil von Schaltreglern mit Netztransformator.
- Schaltregler zur Umwandlung einer Gleichspannung in eine oder auch mehrere mit galvanischer Trennung arbeiten nach dem Transverterprinzip und sind ähnlich aufgebaut wie Schaltnetzteile ohne Netztransformator. Die Anforderungen an die Spannungsfestigkeit sind geringer.

Schaltnetzteile mit Netztransformator

Die Schaltung eines Schaltnetzteils mit Netztransformator (Bild 2) sieht der eines herkömmlichen, stetig geregelten Netzteils (Bild 1) sehr ähnlich. Bei einem Netzteil mit stetiger Regelung fällt am Längstransistor VT1 dauernd die Differenz zwischen der unregulierten «Roh»-Spannung U_E und geregelter Ausgangsspannung U_A ab, wobei der gesamte Laststrom I_B durch den Transistor fließt. VT1 wird mit der Verlustleistung $P_v = (U_E - U_A) I_B$ belastet. Bei einem Schaltregler entsprechend Bild 2 wird der Transistor VT1,

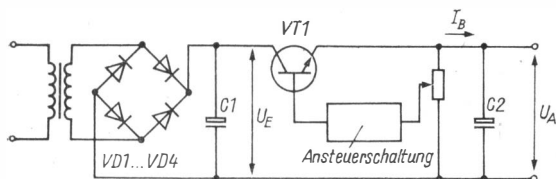


Bild 1 Prinzipschaltung eines Netzteils mit stetiger Regelung

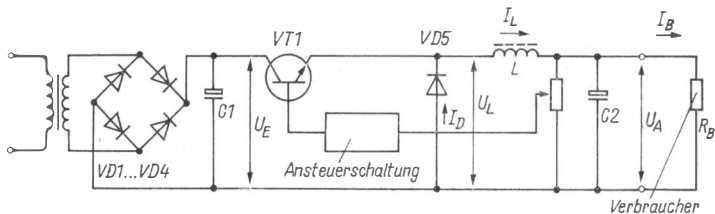


Bild 2 Prinzipschaltung eines Schaltnetzteils mit Netztransformator (Schaltregler)

sobald die Ausgangsspannung U_A den eingestellten Sollwert unterschreitet, durch die Ansteuerschaltung in den leitenden Zustand versetzt. Die Spannung U_L am Emitter von VT1 und damit auch am «Anfang» der Drossel L ist dann annähernd gleich der Eingangs- bzw. Rohspannung U_E . Durch die Drossel beginnt ein ansteigender Strom zu fließen, solange VT1 durchgeschaltet ist. Die Selbstinduktion der Drossel verursacht diesen verlangsamten Stromanstieg. Sie muß so groß bewählt werden, daß während der gesamten Dauer des Stromflusses bis zum nächsten Abschaltpunkt ein annähernd linearer Stromanstieg erhalten bleibt. In ähnlicher Weise steigt die Spannung U_A am «Ende» der Drossel an. Erreicht diese den eingestellten Sollwert, so sperrt die Ansteuerschaltung VT1. U_L erreicht annähernd 0; die Drossel wird von der Spannungsquelle getrennt.

Beim Abschalten des Stromes durch eine Induktivität bricht das durch den Strom hervorgerufene Magnetfeld zusammen und induziert dabei in ihrer Wicklung eine Selbstinduktionsspannung, die von umgekehrter Polarität ist wie die, die den Strom hervorrief. Anders ausgedrückt, die Induktivität bzw. Drossel versucht, einen Strom, der durch ihre Windungen fließt, auch nach dem Abschalten noch aufrechtzuerhalten. Ursache dafür ist die in der Drossel, besonders in ihrem Eisenkern, gespeicherte magnetische Energie, die bei Unterbrechung des Stroms in elektrische Energie umgesetzt wird. Durch das Einfügen einer «Leerlaufdiode» VD5 wird diese elektrische Energie genutzt, um den Strom I_L auch nach dem Verschwinden von U_L noch weiterfließen zu lassen. I_L fällt dabei ab (Bild 3). Die magnetische Energie der Drossel und damit ihre Induktivität L müssen groß genug sein, daß sie den minimal erforderlichen Strom bis zum nächsten Einschalten von VT1 liefern können. Wird der eingestellte Sollwert unterschritten, so steuert VT1 durch die Ansteuerschaltung wieder in den leitenden Zustand. U_A und I_L steigen wieder an, VD5 wird gesperrt. Der beschriebene Vorgang wiederholt sich, solange das Netzteil in Betrieb ist. Die Zeitabstände zwischen dem Ein- und Ausschalten von VT1 und somit die Schaltfrequenz hängen bei einem selbstschwingenden Schaltnetzteil, wie es hier beschrieben ist, stark von der Steilheit des Abfalls bzw. des Anstiegs der Ausgangsspannung U_A ab. Diese werden durch die Belastung, die Größe der Drossel und in Grenzen durch die Größe von C2 beeinflusst.

Bild 3 zeigt in vereinfachter Darstellung den zeitlichen Verlauf der Spannungen in einem Schaltregler entsprechend Bild 2. Die Spannung U_L am Emitter von VT1 ist um den Betrag der Sättigungsspannung U_{CEsat} von VT1 kleiner als die Rohspannung U_E . Bei einem angenommenen Tastverhältnis von $t_{cin}/T = 1/3$ ergäbe sich nach der als Grundgleichung für Schaltregler zu betrachtenden Beziehung

$$\frac{U_A}{U_E} = \frac{t_{cin}}{T} \quad (1)$$

eine mittlere Ausgangsspannung $U_A = 1/3 \cdot U_E$. In dieser Beziehung werden die Verluste im Schalttransistor, die sich aus dem Spannungsabfall am durchgeschalteten Transistor U_{CEsat} ergeben, und die durch die Flußspannung der Diode ΔU_E nicht berücksichtigt. Hinzu kommen die in Bild 3 nicht dargestellten Kupfer- und Eisenverluste der Drossel. Der Mittelwert der Ausgangsspannung U_A liegt folglich stets etwas tiefer, als aus der Gl. (1) errechnet wird. Die Ausgangsspannung U_A schwankt mit der Amplitude ΔU_A . Der in Bild 3 gezeigte «eckige» Kurvenverlauf von U_A und die Formel

$$\Delta U_A = \Delta I_L \cdot R_L \quad (2)$$

gelten exakt nur bei fehlendem Kondensator C2. Durch C2 wird die Welligkeit der Ausgangsspannung verringert, und es werden besonders die Spitzen der Kurve abgerundet (Bild 3 d).

Speicherdrossel

Ein wesentlicher Bestandteil aller Schaltnetzteile ist die Speicherdrossel. Das Kernmaterial muß für Frequenzen bis etwa 30 kHz geeignet sein. Ein entsprechend großer Luftspalt muß verhindern, daß auch bei maximalem Laststrom die magnetische Sättigung erreicht wird. Für kleinere Leistungen bis etwa 30 W können die größeren Typen von Ferritschalenkernen mit Luftspalt verwendet werden, für größere Leistungen *EE*-Kerne aus Ferriten, z. B. *EE 42* mit Luftspalten bis zu 2 mm. Für die Berechnung der erforderlichen Induktivität der Speicherdrossel sind aus der Literatur unterschiedliche Angaben bekannt [4], [5], [6], [7]. Einige der in diesen Formeln verwendeten Ausgangsgrößen stehen nicht ohne weiteres zur Verfügung und können vom Amateur nur sehr grob geschätzt werden. Es ist daher sinnvoll, die Induktivität nach einer möglichst einfachen Formel überschlägig zu berechnen und die endgültige Größe durch Versuch zu ermitteln. Relativ übersichtlich, einfach zu handhaben und nach den Erfahrungen des Verfassers zu brauchbaren Ergebnissen führend ist die in [6] genannte Beziehung

$$L = \frac{(U_E - U_A) \cdot U_A}{\Delta I_L \cdot f \cdot U_E} ; \quad (3)$$

hierin sind entsprechend Bild 2 bzw. Bild 3 L – Induktivität der Speicherdrossel in H, U_E – die unregelte Eingangs- bzw. Rohspannung in V,

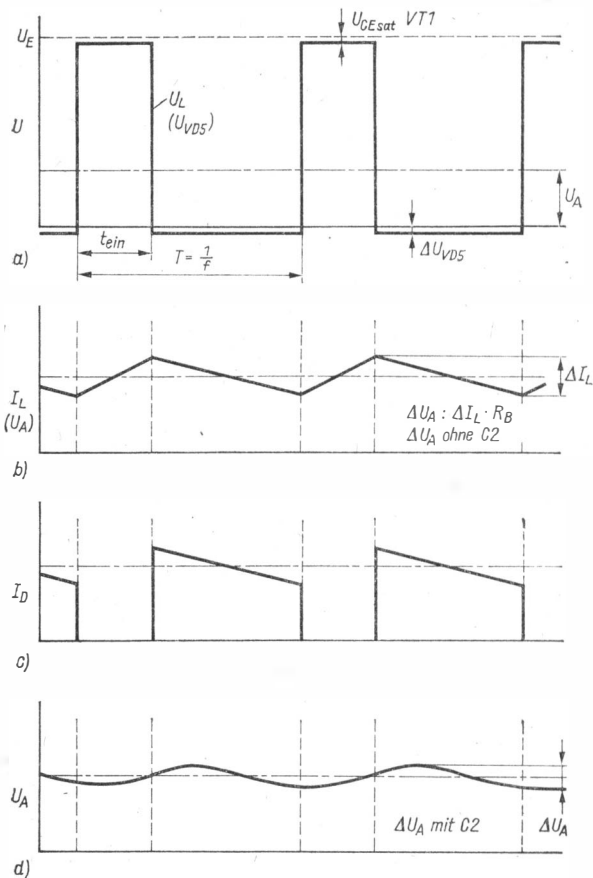


Bild 3 Kurvenformen von Strömen und Spannungen beim Schaltregler
 a – Spannungsverlauf am Ausgang Emitter des Schalttransistors; b – Verlauf des Stroms durch die Drossel I_L bzw. der Ausgangsspannung ohne Kondensator; c – Verlauf des Stroms durch die Freilaufdiode; d – Verlauf der Ausgangsspannung des Schaltreglers bei Vorhandensein des Kondensators C2

U_A – die geregelte Ausgangsspannung in V, ΔI_L – die Schwankung des Laststroms bzw. des Stroms durch die Drossel in A (Bild 3b), f – die Schaltfrequenz in Hz.

Einzige unsichere Größe in dieser Gleichung ist die Laststromschwankung ΔI_L . Diese ist auch von der absoluten Größe des Laststroms abhängig. Für eine Überschlagsrechnung zur Dimensionierung kann man für ΔI_L einen Wert von 10 ... 30% der Größe des mittleren Laststroms einsetzen. Das trifft auch für Schaltnetzteile zu. Eine Drossel mit zu großer Induktivität ergibt (oder auch eine zu geringe Belastung) bei einem selbstschwingenden Schaltnetzteil eine niedrigere Schaltfrequenz, die unter Umständen bis in den hörbaren Bereich «abrutschen» kann. Dieser Fall ist relativ unproblematisch. Sofern die tiefere Schaltfrequenz überhaupt stört, genügt es meist, einige Windungen von der Drossel abzuwickeln. Eine zu kleine Induktivität ergibt eine zu hohe Schaltfrequenz. Diese kann im Extremfall eine solche Größe annehmen, daß die Schaltung wild oder gar nicht mehr schwingt. In diesem Fall hilft nur eine reichlicher dimensionierte Drossel.

Freilaufdiode

Neben der Speicherdrossel ist die Freilaufdiode (VD5 in Bild 3) das wohl problematischste Bauteil eines Schaltreglers mit Netztransformator. Entsprechend der angestrebten, über dem Hörbarkeitsbereich liegenden Schaltfrequenz ist eine möglichst «schnelle» Diode zu verwenden. Durch diese fließt in den Schaltpausen, wenn der Transistor VT1 gesperrt ist, der gesamte Laststrom. Bei einem sehr kleinen Tastverhältnis t_{ein}/T führt die Freilaufdiode mit kurzen Unterbrechungen nahezu Dauerstrom. Der zulässige Dauerdurchlaßstrom der Freilaufdiode stellt damit annähernd die obere Grenze für die Belastbarkeit des Schaltnetzteils dar. Theoretisch könnte der zulässige Dauerstrom des Netzteils I_{Lmax} entsprechend dem Tastverhältnis nach der Beziehung

$$I_{Lmax} = I_{FN} \cdot \frac{1}{1 - \frac{t_{ein}}{T}} \quad (4)$$

vergrößert werden. I_{FN} ist der zulässige Dauerstrom der Diode. Bei einem Tastverhältnis von 50% ergäbe sich ein maximaler Laststrom von

$$I_{Lmax} = I_{FN} \cdot \frac{1}{1 - 0,5} = 2 \cdot I_{FN}.$$

Der Laststrom könnte doppelt so groß sein wie der Dauerdurchlaßstrom der Diode. Bei extrem großem Tastverhältnis t_{ein}/T ergäbe sich aus Gl. (4) auch ein sehr großer zulässiger Laststrom. Dem Laststrom sind durch den zulässigen Spitzendurchlaßstrom der Diode Grenzen gesetzt, die nicht überschritten werden dürfen. Extrem große Tastverhältnisse ergeben sich nach

Gl. (1), wenn die Rohspannung U_E nicht viel größer ist als die geregelte Spannung U_A . Es sind aber Verhältnisse von $U_E/U_A \approx 2/1$ üblich; in [4] wird sogar ein Verhältnis von 3/1 bis 6/1 empfohlen. Folglich werden sich Tastverhältnisse ergeben, die bestenfalls knapp über 50% liegen. Man kann daher Schaltnetzteile mit nur wenig mehr als dem Dauerdurchlaßstrom der Freilaufdiode belasten. Als Richtwert kann gelten, daß sich bei einem Tastverhältnis von größer 50% etwa der 1,4fache Wert des Diodendauerstroms dem Netzteil entnehmen läßt, bei 30...50% der 1,2fache Wert. Nicht alle Leistungsdioden eignen sich als Freilaufdioden für Schaltregler im gewünschten Frequenzbereich. Es sind unter anderen geeignet:

Für Ströme bis 1 A – *SY 335/0,5 K*; *KD 204 B* (UdSSR)
bis 3 A – *KY 189* und *KY 190* (ČSSR)
bis 10 A – *KD 213* (UdSSR)
bis 20 A – *SY 181/0,5*; *SY 186/0,5 K* (bis 25 A)

Diese «schnellen» Dioden, besonders die Importtypen, lassen sich nicht immer ohne weiteres beschaffen. Sie zeigen auch kein ausgesprochenes weiches Ausschaltverhalten (soft-recovery), so daß beim Ausschalten oft hochfrequente Schwingungen entstehen. Durch Parallelschalten eines Kondensators von etwa 50 pF können diese Schwingungen meistens unterdrückt werden. Optimal wäre der Einsatz einer schnellen Diode mit Soft-recovery-Verhalten wie die *SY 345/K* [8]. Nimmt man die dabei entstehende «Geräuschbelastigung» in Kauf, kann man das Netzteil auch mit Frequenzen von wenigen Kilohertz betreiben, was nach Gl. (3) eine größere Induktivität erfordert. Nach Erfahrungen des Verfassers lassen sich dabei auch übliche, langsame Dioden wie die *SY 200* einsetzen.

Ansteuerschaltung

Als Ansteuerschaltung für Schaltnetzteile werden fast ausschließlich integrierte Schaltkreise verwendet. Als Standardbauelement hat sich weitgehend auch der in stetigen Reglern eingesetzte Schaltkreis $\mu A 723$ bzw. der ČSSR-Paralleltyp *MAA 723* durchgesetzt. Der Schaltkreis eignet sich sowohl für den Einsatz in den einfachen, selbstschwingenden Schaltungen (Drosselwandler) wie auch in komplizierteren mit Taktgenerator und Impulsbreitenmodulator [4]. In jüngster Zeit werden besonders bei aufwendigeren Schaltnetzteilen zunehmend höherintegrierte Schaltungen wie der *B 260* verwendet [11]. Für erste Versuche mit Schaltnetzteilen der beschriebenen Art wäre der noch schwer beschaffbare *B 260* einfach zu schade, zumal in dem *MAA 723* alle für eine Ansteuerungsschaltung eines selbstschwingenden Schaltreglers erforderlichen Funktionen vorhanden sind. Es ist aber auch möglich, ohne solche Spezialschaltkreise, zu denen auch der *MAA 723* zählt, funktionstüchtige Schaltnetzteile aufzubauen. Einer Anregung in [12] entsprechend wurde ein selbstschwingendes Schaltnetzteil aufgebaut, bei dem als Ansteuerschaltung der handelsübliche Komparatorschaltkreis

A 110 Verwendung fand. In einem Abschnitt wird darauf näher eingegangen.

Der Einsatz des *MAA 723* in Schaltnetzteilen sowie seine Innenschaltung wurden schon ausführlich behandelt [4], [9]. Im folgenden Abschnitt soll daher nur kurz darauf eingegangen werden.

Schaltnetzteile mit dem *MAA 723* als Ansteuerschaltung

Die Schaltung eines selbstschwingenden Schaltnetzteils mit Netztransformator (nicht mitgezeichnet) und stark vereinfacht dargestellter Innenschaltung des *MAA 723* ähnlich [4] zeigt Bild 4. Der *MAA 723* (in Bild 4 strichpunktiert umrahmt) enthält eine hochkonstante Referenzspannungsquelle, den Regelverstärker mit Differenzeingangsschaltung und je einen Transistor als Ausgangsstufe und für die Ausgangsstrombegrenzung. Die Referenzspannung von etwa 7 V wird der *MAA 723* am Anschluß 4 entnommen und über den Spannungsteiler $R1 \dots R4$ dem nichtinvertierenden Eingang des Regelverstärkers (Anschluß 3) als Sollwert zugeführt. Den Istwert der Ausgangsspannung erhält der Regelverstärker über den invertierenden Eingang

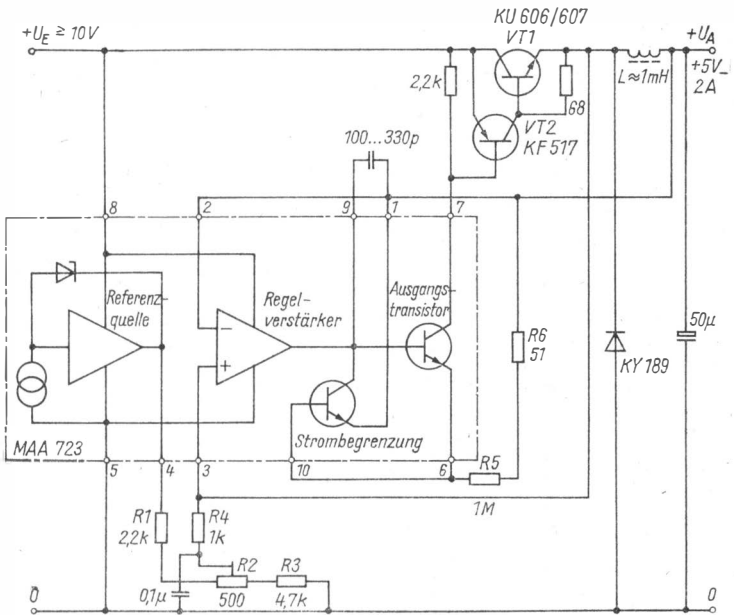


Bild 4 Schaltung eines Schaltreglers mit dem *MAA 723* als Ansteuerschaltung

(Anschluß 2). Je nachdem, ob der Istwert kleiner ist als der Sollwert oder umgekehrt, wird VT1 vom Ausgangstransistor der *MAA 723* durchgeschaltet oder gesperrt. Die Schaltung Bild 4 gilt prinzipiell auch für andere Ausgangsspannungen unter 7 V. Bei Spannungen über 7 V wird die Referenzspannung dem nichtinvertierenden Eingang direkt oder über einen Widerstand zugeführt. Weitere Hinweise, die auch Schaltungen für negative Ausgangsspannungen betreffen, sind in [4], [10] zu finden. Der Basisstrom von VT2 fließt durch den Widerstand *R6*. Bei einem Spannungsabfall von etwa 0,8 V zwischen den Anschlüssen 1 und 10 der *MAA 723* wird der Strombegrenzungstransistor leitend. Er begrenzt, als Gegenkopplung des Regelverstärkers wirkend, den Ausgangsstrom. Günstiger als die einfache Strombegrenzungsschaltung ist die Anwendung der sogenannten Foldback-Schaltung, für die in [10] Dimensionierungshinweise zu finden sind. Desgleichen sind in [10] Angaben über die Größe der Spannungsteilerwiderstände *R1 ... R4* für verschiedene Ausgangsspannungen zu finden. *R1 ... R4* sind nicht frei wählbar, sondern müssen ziemlich genau bestimmten, vorgegebenen Werten entsprechen.

Eine Besonderheit der Schaltung ist der bei Netzteilen mit stetiger Regelung nicht vorhandene Widerstand *R5*. Über *R5* erfolgt eine Mitkopplung der geschalteten Spannung am Emitter von VT1 zum nichtinvertierenden Eingang der IS (Anschluß 3). Die Mitkopplung bewirkt ein schnelles Umschalten der Schaltung beim Über- bzw. Unterschreiten des Sollwerts durch den Istwert der Ausgangsspannung.

Schaltnetzteil mit dem *A 110* in der Ansteuerschaltung

Wichtigster Funktionsblock aller Schaltregler ist ein Regelverstärker, der als Ergebnis eines Soll-Ist-Wertvergleichs nur 2 Signalzustände am Ausgang ermöglicht, entweder eine positive oder eine negative Ausgangsspannung einer bestimmten Größe. Der Komparatorschaltkreis *A 110* weist solche Eigenschaften auf. Übersteigt die Eingangsspannung am invertierenden Eingang (Anschluß 4 entsprechend Bild 5 oder Bild 6) die am nichtinvertierenden (Anschluß 3), so fällt die Ausgangsspannung (Anschluß 9) auf etwa -0,5 V, bezogen auf das 0-Potential am Anschluß 2. Übersteigt die Spannung am Anschluß 3 die am Anschluß 4, so springt die Spannung an 9 auf 2,5 ... 3,2 V. Bild 5 zeigt die Schaltung eines selbstschwingenden Netzteils nach einer Anregung in [12]. Der *A 110* benötigt die Betriebsspannungen von +12 V und -6 V. In der Schaltung nach Bild 5 wird der *A 110* insgesamt um 6 V «hochgelegt». Der Anschluß für die Plusspannung 11 für +12 V erhält eine durch Z-Diode stabilisierte Spannung von +18 V. Der 0-V-Anschluß 2 liegt auf einem stabilisierten 6-V-Potential, während der 6-V-Anschluß 6 auf 0-Potential liegt.

Der nichtinvertierende Eingang erhält die Vergleichsspannung über einen Widerstand von 240 Ω von einer Z-Diode (8,2 V). Besser wäre ein Referenzelement (z. B. *SZY 20*). Der invertierende Eingang 4 erhält das Istwert-

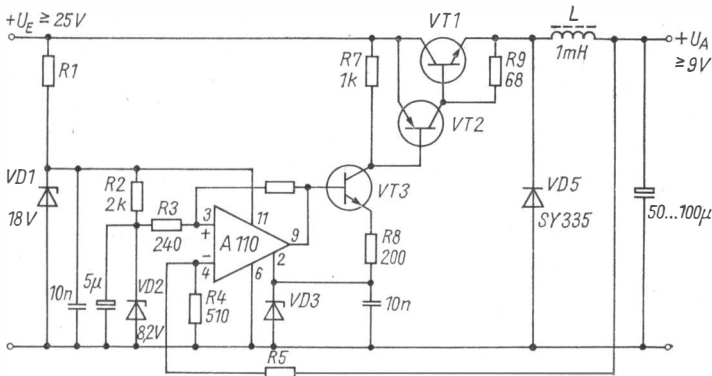


Bild 5 Schaltung eines Schaltreglers mit einem A 110 in der Ansteuerschaltung

signal über den Spannungsteiler $R5/R4$. Übersteigt die Spannung an 4 die Vergleichsspannung, so fällt die Ausgangsspannung des A 110 um etwa 0,5 V unter den Betrag der Z-Spannung von VD3 ab, VT3 wird gesperrt. Die Kollektorspannung von VT3 steigt, wodurch VT2 und VT1 gesperrt werden. Der Strom durch die Drossel und U_A beginnen zu sinken, bis die Spannung am Anschluß 4 des A 110 unter dem Wert der Vergleichsspannung liegt. Dann schaltet der A 110 rasch auf eine positive Ausgangsspannung von etwa 3 V über dem Potential an VD3 um; VT3 wird leitend. Die Kollektorspannung von VT3 fällt ab, wodurch VT2 und VT1 aufgesteuert werden. Der Strom durch die Drossel und U_A steigen wieder an usw.

Der Mitkopplungswiderstand $R6$ vom Ausgang zum nichtinvertierenden Eingang 3 des A 110 bewirkt eine Hysterese der Schaltcharakteristik des Komparatorschaltkreises. Das bedeutet, daß der IS beim Ansteigen der Eingangsspannung am Anschluß 4 um einige Millivolt höher umschaltet als beim Abfallen. Das Prinzip des Schaltnetzteils erfordert geradezu diese Hysterese. Von der Größe der Hysteresespannung hängen die Restwelligkeit der Ausgangsspannung ΔU_A und damit auch ΔI_L und die Schaltfrequenz f ab (Bild 3). Bei viel zu kleiner oder völlig fehlender Hysterese würde der Istwert unmittelbar nach dem Aufsteuern von VT1 den Sollwert überschreiten und VT1 sofort wieder sperren. Dabei fiel der Istwert sehr schnell unter den Sollwert, wodurch VT1 sofort durchgesteuert würde.

Die Schaltfrequenz des selbstschwingenden Netzteils ergibt sich nach Umstellung der Gl. (3) zu

$$f = \frac{(U_E - U_A) \cdot U_A}{\Delta I_L \cdot U_E}; \quad (5)$$

f in Hz.

Bei sehr kleiner Hysterese wird auch ΔI_L sehr klein. Bei einem extremen Wert von $\Delta I_L = 0$ ergäbe sich aus Gl. (5) eine unendlich hohe Schaltfrequenz f . Abgesehen davon, daß eine Division durch 0 unzulässig ist, würde sich eine theoretische Schaltfrequenz ergeben, die von den Bauelementen nicht mehr realisiert werden kann. Ohne ausreichende Hysterese des Regelverstärkers würden die Schwingungen entweder aussetzen oder eine völlig undefinierbare Frequenz und eine unbrauchbare Kurvenform aufweisen. Daraus geht hervor, daß alle Schaltnetzteile, unabhängig von ihrer speziellen Schaltung, also auch solche mit Taktgenerator, ein Schaltglied mit Hysterese aufweisen müssen und eine Ausgangsspannung U_A ohne eine gewisse Welligkeit (50 ... 100 mV) unmöglich ist. Es hat daher auch keinen Zweck, den Kondensator am Ausgang sehr groß auszulegen. Werte von 50 ... 100 μF sollten nicht überschritten werden. Für selbstschwingende Netzteile wird in [6] eine Gleichung genannt, die Werte von nur 2 ... 10 μF ergibt. Die Schaltung in Bild 5 benötigt wegen des «Hochlegens» des *A 110* eine relativ große Eingangsspannung U_E , die um einige Volt größer sein muß als die Z-Spannung von VD1 (etwa 25 V). $R1$ ist entsprechend zu dimensionieren. Die Ausgangsspannung U_A der Schaltung kann nicht kleiner werden als die Referenzspannung von 8,2 V. Durch Veränderung des Spannungsteilverhältnisses $R5/R4$ lassen sich Ausgangsspannungen von etwa 9 V an aufwärts einstellen, wobei im Interesse einer geringen Offsetspannung und der thermischen Drift des *A 110* für $R4/R5$ ein Wert von 1 k Ω nicht überschritten werden sollte.

Schaltnetzteil mit dem *A 110* für einen weiten Ausgangsspannungsbereich

Bild 6 zeigt die Schaltung eines aufgebauten Schaltnetzteils für Ausgangsspannungen in einem relativ weiten Bereich. Der Netztransformator und einige weitere Bauelemente von einem defekten *Statron*-Netzteil Typ 3300/2-/5-/8 wurden dabei mitverwendet. Das Original-*Statron*-Netzteil ist bei entsprechenden Umschaltungen am Netztransformator und beim Auswechseln von Spannungsteilerwiderständen für Spannungen von 1 ... 10 V bei Lastströmen von 1,25 ... 0,75 A ausgelegt. Das Schaltnetzteil (Bild 6) arbeitet nach dem gleichen Prinzip wie die Schaltung nach Bild 5. Besonderheit der Schaltung entsprechend Bild 6 ist die getrennte Spannungsversorgung des Regelverstärkers. Von einer Hilfswicklung des Netztransformators 2×25 V wird eine mit VD8 stabilisierte Spannung von 18 V gewonnen. In der Originalschaltung des *Statron*-Netzteils geschieht das übrigens mit den gleichen Bauelementen, nur mit umgekehrter Polarität. An diese Spannung von 18 V ist der *A 110* annähernd in gleicher Weise wie in der Schaltung nach Bild 5 angeschlossen, und an ihren Ausgang legt man die Transistoren VT3 ... VT1. Als wesentlicher Unterschied zur Schaltung nach Bild 5 ergibt sich durch die getrennte Speisung des Regelverstärkers die Möglichkeit, auch Ausgangsspannungen zu erzeugen, die unter der Referenzspan-

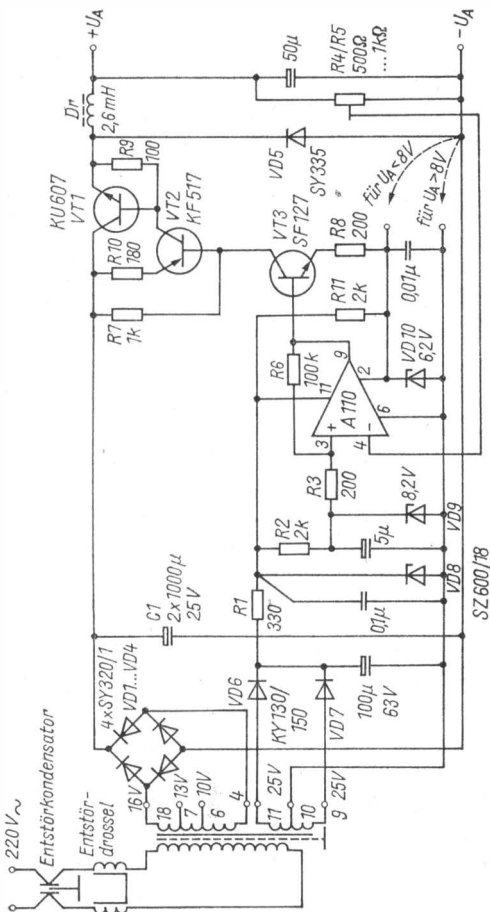


Bild 6 Schaltung eines Schaltzweits mit einem A 110 in der Anstellerschaltung und getrennter Versorgung des Regelverstärkers

nung von 8,2 V liegen. Erreichen läßt sich das dadurch, daß der Minuspol der von der Hauptwicklung des Netztransformators gespeisten Gleichrichterschaltung (VD1 ... VD4) wahlweise mit dem Minuspol der Speisespannung für den IS oder mit seinem 0-Potential (Anschluß 2) verbunden wird. Bei der letztgenannten Variante lassen sich Ausgangsspannungen von 3 ... 12 V einstellen. Bei einer Ausgangsspannung von 6 V und einem Laststrom von 1,4 A wurde eine Schaltfrequenz von etwa 18 kHz ermittelt. Wird der $-U_A$ -Anschluß mit dem Minuspol der 18-V-Hilfsspannung verbunden, las-

sen sich mit $R4/R5$ (Widerstandswert von $R4 + R5$ höchstens $1 \text{ k}\Omega$) Ausgangsspannungen von $9 \dots 15 \text{ V}$ bei einer Belastung bis zu $1,1 \text{ A}$ einstellen. Bei einer Ausgangsspannung von 15 V sollte ein Laststrom von 1 A nicht überschritten werden.

Für die Drossel wurde ein *Manifer*-Schalenkern der optimalen Reihe 30×19 mit Luftspalt und einem A_L -Wert von 1000 nH/n^2 verwendet. Für größere Leistungen wäre die Größe 36×22 mit einem A_L -Wert von 1000 nH/n^2 oder 630 nH/n^2 zweckmäßiger. Für die Überschlagsberechnung der Induktivität L wurden angesetzt:

$$U_E = 20 \text{ V}, \quad U_A = 10 \text{ V}, \quad \Delta I_L = 0,1 \text{ A}, \quad f = 20 \text{ kHz}$$

Damit ergibt sich nach Gl. (3):

$$L = \frac{(20 \text{ V} - 10 \text{ V}) \cdot 10 \text{ V}}{0,1 \text{ A} \cdot 20 \cdot 10^3 \text{ s}^{-1} \cdot 20 \text{ V}}$$

$$L = 2,5 \text{ mH}$$

Die erforderliche Windungszahl n errechnet man nach Umstellen der Gleichung

$$L = A_L \cdot n^2 \quad (6)$$

zu:

$$n = \sqrt{\frac{L}{A_L}} = \sqrt{\frac{2,5 \cdot 10^{-3}}{1000 \cdot 10^{-9}}} = 50 \text{ Wdg.}$$

Bei Verwendung eines Schalenkerns mit einem A_L -Wert von 630 nH/n^2 ergibt sich eine Windungszahl von 64. Die Drahtstärke sollte so groß wie möglich gewählt werden und der Spulenkörper wegen guter Raumausnutzung nicht unterteilt sein. Beim Mustergerät wurden auf dem Spulenkörper des Kerns 30×19 die 50 Wdg. mit $0,8\text{-mm-CuL}$ untergebracht. Bei einem Schalenkern der Größe 36×22 kann auch bei Verwendung eines Typs mit noch größerem Luftspalt und einem A_L -Wert von 630 trotz der etwas höheren Windungszahl von 64 eine größere Drahtstärke gewählt werden.

Funkentstörung

Schaltnetzteile arbeiten mit einer Schaltfrequenz von etwa $15 \dots 30 \text{ kHz}$. Durch die rechteckige Kurvenform ergeben sich Oberwellen, die bis in das Mittelwellengebiet reichen. Es muß vermieden werden, daß die Netzteile selbst Störstrahlungen aussenden bzw. über das Netz oder angeschlossene Verbraucher weiterleiten. Besonders großer Entstöraufwand muß bei Schaltnetzteilen ohne Netztransformator getrieben werden, aber auch die im vorliegenden Beitrag behandelten Schaltregler mit Netztransformator erfordern ein Minimum an Entstörmaßnahmen. Das Netzteil sollte in ein Blechgehäuse eingebaut werden, das mit dem Schutzleiter verbunden wird.

Der Netztransformator muß mit einer Schirmwicklung versehen sein. In die beiden Netzzuleitungen sollte je eine Wicklung einer Entstördrossel, z. B. Stabkerndrossel nach *TGL 200 - 8402/2*, geschaltet sein. Ein Entstörkondensator nach *TGL 11 840* sollte das Filter abschließen (Bild 6). An den Niederspannungsausgang wird zweckmäßig ein Siebglied aus einer UKW-Drossel, z. B. $20 \mu\text{H}/1 \text{ A}$ oder $10 \mu\text{H}/1,6 \text{ A}$ nach *TGL 9814*, und einem MP-Kondensator von $0,1 \dots 0,5 \mu\text{F}$ angeschlossen.

Schlußbetrachtungen

Der vorliegende Beitrag sollte das Interesse an Schaltnetzteilen wecken. Ausführlich wurde auf die einfachste Ausführung, das Schaltnetzteil mit Netztransformator, häufig auch einfach als Schaltregler bezeichnet, eingegangen. Das geschah einmal, weil trotz oder gerade wegen des einfachen Aufbaus das Grundprinzip des Schaltnetzteils erkennbar wird, und zum anderen, weil wegen der weitestgehend einsetzbaren handelsüblichen Bauelemente ein Aufbau leichter möglich ist als bei einer netztransformatorlosen Ausführung. Mit Bild 6 konnte eine Schaltung gezeigt werden, bei der auf «ausgefallene» Bauelemente völlig verzichtet wird. Ein Vergleich der Daten eines stetigen Reglers (*Statron*-Netzteil) und des unter Verwendung des gleichen Netztransformators aufgebauten Schaltreglers verdeutlicht den höheren Wirkungsgrad, z. B. $10 \text{ V} \cdot 0,75 \text{ A} = 7,5 \text{ W}$ (stetiger Regler) gegenüber $15 \text{ V} \cdot 1 \text{ A} = 15 \text{ W}$ (Schaltregler) bei annähernd gleicher Stromaufnahme aus dem Netz. Es wird aber auch ersichtlich, daß die Verbesserung des Wirkungsgrads bei kleinen Ausgangsspannungen merklich abnimmt. Bei 6 V beträgt diese nur noch $6,0 \text{ W}$ zu $8,4 \text{ W}$. Der größte Teil der beim Schaltregler auftretenden Probleme besteht auch für das Schaltnetzteil ohne Netztransformator; es kommen nur noch einige wesentliche hinzu!

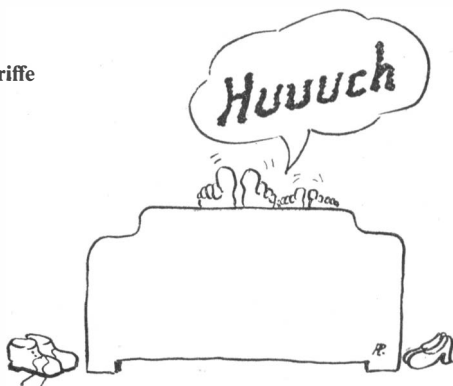
Literatur

- [1] K. K. Streng, So funktioniert das elektronische Schaltnetzteil. Elektronisches Jahrbuch für den Funkamateure 1979, Seite 64 bis 71
- [2] W. Schuster, Stand und Entwicklungstendenzen der Stromversorgungstechnik. radio fernsehen elektronik 26 (1977) Heft 5, Seite 151 bis 153
- [3] K. Heldt/R. Fink, Schaltnetzgeräte zur Stromversorgung in der Informationselektronik. radio fernsehen elektronik 26 (1977) Heft 5, Seite 153 bis 163
- [4] H. Jungnickel, Moderne Stromversorgungstechnik. Fortsetzungsreihe. radio fernsehen elektronik 29 (1980) Heft 1 bis Heft 12
- [5] ..., Dimensionierung von Schaltnetzteilen. Elektronik-Arbeitsblatt Nr. 120, Elektronik 1979, Heft 11, Seite 83 bis 86
- [6] ..., Schaltungstechnik moderner Netzgeräte. Funktechnik 37 (1982) Heft 10, Seite 437 bis 439

- [7] Freeman, Accurate design technique for self-oscillating switching regulators. Proc. IEE 119 (1972) Heft 7, Seite 921 bis 924
- [8] K.-H.Schubert, Leipziger Frühjahrsmesse 1982 – Progressive Leistungsentwicklung durch Mikroelektronik und Mikrorechner-technik. Elektronisches Jahrbuch für den Funkamateurl 1983, Seite 28
- [9] W.Schuster, Gleichspannungsregler mit integrierten Schaltkreisen. radio fernsehen elektronik 22 (1973) Heft 17, Seite 552 bis 554
- [10] H.Jungnickel, Anwendung integrierter Spannungsregler. radio fernsehen elektronik 27 (1978) Heft 2, Seite 85 bis 87
- [11] H. H. Krüger, Integrierte Netzteilansteuerschaltung B 260 und ihre Einsatzmöglichkeiten. radio fernsehen elektronik 31 (1982) Heft 2, Seite 71 bis 75
- [12] ..., Integrierte Analogschaltungen. Seite 88 bis 90, Stuttgart

Wir klären Begriffe

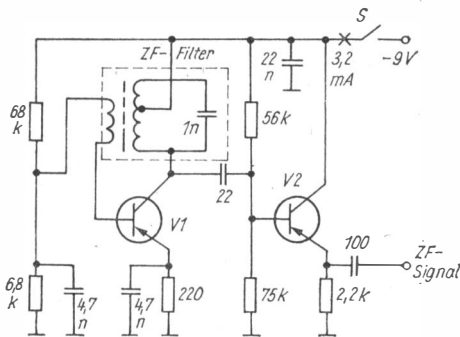
ABTASTER



BFO für Transistorsuper

Es gibt Transistor-Koffersuper mit mehreren KW-Empfangsbereichen, so z. B. der VEF 206. Sie sind vor allem auch für junge Funkamateure geeignet, da man damit mehrere KW-Bänder der Funkamateure empfangsmäßig beobachten kann. Allerdings können Telegrafiesignale nicht aufgenommen werden. Dazu ist ein zusätzlicher Oszillator (BFO) erforderlich, der eine Frequenz erzeugt, die gegenüber der Zwischenfrequenz um etwa 600 bis 1000 Hz verstimmt ist. Mit dieser Oszillatorfrequenz wird vor der Demodulatorstufe die Zwischenfrequenz überlagert, so daß die Telegrafiesignale nach der Demodulation als Tonfrequenzsignale hörbar sind. Der Stromlaufplan zeigt eine Oszillatorstufe (V1) mit einer nachfolgenden Trennstufe (V2) zur Auskopplung der BFO-Frequenz. Der Vorteil der Schaltung besteht darin, daß ein üblicher ZF-Filterkreis als Schwingkreis verwendet wird und die Schaltung durch die Trennstufe sehr stabil arbeitet. Als Transistoren eignen sich Germanium-HF-Transistoren (z. B. GF 120, GT 322). Ist der Koffersuper mit Siliziumtransistoren bestückt, setzt man Siliziumtransistoren (z. B. SF 225, SC 236) ein, wobei die Betriebsspannung umzupolen ist.

K. H. S.



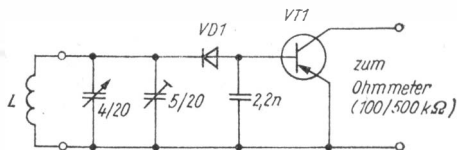
Literatur

[1] Moldovan, D., BFO für 465 kHz, Tehnium, Heft 8/1981, Seite 7

Frequenzmeßzusatz für Ohmmeter

Zur Frequenzmessung an Oszillatoren eignet sich der Absorptionsfrequenzmesser. Allerdings benötigt er zur Resonanzanzeige ein stromempfindliches Meßwerk. Die untenstehende Schaltung eines Absorptionsfrequenzmessers erfordert ein solches Meßwerk nicht. Sie ist als Zusatzgerät gedacht für ein einfaches Ohmmeter bzw. für einen Vielfachmesser mit Widerstandsmeßbereichen. Der zu messende Widerstand liegt dabei in einem Stromkreis, der von der Batterie des Ohmmeters gespeist wird. Beim Frequenzmeßzusatz tritt an die Stelle des Widerstands die Kollektor-Emitter-Strecke des Transistors VT1 (z. B. *GC 116*, *GT 322* o.ä.). Bei Resonanz zwischen Oszillatorschwingkreis und Frequenzmesserschwingkreis tritt an der Basis des Transistors eine maximale Gleichspannung auf, die als Umkehrpunkt des Zeigerausschlags am Ohmmeter erkennbar ist. Als Demodulatoriode VD1 eignet sich der Typ *GA 100*. Der Widerstandsmeßbereich des Ohmmeters sollte bei 100 bis 500 k Ω liegen. Die Frequenzmeßbereiche und die Werte der Spuleninduktivität sind in der Tabelle aufgeführt. Geeignet sind einlagige Zylinderspulen.

K. H. S.



Literatur

- [1] Durkot, J., Messung der Resonanz, Amatérské Radio, Heft 9/1973, Seite 338

Jeder Funkamateurliebhaber ist bestrebt, sein Sendesignal so verlustarm wie möglich in eine Vorzugsrichtung entsprechend den Ausbreitungsbedingungen abzu- strahlen. Aber er muß auch seine örtlichen Gegebenheiten berücksichtigen, seine finanziellen Möglichkeiten abwägen und die materiell-technische Realisierung überblicken. Der Verfasser hat daher die Auswahl aus der Amateurliteratur so getroffen, daß nicht der «Top-Star» unter den Funk- sendeamateuren angesprochen wird, sondern vielmehr der junge Y2-Funk- amateur, der mit einer einfachen Antennentechnik und seiner Station schnell QRV sein möchte, also auch den zeitlichen Faktor bei der Errichtung einer Antennenanlage berücksichtigen muß. Dabei sei als Randbemerkung ein- geflochten, daß auch mit einfachen Antennenanlagen sehr gute Erfolge er- zielt werden, wenn man sich in der Betriebstechnik darauf einstellt. Dann kann man auch in einem Pile-up eine seltene DX-Station arbeiten. Später dann nach den ersten schnellen Erfolgserlebnissen mit einfachen Antennen- anlagen hat der Funkamateurliebhaber immer noch Zeit, sich nach dem Antennen- «Kochbuch» von *Karl Rothammel* einen Beam, eine Quad oder eine der vielen exotischen Spitzenantennen in aller Ruhe zu errichten. Beim Studium der nachstehenden Auswahl einfacher Antennen sollte man immer beachten, daß sich diese auch für den Portablebetrieb eignen.

Die Vertikal-V-Antenne für 15 m

Jeder Kurzwellenamateur kennt die Inverted-V-Antenne. Sie ist einfach im Aufbau, direkt mit 50- Ω -Koaxialkabel zu speisen und ein Rundstrahler mit horizontaler Polarisation, wenn sie auf der Grundwelle betrieben wird. Sie hat nur einen Nachteil, daß sie durch Erd- und Umgebungseinflüsse zahl- reiche Verlustquellen aufweist.

Eine Vertikal-V-Antenne hat demgegenüber zahlreiche Vorteile. Erd- und Umgebungseinflüsse sind stark reduziert. Mantelwellen auf dem Speise- kabel treten kaum noch auf, die effektive Antennenhöhe ist größer, und sie läßt sich konstruktiv einfach realisieren. Auf den höheren Bändern kann man freitragende Elemente verwenden und benötigt daher nur einen An- tentennenfuß mit Drehvorrichtung, da das Vorwärts/Seitwärts-Verhältnis bei

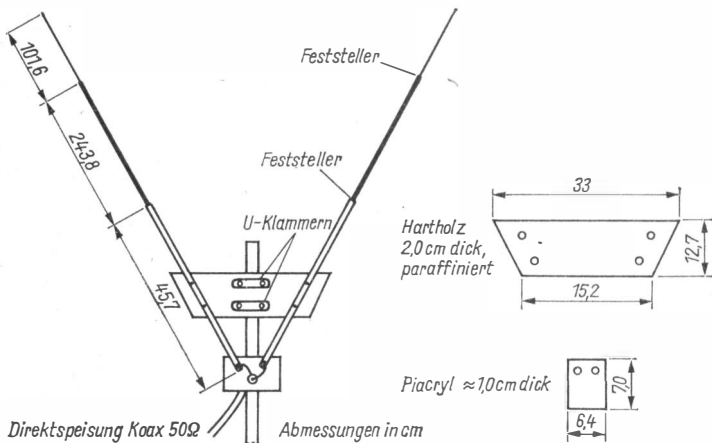


Bild 1 Vertikal-V-Antenne für 15 m. Variante nach WB6HNO. Es wird Al-Rohr mit den Außenabmessungen $\frac{5}{8}$ " , $\frac{3}{4}$ " , $\frac{7}{8}$ " (= 1,5875 cm; 1,905 cm; 2,225 cm) verwendet. Für Resonanz bei 21,225 MHz. wurde auf eine Länge von 3,446 m justiert. Der Öffnungswinkel zwischen den Elementen beträgt 90°

etwa 6 dB liegt (1 S-Stufe). Die Vertikal-V-Antenne hat gegenüber Delta-Loop oder Quad auch eine geringere Masse und einen kleineren Windwiderstand. Das Halbelement, freitragend aus einem Al-Teleskoprohr hergestellt, weist eine Länge in Metern von $73,15/f$ (MHz) auf, praktisch 5 m; 3,5 m bzw. 2,6 m für das 20-, 15- bzw. 10-m-Band.

WB6HNO [1] beschreibt detailliert eine erprobte 15-m-Variante. Sie wird in Teleskopform (Al-Rohr von 22, 19 und 16 mm Außendurchmesser) aufgebaut und ist in Bild 1 dargestellt. Die Antenne wird mit 50- Ω -Koaxialkabel gespeist. Mantelwellen vermeidet man durch eine HF-Drossel (4 Wdg. des gleichen Kabels, 130 mm Durchmesser) am Speisepunkt. Durch die Teleskopstruktur ist der Abgleich erleichtert und sogar die 10-m-Variante möglich. Der Spreizwinkel zwischen den Halbelementen beträgt 90° . Die Windsteifigkeit der Schenkel kann durch Verspannung der Elementenden mit Dederonangelschnur (1 mm Durchmesser) wesentlich verbessert werden (Zusatz von Y220H). Das abgestrahlte Signal enthält vertikal und horizontal polarisierte Komponenten. Die Leistungsfähigkeit der Vertikal-V-Antenne steht dem eines Einzelements einer Deltaloop oder Quad bei gleich guter Flachstrahlung kaum nach.



Die ZS6U-Minishack-Spezial – eine Allbandantenne

Erst seit 10 Jahren ist die endgespeiste Inverted-V-Antenne bekannt. ZS6U schreibt dazu in [2]:

- Ein Draht, zugeschnitten für 2 Wellenlängen auf 10 m, mit einem einfachen, umschaltbaren L-Netzwerk am Speisepunkt, erlaubt Allbandbetrieb auf 80, 40, 20, 15 und 10 m.
- Zwischen L-Netzwerk und der Sende-Empfangs-Anlage kann ein beliebig langes 50-Ω-Koaxialkabel liegen, HF im Shack ist dann nicht zu befürchten.
- Die V-Antennenform zeigt Richtwirkung und ist speziell auf den höheren Bändern leistungsfähiger als ein Dipol oder eine Groundplane.
- Das L-Netzwerk liefert zusätzliche Selektivität.
- Für die V-Form ist ein Platzbedarf in der Längsausdehnung von nur 14 m erforderlich.
- Eine Variante mit doppelter Drahtlänge ist möglich.

Die V-Formen sind für die ZS6U-Antennen typisch, garantieren optimale Leistung und eine gute Flachstrahlung. Ist die V-Form nicht möglich, so wählt man eine L-Form, wobei soviel Drahtlänge wie möglich hoch und frei hängen sollte. Das V braucht auch nicht unbedingt symmetrisch zu sein. Die Richtwirkung liegt auf jeden Fall in der Aufhängerichtung des Drahtes. In Richtung Speisepunkt ist die Richtkeule geringer ausgeprägt als zum fernen Aufhängepunkt der Antenne hin. Bild 2 zeigt einige Aufhängeformen der ZS6U-Minishack-Spezial und Bild 3 zwei erforderliche L-Netzwerke.

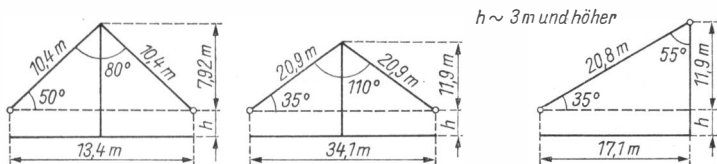


Bild 2 Aufhängeformen der ZS6U-Minishack-Spezial

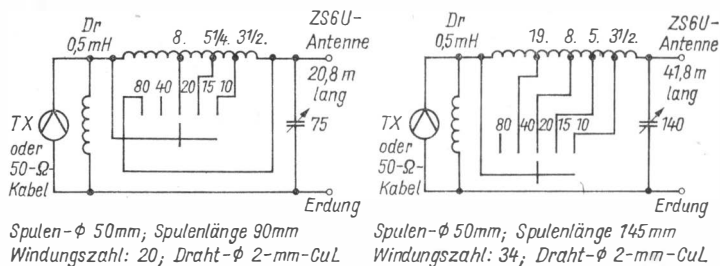


Bild 3 2L-Netzwerke als Anpaßglied bei ZS6U-Antennenvarianten

Für den Betrieb dieser Antennen ist ein gutes Erdsystem erforderlich. Die $2\lambda-10$ -m-Variante ist für 80 m $\lambda/4$ lang. In diesem Fall addiert sich jede Länge der Erdleitung zur Länge des Antennensystems, so daß es bei der Abstimmung der Antenne Schwierigkeiten gibt. Hier gibt es 3 Möglichkeiten der Abhilfe.

- Ist die Erdleitung länger als 5 m, so schaltet man am Speisepunkt zum Antennendraht einen 300-pF-Drehkondensator in Serie und verkürzt damit elektrisch. Dieser Kondensator muß dann beim Betrieb auf den höheren Bändern überbrückt werden.
- Man verwendet eine Länge von $\lambda/2$ -Draht für 80 m und leitet diesen zum Erdpunkt genügend weit weg vom L-Netzwerk. Auf diese Weise kann man durch Längeveränderung der Erdleitung die Antenne auf 80 m in Resonanz bringen.
- Auch die Verwendung einer $\lambda/4$ -Drahtlänge als sogenanntes Gegengewicht im Shack kann empfohlen werden. Dieses darf selbst nicht geerdet werden, man kann es an der Fußbodenleiste um das Shack herumführen oder einfach zum Fenster heraushängen.

Die Antenne ist im Speisepunkt «heiß». Eine Fensterdurchführung muß daher hochfrequenzmäßig gut isoliert sein. Für das Anpaßgerät (L-Netzwerk) wird ein Plastgehäuse empfohlen. In jedem Fall muß die Spule von einer metallischen Wand mindestens einen Durchmesser entfernt sein.

Portable-Groundplane für 20, 15 und 10 m

Steckmasten, wie sie in der kommerziellen Technik verwendet werden, ergeben eine exzellente Groundplane, wenn man Stecklängen von 2,51, 3,35, 5,03 bzw. 10,06 m realisiert, den Mastfuß isoliert aufstellen kann und einige Radials (mindestens 4) entsprechender Länge beschafft. Damit wäre der Feldtag auf einem Berg gesichert, und gute DX-Verbindungen auf Kurzwelle sind jederzeit praktisch durchführbar. Einen Steckmast für 10 ... 20m

kann man sich aber auch selbst bauen, wie es *W4DWK/W1CQS* in [3] zeigt.

Dazu benutzt man Aluminiumrohr von 16 mm Außendurchmesser folgender Längen: $1 \times 1,829$, $2 \times 1,524$, $1 \times 0,681$ und $1 \times 0,152$ m. Dann biegt man sich 4 geschlitzte Rundrohre 15 cm lang, die in diese Stablängen hineinpassen, und befestigt diese in den 4 kurzen Längen einseitig, so daß etwa 7,5 cm herausstehen. Danach baut man sich eine Al-Bodenplatte mit einer angewinkelten Seite zur Aufnahme einer Koaxbuchse, mit einer Bohrung zur Aufnahme eines Glaskugelisolators (bekannt unter Glasmurmel) oder einem Polyäthylen-Sektkorken (der Phantasie sind keine Grenzen gesetzt) und 4 Verschraubungen für mindestens 4 Radials einer Länge von $\lambda/3,9$ für 20 m (starke Cu-Litze isoliert, die auf dem Boden ausgelegt wird). Am Ende des längsten Rohrstücks (= untere Rohrlänge der Steckantenne) ist noch ein Metallring zur Aufnahme von 3 Abspannseilen (Dederonseil, Spannvorrichtung, Zeltheringe aus Campingbedarf) in 3 Bohrungen befestigt. Beachtet man noch die Hinweise in Bild 4 zum Aufbau, so ist bald eine Portable-Groundplane für 20 ... 10 m realisiert.

Am Speisepunkt, Litze zwischen Strahler und Mittenleiter der Koaxbuchse, ist die Antenne niederohmig. Da bei Feldtagen die Speiseleitungs-

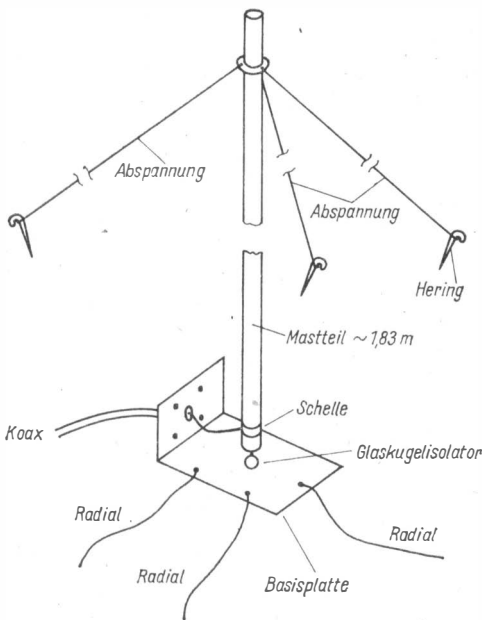


Bild 4
Portable-Ground-
plane für 10 ... 20 m.
Variante nach
W4DWK/W1CQS

längen (50- Ω -Kabel) relativ kurz sind, kann ein L-Netzwerkanpaßgerät direkt neben der Station angeordnet werden. Bei Bandwechsel steckt man auf die Grundlänge von 1,829 m die entsprechenden Stäbe auf (10 m = $1 \times 0,686$ m, 15 m = $1 \times 1,524$ m, 20 m = $2 \times 1,524$ m und $1 \times 0,152$ m). An den Stoßstellen wären sogenannte Fittingverschraubungen erforderlich. Diese verbessern den elektrischen Übergang und halten die Antenne aufrecht. Der Amateur findet sicher noch weitere Wege zur Sicherung der Stoßstellen gegen unbeabsichtigte Trennung. Ein selbstgefertigter Schlauchsack geeigneter Länge kann die gesamte Antenne aufnehmen. Die Bodenplatte 20 cm \times 20 cm aus 4 mm starkem Aluminium wird getrennt transportiert. Nun kann auch ein Kurzwellen-Team mit zum UKW-Feldtag fahren.

Universal-Antennenanpaßgerät für alle Kurzwellenbänder

Jedes Antennensystem ist untrennbar mit Sender, Empfänger oder Transceiver über ein Anpaßgerät verbunden; denn es gibt keine Antenne bzw. Allbandantenne, die am Eingang der Speiseleitung keine Impedanzen aufweist. Diese muß korrigiert werden, um eine optimale Leistungsübertragung zwischen Sender oder Empfänger und Antenne zu ermöglichen.

F5FC/DJØ OT beschreibt in [4] ein universell einsetzbares Anpaßgerät mit unsymmetrischem Ein- und Ausgang, bestehend aus 2 Drehkondensatoren (200 pF mit großem Plattenabstand), einer Induktivität von 25 μ H mit 10 Abgriffen oder einer variablen Induktivität gleicher Größe (sogenannte Rollinduktivität) sowie einer Anzahl von Telefonbuchsen und Kurzschlußbügeln. In einer Matrix mit 8 Spalten (Buchstaben) und 3 Zeilen (Ziffern) mit 18 belegten Knotenpunkten A1 bis A3, B2, C2, D1 bis D3, E1 bis E3, F1 bis F3, G1 bis G3, H2 sind gemäß Bild 5 zwischen A2 und E2 der eine Kondensator und zwischen F2 und G2 der zweite Kondensator sowie zwischen D2 und E2 die Rollinduktivität angeschlossen. Zeile 1 ist mit dem Ausgang und Zeile 3 mit dem Eingang des Geräts verbunden. H2 liegt an der Erdleitung zusammen mit den Buchsen B2 und C2. Mit maximal 5 Kurz-

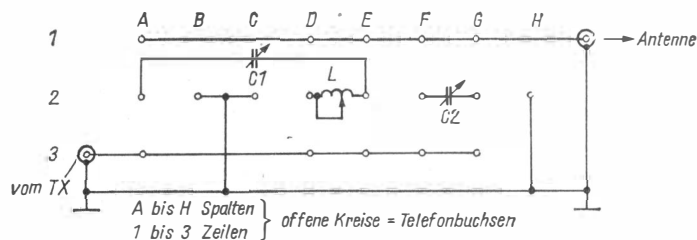


Bild 5 Universalanpaßgerät mit unsymmetrischem Ein- und Ausgang, nach F5FC/DJØ OT

schlußbügel, den 2 Drehkondensatoren und der Rollinduktivität können 6 Grund-L-Netzwerke, je 3 π - und T-Netzwerke, 9 L-Netzwerkvariationen und 6 einfache Seriennetzwerke realisiert werden. In der Tabelle findet der Leser Angaben zur Schaltungs-Konfiguration, zur Lage der Kurzschlußbügel und zum Einsatzbereich der Netzwerke.

Als Frontplatte des Anpaßgeräts sollte eine Pertinaxplatte o. ä. verwendet werden. Man kann dann Ganzmetalltelefonbuchsen einsetzen. Die Induktivität soll mindestens einen Spulendurchmesser von jeder Metallwand entfernt sein. Die Drehkondensatoren sind einschließlich der Drehachse hochfrequenzisoliert zu montieren. Mit einem Balun am Ausgang kann man gegebenenfalls auch Zweidrahtspeiseleitungen geringfügig nachstimmen.

Tabelle Netzwerke

a) Grund-L-Netzwerke

Konfiguration	Kurzschlußbügel zwischen Einsatz
	A2B2, D1D2, E2E3 $R < 50\Omega \quad X < 0$
	A2B2, D2D3, E1E2 $R > 50\Omega \quad X > 25\Omega$
	A2A3, C2D2, E1E2 $R > 50\Omega \quad X < 25\Omega$
	A1A2, C2D2, E2E3 $R < 50\Omega \quad X > 0$
	A2B2, E1E2, F2F3, G1G2 $R < 50\Omega \quad X > 25\Omega$
	A2B2, E2E3, F2F3, G1G2 $R < 50\Omega \quad X > 25\Omega$

Achtung! Baluns sollten möglichst nur mit rein ohmschen Impedanzen belastet werden. Bei großer Fehlanpassung treten große Verluste auf! Die Kurzschlußbügel sind gegen Berührung zu isolieren! Sie sollten nur gesteckt werden, wenn die Sendeanlage nicht getastet ist. Eine HF-Drossel an der antennen-seitigen Buchse gegen Erdleitung kann als Überspannungsschutz wirken.


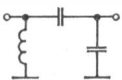
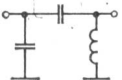
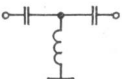
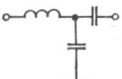
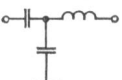
Langdrahtantennen für 2 m, 70 cm und Fernsehband IV

Langdrahtantennen waren früher auf Kurzwellen allgemein üblich. Sie werden aber auf den höheren Bändern sehr zu Unrecht vernachlässigt. So sah sich *K3WBH* [5] veranlaßt, 2 Langdrähte für den VHF/UHF-Bereich vor-

b) L-Netzwerk-Variationen



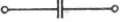



Konfiguration	Kurzschlußbügel zwischen
	A1A2, D1D2, E2E3, F2F3, G2H2
	A1A2, D2D3, F2F3, G2H2
	A1A2, D1D2, E2E3, F1F2, G2H2
	A1A2, D2D3, F1F2, G2H2
	A2B2, C2D2, E1E2, F2F3, G1G2
	A2B2, C2D2, E2E3, F2F3, G1G2
	A2B2, D2D3, F2F3, G1G2
	A2B2, D1D2, F2F3, G1G2

c) π - und T-Netzwerke

Konfiguration	Kurzschlußbügel zwischen
	A2B2, D1D2, E2E3, F1F2, G2H2
	A1A2, C2D2, E2E3, F1F2, G2H2
	A2A3, C2D2, E1E2, F2F3, G2H2
	A2A3, C2D2, E2F2, G1G2
	A2B2, D2D3, E2F2, G1G2
	A2BD12, D2, E2F2, G2G3

zustellen. Er schreibt dazu: «Es ist keine Super-Gain-Antenne, aber Sie werden überrascht sein, was Sie damit bei Bandöffnungen alles hören und arbeiten können.» Bild 6 zeigt eine Darstellung der Antenne bei den Auslegungsfrequenzen 144 MHz, 430 MHz und Fernsehband IV (zusätzlich nach *Y220H*). Für den Aufbau eignet sich gut thermoplastumhüllter Kupferdraht (etwa 2 mm Durchmesser). Die Antenne wird mit einer 300- Ω -Zweidrahtleitung gespeist und diese senderseitig über einen Balun angepaßt. Alle 3 Antennenlängen entsprechen einem $7\text{-}\lambda$ -Strahler, dessen 4 Hauptkeulen etwa 19° gegen die Drahrichtung geneigt (Strahlungskonus) sind. Die Aufzzipfelung der Strahlungsrichtung ist ausreichend, so daß die Antenne außerhalb der Hauptrichtungen als «Quasirundstrahler» arbeitet, etwa in der Leistung einem $\lambda/2$ -Dipol entsprechend. Die Hauptkeulen bringen einen Gewinn von 5 ... 6 dB, etwa wie eine 4-Element-Yagi. Diese Antenne sollte hoch und frei aufgehängt werden. Es wird empfohlen, die Antenne in Richtung der Strahlung (entsprechend dem Keulenwinkel gegen die Drahtachse) zu neigen; denn nur dann stimmen Strahlungsrichtung mit Aufhängerichtung überein. Die Polarisation des Signals ist horizontal. Es ist zweckmäßig, die Antenne in Resonanz zu bringen. Man legt den Strahler dazu etwas länger aus und kürzt bis auf minimales Stehwellenverhältnis.

d) Einfache Seriennetzwerke

Konfiguration	Kurzschlußbügel zwischen
Eingang  Ausgang	A1A2, D2D3
	A2A3, D2D3, E1E2
	F2F3, G1G2
	A2A3, E2F2, G1G2
	A2A3, E1E2, F2F3, G1G2
	D2D3, E1E2

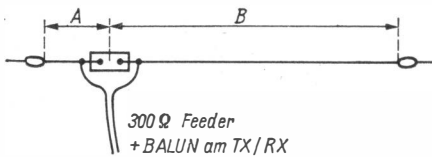


Bild 6 Langdrahtantenne für 2 m, 70 cm und Fernsehband IV nach K3WBH

Auslegungsfrequenz in MHz	A in m	B in m	Länge in λ
144	0,52	14,00	7
430	0,174	4,69	7
480	0,156	4,20	7
480	0,156	7,32	12

Empfohlene Drahtstärke: größer 2 mm, Cu oder Al mit thermoplastischer Isolation

Rhombusantenne für 70 cm und Fernsehband IV

Eine weitere beliebte Antenne vom Typ Langdraht ist die Rhombusantenne. Wegen ihrer hervorragenden Breitbandigkeit sind ihre Abmessungen unkritisch. Eine Version für 70 cm, die auch noch für das TV-Band IV geeignet ist, beschreibt *N3AWW* nach [6]. In Bild 7 sind die Abmessungen angegeben. Man sieht, daß diese sich in erträglichen Grenzen halten, wenn man bedenkt, daß dem ein Antennengewinn von 8 ... 10 dB gegenübersteht. Der Abschlußwiderstand beträgt 300Ω und soll möglichst induktions- und kapazitätsarm sein (Metall- oder Kohleschichtwiderstand). Dieser Widerstand muß bei Sendebetrieb 50% der Leistung aufnehmen. Die Antenne wird mit einem 300Ω -Flachbandkabel gespeist. Die Drahtantenne ist auf einem konservierten Tragegestell aus Holz aufgebaut. Die Rhombusantenne ist in Richtung des Abschlußwiderstands in horizontaler und vertikaler Richtung scharf bündelnd. Sie hat kaum Nebenzipfel und weist ein sehr gutes Vorwärts/Rückwärts-Verhältnis auf.

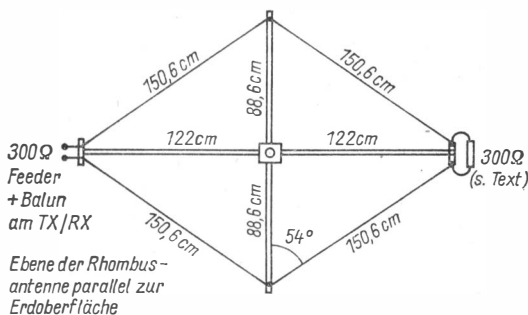


Bild 7 Rhombusantenne für 70 cm und Fernsehband IV nach *N3AWW*

Ausgedehnte Doppel-Zepp mit Endspeisung für 2-m-Band

Auf Kurzwelle kennt man zahlreiche Varianten der Zeppelin-Antennen. Für den UKW-Funkamateurl fand jedoch dieser Antennentyp erst sehr spät Eingang in die Praxis. In [7] stellt *WBØJQH* eine Doppel-Zepp vor, die sich immer größerer Beliebtheit erfreut. Es handelt sich um einen Vertikalstrahler mit einer Gesamthöhe von etwa 3,15 m. Die ausgedehnte Doppel-Zepp besteht allgemein aus 2 etwa $5/8\lambda$ -Elementen, die Stromknoten liegen bei Mittenspeisung gleichphasig in der Speiseleitung (Bild 8). Die endspeiste Version mit Anpassung auf die Speiseleitung über eine einseitig kurzgeschlossene $\lambda/4$ -Leitung (sogenannte J-Speisung entsprechend Bild 9) hat gegenüber der Mittenspeisung zahlreiche Vorteile, wie direkte Erdung der Antenne am Kurzschlußbügel und Entfernung der Speiseleitung aus dem

Strahlungsfeld der Antenne. Der rundstrahlende Vertikalstab hat gegenüber dem normalen vertikalen $\lambda/2$ -Dipol einen Gewinn von etwa 3 dB und etwa 4,5 dB gegenüber der Groundplane. Als Richtantenne, etwa $0,2 \lambda$ vor einem Stahlgittermast montiert, ergibt sich eine weitere Gewinnverbesserung in Strahlrichtung. Die konstruktive Realisierung dieser Antenne ist in Bild 10 enthalten [7].

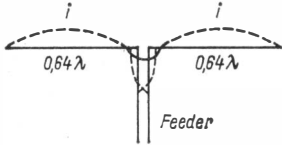


Bild 8
Stromverteilung auf einer ausgedehnten Doppel-Zeppelin-Antenne mit Mittel-speisung

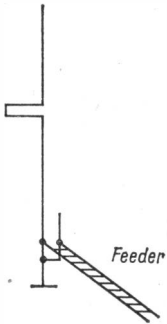


Bild 9
Ausgedehnte Doppel-Zeppelin-Antenne mit Endspeisung in Prinzipdarstellung (J-Speisung)

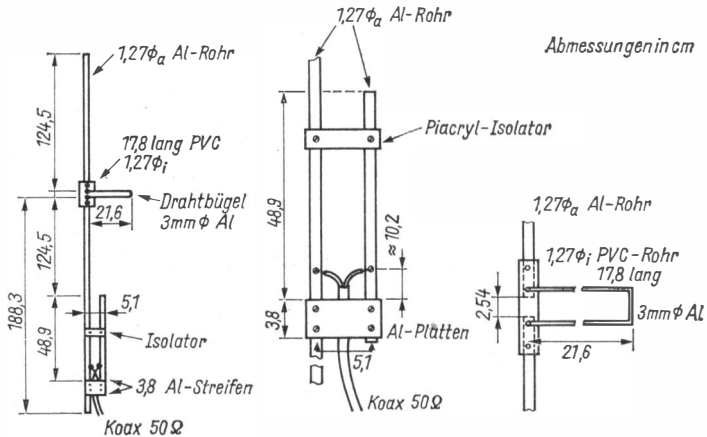


Bild 10 Ausgedehnte Doppel-Zeppelin-Antenne für 2 m nach WBØJQH

Warum nicht einen «Blitzableiter» aufs Dach setzen? Der Abgriff für das 50- Ω -Speisekabel am $\lambda/4$ -Transformator ist auf optimales Stehwellenverhältnis am Senderausgang abzugleichen. Der angegebene Wert ist nur ein Richtwert für den Beginn eigener Abgleicharbeit.

Literatur

- [1] L.B.Owen, WB6HNQ, The Vertical-V-Antenna. QST, 65 (1981) Heft 5, Seite 24 bis 25
- [2] C.Dickman, ZS6U, The ZS6U Minishack Special. QST, 65 (1981) Heft 4, Seite 32 bis 34
- [3] E.W.Ljôngquist, W4DWK/W1CQS, The Shooter – A 3-Band Portable Antenna. QST, 64 (1980) Heft 9, Seite 23 bis 25
- [4] C.L.Frantz, F5FC/DJØOT, A New, More Versatil Transmatch. QST/66 (1982) Heft 7, Seite 31 bis 33
- [5] T.E.White, K3WBH, Eine Langdraht für 2 m und 70 cm. Nach OM, 49 (1981) Heft 3, Seite 18
- [6] ..., N3AWE, Eine Rhombic-Antenne auf 432 MHz. Nach OM, 49 (1981) Heft 9, Seite 21
- [7] J.McDonald, WBØJQH, An End-Fed Extended Double Zepp For 2 Meters. QST, 66 (1982) Heft 6, Seite 34 bis 35



Konverter für 160-m-Band

Nach den Festlegungen der *WARC-79* wird die Tätigkeit der Funkamateure auf dem 160-m-Band (1750 ... 1950 kHz) stark zunehmen. Daher lohnt es sich, den vorhandenen KW-Empfänger durch einen entsprechenden Konverter zu erweitern. Die von *SP9ADU* vorgestellte Schaltung besteht aus einer FET-Mischstufe und einer Festfrequenz-Oszillatorstufe. Das Eingangssignal (1750 ... 1950 kHz) wird dabei in das 80-m-Band (3550 ... 3750 kHz) umgesetzt, für dessen Empfang der Nachsetzempfänger ausgelegt sein muß. Die zur Umsetzung erforderliche Festfrequenz muß in diesem Fall 5,5 MHz betragen.

Bild 1 zeigt den Stromlaufplan des Konverters zum Empfang des 160-m-Bands. Das Antennensignal gelangt über die Antennenspule *L1* an ein kapazitiv gekoppeltes Bandfilter, das im wesentlichen die Trennschärfe bestimmt. An der Gateelektrode von *VT1* erfolgt die Mischung mit der Oszillatorfestfrequenz, die über den Kondensator 6 pF angekoppelt wird. Der

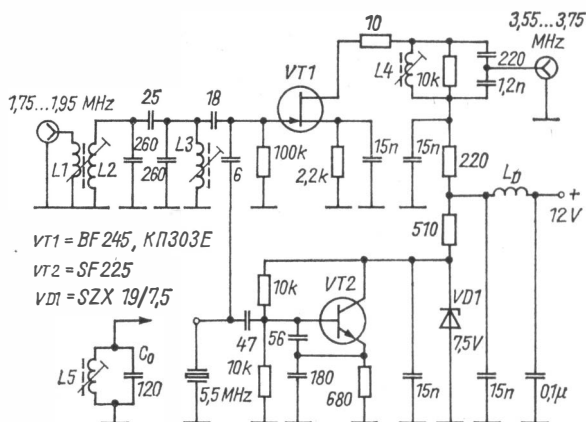


Bild 1 Stromlaufplan des Konverters für das 160-m-Band, das auf das 80-m-Band umgesetzt wird [1]

Auskoppelkreis für das 80-m-Band liegt an der Drainelektrode. Um das 200 kHz breite Frequenzband etwa gleichmäßig zu übertragen, wird dieser Schwingkreis mit dem Widerstand $10\text{ k}\Omega$ bedämpft. Für die Auskopplung des 80-m-Signals ist ein kapazitiver Spannungsteiler vorgesehen.

Mit dem Transistor VT2 wird die Oszillatorfrequenz erzeugt. Die verwendete *Seiler*-Schaltung mit dem kapazitiven Spannungsteiler zur Rückkopplung zwischen Basis- und Emittierelektrode erlaubt die Anwendung eines Schwingquarzes EQ oder eines LC-Schwingkreises ($L5/C_0$). Die Betriebsspannung des Oszillators ist mittels der Z-Diode VD1 stabilisiert. Die Betriebsspannung von 12 V für den Konverter wird über ein LC-Siebglied zugeführt. Die Stromaufnahme ist etwa 12 mA. Die Antenne wie auch der Nachsetzempfänger werden über Koaxialkabel angeschlossen.

Für die Spulen ergeben sich folgende Anhaltswerte für die Induktivität:

$$L_2 - 28\ \mu\text{H} \quad L_3 - 28\ \mu\text{H}$$

$$L_4 - 9\ \mu\text{H} \quad L_5 - 7\ \mu\text{H}$$

Verwendet man für L_2 bis L_4 kleine Schalenkerne mit einem A_L -Wert von 25 nH/w^2 , so ergeben sich etwa folgende Windungszahlen:

$$L_1 = 2\text{ Wdg.}, 0,3\text{-mm-CuL, auf } L_2\text{ gewickelt}$$

$$L_2 = L_3 = 32\text{ Wdg.}, 0,2\text{-mm-CuL}$$

$$L_4 = 18\text{ Wdg.}, 0,2\text{-mm-CuL}$$

L_5 kann aus einem Fernsehfilterkreis mit 7-mm-Spulenkörper bestehen, aufgebracht werden etwa 30 Wdg., 0,2-mm-CuL. Die Drosselspule L_D hat auf einem Ferritstift 4 mm Durchmesser, 14 mm lang, etwa 23 Wdg., 0,2-mm-CuL.

2-m-Direktmischempfänger

Über das Direktmischprinzip wurde im *Elektronischen Jahrbuch* schon mehrfach berichtet, auch über die 2-Dioden-Schaltung von *W.T.Poljakow* (*RA3AA*). Diese hat ja den Vorteil, daß die Oszillatorfrequenz nur der halben Eingangsfrequenz entsprechen muß. Bild 2 zeigt den Stromlaufplan eines Direktmischempfängers für das 2-m-Band, entwickelt von *W.T.Poljakow*. Die FET VT1/VT2 bilden eine Kaskodenstufe für die Eingangsfrequenz (144 ... 146 MHz). Dazu werden der Einzelkreis ($L1/C1$) und das Bandfilter ($L2/C2 - L3/C3$) auf 145 MHz abgeglichen. Die antiparallelschalteten Dioden VD1/VD2 bilden die Mischstufe des Empfangsteils. Mit dem FET VT3 wird die Oszillatorfrequenz 72 ... 73 MHz erzeugt. Die Abstimmung erfolgt elektronisch mit der Kapazitätsdiode VD4 und dem Potentiometer $22\text{ k}\Omega$. Die erste NF-Stufe VT4 ist gleichfalls mit einem FET bestückt, vor dessen Gateelektrode ein RC-Filterkreis liegt. Es empfiehlt sich, dieser Stufe ein aktives NF-Filter für den Sprachfrequenzbereich folgen zu lassen. Die Betriebsspannung wird mit der Z-Diode VD3 stabilisiert (8 bis 10 V). Als Bauelemente eignen sich:

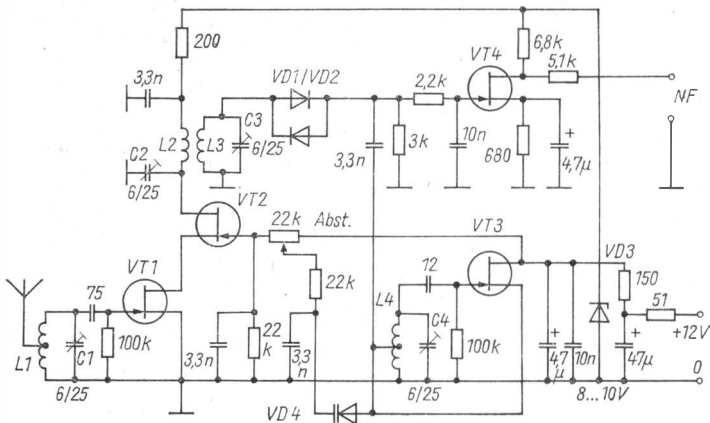


Bild 2 Direktmischempfänger für das 2-m-Band [2]

- | | |
|------------------------|-------------------------------|
| VT1 – KP 303 I | VT3 – KP 303 I |
| VT2 – KP 303 I | VT4 – KP 303 A |
| VD1 – KD 514 A, SAY 17 | VD3 – SZX 19/8,2, SZX 19/9,1 |
| VD2 – KD 514 A, SAY 17 | VD4 – D 910 D, KA 201, KB 105 |

Die Spulen werden auf 5-mm-Körper mit Draht 0,7-mm-CuAg gewickelt:

- L1 = 5 Wdg., Anzapfung nach der ersten Wdg.
 L2 = L3 = 4 Wdg.; L4 = 6 Wdg.; Anzapfung nach 1,5 Wdg.

2-m-Konverter

Der im Bild vorgestellte Konverter setzt das 2-m-Band (144 ... 146 MHz) in das 10-m-Band um (28 ... 30 MHz). Dazu ist eine Quarzfrequenz von 38,667 MHz erforderlich, die mit dem Oszillatortransistor VT3 verdreifacht wird ($L4 - 4,7 \text{ pF}$). Mit der Spule L5 wird das sichere Anschwingen des Oszillators eingestellt, außerdem kann noch geringfügig die Quarzfrequenz beeinflusst werden. Mit dem Dualgate-MOSFET VT1 ist die Eingangsstufe bestückt, der FET VT2 ist die Mischstufe. Die Dioden VD1/VD2 schützen das Eingangsgate vor induzierten höheren Spannungen.

Ein besonderes Merkmal des von VK2ABP konstruierten Konverters ist die Anordnung der Spulen L2 bis L4 im Mischereingang. Diese 3 Luftspulen stehen axial hintereinander (Abstand jeweils 3 mm). Beim Abgleich kann mit einem Kunststoffstreifen bequem die Kopplung eingestellt werden und der Frequenzabgleich durch Biegen der Spulenwindungen erfolgen. Als Transistoren eignen sich:

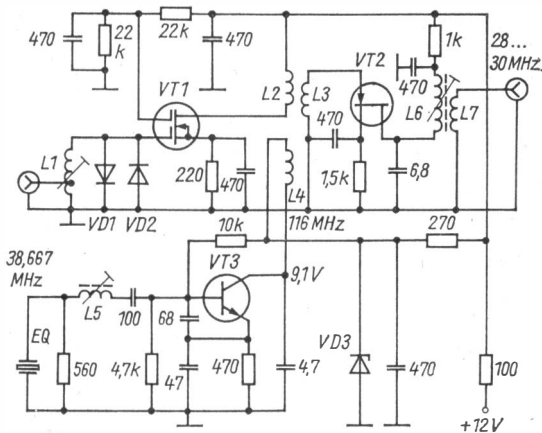


Bild 3 Stromlaufplan für einen 2-m-Konverter [3]

VT1 – BF 900, KP 350 VT2 – BF 245, KP 303E
 VT3 – SF 225 VD1 – SAY 12
 VD2 – SAY 12 VD3 – SZX 19/9,1

Für L1, L5 und L6/L7 verwendet man einen 5-mm-Spulenkörper mit UKW-Abgleichkern. Dabei hat L1 6,5 Wdg., die Anzapfung liegt bei etwa 1,75 Wdg.; L5 = 9,5 Wdg., L6 = 33 Wdg., L7 = 3 Wdg. Die Luftspulen haben 8 mm Durchmesser, der Windungsabstand ist 1 mm; L2 = L3 = 6 Wdg.; L4 = 5 Wdg. Als Draht verwendet man für L1 bis L4 1-mm-CuAg, für die anderen Spulen 0,5-mm-CuL. Die Stromaufnahme der Schaltung ist etwa 10 mA.

Preselektor für KW-Amateurbereiche

Den HF-Eingangsteil eines KW-Amateursuperhets kann man auch mit einer getrennten Drehkoabstimmung versehen, man bezeichnet ihn dann meist als Preselektor. Bild 4 zeigt eine dafür geeignete Schaltung, die auch als getrennter Baustein vor einem älteren KW-Superhet verwendet werden kann. Als VT1 eignet sich der Dualgate-MOSFET 40 673, KP 350 o.ä. Die einzelnen Schwingkreise werden über Schaltdioden VD (1 N 4148, SAY 30/42 o.ä.) angeschaltet, wobei S1 als Wellenschalter wirkt. Die Schwingkreise a ... f sind jeweils in gleicher Weise aufgebaut. Die Spulenkörper haben einen Durchmesser von 4 mm und einen HF-Abgleichkern.

160 m – L1 = 25 Wdg.; L2 = L3 = 150 Wdg.; 0,2-mm-CuL
 80 m – L1 = 12 Wdg.; L2 = L3 = 75 Wdg.; 0,2-mm-CuL

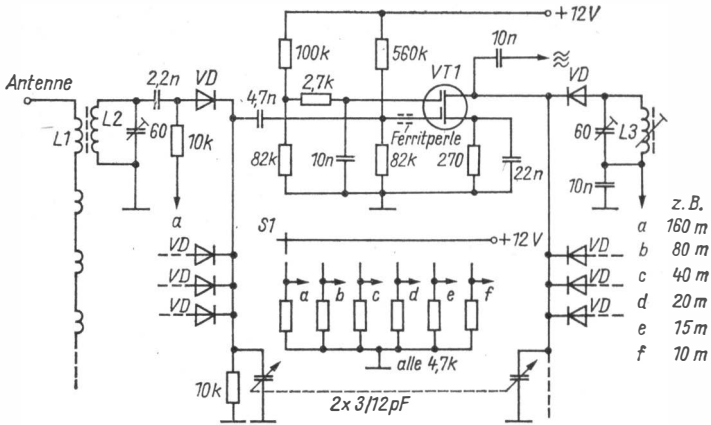


Bild 4 Preselektorschaltung für einen KW-Amateursuperhet [4]

- 40 m - $L1 = 5$ Wdg.; $L2 = L3 = 33$ Wdg.; 0,2-mm-CuL
 20 m - $L1 = 3$ Wdg.; $L2 = L3 = 18$ Wdg.; 0,2-mm-CuL
 15 m - $L1 = 3$ Wdg.; $L2 = L3 = 14$ Wdg.; 0,3-mm-CuL
 10 m - $L1 = 2$ Wdg.; $L2 = L3 = 9$ Wdg.; 0,5-mm-CuL

Mit einem Drehkondensator größerer Kapazität ($2 \times 150 \dots 200$ pF) kann man den Preselektor mit mehreren Bereichen auch durchgehend von 1,5 ... 30 MHz gestalten, so daß damit die Empfangseigenschaft älterer Allwellenempfänger verbessert werden kann.

80-m-Kleinsuper mit Quarzfilter

Bild 5 zeigt den Stromlaufplan des KW-Kleinsupers. Das Antennensignal gelangt an das 3kreisige HF-EingangsfILTER, das für das 80-m-Band ausgelegt ist. Die Basiselektrode des Mischstufentransistors VT1 liegt am kapazitiven Spannungsteiler des Eingangsfilters, ihr wird gleichzeitig das Oszillatorsignal zugeführt. Die Oszillatorstufe VT4 arbeitet mit der Clapp-Schaltung, mit dem Drehkondensator 12 pF stimmt man die Frequenz des Empfängers ab. Im Kollektorkreis des Mischtransistors VT1 liegt das Quarzfilter für eine Frequenz von 7850 kHz ($EQ1 = EQ2 = EQ3$), danach folgt eine aperiodische Verstärkerstufe VT2.

Um diese ZF zu erreichen, muß für den Eingangsfrequenzbereich 3500 bis 3800 kHz der Oszillator im Bereich von 4350 ... 4050 kHz abstimbar sein. Die zweite ZF-Verstärkerstufe VT3 enthält im Kollektorkreis einen auf die ZF abgestimmten Kreis. Danach erfolgt mit der Diode VD1 die Demodu-

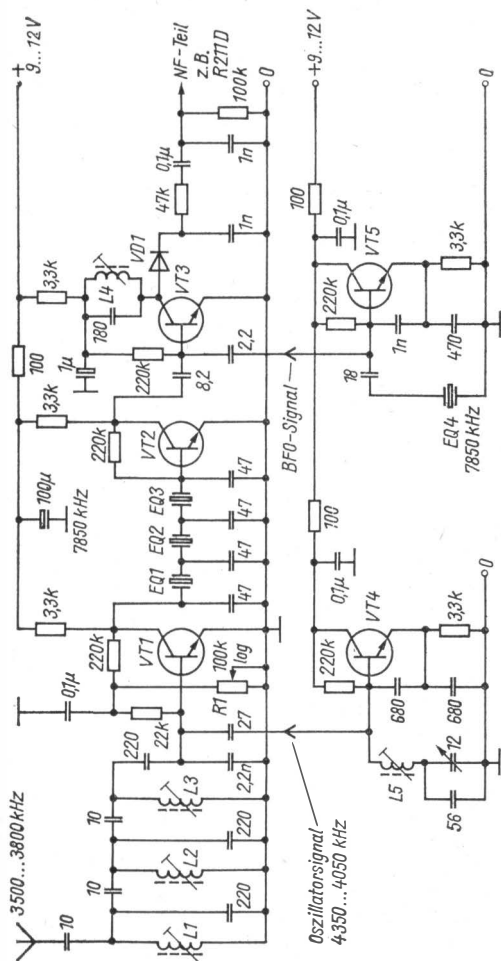


Bild 5 HF- und ZF-Teil des 80-m-Kleinsupers [5]

lation. Über den kleinen Kondensator 2,2 pF erhält die Basis von VT3 die BFO-Frequenz. Diese BFO-Frequenz wird in der Oszillatorstufe VT5 als Quarzfrequenz (EQ4 = 7850 kHz) erzeugt. Damit ist der Empfang von CW- und SSB-Signalen möglich. Als NF-Teil eignet sich eine Schaltung mit dem 1-W-Schaltkreis A 211 D.

Die Lautstärkeregelung erfolgt mit dem Potentiometer R1, mit dem die Verstärkung von VT1 verändert werden kann. Damit vermeidet man auch

eine Übersteuerung des Quarzfilters. Die Spulenkörper 7 mm Durchmesser haben für $L1/L2/L3/L5$ einen HF-Eisen-Abgleichkern 4 mm Durchmesser, 10 mm lang, für $L4$ einen Ferrit-Abgleichkern 3,8 mm Durchmesser, 5 mm lang.

$L1 = L2 = L3 = 26$ Wdg., 0,1-mm-CuL; $L4 = 11$ Wdg., 0,1-mm-CuL;
 $L5 = 42$ Wdg., 0,1-mm-CuL.

Als Halbleiter-Bauelemente eignen sich:

$VT1 = VT2 = VT3 = SF 225, KF 524$; $VT4 = SF 126, KSY 62B$;
 $VT5 = SF 126, KS 500$; $VD1 = GA 100, GA 201$.

Der Oszillator-Abstimmkondensator ist ein Zweifach-UKW-Drehkondensator.

CW-Minitransceiver für 80-m-Band

Der von *SM6DWO* konstruierte Minitransceiver ist mit nur 4 Transistoren bestückt. Bild 6 zeigt den Stromlaufplan. Die Transistoren $VT1$ und $VT2$ bilden den NF-Verstärker des Direktmisch-Empfangsteils. Der Steuersender $VT3$ erzeugt ein Quarzsignal im CW-Teil des 80-m-Bands (3,5 ... 3,6 MHz). Mittels einer Ziehspule $L3$ kann auch VXO-Betrieb erreicht werden. Die PA-Stufe ist mit dem Transistor $VT4$ bestückt. Zum Umschalten von Empfang auf Senden dient der Schalter $S1 a/S1 b$. Die 4 Dioden $VD1/VD4$ und die beiden HF-Übertrager $T1/T2$ bilden den Empfangsmischer.

Bei Empfang gelangt das Antennensignal an den Schwingkreis $L1/390$ pF und über $L2$ an $T2$ des Mischers. Das Oszillatorsignal wird über den Kondensator 47 pF an $T1$ des Mischers geführt. Die aus dem Mischer erhaltene NF-Spannung wird mit $VT1/VT2$ auf Kopfhörerlautstärke verstärkt. Bei Sendebetrieb wird die PA-Stufe getastet, so daß das HF-Signal an die Antenne gelangt.

Als Transistoren eignen sich im NF-Teil der Typ *SC 239*, im HF-Teil der Typ *SF 126*. Für den Mischer kann als Diode der Typ *SAY 17* verwendet werden. $L1$ hat 30 Wdg. mit einer Kollektorzapfung bei 5 Wdg.; $L2$ besteht aus 4 Wdg., die über $L1$ gewickelt sind. Der Spulenkörper hat 8 mm Durchmesser, 20 mm lang, mit HF-Abgleichkern. Die HF-Übertrager bestehen aus Ferritringen mit je 3×10 Wdg. (verdrillt). Der Spulendraht ist 0,3-mm-CuL.

2-m-FM-Sender

Für den Anfänger in der 2-m-Arbeit ist ein einfacher, frequenzmodulierter Sender kleiner Leistung leicht zu realisieren. Bild 7 zeigt dafür einen Stromlaufplan, die abgegebene HF-Leistung ist etwa 1 W. $VT1$ ist die Mikrofonverstärkerstufe, das dynamische Mikrofon hat eine Impedanz von etwa

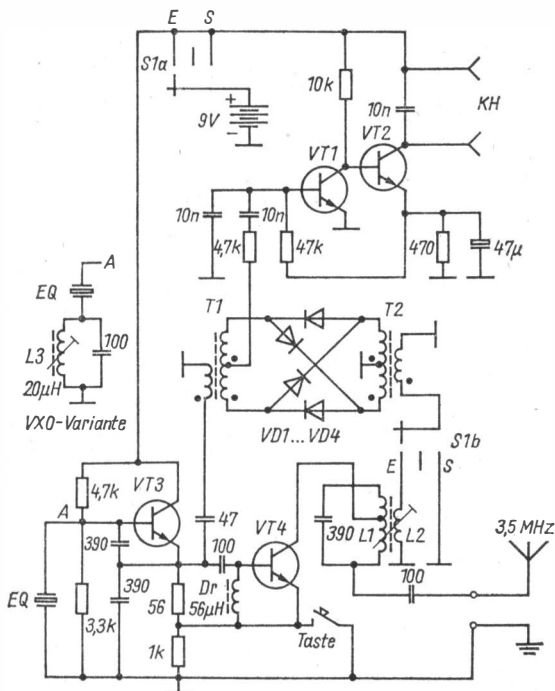


Bild 6 CW-Minitransceiver für das 80-m-Band [6]

1 k Ω . Mit der verstärkten NF-Spannung wird die Kapazitätsdiode VD1 gesteuert, die Bestandteil der Quarzoszillatorschaltung ist. Mit der mittels der Z-Diode VD2 stabilisierten Spannung wird ohne Mikrofon-signal die Kapazitätsdiode auf eine Kapazität von etwa 15 pF eingestellt.

Der Quarz EQ hat eine solche Frequenz, daß damit im Obertonbetrieb 72 MHz im Kollektorkreis von VT2 erreicht werden. VT3 verdoppelt diese Frequenz auf 144 MHz, die Stufen mit VT4/VT5 arbeiten im Geradeausbetrieb auf 144 MHz. Nachfolgend genannte Transistoren sind geeignet:

VT1 – SC 236/SC 239	VT2 – SF 225
VT3 – SF 136	VT4 – KSY 62
VT5 – 2 N 3866, KF 621	VD1 – BA 102, KA 201, KB 105
VD2 – SZX 19/6,8	

Die Spulen haben folgende Werte:

L1 – 12 Wdg., 0,35-mm-CuL;	4 mm Durchmesser
L2 – 8 Wdg., 1,0-mm-CuAg;	6 mm Durchmesser, 16 mm lang

- L3/L4 - 3 Wdg., 1,0-mm-CuAg; 6 mm Durchmesser, 12 mm lang
 L5 - 2 Wdg., 1,0-mm-CuAg; 6 mm Durchmesser, 6 mm lang
 L6 - 3 Wdg., 1,0-mm-CuAg; 8 mm Durchmesser, 16 mm lang
 LD1 - 10 Wdg., 0,25-mm-CuL; Ferritstift 4 mm Durchmesser, 10mm lang
 LD2 - 5 Wdg., 0,35-mm-CuL; Ferritstift wie LD1

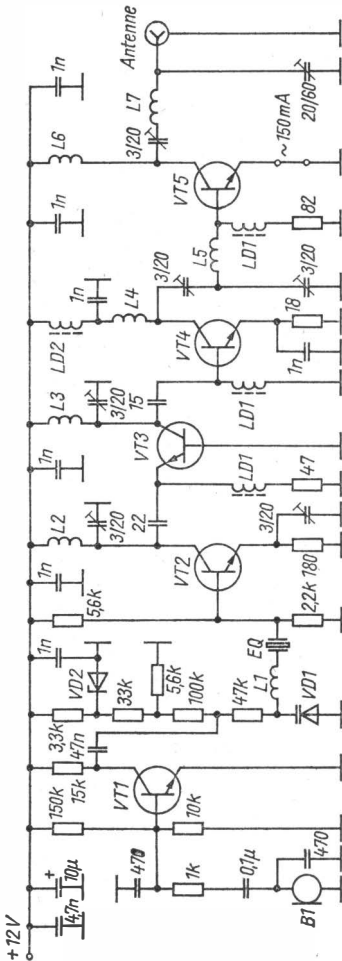


Bild 7 Stromlaufplan des 2-m-FM-Senders [7]

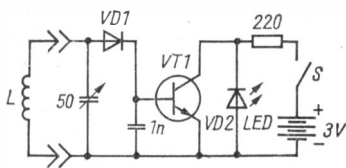


Bild 8
Absorptionsfrequenzmesser mit LED-
Anzeige [8]

Wellenmesser mit LED-Anzeige

Zur Anzeige der aufgenommenen Schwingspannung bei einem Absorptionsfrequenzmesser verwendet man meist ein stromempfindliches Meßwerk. Wie man das oft teure Meßwerk durch eine Leuchtdiode ersetzen kann, zeigt G30GR mit seiner Schaltung in Bild 8. An Stelle des Meßwerks findet man einen Transistor VT1 (z. B. SC 236/SC 238), eine Leuchtdiode VD2 (z. B. VQA 13), einen Vorwiderstand und eine Batterie.

Wird der Schalter S geschlossen, dann leuchtet VD2, so daß man gleich eine Einschaltkontrolle hat. Da an der Basis von VT1 keine Spannung anliegt, leitet der Transistor nicht. Wird nun mit dem Resonanzkreis eine HF-Spannung aufgenommen, dann entsteht an der Basis durch Gleichrichtung mit der Diode VD1 (z. B. GA 100) eine positive Gleichspannung. Die Folge ist, daß der VT1 in den leitenden Zustand übergeht, so daß die Kollektor-Emitter-Strecke niederohmig wird. Das bedeutet, mehr oder weniger wirkt der Transistor als Shunt für VD2. Die Lichtstärke geht also abhängig von der an der Basis entstehenden Gleichspannung zurück. Da bei Resonanz die maximale Spannung aufgenommen wird, stellt man den Drehko auf minimale Lichtstärke ein.

Die Spulen werden als wechselbare Steckspulen ausgeführt. Der Spulenkörper hat einen Durchmesser von etwa 10 mm und ist etwa 40 ... 50 mm lang. Als Spulendraht wird 0,3-mm-CuL verwendet.

1,5 ...	3,0 MHz - 250 Wdg.
2,6 ...	5,0 MHz - 90 Wdg.
5,0 ...	15,0 MHz - 65 Wdg.
13,0 ...	34,0 MHz - 22 Wdg.
28,0 ...	80,0 MHz - 6 Wdg.
60,0 ...	190,0 MHz - 1,5 Wdg.

Die gesamte Schaltung findet in einem kleinen Kasten Platz. Für den Drehkondensator ist eine Kreisskala vorzusehen, die in Frequenzen geeicht wird.

Literatur

- [1] A. Pelczar, Konverter für das 160-m-Band. radioelektronik, Heft 11/1980, Seite 267 bis 269

- [2] W.T.Poljakow, Direktmischempfänger für den Funkamateuer. Moskau 1981
- [3] P.Hawker, Technische Tips. Radio Communication, Heft 10/1982, Seite 859/860
- [4] J.L.Molema, Preselector für den Eigenbau-KW-Empfänger. Radio Bulletin, Heft 3/1981, Seite 11 bis 15
- [5] C.T., Empfänger für 80 m mit Quarzfilter. Radioamatersky Zpravodaj, Heft 3/1980, Seite 5 bis 13
- [6] P.Hawker, Technische Tips. Radio Communication, Heft 1/1981, Seite 46
- [7] YO3CO, 1-W-Sender für 2 m. Tehnium, Heft 7/1981, Seite 7
- [8] F.G.Rayer, Wellenmesser mit LED-Indikator für 1,5 bis 190 MHz. Radio Communication, Heft 2/1981, Seite 136/137

Wir klären Begriffe

BELASTUNG



Elektronische Taschenrechner haben in den vergangenen Jahren durch ihre Vorzüge eine große Verbreitung gefunden. Für den Elektronikamateur gibt es auch die Möglichkeit, durch Zusatzschaltungen den Anwendungsbereich der Taschenrechner zu erweitern. Fast alle Taschenrechner haben Konstantenrechnung. Das bedeutet, eine einmal eingetastete Rechenoperation kann durch wiederholtes Drücken der Ergebnistaste (« = ») bis zur Überlaufanzeige des Rechners gebracht werden. Wenn man dieses Drücken elektronisch realisiert, dann lassen sich unterschiedliche Auslöseschaltungen ermöglichen. Begrenzt wird die Auslösung durch die eingeschränkte Rechengeschwindigkeit des Taschenrechners. Doch diese ist immer größer als 10 Operationen je Sekunde, geht bei vielen Rechnerarten sogar über 100 Operationen je Sekunde hinaus. Erst wenn beim Taschenrechner in der Anzeige Aussetzerscheinungen auftreten, dann ist die Grenze der Rechengeschwindigkeit erreicht.

Zur Realisierung der Konstantenrechnung mit elektronischer Auslösung (Steuerung) wird eine Ergebnistaste mit der Emitter-Kollektor-Strecke eines Siliziumtransistors entsprechend Bild 1 «überbrückt». Jeder Steuerimpuls an der Basis des Transistors entspricht einem Drücken der Ergebnistaste. Die Dioden VD1 und VD2 leiten eventuell auftretende Fremdspannungen (VD1) bei Defekt von VT1 ab, die den empfindlichen Rechnerschaltkreis gefährden könnten. Sollte die Rechnermasse nicht zu ermitteln sein, muß VD2 weggelassen werden. Unter diesen Umständen sollte man den Taschenrechner jedoch mit Batterien betreiben, da bei Netzgeräten das Auftreten von Netzschleifen nicht ausgeschlossen werden kann.

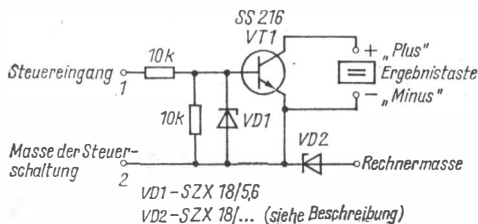


Bild 1
 Steuerschaltung für die elektronische Auslösung der Ergebnistaste

Die Anschlüsse «Plus» und «Minus» an der Ergebnistaste ermittelt man mit einem einfachen Vielfachmesser, dessen Zeigerausschlag die Polarität der Anschlüsse ausweist. Zur Bestimmung der Z-Spannung von VD2 ist die maximal auftretende Spannung zwischen «Minus» der Ergebnistaste und Massepotential des Taschenrechners (den Rechner mit vollen Batterien betreiben!) zu ermitteln und die Z-Spannung mit +3 ... 4 V festzulegen.

Es empfiehlt sich, die 5 Bauelemente direkt im Rechnergehäuse unterzubringen (Unterbindung von Fremdspannungen) und die beiden Anschlüsse 1 und 2 an eine kleine, nachträglich einzubauende Buchse (z. B. für Ohrhörer) zu legen. Damit können problemlos unterschiedliche Auslöseschaltungen angeschlossen werden, ein universeller Einsatz ist möglich. Beim Lötten ist ein vollständig vom Netz getrennter (einschließlich Schutzleiter) LötKolben oder ein über einen Trenntransformator betriebener LötKolben (DELTA-Lötnadel) zu benutzen. Im übrigen sollten die Bestimmungen für den Umgang mit MOS-Schaltungen beachtet werden.

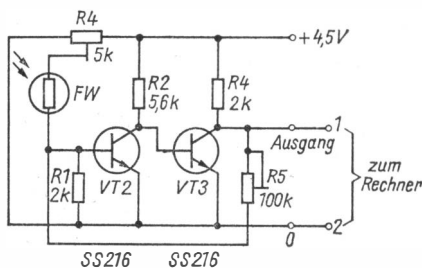


Bild 2
Erweiterung der Steuerung zur zählenden Lichtschranke

Als mögliches Beispiel zeigt Bild 2 die Schaltung einer Lichtschranke, die in Verbindung mit dem Taschenrechner die Anzahl der Unterbrechungen des Lichtstrahls über den Fotowiderstand zählt. Zu Beginn ist bei bedecktem Fotowiderstand oder abgeklemmtem Rechner (Stecker ziehen) die Operation 0 + 1 einzutasten. Man verwendet eine Lichtschranke mit Stromtrigger, die auch bei langsamen Lichtänderungen schlagartig umschaltet. Damit wird ein Flattern (ähnlich dem Kontaktprellen) vermieden, das zum falschen zählen führt. Mit R4 stellt man die Ansprechempfindlichkeit (nicht zu empfindlich!) und mit R5 die Rückkopplung ein (abhängig von R3 und den Transistordaten). Die Schaltung eignet sich gut in Verbindung mit einem kleinen Elektromotor (PIKO-Bohrmaschine) als Windungszähler beim Wickeln von Transformatoren und Spulen.

Eine weitere Anwendung ist der Einsatz des Taschenrechners als elektronische Stoppuhr. Dazu schaltet man vor die Schaltung entsprechend Bild 1 einen Sekundentaktgeber, in die Zuleitung kommt ein zusätzlicher Schalter. Den Sekundentakt kann man aus einer defekten Quarzarmbanduhr gewinnen bzw. aus einem Quarzwecker oder einer Quarzwohnraumuhr.

Anmerkung des Herausgebers

Bild 3 und Bild 4 zeigen eine Stoppuhr-Auslöseschaltung, bei der als Schalter ein Thyristor verwendet wird. Die Impulserzeugung wird mit einer Multivibratorschaltung vorgenommen. Mit dem Trimmwiderstand stellt man eine Multivibratorfrequenz von 10 Hz ein. Am Taschenrechner ist daher die Operation 0 + 0,1 einzutasten.

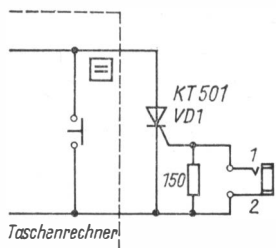


Bild 3
Thyristorsteuerschaltung für die elektronische Auslösung der Ergebnistaste

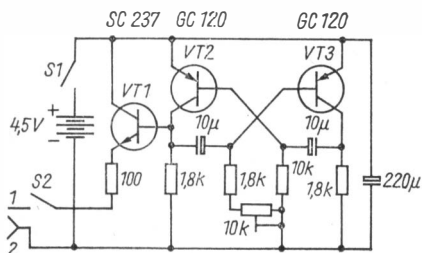


Bild 4
Multivibratorschaltung zur Erzeugung der 10-Hz-Impulse für den Stoppuhrbetrieb des erweiterten Taschenrechners

IS-bestückter Stereodekoder für den *REMA-Tuner 830*

Christian Biehl

Der ältere *REMA-Tuner 830* und noch im Handel vorhandene ähnliche Tuner sowie die Stereogeräte *Andante 830* und *Arietta 730*, die alle auf dem gleichen HF-Grundchassis aufgebaut sind, haben gute HF-Eigenschaften. Die Qualität des Stereoempfangs wird aber auch mit von der Güte des Stereodekoders bestimmt. Mit dem *A 290 D* steht ein integrierter PLL-Stereodekoder zur Verfügung.

Im folgenden wird ein PLL-Dekoder mit einfachem Stereoseitenbandfilter beschrieben, der gegen den serienmäßig eingebauten Stereodekoder *SD 1* ausgetauscht wurde. Die Leiterplatte des IS-Dekoders wurde dabei so ausgelegt, daß sie in den Abmessungen sowie den elektrischen Anschlüssen dem des *SD 1* voll entspricht. Bild 1 zeigt die Gesamtschaltung des Stereodekoders. Sie ist ähnlich der in [1] gezeigten und ausführlich beschriebenen Schaltung, so daß auf eine nähere Beschreibung verzichtet werden kann. Mit dem einzigen Abgleichelement des Dekoders, dem Dickschichtestellregler P1, wird bei fehlendem Eingangssignal der freilaufende VCO so abgeglichen, daß sich am Punkt MP eine Frequenz von genau 19 kHz einstellt. Ist kein Frequenzmesser vorhanden, so wird bei eingestelltem Stereo-Programm P1 so lange verstellt, bis die Stereoanzeigelampe sicher aufleuchtet. Da man mit der Stereotaste des *Tuners 830* die Stereo-Mono-Umschaltung vornimmt, wurde auf eine Zwangsumschaltung an der IS verzichtet. Die Stromaufnahme des gesamten IS-Dekoders (16 mA bei 15 V) ist knapp dreimal größer als die des *SD 1*. Deshalb ist es notwendig, im Netzteil des *Tuners 830* die Widerstände R801 in 200 Ω und R803 in 390 Ω der jeweils gleichen Nenngröße zu ändern. Um bei anderen Geräten Überlastungen zu vermeiden, muß beim Austausch des Dekoders die höhere Stromaufnahme sowie für die Stereoanzeige der maximale Lampenstrom des *A 290 D* von 75 mA berücksichtigt werden. In Bild 2 und Bild 3 sind das Leiterzugbild und der Bestückungsplan dargestellt. Die Ansicht des eingebauten IS-Dekoders im *Tuner 830* geht aus dem Foto hervor.

Der beschriebene IS-Dekoder funktioniert seit langer Zeit zur vollen Zufriedenheit. Die Stereoempfangsqualität hat sich nach dem Austausch bedeutend verbessert. Auch in andere Geräte eingebaute IS-Dekoder brachten die gleichen guten Ergebnisse. Zusammenfassend kann gesagt werden, daß der IS-Stereodekoder für ältere Stereogeräte eine Qualitätserhöhung bringt.

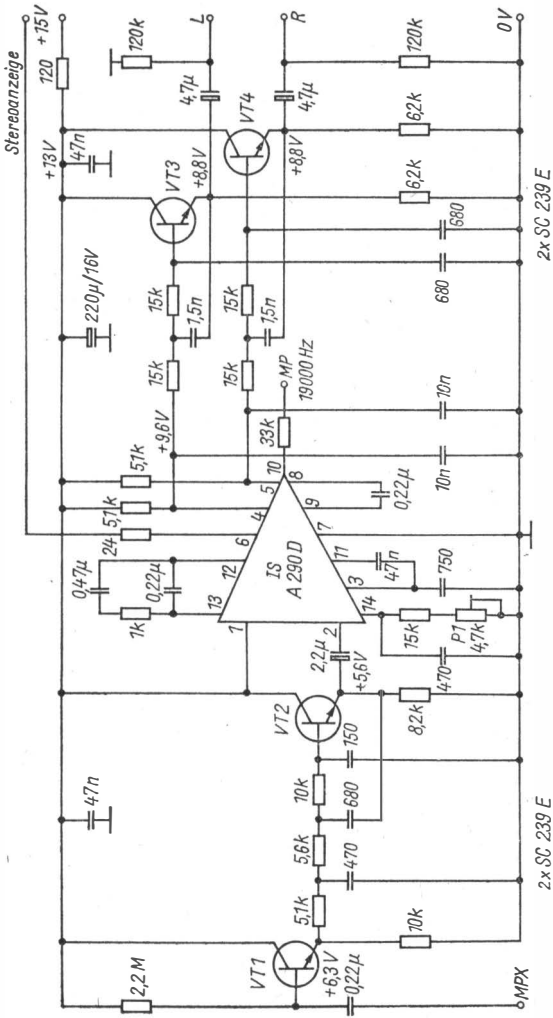


Bild 1 Siromlaufplan des beschriebenen Stereodekodiers

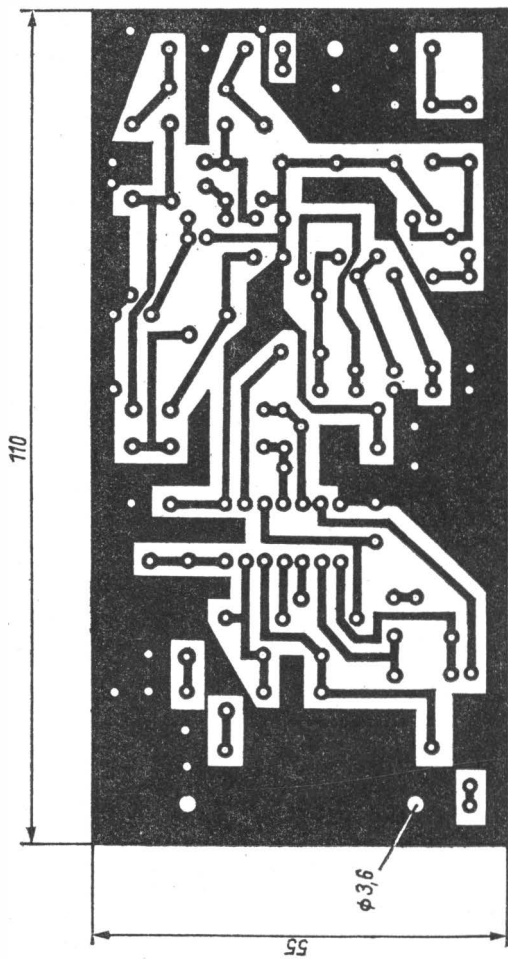


Bild 2 Leiterplatten-Layout für den Stereodecoder

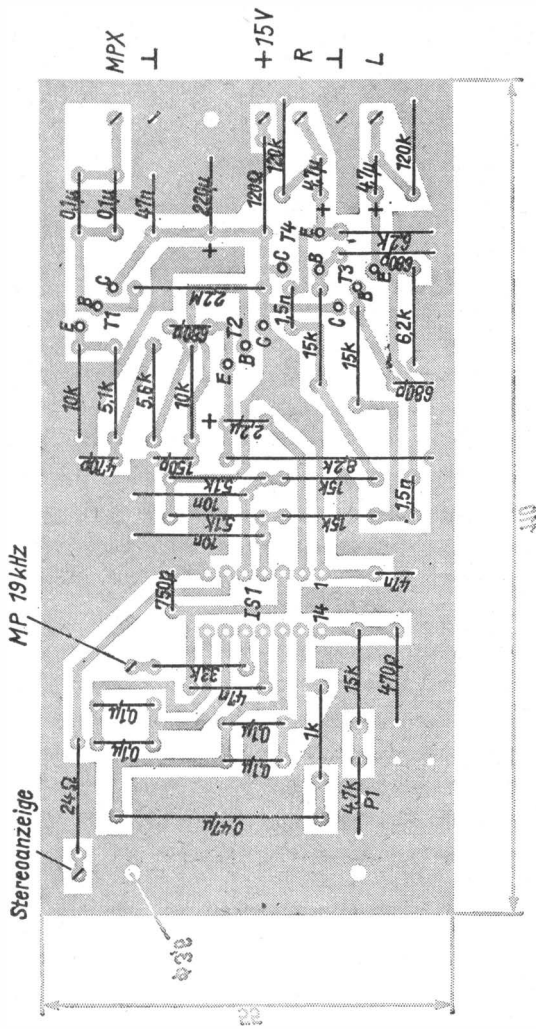


Bild 3 Bestückungsplan für die Leiterplatte Bild 2

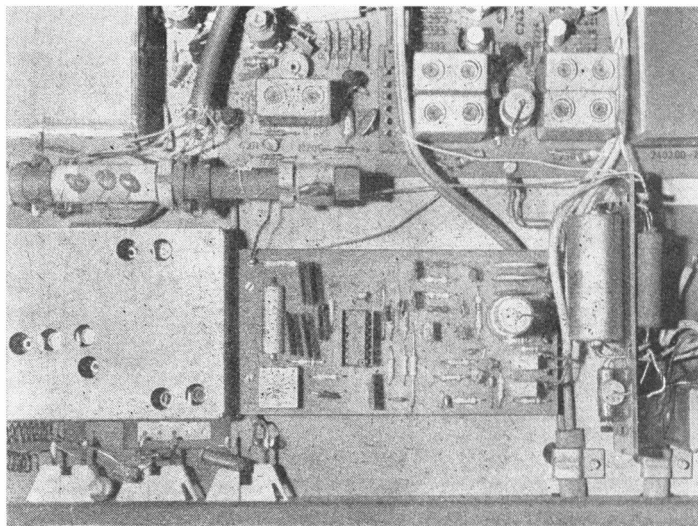


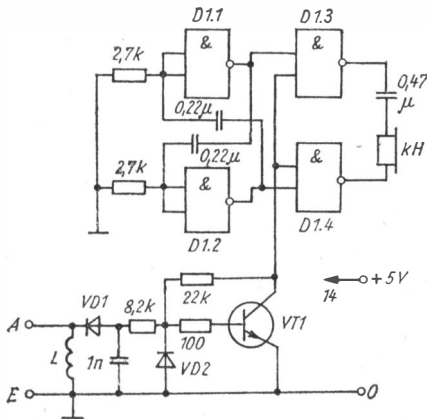
Bild 4 Einbau der Leiterplatte des Stereodekoders beim Tuner 830

Literatur

- [1] H.-J.Kowalski, Integrierter PLL-Stereo-Multiplex-Dekoder *A 290 D* mit aktiven RC-Filtern. *FUNKAMATEUR* 28 (1979) Heft 4, Seite 172

CW-Monitor mit digitalem IS

Beim Telegrafiebetrieb mit einem KW-Amateursender ist es günstig, wenn man die ausgesendeten CW-Signale bequem mithören kann. Das ist mit dem sogenannten CW-Monitor möglich, für den schon mehrfach Schaltungen veröffentlicht wurden. Der unten gezeigte Stromlaufplan zeigt die moderne Version eines CW-Monitors. Mit den ersten beiden Gattern des Schaltkreises $D 100 D$ wird eine Tonfrequenz von etwa 800 Hz in einer Multivibratorschaltung erzeugt. Das Tonfrequenzsignal liegt an den oberen Eingängen der Gatter 3 und 4. Die beiden anderen Eingänge sind mit dem Kollektor des Transistors (VT1 – SC 236) verbunden.



bunden. Die Steuerung des Transistors erfolgt mit einer aperiodischen HF-Schaltung und nachfolgendem Diodendemodulator. Die Antenne besteht aus isoliertem Draht, wobei das freie Ende 2 bis 3 Windungen um das Antennenkabel bildet. Ohne CW-Sendersignal sind die Gatter 3 und 4 gesperrt (L-Signal). Mit CW-Sendersignal liegt an diesen Gattern H-Signal an, so daß im Kopfhörer

entsprechend der CW-Tastung die Tonfrequenzsignale hörbar sind. Für VD1/VD2 eignen sich die Siliziumdioden *SA Y 12*. Die HF-Drossel besteht aus 100 bis 200 Wdg., 0,1-mm-CuL, auf einem Widerstand 10 k Ω /0,5 W.

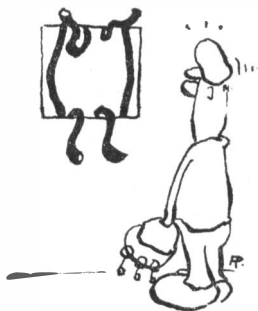
K.H.S.

Literatur

[1] Horák, J., CW-Monitor, Amatérské Radio, Heft A/11-1981, Seite 27

Wir klären Begriffe

GITTERTESTUNG

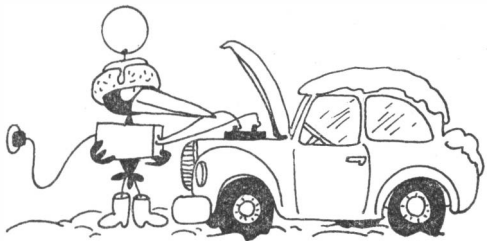


Einfaches Erhaltungs-ladegerät für Kfz-Akkumulatoren

Die Probleme, die mit einem Kfz-Akkumulator mit permanent niedrigem Ladezustand besonders im Winter auftreten, sind allgemein bekannt. Bei längerem Stillstand des Fahrzeugs entlädt sich die Batterie spürbar. Das wird durch die chemischen Prozesse innerhalb der Batterie sowie durch Kriechströme auf ihrer Oberfläche hervorgerufen. In neuester Zeit wurde die Möglichkeit wieder aktuell, die Lebensdauer des Akkumulators durch die sogenannte Erhaltungsladung wesentlich zu erhöhen. Bei der Erhaltungsladung wird die Batterie möglichst bei jedem Stillstand des Fahrzeugs mit einem Ladestrom von $1/1000$ der Amperestundenkapazität versorgt. Bei einem derart geringen Ladestrom ist die Gefahr der Überladung völlig ausgeschlossen. Die Vorteile sind verblüffend:

- Die Lebensdauer des Akkumulators erhöht sich von 2 bis 4 Jahren auf 5 bis 7 Jahre, d.h., eine Nutzungssteigerung von 50% wird erzielt.
- Die Kaltstartfreudigkeit der Batterie erhöht sich wesentlich.
- Die Lade-Entlade-Zyklen der Batterie reduzieren sich durch die Erhaltungsladung, d. h., ein Nachladen mit $1/10$ der Amperestundenkapazität ist selbst im Winter nur noch selten notwendig.
- Ein Ausbau der Batterie wird selbst bei sehr niedrigen Außentemperaturen überflüssig.

In Anbetracht der großen Vorzüge der Erhaltungsladung wurde eine Schaltung entwickelt, die einen konstanten Strom von etwa 60 mA abgibt



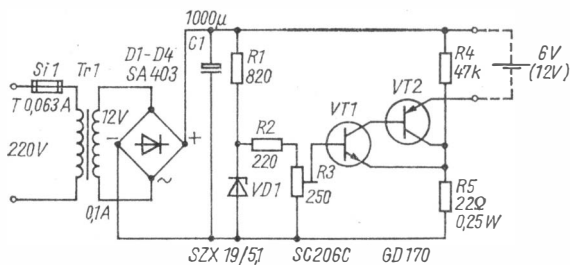


Bild 1 Stromlaufplan des Erhaltungsladegeräts

und sowohl für 12-V- als auch für 6-V-Batterien geeignet ist. Bild 1 zeigt den Stromlaufplan. Tr1 stellt eine Spannung von 12 V bereit. Soll das Gerät ausschließlich für 6-V-Akkumulatoren verwendet werden, ist ein 8-V-Klingeltransformator ebenfalls geeignet. Ein Klingeltransformator bringt noch den Vorteil der Sicherheit gegenüber Schäden in der Schaltung (Brandsicherheit in der Garage). Über C1 liegt eine Spannung von annähernd 17 V, bei Verwendung eines 8-V-Transformators von etwa 11 V. Über VD1 fällt eine konstante Spannung von etwa 5,1 V ab, so daß auch das Basispotential von VT1 nach Einstellen durch R3 konstant ist. Durch den konstanten Basisstrom von VT2 ergibt sich ein gleichbleibender Kollektorstrom von VT2, der dem Ladestrom entspricht. Ist die Batterie stark entladen, hat sie einen geringeren inneren Widerstand, und der Ladestrom würde größer. Das hätte allerdings zur Folge, daß sich der Spannungsabfall über R5 erhöht und damit auch das Emitterpotential von VT1. VT1 und VT2 steuern dann aber weiter zu, so daß der Ladestrom annähernd gleich bleibt. Selbst bei Kurzschluß der Batterieanschlußkabel fließt kein nennenswert höherer Strom als unter normaler Belastung. Eine Beschädigung der Schaltung durch einen Kurzschluß ist also ausgeschlossen.

Für VT2 ist ein Kühlblech von 2 mm Dicke und 50 mm × 50 mm Fläche vorzusehen. Zur Einstellung des Ladestroms schließt man zwischen die Klemmen für die Batterie einen Widerstand von einigen Ohm und mißt mit dem Amperemeter den Strom. Mit R3 muß sich der Ladestrom zwischen 0 und etwa 100 mA variieren lassen. Der Strom wird auf $1/1000$ der Ampere-stundenkapazität der jeweiligen Batterie eingestellt. Als Richtwert genügen 60 mA. Die Schaltung muß in einem stabilen und nichtbrennbaren Gehäuse untergebracht werden, damit der Brandschutz in der Garage gewährleistet wird.

Die Erhaltungsladung sollte grundsätzlich bei jedem Stillstand des Fahrzeugs angewendet werden, um eine maximale Wirkung zu erreichen. Die Schaltung ist seit einem halben Jahr in Betrieb und erfüllt voll die Erwartungen.

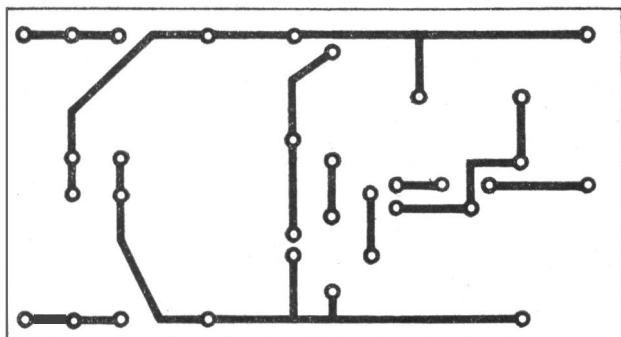


Bild 2 Leitungsführung der Platine für die Schaltung des Erhaltungsladegeräts

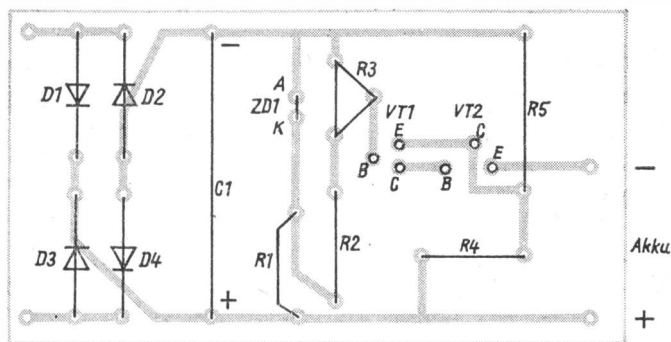


Bild 3 Bestückungsplan der Platine nach Bild 2

Einfacher Funktionsgenerator für Sinus-, Rechteck- und Dreieckschwingungen

Peter Schneider

Zunehmend haben Funktionsgeneratoren, die Sinus-, Rechteck- und Dreieckschwingungen erzeugen können, Einzug in die Selbstbaupraxis gehalten. Der dargestellte Funktionsgenerator ist mehrfach mit Erfolg nachgebaut worden, er kann mit Silizium- oder Germaniumtransistoren bestückt werden. Er läßt sich auch vereinfacht aufbauen, wenn nur Rechteck- oder Dreieckschwingungen benötigt werden. Einfach ist der Aufbau auch deshalb, weil auf eine Regelung des Tastverhältnisses verzichtet wird. Durch die Möglichkeit des Einsatzes von überwiegend Germaniumtransistoren – NF-Typen genügen bereits – bietet sich der Aufbau besonders für Anfänger, Arbeitsgemeinschaften usw. an.

Schaltung

Bild 1 zeigt den Gesamtstromlaufplan. Ausgangspunkt ist ein Dreiecksgenerator, der aus einem *Miller*-Integrator (VT1/2), einem Emitterfolger (VT3) und einem *Schmitt*-Trigger (VT4/5) besteht. Der *Miller*-Integrator lädt einen Kondensator, dessen Wert die Frequenz mitbestimmt, zeitlinear auf bzw. entlädt ihn. Die Linearität dieser Ladevorgänge ist unter anderem von der Verstärkung des Integratorverstärkers abhängig. Der *Schmitt*-Trigger hat die Aufgabe, den Anfang und das Ende der Ladevorgänge zu bestimmen. Er ist also der Umschalter von «Aufladen» auf «Entladen».

Für die Erzeugung von Dreieck- und Rechteckschwingungen genügt der Aufbau der Schaltung von VT1 bis VT5, eventuell noch VT8. Die Dreieckschwingungen werden am Emitter von VT3 und die Rechteckschwingungen am Kollektor von VT5 abgegriffen. Bei diesem vereinfachten Aufbau sind dann auch nur ein Einfachpotentiometer für R18a und ein Einebenenschalter für S1a erforderlich. Mit der angegebenen Dimensionierung schwingt der Generator von etwa 20 Hz ... 20 kHz (20 Hz ... 200 Hz; 200 Hz ... 2 kHz; 2 kHz ... 20 kHz).

Über den Umschalter S2 werden die Schwingungen mit der Emitterfolgerstufe VT8 niederohmig an die Ausgangsbuchse geschaltet. In der beschriebenen Variante läßt sich die Ausgangsamplitude regeln.

Die Erzeugung von Sinusschwingungen besonders niedriger Frequenz

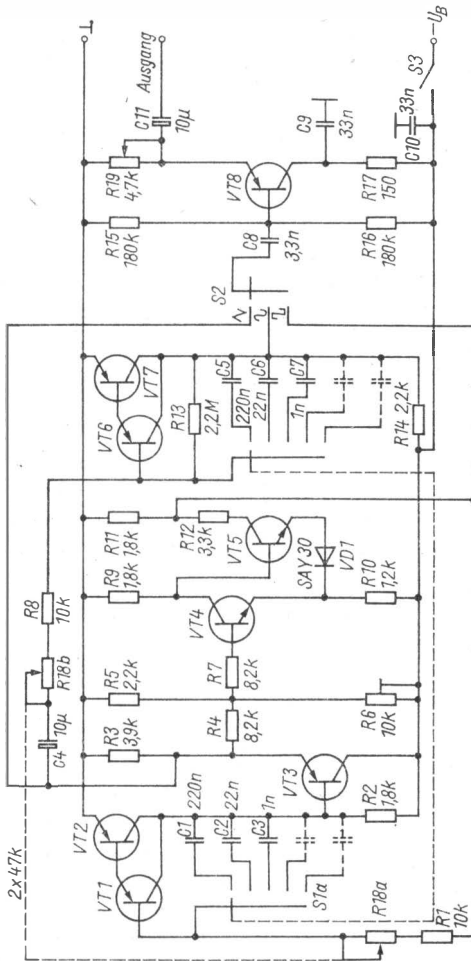


Bild 1 Stromlaufplan des beschriebenen Funktionsgenerators (VT1/VT3 – pnp-Silizium- oder Germaniumtransistoren; VT4/VT5 – npn-Siliziumtransistoren; VT6/VT8 – pnp-Silizium- oder pnp-Siliziumtransistoren)

vereinfacht sich, wenn man eine Dreieckschwingung als Ausgangspunkt wählt. Dieses Prinzip ist bekannt und wird auch in diesem Fall angewendet. Dazu wird ein zweiter Integrator mit VT6 und VT7 eingesetzt. Am Kollektor von VT7 kann man die Sinusschwingung abgreifen. Sie wird ebenfalls über den Umschalter S2 und den Emitterfolger VT8 an die Ausgangsbuchse geschaltet.

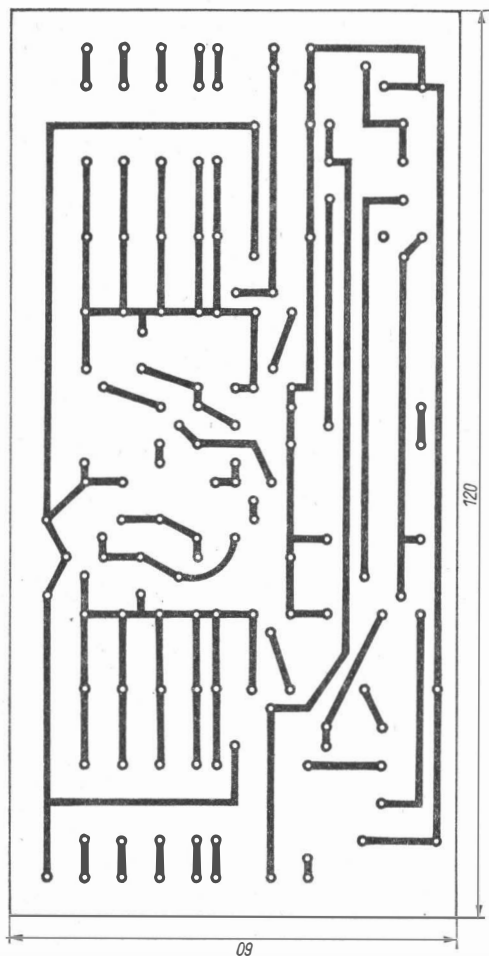


Bild 2 Leiterplatte für den Funktionsgenerator

Praktischer Aufbau

Für den Generator wurde eine Leiterplatte 60 mm × 120 mm entwickelt, wie sie Bild 2 zeigt. Sie kann nach schon oft publizierten Methoden auch von Anfängern angefertigt werden. Werden für R18 und R19 Potentiometer für den Einsatz in gedruckten Schaltungen verwendet, kann man die gesamte

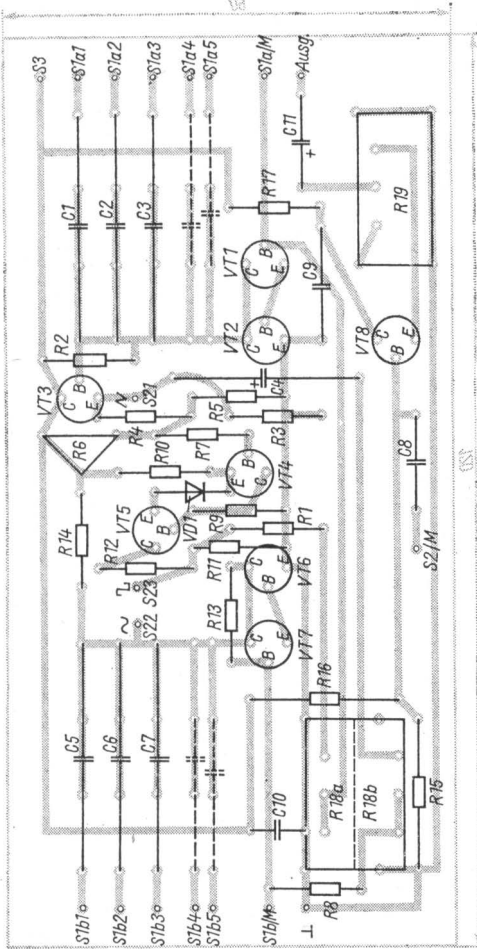


Bild 3 Bestückungsplan der Leiterplatte des Funktionsgenerators

Leiterplatte mit den Potentiometerschrauben an der Frontplatte eines entsprechend bemessenen Gehäuses befestigen. An der Frontplatte sind noch die Umschalter S1 und S2, die Ausgangsbuchse und ein Ein/Aus-Schalter anzuordnen.

Da der Stromverbrauch bei 12-V-Betriebsspannung nur etwa 20 mA, bei 9 V etwa 13 mA beträgt, ist eine Versorgung aus Batterien durchaus mög-

lich. Nach dem Bestücken der Leiterplatte entsprechend Bild 3, wobei man für die frequenzbestimmenden Kondensatoren ($C1 \dots C3, C5 \dots C7$) hochwertige Typen nehmen sollte, wird mit $R6$ der Answingpunkt des Generators ermittelt. Dabei muß man bei der Einstellung von $R6$ sehr feinfühlig vorgehen. Es hat sich als zweckmäßig erwiesen, für $R11/R12$ einen Einstellregler $4,7 \text{ k}\Omega$ zur Einstellung einer guten Rechteckform zu wählen, danach die beiden Widerstandshälften auszumessen und entsprechende Festwiderstände einzusetzen.

Mit der angegebenen Dimensionierung arbeiten als pnp-Transistoren sowohl *BC 177, KF 517, KT 361* als auch *GC 116, GC 117, GC 121, AC 107* und *SFT 351/53* auf Anhieb. Für die *Schmitt*-Triggertransistoren wurden Basteltypen verwendet. Die Diode VDI ist eine Siliziumdiode *SAY 30*.

Für die unterschiedlichen Baugrößen der frequenzbestimmenden Kondensatoren sind entsprechende Lötäugen vorgesehen. Es besteht auch die Möglichkeit, bei Vorhandensein eines Umschalters *S 1a/b* mit mehr als 2×3 Kontakten die Anzahl der Grob frequenzstufen noch zu vergrößern. Die Kondensatoren werden dann «gestapelt». Bis 5 Stufen sind auf der Leiterplatte bereits vorgesehen.

Dieser kleine Generator läßt sich vielseitig anwenden, z. B. beim Überprüfen von NF-Verstärkern, beim Ansteuern von TTL-Systemen, auf dem Gebiet der elektronischen Klangerzeugung.

Literatur

- [1] Zeitschrift RADIO, Heft 10/1981, Seite 58 – Funktionsgenerator (Literaturschau) aus «Wireless World», Heft 1/1980

Es wird ein Prüfstift vorgestellt, der sich zur Überprüfung der Eingangsstufen von Fernsehempfängern eignet, da die erzeugten Schwingungen bis in den UHF-Bereich hinein sicher nachweisbar sind. Die beschriebene Schaltung läßt sich auch zur Überprüfung von Rundfunkempfängern nutzen. Die Schaltung des Prüfstifts ist relativ unkompliziert und auch nachbausicher, weil wegen der integrierten TTL-Schaltkreise keine induktiven Bauelemente zur Frequenzerzeugung benötigt werden. Man darf von dieser einfachen Schaltung allerdings keine Wunder erwarten, für viele einfache Verfahren der Fehlersuche jedoch kann sie eine nützliche Hilfe sein.

Funktionsweise

Die Prüfstiftschaltung in Bild 1 besteht aus 2 Teilschaltungen, dem NF- und dem HF-Generator. Den NF-Generator bilden die Gatter D1 bis D3, der Kondensator C1 sowie die Widerstände R1 und R2. Die Funktionsweise dieser Schaltung wird als bekannt vorausgesetzt, sie ist z. B. in [1] beschrieben. Die Funktion der NF-Generatorschaltung ist die Pulsmodulation des HF-Generators. Die frequenzbestimmenden Bauelemente sind C1 sowie R1 und R2. Bei der vorgegebenen Dimensionierung läßt sich die Frequenz mit dem Einstellregler R2 von etwa 220 ... 660 Hz einstellen. Eine näherungsweise Berechnung der Frequenz des NF-Generators ist mit der Gleichung

$$f = \frac{1}{3C(R1 + R2)}$$

(f in Hz, C in μF , R in $\text{M}\Omega$)

möglich.

Der HF-Generator besteht aus den Gattern D4 bis D6. Bei dieser Schaltungsart ist der Ausgang des Gatters D6 mit einem Eingang des Gatters D4 verbunden. Diese Rückkopplung läßt den Generator schwingen. Das ist aber nur möglich, wenn am anderen Eingang von D4 H-Pegel anliegt. Der Generator kann demzufolge mit der Niederfrequenz des NF-Generators pulsmoduliert werden. Die entstehende Hochfrequenz des HF-Generators

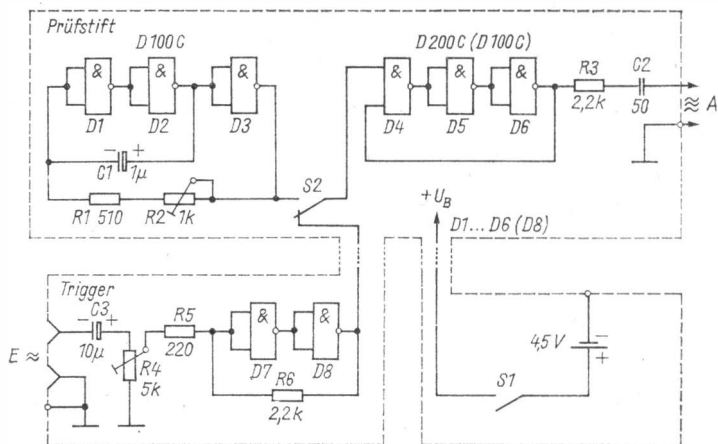


Bild 1 Stromlaufplan des Prüfstifts (unten die Triggerzusatzschaltung)

liegt bei Einsatz eines TTL-Schaltkreises *D 200 C* in der Größenordnung von etwa 50 MHz. Da die Ausgangssignale von TTL-Schaltkreisen rechteckförmig sind und dadurch sehr steile Anstiegs- und Abfallflanken aufweisen, ist die entstehende Schwingung oberwellenreich. Auch im UHF-Bereich des Fernsehempfängers (Band IV/V) lassen sich diese Schwingungen sicher nachweisen.

Verwendet man für den HF-Generator einen Schaltkreis *D 100 C*, so liegt die Grundfrequenz, mit der der Generator schwingt, bei etwa 35 MHz. Ein sicherer Nachweis dieser Signale im UHF-Bereich ist nicht mehr möglich, doch dürften sie für die Prüfung von Eingangsteilen im VHF-Bereich (Band I und III) ausreichend sein. Es sollte also, wenn möglich, ein *D 200 C* verwendet werden.

Da das in den HF-Teil des Fernsehgeräts eingespeiste pulsmodierte Hochfrequenzsignal im Gerät unmittelbar mit der Bildfrequenz des Empfängers verknüpft wird, ergeben sich auf dem Bildschirm horizontale Streifen. Die Anzahl dieser horizontalen Streifen resultiert aus der Höhe der Niederfrequenz, mit der der HF-Generator pulsmoduliert wird. Eine NF-Frequenz von 100 Hz ergibt 2 Streifen, eine HF von 200 Hz 4 Streifen usw. Die Niederfrequenz, mit der der HF-Generator moduliert wird, muß also immer ein geradzahliges Vielfaches der Bildfrequenz von 50 Hz sein, um ein ruhiges Streifenmuster auf dem Bildschirm des Empfängers zu erhalten. Im Mustergerät wurde mit dem Einstellregler R2 eine Frequenz von 400 Hz eingestellt. Die Einstellung stimmt, wenn, wie in Bild 2 dargestellt, auf dem Bildschirm 8 horizontale Streifen erscheinen. Die Tonfrequenz von 400 Hz ist auch im Lautsprecher des Fernsehgeräts zu hören. Bei diesen Einstellun-

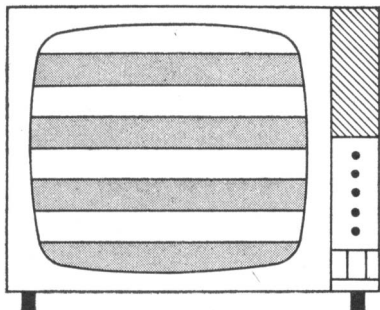


Bild 2
Bildschirm bei 400-Hz-Signal

gen muß der Ausgang des Prüfstifts mit dem Antenneneingang des Fernsehempfängers verbunden sein.

Mit einer einfachen Zusatzschaltung (Bild 1 unten) kann der Prüfstift auch zur näherungsweise Messung von Frequenzen benutzt werden, die ein geradzahliges Vielfaches der Bildfrequenz darstellen und unterhalb von etwa 1 kHz liegen. Oberhalb von 1 kHz wird die Auszählung der horizontalen Streifen problematisch. Die zu messende Frequenz f_x ergibt sich dann nach der Gleichung:

$$f_x = n \cdot 50 \text{ Hz};$$

f_x – gemessene Frequenz in Hz,

n – Anzahl der Streifen auf dem Bildschirm,

50 Hz – Bildfrequenz.

Die Zusatzschaltung besteht aus einer einfachen Triggerschaltung, die aus dem NF-Eingangssignal ein TTL-Rechtecksignal formt. Der Trigger wird aus den Gattern D7 und D8 sowie den Widerständen $R5$ und $R6$ gebildet. Das NF-Signal der zu messenden Frequenz gelangt über $C3$ und den Spannungsteiler $R4$ an den Eingang des Triggers. Mit $R4$ läßt sich die Ansprech-



schwelle der Schaltung einstellen. Am Ausgang von D8 liegt das TTL-gerechte Signal an, das über den Umschalter S2 an den Modulationseingang des Gatters D4 gelangt. Die Verbindung des NF-Generators mit dem Modulationseingang des HF-Generators wird durch den Umschalter S2 dabei unterbrochen. Man kann die Triggerschaltung gleich mit in das Gehäuse des Prüfstifts einbauen, wenn es der Platz zuläßt. Der Bedarf an integrierten Schaltkreisen erhöht sich beim Einbau dieser Zusatzschaltung nicht, da im *D 200 C* (bzw. *D 100 C*) je 1 Gatter für die Triggerschaltung verwendet werden kann. Als Spannungsquelle für die gesamte Schaltung wird eine Flachbatterie mit 4,5 V Betriebsspannung benutzt. Die für TTL-Schaltkreise eigentlich etwas zu niedrige Arbeitsspannung gewährleistet jedoch eine sichere Arbeitsweise sowohl des HF- wie auch des NF-Generators. Da die Betriebsspannung der gesamten Schaltung nicht stabilisiert ist, arbeitet besonders der HF-Generator nicht sehr frequenzstabil. Das ist aber für die Funktion des Prüfstifts ohne wesentliche Bedeutung.

Praktischer Aufbau

Wichtig ist, daß die gesamte Schaltung mit allen ihren Bauelementen in einem abgeschirmten Gehäuse untergebracht wird. Nur auf diese Weise läßt sich eine unerwünschte HF-Störung sicher vermeiden. Auch die Spannungsquelle und ihre Zuleitung zum Prüfstift müssen abgeschirmt werden. Als Gehäuse für den Prüfstift wird ein *Steppke*-Malfaserstift benutzt, der auf Grund seines großen Durchmessers relativ viel Platz für den Einbau der Schaltung aufweist. Die Flachbatterie wird in einer Seifendose untergebracht. Beide Gehäuse werden innen mit Alufolie beklebt. Diese wird mit dem Massepotential der Schaltung verbunden, um eine gute Abschirmung zu gewährleisten. Die Spannungszuführung zum Prüfstift wurde durch 1poliges abgeschirmtes Kabel realisiert.

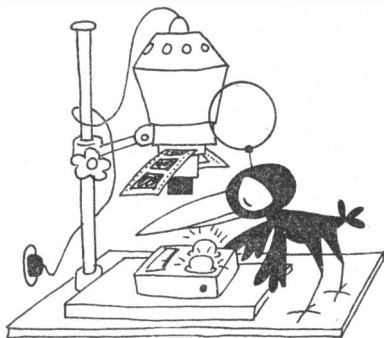
Literatur

- [1] Begleitheft des VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder) zum Halbleiterbastlerbeutel Nr. 8, 1973

Dichtemesser für Colorvergrößerungen

Die im Schwarzweißprozeß des Fotoamateurs gebräuchliche Methode, die Belichtungszeit und Blende beim Vergrößern aus Erfahrungswerten abzuleiten bzw. durch Probestreifen zu ermitteln, führt beim Herstellen farbiger Papierbilder zu einem unverträglich hohen Ausschuß. Die Ursachen dafür sind in einer Anzahl von Faktoren zu sehen, die die Dosierung der auf das Papier fallenden Lichtmenge bestimmen, wie auch im Verhalten des Farbpapiers selbst. Als wichtigste sollen hier genannt sein:

1. Der weich arbeitende Negativfilm erfordert ein Papier harter Gradation; das bringt eine erhebliche Verringerung des Belichtungsspielraums mit sich.
2. Das Farbnegativ ist durch die Maskierung in seinem Charakter schwerer als ein Schwarzweißnegativ zu beurteilen.
3. Obwohl das gebräuchliche Colorpapier nur in einer Gradation vorliegt, gibt es doch fabrikations- und lagerungsbedingte Empfindlichkeitsunterschiede.
4. Die notwendige unterschiedliche Filterung beeinflusst maßgeblich die effektive Lichtmenge. Ein Ausgleich ist zwar aus entsprechenden Tabellen zu ersehen, aber unter den Bedingungen der Dunkelkammerarbeit aufwendig und bildet eine zusätzliche Fehlerquelle.



Nicht nur aus den oben angeführten Gründen gehen viele Amateure dazu über, den herkömmlichen Belichtungsmesser auch für Vergrößerungszwecke einzusetzen, was bei Verwendung hochwertiger Geräte eine Hilfe ist, auch wenn Empfindlichkeit und schnelle Handhabung noch Wünsche offenlassen.

Problemloser ist die Arbeit mit einem Dichtemesser, wie man ihn in vielen kommerziellen Coloranalysen findet; aber auch er kann Nachteile aufweisen. So sind z. B. die meisten eingebauten Dichtemesser mit dem Filterbestimmungsteil kombiniert. Eine Umprogrammierung der Filterwerte stellt den Dichtemesser, so daß auch dieser korrigiert werden muß. Viele dieser Geräte messen integral und direkt unter dem Objektiv, letztere Methode berücksichtigt nicht den Vergrößerungsmaßstab.

Die vorangegangenen Betrachtungen weisen auf einen Dichtemesser, der mit vertretbarem Aufwand folgende Eigenschaften aufweist:

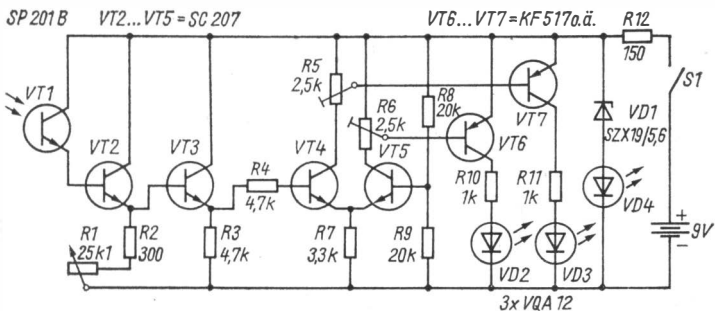
- Selektiv- und Integralmessung in Höhe des Grundbretts;
- schnelles Umprogrammieren durch Einstellen einer Papierkonstante;
- hohe Empfindlichkeit und Einstellgenauigkeit durch Leuchtdiodenwaage;
- leichte Bedienung, auch bei völliger Dunkelheit;
- geringes Volumen und eigene Stromversorgung.

Der Konzeption des Dichtmessers lag die Theorie zugrunde, die Lichtmenge durch Verändern der Blende bei konstanter Belichtungszeit zu dosieren. Damit werden Farbfehler durch die sich verändernde Farbtemperatur während der An- und Abschaltphase des Vergrößerungsgeräts vermieden. Deshalb hat das vorgestellte Gerät keine Eichung in Sekunden, sondern eine Grundeinstellung sowie eine Verdoppler- und Verdreifachereinstellung, was auch wesentlich zur Vereinfachung des Meßvorgangs beiträgt.

Auf gesonderte Maßnahmen zur Temperaturkonstanz wurde verzichtet, da davon ausgegangen werden kann, daß die Bedingungen in der Dunkelkammer immer annähernd gleich sind. Bei längerer Anwendung des vorgestellten Dichtmessers hat sich die Genauigkeit bestätigt.

Schaltungsbeschreibung und mechanischer Aufbau

Von einem Fototransistor VT1, vor dem sich ein Infrarotsperfilter befinden sollte, wird das Licht aufgenommen, so daß VT2 und VT3 entsprechend durchgesteuert werden. Durch R1 wird die Empfindlichkeit bestimmt. Versieht man R1 mit einer Skale (etwa von 1 ... 100), so läßt sich damit die Papierkonstante einstellen. VT5 erhält über R8 und R9 eine konstante Spannung, die mit der durch die Lichtmenge bestimmten Spannung, die an die Basis von VT4 gelangt, verglichen wird. Nur bei völlig identischen Spannungen leuchten beide LED auf, die durch VT6 bzw. VT7 angesteuert werden. R5 und R6 werden so abgeglichen, daß bei offenem Transistor die LED kurz vor der maximalen Lichtstärke ist. Eine Besonderheit ist die Kombination von R11, VD1 und VD4; sie bewirkt die Spannungsstabilisierung



Stromlaufplan des beschriebenen Dichtemessers für die Colorpraxis in der Dunkelkammer

und gestattet gleichzeitig die Batteriekontrolle. S1 ist ein Mikrotaster, der den Dichtemesser nur während des Meßvorgangs einschaltet, so daß bei normalem Einsatz im Amateurfotolabor die Batterie 1 Jahr lang ausreichen dürfte. Die gesamte Schaltung, einschließlich der Batterie, wurde auf einer Leiterplatte mit Abmessungen 52 mm × 88 mm untergebracht. Damit hat der Dichtemesser, mit einem Gehäuse aus kupferkaschiertem Material versehen, die Abmessungen einer größeren Zigarettenpackung. Den Mikrotaster sollte man seitlich anbringen, damit er in Arbeitshaltung mit Daumer oder Zeigefinger bedient werden kann.

Eichung des Dichtemessers

Von einem normalen Negativ wird eine in Farbe und Belichtung richtige Vergrößerung im Format 9 cm × 12 cm angefertigt. Dabei ist darauf zu achten, daß Blende und Belichtungszeit so aufeinander abgestimmt werden, daß sich bei mittlerer Blende eine gerade Belichtungszeit ergibt, z.B. Blende 11 Belichtungszeit 6 s. Nun wird der Fototransistor VT1 des Dichtemessers auf die mit demselben Negativ projizierte Stelle des Grundbretts gelegt, die im späteren Bild noch durchgezeichnet werden soll. Das wird der Erfahrung nach der zweithellste Punkt des Bildes sein. Die LED VD2/VD3 werden nun in Balance gebracht und der auf der Skale von R1 angezeigte Wert auf der Colorpapierpackung als Konstante notiert. Ohne die Stellung des Dichtemessers zu verändern, schließt man die Blende um einen Wert und hat nach erneutem Abgleich von R1 die Verdopplerstellung auf der Skale, die im gewählten Beispiel dann ein Umstellen der Uhr auf 12 s erfordert. Die auf diese Weise gewonnene Zahl kann dann ebenfalls auf der Papierpackung entsprechend vermerkt werden. Schon mit diesen beiden Festzeiten lassen sich mit der normalen Blendenskale die gebräuchlichen Vergrößerungsmaßstäbe und unterschiedlichen Negativdichten meistern. Für

Extremsituationen reichte im Mustergerät die Empfindlichkeit noch für eine Verdreifacherstellung, die jedoch trotz Arbeiten bis zu 12facher Vergrößerung noch nicht benötigt wurde.

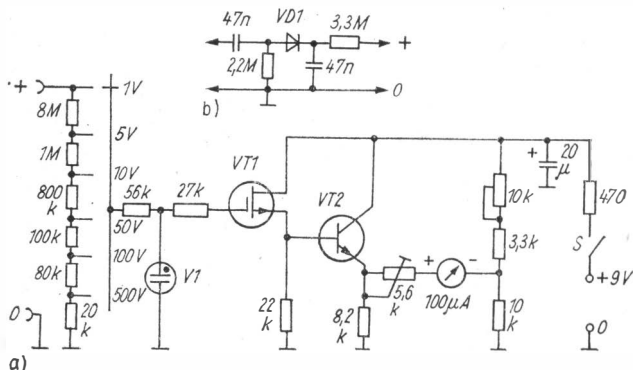
Bleibt nachzutragen, daß das vorgestellte Gerät mit seinem finanziellen und zeitlichen Aufwand auch im Schwarzweißlabor ökonomisch eingesetzt werden kann.

ELEKTRONIK-SPLITTER

Hochohmiges Voltmeter

Bei der Spannungsmessung an hochohmigen Schaltungsteilen muß auch der Spannungsmesser hochohmig sein, damit nicht durch die zusätzliche Belastung eine zu niedrige Spannung gemessen wird. Der Stromlaufplan zeigt ein einfaches MOSFET-Voltmeter, dessen Eingangswiderstand etwa $10\text{ M}\Omega$ beträgt. Mit dem Mehrstellschalter S1 können die Spannungsmessbereiche $1\text{ V} - 5\text{ V} - 10\text{ V} - 50\text{ V} - 100\text{ V} - 500\text{ V}$ für Gleichspannung umgeschaltet werden. Zum Schutz der Gateelektrode ist eine Glimmlampe (Zündspannung etwa 70 V) vorgesehen (VT1 = KF 520). Verwendet man einen MOSFET der DDR-Produktion (SMY 50/52, SM 103/104), so sollte man für V1 eine Z-Diode (z. B. SZX 18/15) einbauen. Die Anzeige erfolgt mit einer Transistorbrückenschaltung (VT2 - SC 236 o. ä.). Das verwendete Meßwerk hat einen Vollausschlag von $100\text{ }\mu\text{A}$. Mit dem Einstellregler am Meßwerk wird der Vollausschlag eingestellt, das Potentiometer $10\text{ k}\Omega$ dient zur Nullpunkteinstellung. Die Stromaufnahme der Schaltung ist etwa $2,5\text{ mA}$. Im Schaltungsteil b ist eine Tastkopfschaltung zu sehen, mit der Wechselspannungen bis 50 V (VD1 - SY 360/2) für Frequenzen bis etwa 1 MHz mit dem MOSFET-Voltmeter gemessen werden können.

K. H. S.



Literatur

- [1] Broz, J., Hochohmiges Gleichspannungsvoltmeter, Amatérské Radio, Heft 11/1974, Seite 411

Superhet mit Reflexschaltung

Empfängerschaltungen, die von beginnenden Elektronikamateuren realisiert werden, arbeiten meist nach dem Geradeausempfängerprinzip. Die Empfangsleistungen sind meist mäßig, weil sich nur mit dem Superhetprinzip bessere Empfangsleistungen erreichen lassen. Beim Superhet ist aber nicht nur die HF-Empfindlichkeit günstiger (größeres Senderangebot), vor allem die Trennschärfe (Trennen des Empfangs frequenzbenachbarter Sender) wird wesentlich verbessert. Allerdings ist für das Superhetprinzip ein größerer materieller Aufwand erforderlich, dazu kommt der Frequenzabgleich der verschiedenen Schwingkreise. Das hält viele Anfänger davon ab, den Schritt zum Superhetprinzip zu gehen.

Bild 1 zeigt den Stromlaufplan eines einfachen Transistorsupers, der als Taschenempfänger aufgebaut werden kann. Die Schaltung arbeitet mit 4 Transistoren, für viele Bauteile können solche aus defekten Transistorsupern verwendet werden. Der Eingangstransistor VT1 ist die Mischoszillatorstufe. An der Basiselektrode befindet sich der HF-Eingangsschwingkreis C1-L1 mit der Ankoppelspule L2, ansonsten nur noch der Spannungsteiler zur Einstellung der Basisspannung. Für das Superhetprinzip ist eine Hilfsfrequenz erforderlich, die Oszillatorfrequenz. Diese wird mit dem Oszillatorschwingkreis C2-L4 und der Rückkoppelspule L3 erzeugt. An der Kollektorelektrode wird die Mischfrequenz, als Zwischenfrequenz ZF bezeichnet, durch den ZF-Schwingkreis C3-L5 ausgesiebt. Diese ZF ist genormt mit 455 kHz. Um diese ZF zu erhalten, muß die Oszillatorfrequenz um die ZF höher als die HF-Eingangsfrequenz schwingen. Für den Empfang des Mittelwellenbereiches bedeutet das:

Eingangsfrequenzbereich - 520 bis 1605 kHz,

Oszillatorfrequenzbereich - 975 bis 2060 kHz,

dann ist die Zwischenfrequenz $ZF = 455$ kHz. Dazu muß der Oszillatordrehkondensator eine kleinere Kapazitätsvariation haben, erreicht wird das mit dem Serienkondensator 180 pF zu C2/CT.

Die ZF gelangt über die Koppelspule L6 an die Basiselektrode von VT2. Das ist eine Reflexverstärkerstufe, da sie sowohl als ZF wie auch als NF-Verstärker arbeitet. Das an der Basis liegende ZF-Signal wird verstärkt und an der Kollektorelektrode von VT2 von einem zweiten ZF-Schwingkreis

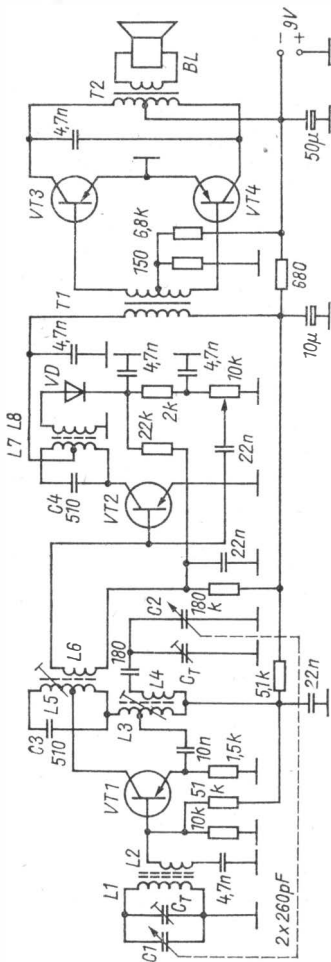


Bild 1 Stromlaufplan für einen MW-Superhet mit Reflexschaltung [1]

C4-L7 ausgiebt. An der Auskoppelspule L8 liegt die Demodulatoriode VD, mit der die ZF demoduliert wird. Die dadurch entstehende NF-Spannung ist am Lautstärkererger R verfügbar, nachdem sie ein Siebglied passiert hat. Über den Kondensator 22 nF gelangt das NF-Signal zurück zur Basis-elektrode von VT2 und wird ebenfalls verstärkt. Gleichzeitig gelangt von der Diode VD aus eine Regelspannung an die Basis-elektrode von VT2. Die Regelung arbeitet etwa so, daß größere Signale weniger und kleinere Signale

mehr verstärkt werden. Im Endeffekt erreicht man, daß sich für alle empfangswürdigen Sender in etwa eine gleiche NF-Spannung einstellt.

Das von VT2 verstärkte NF-Signal steuert über den Treiberübertrager T1 die NF-Gegenaktendstufe VT3/VT4, die ihrerseits mit dem Ausgangsübertrager T2 abgeschlossen ist. Der Lautsprecher BL liegt an der Sekundärwicklung von T2. Die erreichbare HF-Empfindlichkeit ist 1 bis 2 mV/m. Als NF-Ausgangsleistung genügen etwa 100 mW für einen Taschenempfänger. Die Transistoren sind Germanium-HF- bzw. -NF-Typen, z.B. VT1/VT2 - *GF 121, GT 322* o.ä.; VT3/VT4 - *GC 121, GC 301* o.ä.; VD - *GA 100* o.ä. Als Lautsprecher eignet sich ein kleiner Typ mit 8- Ω -Schwing-spule. Drehkondensator, Spulenkörper, Treiber- und Ausgangsübertrager können aus defekten Transistorempfängern verwendet werden.

Zum Empfang des Mittelwellenbands gelten etwa folgende Spulenwerte: $L1 = 78$ Wdg., HF-Litze $10 \times 0,07$, auf Ferritstab 8 mm Durchmesser, 100 mm lang; $L2 = 12$ Wdg., 0,2-mm-CuL, über $L1$ gewickelt.

$L3 = 5 + 35$ Wdg., 0,2-mm-CuL, kleiner Kammer-Spulenkörper mit HF-Abgleichkern; $L4 = 110$ Wdg., 0,1-mm-CuL, auf $L3$ gewickelt.

$L5 = 32 + 64$ Wdg., 0,1-mm-CuL, ZF-Spulenfilter; $L6 = 15$ Wdg., 0,1-mm-CuL, auf $L5$ gewickelt.

$L7 = 48 + 48$ Wdg., 0,1-mm-CuL, ZF-Spulenfilter; $L8 = 48$ Wdg., 0,1-mm-CuL, auf $L7$ gewickelt.

Die ZF-Kreise werden auf die Frequenz 455 kHz mit einem Dipmeter, Prüfsender oder ZF-Oszillator abgeglichen. Eingangskreis und Oszillatorkreis können mit bekannten MW-Sendern abgeglichen werden. Dabei am Bandanfang immer mit dem Spulenkern, am Bandende mit dem Trimmer C_T .

HF-Verstärker für KW-Empfang

Zur Verbesserung des Empfangs von Rundfunksendern im Kurzwellenbereich kann man vor den eigentlichen Rundfunksuper einen HF-Verstärker vorschalten. Bild 2 zeigt eine geeignete Schaltung.

Das Antennensignal gelangt über einen Kondensator kleiner Kapazität an einen abstimmbaren Schwingkreis, der etwa im Bereich von 5,5 bis

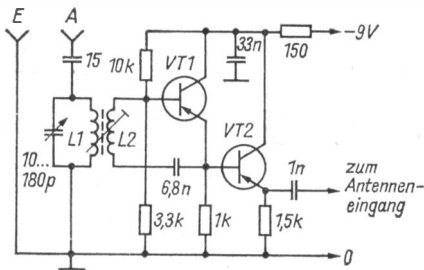


Bild 2
HF-Verstärkerschaltung
zur Verbesserung
des KW-Empfangs [2]

12,5 MHz veränderbar ist. Über die Ankoppelspule $L2$ gelangt das HF-Signal an die Basiselektrode von VT1. Die HF-Germaniumtransistoren VT1/VT2 bilden eine Kaskadenschaltung zweier Kollektorstufen. Die Leistungsverstärkung ist etwa 16 dB. An der Emittierelektrode von VT2 wird das HF-Signal niederohmig ausgekoppelt. Praktisch wird der Ausgang der HF-Schaltung mit der Antennenbuchse und der Endbuchse des Transistor-supers verbunden.

Für die Schwingkreisspule eignet sich ein Spulenkörper 8 mm Durchmesser mit HF-Abgleichkern. $L1$ hat etwa 20 Wdg., $L2$ etwa 3 Wdg., 0,3-mm-CuL. Die Stromversorgung erfolgt aus einer 9-V-Batterie, oder sie wird dem nachfolgenden Empfänger entnommen. Die Stromaufnahme ist etwa 4 mA. Als Transistoren VT1/VT2 sind einsetzbar die Typen *GF 121*, *GT 322* o. ä. Die komplette Schaltung baut man in einen kleinen Kasten aus kupferkaschiertem Basismaterial ein. Auf die Drehkondensatorachse wird ein flacher Drehknopf montiert, wobei es genügt, auf der Deckplatte die Einstellungen für die KW-Rundfunkbänder 25 m – 31 m – 41 m – 49 m zu markieren.

Klangregelschaltung

Bei üblichen Klangregelschaltungen werden die tiefen und hohen Frequenzen meist angehoben bzw. abgesenkt. Dabei bleibt der Frequenzbereich um 1 kHz oft unberücksichtigt. Setzt man für diesen mittleren Frequenzbereich eine weitere frequenzselektive Regelung ein, so kann man die mittleren Frequenzen ebenfalls anheben und absenken. Bild 3 zeigt dafür eine geeignete Schaltung, die mit dem Operationsverstärker *MAA 741* arbeitet.

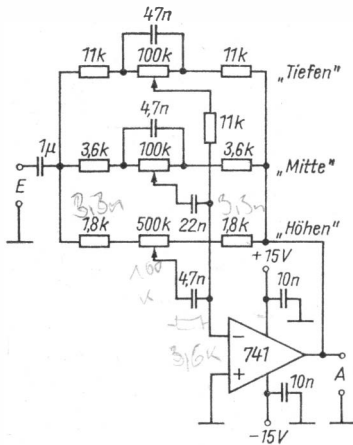


Bild 3
Klangregelschaltung für tiefe,
mittlere und hohe Frequenzen [3]

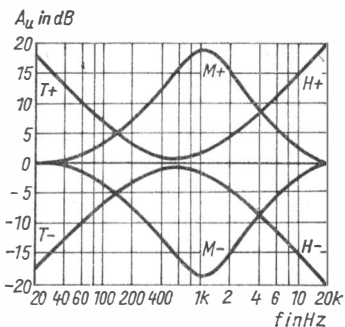


Bild 4
Erzielbarer Frequenzgangverlauf
mit der Schaltung nach Bild 3

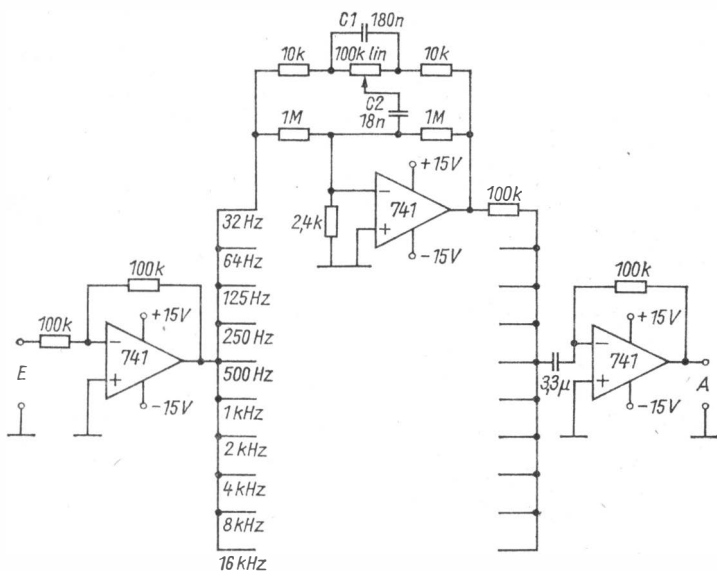


Bild 5 Equalizerschaltung für 10 beeinflussbare Teilfrequenzbereiche [4]

Der Typ *A 109 D* kann mit der entsprechenden Frequenzkompensationschaltung ebenfalls verwendet werden. Die 3 Potentiometer haben linearen Widerstandsverlauf. Den mit dieser Schaltung erzielbaren Frequenzverlauf zeigt Bild 4 (T = tiefe Frequenzen, M = mittlere Frequenzen, H = hohe Frequenzen).

Equalizerschaltungen

Setzt man die Parallelschaltung von frequenzselektiven Regelungsschaltungen entsprechend Bild 3 fort, so gelangt man zur Equalizerschaltung, die in der modernen Musikelektronik eine zunehmende Rolle spielt. Meist wendet man etwa 5 parallele Regelungsschaltungen an (z.B. 60 Hz – 240 Hz – 1 kHz – 3,5 kHz – 10 kHz), kann das aber bis auf 10 erweitern (32 Hz – 64 Hz – 125 Hz – 250 Hz – 500 Hz – 1 kHz – 2 kHz – 4 kHz – 8 kHz – 16 kHz). Mit der Equalizerschaltung hat man die Möglichkeit, den Frequenzgang eines NF-Verstärkers vielseitig zu beeinflussen, da man einzelne oder mehrere Teilfrequenzbereiche anheben oder absenken kann.

Bild 5 zeigt eine Equalizerschaltung mit 10 parallelgeschalteten aktiven RC-Filterschaltungen. Tabelle 1 enthält die Werte der Filterkondensatoren C1/C2. Eingangs- und Ausgangsverstärker arbeiten mit dem Operationsverstärker *MAA 741*, auch die aktiven RC-Filter sind mit dem gleichen Operationsverstärker bestückt. Mit der Frequenzkompensationsschaltung versehen kann auch der Operationsverstärker *A 109 D* verwendet werden. Für eine Stereoschaltung ist die angegebene Schaltung doppelt auszuführen. Bild 6 zeigt, wie sich der Frequenzgang der Schaltung beeinflussen läßt.

Tabelle 1 Werte der Kondensatoren zu Bild 5

<i>f</i>	C1	C2
32 Hz	180 nF	18 nF
64 Hz	100 nF	10 nF
125 Hz	47 nF	4,7 nF
250 Hz	22 nF	2,2 nF
500 Hz	12 nF	1,2 nF
1 kHz	5,6 nF	560 pF
2 kHz	2,7 nF	270 pF
4 kHz	1,5 nF	150 pF
8 kHz	680 pF	68 pF
16 kHz	360 pF	36 pF

Bild 7 zeigt eine Equalizerschaltung mit Transistorbestückung, die mit aktiven RC-Filterschaltungen arbeitet. Tabelle 2 gibt die Werte der Kondensatoren an.

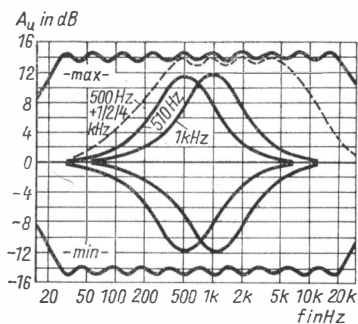


Bild 6
Erzielbarer Frequenzgangverlauf
mit der Schaltung nach Bild 5

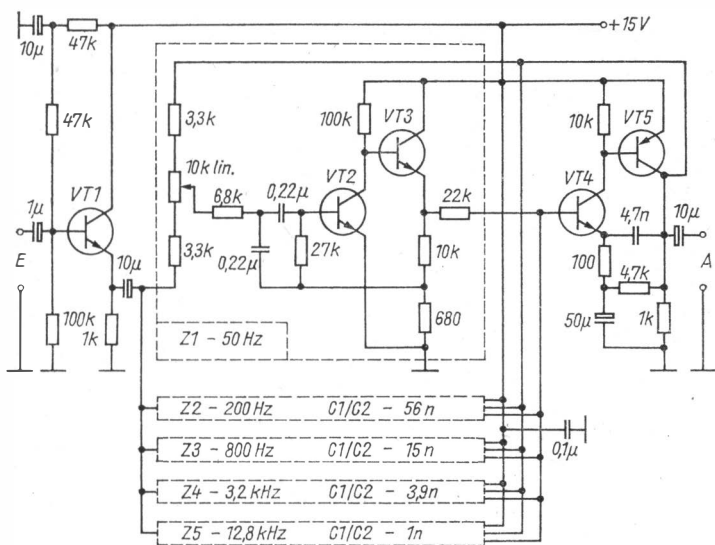


Bild 7 Einfachere Equalizerschaltung mit Transistorbestückung [5]

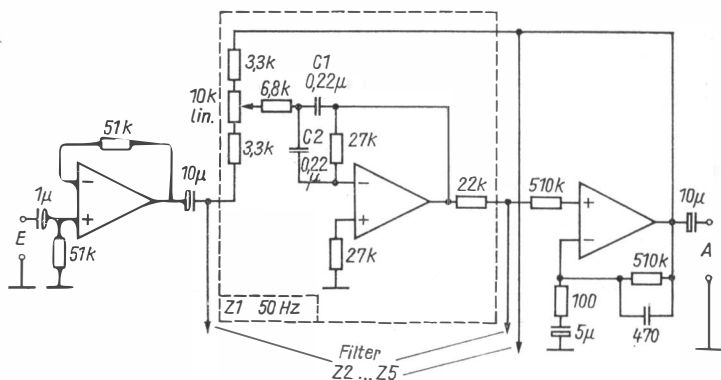


Bild 8 Einfachere Equalizerschaltung mit Operationsverstärkerbestückung [5]

satoren $C1/C2$ an. Als Transistoren eignen sich für $VT1 \dots VT4$ der Typ $SC 239e$, für $VT5$ der Typ $SC 308e$. Diese Equalizerschaltung mit aktiven RC -Filtern kann auch mit Operationsverstärkern aufgebaut werden, wie Bild 8 zeigt. Dafür geeignet sind die Typen $MAA 741$ bzw. $A 109 D$ mit Frequenzkompensationsbeschaltung. Für die Kondensatoren $C1$ und $C2$ gelten die Werte der Tabelle 2.

Tabelle 2 Werte der Kondensatoren zu Bild 7/8

f_f	$C1$	$C2$
50 Hz	220 nF	220 nF
200 Hz	56 nF	56 nF
800 Hz	15 nF	15 nF
3,2 kHz	3,9 nF	3,9 nF
12,8 kHz	1 nF	1 nF

Wah-Wah-Schaltung für Gitarre

Die in der Musikelektronik eingesetzte Wah-Wah-Schaltung (auch Wow-Wow genannt) ist ein sogenanntes Formantglissando. Dabei wird ein schmaler, angehobener Frequenzbereich über die gesamte Durchlaßbandbreite des nachfolgenden NF-Verstärkers kontinuierlich verschoben. Elektronisch erreicht man das durch eine Veränderung der Resonanzfrequenz des Klangfilters. In Bild 9 liegt das RC -Klangfilter zwischen Ausgang und

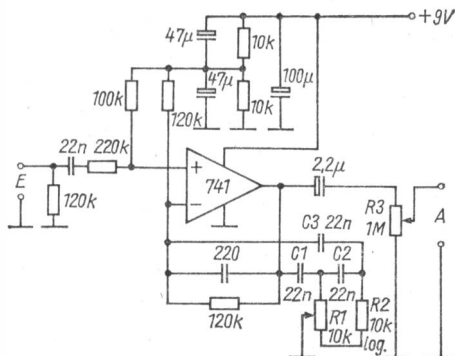


Bild 9
Stromlaufplan für eine
Wah-Wah-Schaltung [6]

Eingang eines Operationsverstärkers ($C1/C2/C3 - R1/R2$). Dabei ist $R1$ das Potentiometer zur Frequenzänderung des Klangerfilters. Mit dem Ausgangspotentiometer $R3$ kann der Wah-Wah-Anteil variiert werden.

Das Abstimmpotentiometer wird in ein Fußpedalgehäuse eingebaut, wobei die Potentiometerachse über einen Seiltrieb hin- und herbewegt werden muß.

Akustischer Schalter

In manchen Anwendungsbereichen benötigt man einen Schalter, der durch akustische Signale ausgelöst wird. Solche Schaltungen bestehen meist aus NF-Verstärkerstufen für das akustische Signal, denen ein Relaisschaltverstärker nachfolgt. Bild 10 zeigt das Beispiel für einen solchen akustischen Schalter, wobei ein Lautsprecher den Schall aufnimmt. Die Schaltschwelle ist mit dem Einstellregler am Kollektor von $VT3$ veränderbar. Als Transistoren eignen sich für $VT1$ bis $VT3$ die Typen *SC 236/SC 239e*, der Transistor $VT4$ ist ein pnp-Typ, z. B. *KF 517* o. ä. $VD =$ Diode *GA 100*.

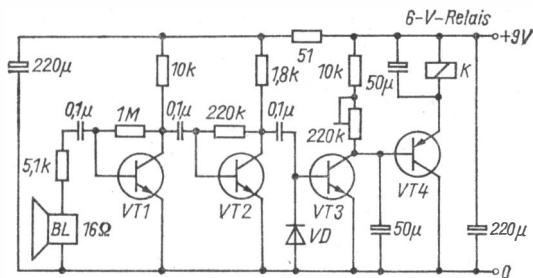


Bild 10 Stromlaufplan für einen akustischen Schalter [7]

Literatur

- [1] B. Milanow, Reflex-Superhet-Rundfunkempfänger. Radio-Fernsehen-Elektronik (Bulg.), Heft 1/1982, Seite 6/7
- [2] S. Kurtasov, HF-Verstärker für Rundfunkempfänger. RADIO, Heft 9/1982, Seite 55
- [3] G. Sipos, HiFi-Verstärkerschaltungen. Budapest 1980, Seite 97/98
- [4] wie [3], Seite 105 bis 109
- [5] L. Galtschenkov/F. Wladimirov, Fünfpolige aktive Filter. RADIO, Heft 7/1982, Seite 39 bis 42
- [6] M. Hodun, Wah-Wah-Modulator. radioelektronik, Heft 4/1981, Seite 95/96
- [7] Z. Medek, Sammlung praktischer Schaltungen. Amatérské Radio, Heft B 2/1982, Seite 70

Bereits im *Elektronischen Jahrbuch 1979* wurden Schaltungen aus dem Pionierhaus *Julius Fučík* in Prag vorgestellt [1]. Die Abteilung Technik ist dieser Tradition treu geblieben und hat ihren Pionieren und Schülern neue Anregungen in Form der *Faltblätter* gegeben. Neben *Eigenentwicklungen* werden auch Schaltungen aus anderen Pionierhäusern und aus *Zeitschriften* veröffentlicht. Obwohl zu jeder Bauanleitung die *Leiterplattenzeichnung* und der *Bestückungsplan* vorhanden sind, gibt es die *Leiterplatte* zu kaufen.

Aus der Fülle des vorliegenden Materials wurden 3 Bauanleitungen unterschiedlichen Schwierigkeitsgrads ausgewählt. Das sind die Bauanleitungen für ein *lautstarkes Telefon*, einen *Empfänger ohne Spulen* und einen *Beifallsmesser für die Disko*. [2]

Die wiedergegebenen *Stromlaufpläne* wurden durch Einfügen der *Bau-elementenwerte* ergänzt und sind somit ausführlicher als die im *Original*. Allerdings befindet sich dafür in jedem *Faltblatt* eine ausführliche *Stückliste*. Da alle Schaltungen *unkompliziert* sind, können einige *Ergänzungen* knapp gehalten werden. Trotzdem bleibt genügend *Raum zum Experimentieren*.

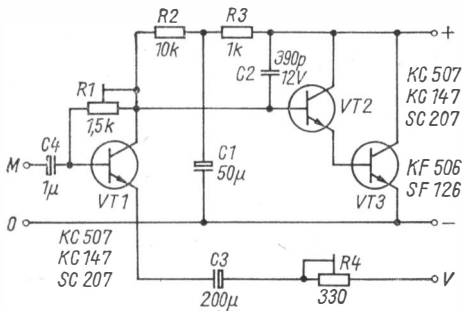


Bild 1
Stromlaufplan des
Verstärkers

Lautstarkes Telefon

Geht man von Bild 1 aus, so erkennt man eine Verstärkerschaltung. Mit den nur 11 Bauelementen und den Abmessungen der Leiterplatte von 55 mm × 47,5 mm (Bild 2) ist sie leicht zu realisieren. Die Schaltung eignet sich daher für Arbeitsgemeinschaften im 1. und 2. Ausbildungsjahr. Das entspricht den Klassenstufen 5 und 6. Dabei wird vorausgesetzt, daß die Arbeitsgemeinschaft die wenigen Bauelemente bereits behandelt und das Löten geübt hat. Begonnen wird mit dem Aufbau des Verstärkers. Für jede Station wird je 1 Verstärker eingesetzt. Es sind also mindestens 2 Leiterplatten anzufertigen.

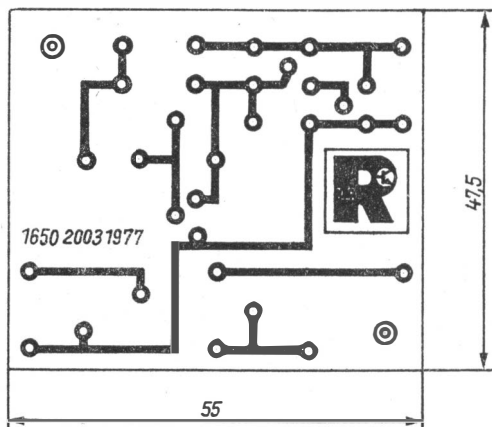


Bild 2
Leiterplatte des
Verstärkers

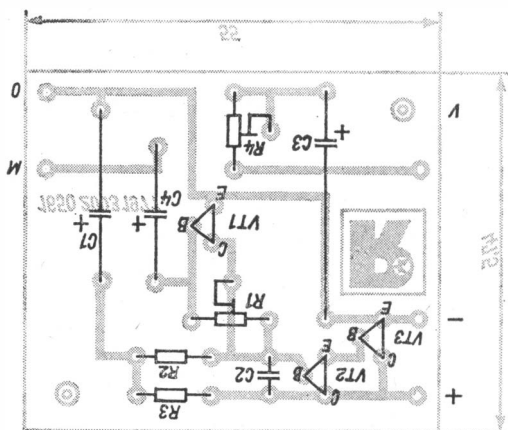


Bild 3
Bestückungsplan für
die Leiterplatte nach
Bild 2

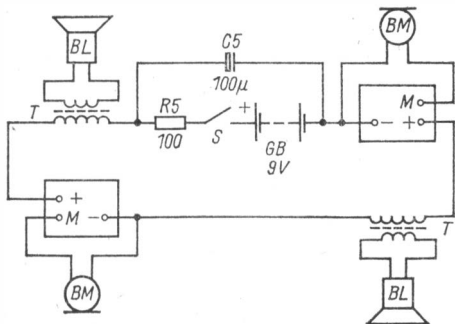


Bild 4
Stromlaufplan für
Haupt- und Nebenstelle

Das ist auch bei der Bereitstellung der Bauelemente zu beachten. Sollten die in der Originalschaltung verwendeten Transistoren *KC 507*, *KC 508*, *KC 509*, *KC 147*, *KC 148* oder *KC 149* für *VT1* und *VT2* nicht zu bekommen sein, wird dafür der *SC 207* eingesetzt. Für den *KF 506* kann der *SF 126* benutzt werden (*VT3*). In der Bauanleitung ist von einem «einfachen Ausgangsübertrager» die Rede. Angaben über Mikrofon und Lautsprecher fehlen ebenfalls. In diesem Fall wird zu rechnen und zu experimentieren sein. Bild 4 stellt die Stromversorgung und die Schaltung für 1 Haupt- und 1 Nebenstelle dar. Bild 5 zeigt die Schaltung für eine Verbindung von 2 Hauptstellen. Jede Hauptstelle verfügt außerdem über eine Rufeinrichtung. *Senden* und *Empfangen* werden in jeder Hauptstelle mit dem Umschalter *S* eingeschaltet.

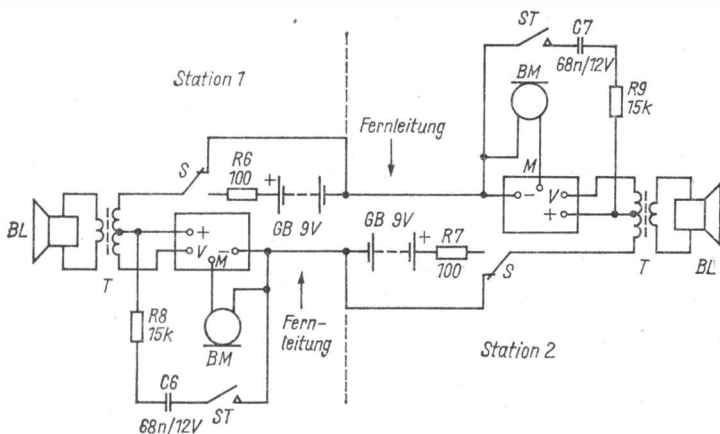


Bild 5 Stromlaufplan für Hauptstellen mit Rufeinrichtung

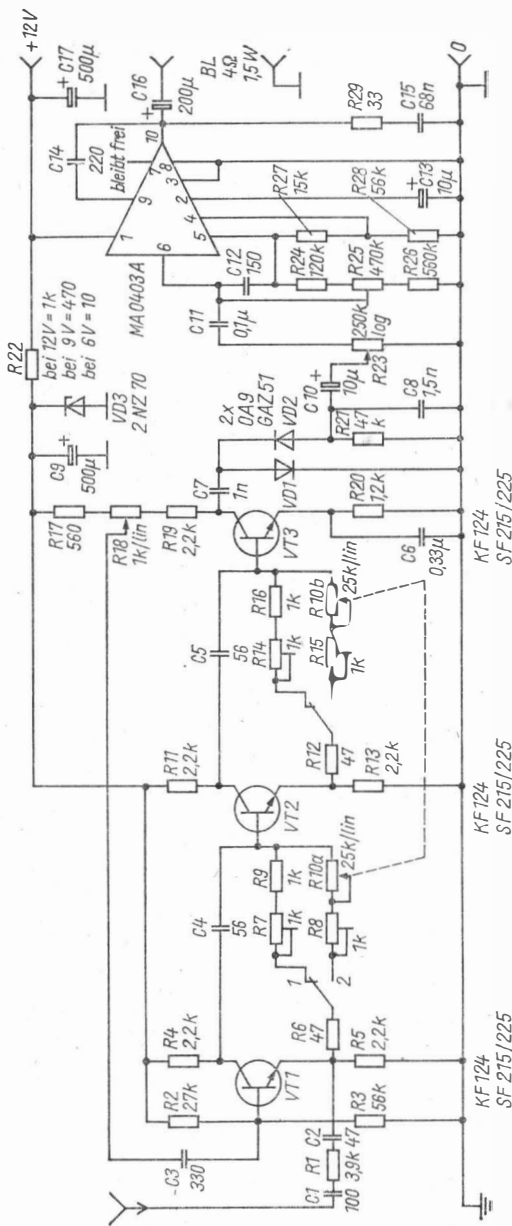
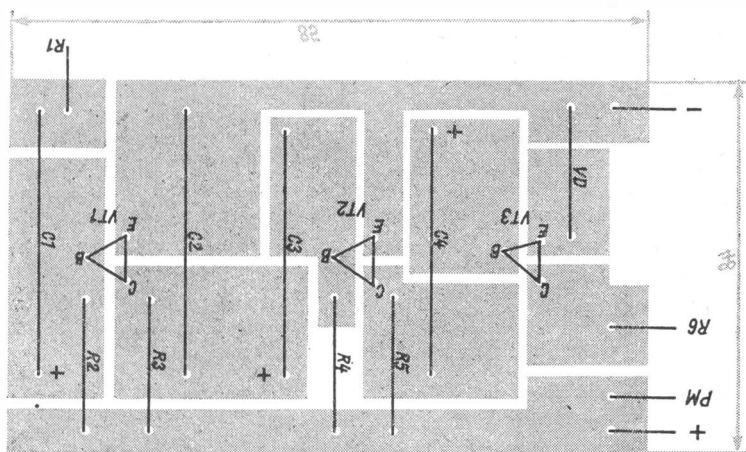
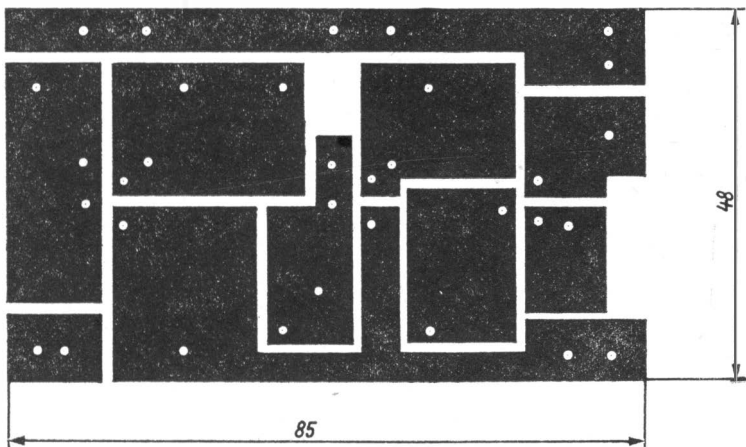
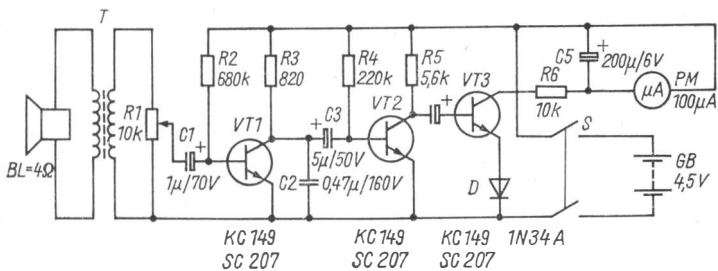


Bild 6 Stromlaufplan des Empfängers ohne Spulen



Empfänger ohne Spulen

Bei dieser Schaltung handelt es sich mehr um ein Experiment für fortgeschrittene AG-Teilnehmer. Im Stromlaufplan (Bild 6) ist deutlich die Verstärkerstufe mit dem Schaltkreis zu erkennen. Dafür sollte ein bereits vorhandener Verstärkerbaustein verwendet oder ein ähnlicher aufgebaut werden. Die Grundschaltung des RC -Eingangskreises ist bereits aus [3] bekannt. Dieser Eingangskreis weist folgende Besonderheiten auf: Stehen die Umschalter auf 2 und 4 (Ausführung auch als doppelter oder Zweiebenen-schalter möglich), wird das Tandempotentiometer $R10$ wirksam. Damit wird der Mittelwellenbereich von etwa 550 ... 1550 kHz erfaßt. Die Stellungen 1 und 3 ergeben die Einstellung einer Festfrequenz. Zu beachten ist, daß harmonische Frequenzen auftreten und somit Sender mehrmals im Gesamtbereich zu hören sein können.

Als Transistoren werden im Original $KF124$ verwendet. Man versuche es mit $SF215$.

Beifallsmesser

Die Schaltung (Bild 7) und ihr Aufbau (Bild 8 und Bild 9) weisen keine Besonderheiten auf. Augenmerk ist auf die Anpassung des Lautsprechers BL zu legen. Die Schaltung ist für junge Elektroniker gedacht. Mit dem kleinen Gerät kann die Diskoband ihren Beifall und sicher auch ihre Lautstärke messen.

Literatur

- [1] E. Klaffke, Elektroniktips aus dem Pionierhaus Prag. Elektronisches Jahrbuch 1979, Seite 241, Berlin 1978
- [2] Bauanleitungen aus dem Pionierhaus Prag, zum Teil ohne Angaben der Autoren. Originaltitel: «HLASITY TELEFON», «přijímač bez civek» und «indikátor.potlesku»
- [3] K.-H. Schubert, Schaltungsrevue für Elektronikamateure. Elektronisches Jahrbuch 1980, Seite 247, Berlin 1979
- [4] K. K. Streng, Transistordaten, Berlin 1976

Bild 7 Stromlaufplan des Beifallsmessers

Bild 8 Leiterplatte für den Beifallsmesser

Bild 9 Bestückungsplan für die Leiterplatte nach Bild 8

Aktives MPX-Filter 9. Grades

MPX-Filter (Stereoseitenbandfilter) werden zur Verbesserung der Demodulation von Stereosendungen eingesetzt. Es handelt sich dabei um Tiefpaßfilter, die das MPX-Signal bis 54 kHz ungehindert durchlassen und die darüberliegenden Frequenzen dämpfen [1].

MPX-Filter bestehen häufig aus einem versteilerten Tiefpaß mit zusätzlicher Laufzeitkorrektur durch einen aktiven oder passiven Allpaß [2], so daß ein möglichst linearer Phasengang entsteht, der für eine verzerrungsfreie Demodulation des MPX-Signals erforderlich ist.

Im folgenden soll mit der Realisierung als aktive Potenzfilter (*Butterworth-Filter*) ein Kompromiß zwischen Aufwand und Laufzeitverzerrungen eingegangen werden. Am günstigsten würde sich die Realisierung als *Bessel-Filter* gestalten.

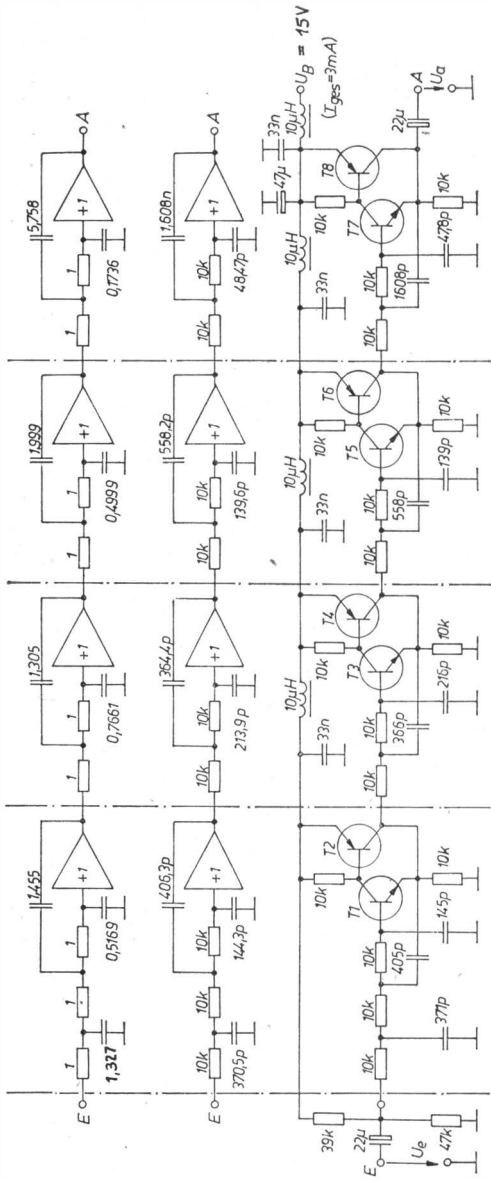
Die Forderung, daß das Filter bei der Frequenz $f = 114 \text{ kHz}$ (zweiten Oberwelle der Pilottonfrequenz) eine Dämpfung von 60 dB aufweist und daß $f_0 = 57 \text{ kHz}$ ist, erfüllt nach [3] ein Potenzfilter 9. Grades.

Bild 1 zeigt nach [4] die normierte Filterstruktur eines aktiven *RC-Butterworth-Tiefpasses* 9. Grades in Kaskadenrealisierung, d. h. Realisierung des kompletten Filters aus mehreren Filtergrundbausteinen 1., 2. oder 3. Grades. Dabei ist zu beachten, daß erst die Kettenschaltung der Teilfilter die gewünschte Approximation ergibt.

Mit einem Entnormierungswiderstand von $10 \text{ k}\Omega$ und mit einer Entnormierungsfrequenz von $f_0 = 57 \text{ kHz}$ erhält man die entnormierte Filterstruktur nach Bild 2. (Ausführlich werden Fragen der Normierung und Entnormierung in [4] behandelt.)

Bild 3 zeigt eine einfache, praktisch erprobte Schaltung, bei der durch die abwechselnde Folge von pnp- und npn-Transistoren günstige Aussteuerungsverhältnisse geschaffen werden. Um parasitäre HF-Schwingungen zu vermeiden, die durch die hohe Transitfrequenz der Transistoren bei ungünstigem Schaltungsaufbau entstehen können, wurden die einzelnen Stufen durch *LC-Siebglieder* sorgfältig entkoppelt.

Die in Bild 3 angegebenen Kapazitätswerte wurden durch Ausmessen auf etwa 1% und durch geeignete Parallelschaltung realisiert. Die relative Toleranz der Filterwiderstände betrug untereinander etwa 1%, absolut $\pm 2\%$.

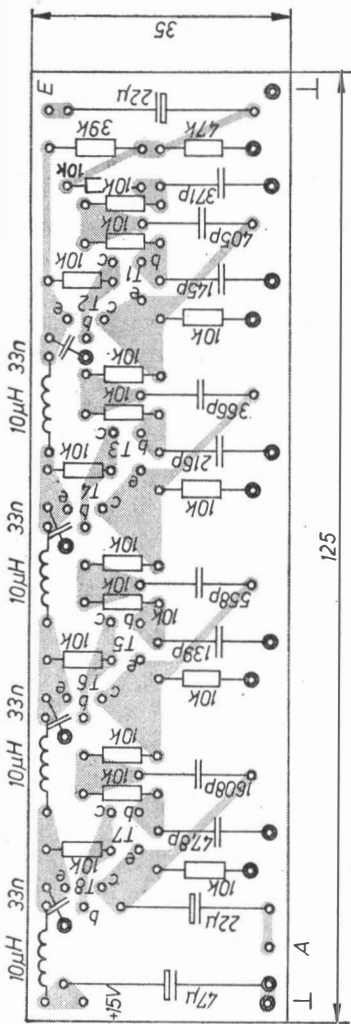


T1,3,5 u.7: BC179 T2,4,6 u.8: BC109

Bild 1 Normierter aktiver RC-Butterworth-Tiefpaß 9. Grades

Bild 2 Entnormierte Schaltung nach Bild 1

Bild 3 Vollständige Schaltung des MPX-Filters 9. Grades



© Masse (Anschlüsse der Bauelemente
beidseitig gefötet)
übrige Bohrungen auf Bauelementenseite
freigesenkt

Bild 5 Bestückungsplan der Leiterplatte nach Bild 4

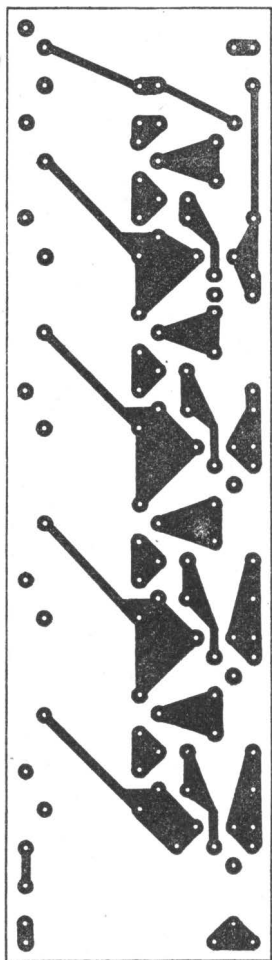


Bild 4 Leitungsführung der Leiterplatte für die Schaltung nach Bild 3

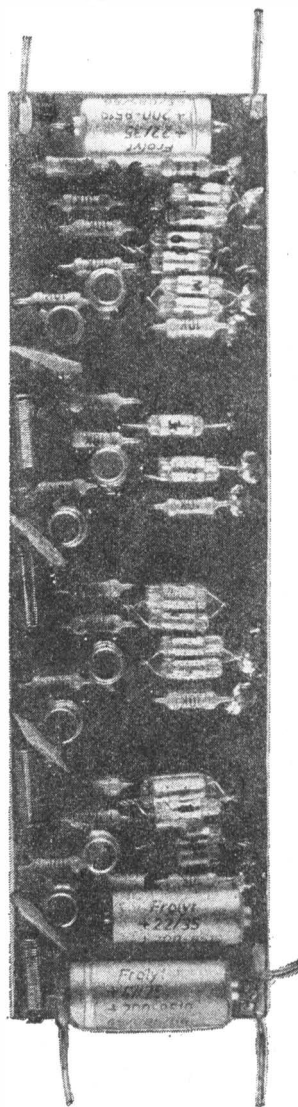


Bild 6 Bestückte Leiterplatte

Mit der angegebenen Dimensionierung ergaben sich ohne nachträglichen Abgleich für $f_0 = 54 \text{ kHz}$ -3 dB , bei sonst idealem Amplitudenverlauf. Die Sperrdämpfung von 60 dB wurde bei 118 kHz erreicht.

Im NF-Bereich lag die Rauschspannung bei kurzgeschlossenem Filtereingang etwa zwischen $0,5$ und $1,5 \mu\text{V}$ (gemessen mit dem polnischen selektiven Nanovoltmeter Typ 207), entsprechend einer Oktavselektivität von 50 bzw. 25 dB . Mit $1 \mu\text{V}$ Rauschspannung ergibt sich, bezogen auf den maximal möglichen Eingangspegel (4 bis 5 V bei $U_B = 15 \text{ V}$), ein Signal/Rausch-Abstand von 132 bzw. 134 dB . Ergänzend sei erwähnt, daß diese Messung nur bis etwa 5 kHz vorgenommen werden konnte.

Bild 4 und Bild 5 zeigen Leiterbild und Bestückungsplan eines Leiterplattenentwurfs. Bild 6 zeigt ein Foto der vollständig bestückten Leiterplatte.

Literatur

- [1] H.-J. Kowalski, Integrierter PLL-Stereo-Multiplex-Dekoder *A 290 D* mit aktiven RC-Filtern. FUNKAMATEUR 28 (1979) Heft 4, Seite 172 bis 174
- [2] R. Sonnefeld/K. Brehm, HiFi-Stereosteuergerät Carat S. radio fernsehen elektronik 27 (1978) Heft 12, Seite 770 bis 796
- [3] G. Fritzsche, Theoretische Grundlagen der Nachrichtentechnik. Berlin 1972
- [4] H.-J. Kowalski, Aktive RC-Filter. electronica, Band 193, Berlin 1981

Bernhard Wiezorek, Y31YF, ist souverän ruhig, gelassen optimistisch. Das kann sich der Kreisausbildungsleiter vormilitärische Nachrichtenausbildung der GST-Kreisorganisation Senftenberg in dieser Stunde leisten, obwohl so etwas wie eine Premiere anläuft: In der GST-Grundorganisation *General A.S.Sotow* im VEB *Braunkohlenveredlung* Lauchhammer beginnt heute die Spezialausbildung in der vormilitärischen Laufbahnausbildung Nachrichtenspezialist, wie sie der VII. Kongreß der GST im Juli 1982 beschloß. Die Grundorganisation verfügt über jahrelange Erfahrungen und Erfolge in der vormilitärischen Nachrichtenausbildung, so daß die Kameraden Bewährtes für das Neue übernehmen konnten, um «den Teilnehmern ein solches militärisches Grundwissen und solche nachrichtentechnischen Kenntnisse und Fertigkeiten zu vermitteln, die sie befähigen, in beliebigen Verwendungen der Nachrichtentruppen sofort nach ihrer Einberufung an Nachrichten-geräten einfache Gefechtsaufgaben im Sprechfunk- und Fernsprechbetriebsdienst zu erfüllen», wie das höchste Forum der sozialistischen Wehrgorganisation der DDR das Ziel der vormilitärischen Laufbahnausbildung Nachrichtenspezialist beschloß.

Auf den heutigen Tag haben sich Genosse *Wiezorek* und die fünf Ausbilder der Speziallaufbahnausbildung – alle sind als Funkamateure ideal «vorbelastet» – langfristig vorbereitet. Sie haben sich mit der Technik vertraut gemacht und sie ein letztes Mal überprüft, sich auf bestimmte Themen des Ausbildungsprogramms jeweils spezialisiert, die sie in Konspekten aufgearbeitet haben (wobei *Joachim Radig, Y24FF*, sogar seine Kenntnisse von der Ausbildung an der Unteroffiziersschule einbringen konnte), haben alle ihre Ideen und Erfahrungen in den Ausbildungsdokumenten untergebracht, die Teilnehmer schließlich auf die Anforderungen eingestimmt.

Mit der Autorität der Zugführer

Obwohl jetzt die Spezialausbildung beginnt: Die Zugführer sind im Ausbildungszentrum anwesend, und das wird an jedem der monatlichen Ausbildungstage so sein. Sie sind für den reibungslosen Ablauf der Ausbildungstage mitverantwortlich, führen ihre Züge auch an diesen Tagen der Spezial-



Bild 1 Erstes Bekanntmachen mit dem Feldfernsprecher FF 63 und der Fernsprechvermittlung OB 62/10, die ab Ausbildungsjahr 1982/83 in der vormilitärischen Laufbahnausbildung Nachrichtenspezialist eingesetzt werden

ausbildung, unterstützen die Ausbilder (Gruppenführer) vor allem aktiv in der wehrpolitischen Schulung. Wesentliche Vorteile dadurch sind ein straffer Ablauf und eine hohe Disziplin sowie die dadurch mögliche konsequente Spezialisierung der Ausbilder auf bestimmte Themen des Ausbildungsprogramms, was wiederum ein hohes Ausbildungsniveau sichert.

Die Zugführer kennen die jungen Kameraden schon seit September, dem Beginn des Ausbildungsjahres, haben ihnen seitdem systematisch und konzentriert vormilitärische Grundkenntnisse vermittelt, wobei sie besonderen Wert auf die Schießausbildung und die physische Ausbildung legten. Übrigens läßt das hervorragend ausgerüstete Ausbildungszentrum der Grundorganisation für keinen der Ausbildungszeige Wünsche offen!

Wann immer sich während der Spezialausbildung Gelegenheiten bieten – etwa Stationswechsel, Märsche ins Ausbildungsgelände, Funkübungen –, nutzen die Zugführer diese, um die allgemeinen vormilitärischen Kenntnisse der Jungen aufzufrischen. Das war in der bisherigen vormilitärischen Nachrichtenausbildung kaum möglich. «Wir sind jetzt schon sicher, daß die allgemeinen vormilitärischen Kenntnisse der Jugendlichen ein höheres Niveau



Bild 2 Jochen Lenz (links) und Karsten Benkert aus der GST-Grundorganisation General A. S. Sotow in Lauchhammer werden Offiziere, worauf sie sich auch in der vormilitärischen Laufbahnausbildung vorbereiten

haben als die Jahre zuvor, schon weil das Ausbildungsprogramm jetzt dafür auch im Ablauf bessere Möglichkeiten geschaffen hat», resümiert der Hundertschaftskommandeur Genosse *Wilfried Adam*, wie auch die Zugführer Fachlehrer an der Betriebsberufsschule und nach einem Lehrgangsbesuch am Bezirksausbildungszentrum auch im Besitz der Betriebsberechtigung Sprechfunk (!).

Eine weitere Erfahrung wurde übernommen: die Patenschaften einiger Abteilungen von Betrieben im Kreis über Züge der vormilitärischen Nachrichtenausbildung, solchen Abteilungen, in denen Ausbilder der vormilitärischen Laufbahnausbildung Nachrichtenspezialist arbeiten (was übrigens auch das Verständnis derer Kollegen für ihr Engagement in der vormilitärischen Ausbildung erhöht hat). Da wird vieles getan, um sich gegenseitig kennenzulernen, gemeinsam politisch-ideologisch zu arbeiten, sich über Probleme der vormilitärischen und beruflichen Ausbildung auf der einen Seite und über betriebliche Aufgaben und Probleme auf der anderen Seite auszutauschen, sich gegenseitig zu helfen, auch gemeinsame Schießvergleichswettkämpfe zu veranstalten, bei Höhepunkten der vormilitärischen Aus-



Bild 3 Die Fernsprechvermittlung OB 62/10 ist eine schnurlose Verbindung, die in der vormilitärischen Laufbahnausbildung Nachrichtenspezialist auch eingesetzt wird als Funkvermittlung. Hier erläutert Bernhard Wiezorek, Y31 YF (zweiter von links), die Bedienungsweise des Geräts

bildung wie Leistungsüberprüfungen oder Abschlußübungen dabeizusein, die Technik für vormilitärische oder wehrsportliche Nachrichtenausbildung auf Vordermann zu halten, um gemeinsam Einheiten der bewaffneten Kräfte zu besuchen, um über die Sicherung des militärischen Berufsnachwuchses zu sprechen.

Und natürlich nutzen die Ausbilder weiterhin alle Möglichkeiten, um die besten Teilnehmer an der vormilitärischen Laufbahnausbildung Nachrichtenspezialist schon bald für den Amateurfunk zu interessieren – nicht so sehr, um dafür Nachwuchs zu gewinnen, sondern mehr deshalb, um das Interesse zu wecken bei einem Teil der Jugendlichen für die spätere Teilnahme an einem Lehrgang am Bezirksausbildungszentrum, bei denen das Hören von Morsezeichen gelehrt wird, womit bestimmte Jugendliche direkt auf ihren Wehrdienst vorbereitet werden.

Interessante Funkübungen garantiert

Die Ausbildung künftiger Nachrichtenspezialisten erfolgt in Lauchhammer getreu dem Ausbildungsprogramm. *Bernhard Wiezorek* und seine Ausbilder – alles gediente Reservisten – gehen zu Recht davon aus, daß das

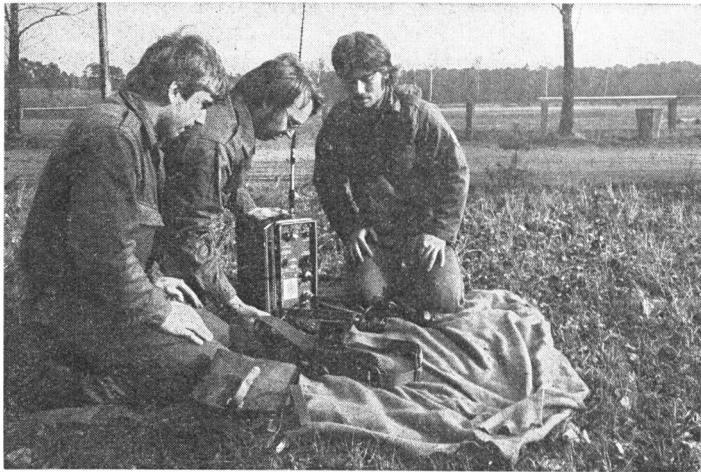


Bild 4 Die Fernsprechgeräte können mit den Funkgeräten kleiner Leistung gekoppelt werden. Dann sind Dienstverbindungen, Funkgespräche oder die Fernbedienung des Funkgeräts möglich – abwechslungsreiche und interessante Aufgaben für künftige Nachrichtenspezialisten

Programm thematisch und im Ablauf ein Optimum darstellt, das zu erfüllen sie alle materiellen und personellen Voraussetzungen haben (auch wenn sie gegenwärtig noch nicht wissen, wer die Vermittlung des Themas Signalaustausch in russischer Sprache mit gutem Niveau durchführen kann). Darüber hinaus schulen sie sich vor jedem monatlichen Ausbildungstag instruktiv-methodisch, wozu sie einen ihrer Klubstationsabende nutzen können, weil sie alle sich jeden Dienstag an der Klubstation *Y31ZF* treffen, die ebenfalls im Ausbildungszentrum ihr Domizil hat, so daß auch gleich technische Vorbereitungsarbeiten mit ausgeführt werden können. (*Bernhard* ist übrigens auch der Funkgerätewart.) *Manfred Ockert, Y24IF/Y31ZF*, Unteroffizier der Reserve, konnte dabei schon mehrfach seine beruflichen Kenntnisse als Telefonspezialist ausspielen, so daß alle Ausbilder selbst mit der neuen Ausbildungstechnik bestens vertraut sind.

Im Ausbildungszentrum stehen sowohl genügend Plätze an Funkpulten zur Verfügung als auch ausreichend viele UKW-Funkgeräte kleiner Leistung sowie zwei komplette Sätze Fernsprechtechnik (Feldfernsprecher mit dazugehörigen Vermittlungen und Kabeln), so daß die Ausrüstung für variantenreiche Funkübungen komplett ist. Dem kommt noch entgegen, daß es für die vormilitärische Ausbildung künftiger Nachrichtenspezialisten Bestimmungen über den Gebrauch von Rufzeichen gibt, die nicht mehr an be-

stimmte Funkgeräte gebunden sind und somit während einer Funkübung ausgetauscht werden können. Zusätzlich zu verschiedenen Anschalt- und Betriebsarten der Geräte kann den jungen Ausbildungsteilnehmern so viel immer wieder Neuartiges an Wissen und Können abverlangt, kann die Übung so spannend gestaltet werden, daß jeder mit Spaß und Interesse bei der Sache ist. Die Ausbilder haben sich nicht nur vorgenommen, hierbei alle technischen Möglichkeiten auszuschöpfen, sondern auf der anderen Seite streng darauf zu achten, daß die Vorschriften für den Funkbetriebsdienst von jedem Ausbildungsteilnehmer genau eingehalten werden – nicht zuletzt deshalb, weil sich nur mit dieser Disziplin das Ziel der Ausbildung – in der Armee sofort einfache Gefechtsaufgaben übernehmen zu können – erreichen läßt.

Waren Funkübungen bisher – natürlich nicht so groß und andauernd angelegt – maximal zweimal im Jahr für die Lauchhammer Kameraden möglich, hatten die damaligen Ausbildungsteilnehmer schon vieles davon mitgenommen, vieles lernen können. Methodisch bewährt hat sich, daß die Jungen nur mit Karte und Kompaß sowie Funkgerät ausgerüstet truppweise ins Gelände geschickt wurden, ihren Standort zu suchen, dabei über Funk geführt wurden, daß Standorte und Frequenzen zu wechseln und bestimmte Sprüche zu bestimmten Zeiten abzusetzen waren, wie es weitgehend der Praxis in der Armee entspricht. «Die große Übung, die war über fünf Stunden. Wir waren völlig auf uns allein gestellt, mitten im Gelände, selbst zu essen mußten wir uns was besorgen. Ständig war Funkbetrieb, und wenn man etwas nicht gleich packte, fehlte einem die Zeit anschließend. Aber das alles hat einen riesengroßen Spaß gemacht.» Der 18jährige *Frank Barnowski* bezeugt das, der jetzt – noch nach dem bisherigen Ausbildungsprogramm – die vormilitärische Nachrichtenausbildung abschließen wird – als einer der Besten. Anschließend wird der junge Genosse sich auf seinen Offiziersberuf an der Offiziershochschule der Landstreitkräfte vorbereiten.

Einer seiner Ausbilder ist nur fünf Jahre älter als er: *Frank Lade* – unterdessen Funkamateuren als *Y31TF* bekannt –, Leiter einer der Sektionen Nachrichtensport der GST-Grundorganisation *General A.S. Sotow*. *Frank* hatte von 1976 bis 1978 im gleichen Betrieb den Beruf eines Elektrikers gelernt und war bei der vormilitärischen Ausbildung als ein guter Tastfunker aufgefallen, wurde für die nachrichtensportliche Ausbildung gewonnen, qualifizierte sich im Wehrsport zusätzlich. Bei der Volksmarine diente er anschließend als Funkmeßgast. Nach seiner Versetzung in die Reserve setzte er seine nachrichtensportliche Ausbildung fort, besuchte auch einen Lehrgang an der Zentralschule der GST *Ernst Schneller* zur Qualifizierung zum Ausbilder Funk, erwarb 1982 die Amateurfunkgenehmigung. *Frank* ist – im Kollektiv der Ausbilder in der Grundorganisation – der richtige Mann: mit noch frischem Wissen und mit Können an aktueller Technik aus der Armeepraxis, mit aufgefrischem gutem theoretischem Wissen als Funkamateur und Ausbilder, jeweils instruktiv-methodisch unmittelbar auf die Ausbildung vorbereitet – so ist es wahrlich kein Wunder, wenn *Bernhard Wiezorek* angesichts solcher Ausbilder vor der Premiere so ruhig sein kann.

**Die Funkzugführer
Klaus-Dieter Thorentz kennen,
sagen:
«Der Leutnant macht Späne!»**

Major Klaus König

Wie ein «Mangelhaft» anregte, über Studienhaltung und politischen Auftrag nachzudenken / Wie ein Zugführer es lernte, seine Unterstellten zielstrebig auszubilden und auf Bestenkurs zu führen

«Stationsleiter melden!» befiehlt Leutnant *Klaus-Dieter Thorentz*, mit einem Hauch Mecklenburgisch in der Stimme, im engen Arbeitsraum des *GAS-66* über Wechselsprechanlage. «Bereit!» schnarrt die Stimme vom anderen Ende der Leitung. «Frequenzwechsel!» fordert der Leutnant knapp. «Ein Teilnehmer liegt nicht an!» Eine kurze Notiz im Dienstbuch der Funkzentrale. Da schrillt einer der Amtsanschießer auf dem Arbeitstisch, aufdringlich – die Stromversorgung der Funkstationen aus dem Ortsnetz wird angekündigt. Den Hörer noch in der Linken, wandert die rechte Hand des Leutnants zum Rundspruch über die Leuchttasten der Sprechanlage.



Bild 1 Arbeitsraum des Diensthabenden Funkverbindungen im GAS-66: Von hier aus koordiniert Leutnant Klaus-Dieter Thorentz die Arbeit der Funkzentrale – vom System der Verbindungen bis zur Rundumverteidigung



Bild 2 Senderaum einer Station mittlerer Leistung im Basisfahrzeug SIL-121. Funkzugführer Leutnant Thorentz prüft die geschalteten Dienstverbindungen und Kanäle

Kontrolllampen flackern auf. «Eigenversorgung der Stationen abbrechen!» befiehlt der Funkzugführer. Minuten später verebbt draußen auf der Lichtung das monotone Summen der Aggregate.

Wer den Leutnant so in Aktion erlebt, gewinnt den Eindruck, der weiß, was er will. Seine Unterstellten hatten das kurz zuvor mit Worten formuliert, die bei ihnen gang und gäbe sind: «Der Leutnant macht Späne!»

Späne? hatte ich da gestutzt und mir vorgestellt, wie das wohl aussehe. Aufschluß darüber erhalte ich nun, als mir der Leutnant seinen Werdegang erzählt...

Funker und nichts anderes...

Als 16jähriger hat er schon gewußt, was er werden will – Nachrichtenoffizier der NVA. Begeistert hat er seinen Vater damit nicht. Gehofft hatte der, *Klaus-Dieter* würde in seine Fußstapfen treten. Elektromonteur werden, Ingenieur... Doch der Junge ging nur den ersten Schritt, lernte Elektromonteur, entdeckte in der GST-Laufbahnausbildung sein Interesse für die Funkerei, erwarb Betriebsberechtigungen, leitete schließlich den Funkzirkel an der Berufsschule. Nicht langedauerte es, und er wurde Kreis- und Bezirksmeister im Funkmehrkampf. – Was Wunder, daß die Offiziere vom Wehr-

kreiskommando zur Musterungsüberprüfung mit ihm länger sprachen als allgemein üblich. Der Erfolg: Am Ende des Gesprächs zog *Klaus-Dieter Thorentz* seine Verpflichtung als Unteroffizier auf Zeit zurück. Statt dessen entschloß er sich, an der Offiziershochschule «*Ernst Thälmann*», Sektion Nachrichten, ein Studium aufzunehmen. Dort angekommen, stöhnte er bald: Da hast du dich ja auf was eingelassen! Doch aufstecken, das wollte er nicht. Aus jener Zeit rührt sein heute geflügeltes Wort: Wenn du was erreichen willst, mußt du «Späne machen» – dich reinknien bis zum Ende. Und reingekniet hat er sich!

Ob Elektronik, Schalten – Messen – Prüfen, Gerätelehre, Betriebsdienst... in allen Fächern, die mit Nachrichtentechnik zu tun hatten, wurden Offizierschüler *Thorentz* bald sehr gute Leistungen bescheinigt – einer der Gründe, weshalb ihn die Genossen der Seminargruppe auch zu ihrem Parteigruppenorganisator wählten.

Sechs Monate später, so erzählt er, «kam der Hammer». Im Fach Dialektischer und historischer Materialismus schaffte *Klaus-Dieter Thorentz* nur eine 4, trotz Vornote 2. In den Erdboden wäre er am liebsten versunken, der Parteigruppenorganisator. Er, der andere öfters gemahnt hatte, ihre Studienzzeit auszunutzen, und von dem die Genossen ein Beispiel erwarteten. 30 Minuten lang hatte er während der Prüfung Unbehagen verspürt. Von



Bild 3
Das Einhängen der
Dipolspeiseleitung
wird vorbereitet



Bild 4 Aufbau des 12-m-Dipolsendemastes für Stationen mittlerer Leistung, bestehend aus 10 Teilen je 1,20 m Länge

keinem der Prüfer war während seines Vortrags aufmunternd genickt worden. Abgebrochen hatten sie schließlich. Fragen gestellt, die er meinte, längst beantwortet zu haben. Stunden später saß das «Häuflein Unglück» dem Zugführer gegenüber, zum Gespräch unter vier Augen, von Genosse zu Genosse. Der sagte ihm auf den Kopf zu: Sie haben die Prüfungsvorbereitungen auf die leichte Schulter genommen! Der kaufte dem Offizierschüler auch die Ausrede nicht ab, daß es ihm nicht liege, «ellenlange Vorträge zu halten». Statt dessen führte er den Unterstellten zu den wahren Ursachen des Versagens, zum fragwürdigen Standpunkt des Offizierschülers *Thorentz*, er wolle nur Funker werden und nichts anderes... Am Ende dieses offenen Gesprächs um militärische und politische Erfordernisse versprach der künftige Nachrichtenoffizier dem Zugführer, von nun an auch in der gesellschaftswissenschaftlichen Ausbildung «Späne zu machen». Und das sah seit jenem Tage so aus: Er notierte in den Vorlesungsmitschriften fortan nur noch Stichpunkte, um wesentliche Gedanken festzuhalten und sich beim Wiederholen im freien Vortrag zu üben. Er schleppte Bände von *Marx* und *Engels* heran, um nachzuarbeiten, was er versäumt hatte. Und er nutzte die Selbststudienzeit noch gewissenhafter. So beendete er schließlich die Offiziershochschule mit dem Prädikat «gut» – darunter die Fächer Wissenschaftlicher Kommunismus mit der Note 1 und die Politische Ökonomie mit der 2.



Bild 5 Mit wenigen Handgriffen ist die Rahmenantenne auf dem Dach des SIL-121 sendebereit. Neben ihr können auch Dipol-, Flach-, Stab- und V-Antennen betrieben werden

Aus jedem Tag das Beste machen

Die Begrüßung in der Truppe war ernüchternd. Kriterium der Wahrheit ist immer noch die Praxis – mit diesen Worten wurde Leutnant *Klaus-Dieter Thorentz* von dienstälteren Offizieren empfangen. Und in der Tat, er mußte «so manche Feder lassen», bevor er Fuß gefaßt hatte. Unendlich viel stürmte auf ihn ein: Die Verantwortung für einen Zug, für die politische Bildung und militärische Befähigung der Spezialisten an den Funkstationen, für die Einsatzbereitschaft der Technik und vieles andere mehr. Das erforderte, planmäßig und besonnen vorzugehen. Und genau das bereitete dem Leutnant die größten Schwierigkeiten. Zu seinem Wahlspruch zu stehen, aus jedem Tag das Beste zu machen, das gelang ihm nicht auf Anhieb. Die Aufgaben wuchsen ihm über den Kopf – der anstehenden Abschlußüberprüfung Rechnung zu tragen, die Technik auf Winternutzung umzustellen und die Ausbildung junger Soldaten vorzubereiten. Wie Schuppen fiel es ihm von den Augen: Du hättest die Fragen und Probleme klären sollen, als sie sich ergaben, und nicht warten dürfen, bis sie dir unter den Nägeln brennen. Nun drängte die Zeit unerbittlich.

Zwei Tage vor Ausbildungsbeginn der neuen Soldaten wollte sein Vorgesetzter Grafik, Dienstpläne und Konspekte vorgelegt haben. Da mußt du aber gehörig Späne machen, sagte sich bei einem Zeitpolster von nur noch



Bild 6 Von einem Hupsignal alarmiert, beziehen die Funker vorbereitete Stellungen in der Rundumverteidigung

24 Stunden der Leutnant. Und als er dennoch nach einer Nachtschicht beim Stellvertreter für Ausbildung aus dem Zimmer «flog», da schwante *Klaus-Dieter Thorentz*, daß er künftig planvoller arbeiten müsse. Im Moment freilich nutzte ihm diese späte Erkenntnis nichts mehr. Da half nur eins, Rat bei erfahrenen Ausbildern einzuholen und weitere zwei Nachtschichten einzuschieben. In diesen Stunden hat er, wie er sagt, mehr begriffen als in Wochen oder Monaten davor.

Ausgebildet nach Schema F

Nicht weniger lehrreich waren für Leutnant *Thorentz* die ersten Wochen des Ausbildungsjahres. Sechs Wochen lang hatte er die Funker an den Stationen kleiner und mittlerer Leistung im Hören auszubilden, weitere zwei im perfekten Geben. Viel Zeit ist das nicht, doch genug für einen zielstrebigem Ausbilder. Leutnant *Thorentz* wähnte sich sicher, das Ziel in der vorgesehenen Zeit zu erreichen. Das ausgewogene Leistungsniveau seines Zuges bestärkte ihn. Nie hätte er geglaubt, damit «auf die Nase zu fallen». Das aber geschah. Nach vier Ausbildungswochen bestätigte ihm eine Leistungskontrolle durch den Stab zwar ein ausgewogenes Leistungsniveau seiner Funker – sie ergab aber auch, daß die Funker des Leutnants unter den Forderungen des Ausbildungsprogramms blieben.

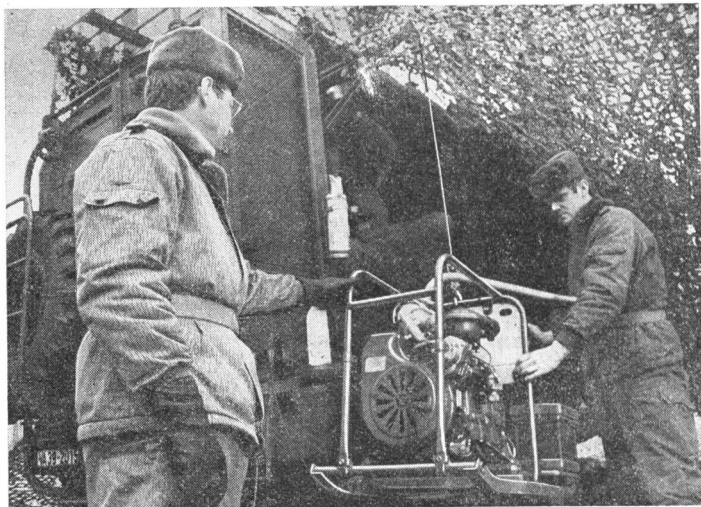


Bild 7 Das Absetzen des Stromaggregats mit dem strukturmäßigen Kran des SIL-121 erleichtert die Arbeit der Nachrichtensoldaten

Den ganzen Abend lang hatte der Leutnant dann über die Ursachen nachgegrübelt, hatte sich an die Methodik der Ausbilder an der Offiziershochschule erinnert und war mehr und mehr zu der Einsicht gelangt, das Programm hast du absolviert, ohne nach links oder rechts zu schauen, ohne Stärken und Schwächen der Unterstellten Rechnung zu tragen. An diesem Abend sagte er sich: Willst du das ausbügeln, mußt du ganz schön Späne machen, und nicht nur einmal.

Am nächsten Tag teilte der Leutnant den Zug in Leistungsgruppen ein, stellte den Fortgeschrittenen weiterführende Übungsaufgaben und denen im Mittelfeld setzte er Hilfsausbilder an die Seite. Er selbst nahm sich die noch leistungsschwachen Funker vor, trainierte mit ihnen individuell, wertete täglich aus, wie sie vorangekommen waren, und analysierte ihre Fehler. Er erarbeitete individuelle Übungstexte für sie, regte Patenschaften über Leistungsschwache an und organisierte zusätzliches Training im Nahfunkpolygon. Und er schnitt seinen Unterricht auf dem Kassettenrekorder mit, um den Soldaten die Möglichkeit zu geben, den Lehrstoffselbständig zu wiederholen. Diese Mühe zahlte sich aus – kein Funker blieb am Ende des Halbjahres unter dem geforderten Tempo 9; der Zug erreichte insgesamt ein «Gut» – und auch den Bestentitel.



*Bild 8
Anschluß und
Inbetriebnahme des
AB-4 – sowjetisches
Stromaggregat
«Aggregata
Benzina»
mit 4 kW Leistung*

Im Wettstreit «Gut» erreicht

Diesen Titel will Leutnant *Thorentz* nun mit seinen Funkern verteidigen. Vor Beginn des Ausbildungsjahrs waren sie sich darüber einig geworden. Der Leutnant hat sie dazu bewogen, hat ihnen zugesetzt, hat wieder einmal «Späne gemacht», wie sie sagen. In persönlichen Gesprächen legte er jedem nahe, was zu tun bliebe. In einer Zugversammlung stellte er das Vorhaben *Beste Einheit* zur Diskussion. Da prallten die Meinungen aufeinander. Doch der Leutnant *Thorentz* analysierte in aller Offenheit, was jeder einzelne vermag, wenn er sich tüchtig anstrengt, «Späne macht» – jeder Funker, jeder Truppführer, jedes Kollektiv. Und als sich Leutnant *Thorentz* schließlich selbst bereiterklärte *Bester Zugführer* zu werden, wer wollte da noch zurückstehen?

Inzwischen hat der Zug erste Punkte gewonnen, ein «Gut» für die erste komplexe Ausbildung, erreicht im Wettstreit der Trupps. Als nämlich die Entfaltung ihrer Stationen kleiner Leistung nur ein «Befriedigend» erbrachte, sagte der Leutnant: «Wollen sehen, wer der Bessere ist!» Sie fuhren ihre Stationen danach 150 Meter vom Aufbauplatz entfernt auf, und jeweils auf Pfiff entspann sich ein Kräftemessen und Wettfeiern um das bessere

Ergebnis. Vom richtigen Einhängen der Antennenabspannungen bis hin zum Anschließen der Dienstverbindungen. Ein Trupp wollte den anderen übertreffen. Und übertroffen haben sie am Ende ihre eigene Zielvorgabe. Statt «befriedigend» hieß es nunmehr «gut».

Leutnant *Thorentz* will auch künftig auf solches Kräftemessen bauen. Wieder «Späne machen» will er, der es inzwischen längst gelernt hat, klug zu planen und beherzt in Angriff zu nehmen, was hohen Nutzen bringen soll – meßbar in zunehmender Kampfkraft seines Zuges.

MMM-Kaleidoskop Exponate der Nationalen Volksarmee, der Grenztruppen der DDR und der Zivilverteidigung

Bei seinem Flug zur *XXV. Zentralen Messe der Meister von morgen* resümierte Huggy noch einmal die Entwicklung dieser Leistungsschau junger Neuerer und Erfinder während des vergangenen Vierteljahrhunderts. Begonnen hatte es mit der Leistungsschau während der *Internationalen Leipziger Frühjahrsmesse 1952*. Dem Aufruf des Zentralrats der FDJ und dem damaligen Staatssekretariat für Berufsbildung zum Wettbewerb der *Klubs junger Techniker* folgend, hatten 48 Klubs ihre Exponate auf dieser Leistungsschau, vorgestellt. Es folgten bis 1957 vier weitere gleichartige Leistungsschauen bis dann 1958 auf Beschluß des Zentralrats der FDJ die *I. Messe der Meister von morgen* am 16. Oktober im Leipziger Messehaus eröffnet wurde. 2131 Exponate, die die Leistungen von 312 Kollektiven und 101 Einzelausstellern demonstrierten, bot diese erste Leistungsschau. Darunter befanden sich auch Ausstellungsstücke, die heute belächelt würden, die Messen waren aber jederzeit ein Ausdruck dafür, welche Notwendigkeiten und Möglichkeiten der jeweilige Entwicklungsstand der Volkswirtschaft bot. Und trotz der anfänglichen Schwierigkeiten befanden sich auf dieser *I. Messe der Meister von morgen* bereits vier Neuerungen, viele Verbesserungen zur Kleinmechanisierung, Lehr- und Anschauungsmittel usw. unter den Exponaten. Diese Leistungsschau mußte auf Grund des großen Interesses zweimal verlängert werden, und im Dezember 1958 wurde sie in Berlin wiederholt.

Auf der *XXV. Zentralen Messe der Meister von morgen* sind 2173 Exponate ausgestellt, an denen sich 24000 FDJ-Mitglieder und Pioniere beteiligten. 1981/82 nahmen über 2,5 Millionen FDJ-Mitglieder und Pioniere an der MMM-Bewegung teil. Der volkswirtschaftliche Gesamtnutzen der gezeigten Exponate beträgt 441 228 315 Mark. Von den Exponaten sind 1685 erfüllte Aufgaben aus den Plänen Wissenschaft und Technik und davon 335 aus den Staatsplänen, 946 Exponate unterstützen den wissenschaftlichen Vorlauf, 102 Ausstellungsstücke entstammen der Robotertechnik und 369 entfallen auf die Mikroelektronik. Der 1. Sekretär des Zentralrats der FDJ, *Egon Krenz*, Kandidat des Politbüros des ZK der SED, stellte dazu fest: «... so unterstreicht das, auf welches Ziel die MMM-Bewegung immer wieder und immer nachdrücklicher orientiert: Es geht in der Neuerer- und Erfindertätigkeit unseres Jugendverbandes darum, durch eine noch engere

Verbindung der Errungenschaften der wissenschaftlich-technischen Revolution mit den Vorzügen des Sozialismus Beiträge von hohem volkswirtschaftlichem Gewicht zu erarbeiten.»

Auch die Neuerer und Erfinder der Nationalen Volksarmee, der Grenztruppen der DDR und der Zivilverteidigung legen Rechenschaft darüber ab, wie sie dazu beitragen, die Beschlüsse des X. Parteitags der SED zum zuverlässigen Schutz des Sozialismus und des Friedens erfüllen zu helfen. «Dieser Beitrag unserer Neuerer in Uniform und der Zivilbeschäftigten ist Ausdruck ihrer Verbundenheit mit der Politik der SED, ist Ausdruck ihres Schöpferturns, ihres Leistungswillens und ihrer Bereitschaft, das sozialistische Vaterland mit ganzer Kraft zu stärken und zu verteidigen», sagte der Stellvertreter des Ministers für Nationale Verteidigung, Generaloberst *Fleißner*, auf der Auszeichnungveranstaltung anlässlich der *XXV. Zentralen Messe der Meister von morgen* in Leipzig am 18. 11. 1982.

Im Jahre 1982 wurden von etwa 27000 Armeeingehörigen und Zivilbeschäftigten 16000 Neuerungen eingereicht. 9000 Neuererkollektive, davon 2700 Jugendkollektive, arbeiten erfolgreich an der Lösung der gestellten Aufgaben. Dabei wurde insgesamt ein ökonomischer Nutzen von etwa 10 Millionen Mark erbracht.

Um die gestiegenen Anforderungen der 80er Jahre auch weiterhin meistern zu können, sind im folgenden einige Schwerpunktaufgaben für die Arbeit der Neuerer und Rationalisatoren der Nationalen Volksarmee, der Grenztruppen der DDR und der Zivilverteidigung genannt:

- Bessere und zielgerichtete Nutzung des Schöpferturns und des gewachsenen Bildungsstands der Armeeingehörigen und Zivilbeschäftigten in allen Bereichen.
- Beseitigung ungerechtfertigter Niveauunterschiede in Truppenteilen, Einheiten und Einrichtungen mit gleichen Bedingungen.
- Schnellere Überleitung und Mehrfachnutzung von Neuerungen mit zentraler Bedeutung.
- Schnellere Anwendung des wissenschaftlich-technischen Fortschritts, wirksamere Nutzung der Erkenntnisse von Wissenschaft und Technik sowie breite Anwendung der Mikroelektronik, um dadurch einen weiteren Zuwachs an Kampfkraft und Gefechtsbereitschaft zu erzielen.
- Neuererkollektive, die über langjährige Erfahrungen verfügen und bereits an Überleitungsaufgaben mitgearbeitet haben, sind noch stärker in die Vorbereitung und Realisierung von Forschungs- und Entwicklungsaufgaben einzubeziehen.
- Alle Vorgesetzten und gesellschaftlichen Kräfte haben noch konsequenter Einfluß darauf zu nehmen, daß für die Neuerer zielgerichtet Schwerpunktaufgaben aus den Intensivierungs- und Rationalisierungskonzeptionen abgeleitet werden.

- In allen Bereichen gilt es, den militärökonomischen Nutzeffekt durch ein günstiges Aufwand-/Nutzen-Verhältnis bei sparsamem Umgang vor allem mit Ersatzteilen, Energieträgern sowie Kraft- und Schmierstoffen zu erhöhen.

«Um diese Ziele zu erreichen, bedarf es niveauvoller Vorgaben, rechtzeitiger Orientierung auf wissenschaftlich-technische Entwicklungsrichtungen bis hin zur zielgerichteten Weiterbildung der Neuerer. Was wir brauchen ist echtes Neuerertum, von der Leitung bis zur Durchführung», sagte Generaloberst *Fleißner*.

Nachstehend nun wieder eine kleine Auswahl von Exponaten sowie die Anschriften der Dienststellen, die Nachutzern von Neuerervorschlägen weitere Auskünfte erteilen. Dabei ist unbedingt zu beachten, daß Dienststelle und Registriernummer des entsprechenden Neuerervorschlags übereinstimmen.

Nationale Volksarmee

7022 Leipzig

Postfach 13315/H

Registriernummern 10000 bis 19900 und 73900 bis 74899

Nationale Volksarmee

2040 Neubrandenburg

Postfach 15515/W

Registriernummern 20000 bis 29999

Nationale Volksarmee

1260 Strausberg

Postfach 14415/C

Registriernummern 30000 bis 39999

Nationale Volksarmee

2500 Rostock

Postfach 18815/B

Registriernummern 40000 bis 49999

Grenztruppen der DDR

1600 Königs Wusterhausen

Postfach 16614

Registriernummern 50000 bis 69999

Nationale Volksarmee

1501 Wildpark-West 2/Potsdam

Postfach 11115

Registriernummern 70000 bis 70999 und 75000 bis 76999

Hauptverwaltung Zivilverteidigung

Bereich BVS

1080 Berlin

Mauerstr. 18-20

Postfach 192

Registriernummern 90000 bis 93999

Nationale Volksarmee

1260 Strausberg

Postfach 98421

alle übrigen Registriernummern

Ausgewählte Exponate

1. Kabelinstandsetzungseinrichtung FFK 250 (Bild 1, Reg.-Nr.: 13/81)

Neuererkollektiv: *Fähnrich Ramm, Ralf*

Kabelbrüche und Mantelbeschädigungen des Feldfernkabels 250 lassen sich unter stationären und feldmäßigen Bedingungen durch eine neue Technologie bei Einhaltung der geforderten technischen Parameter beseitigen.

Realisierungskosten: etwa 1000,- M und 400 Arbeitsstunden.



Bild 1

*Kabelinstandsetzungs-
einrichtung FFK 250*

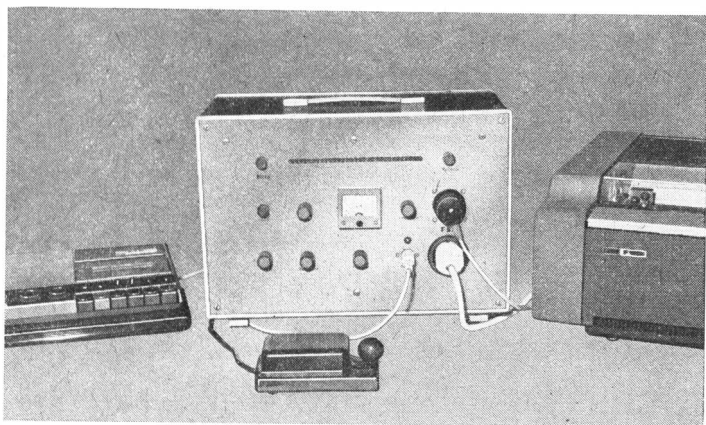


Bild 2 Morseumsetzer

2. Morseumsetzer (Bild 2, Reg.-Nr.: 10512/80)

Neuererkollektiv: *Leutnant Hanisch, Ferdinand*

Der Morseumsetzer wandelt die Zeichen des Morsealphabets in Fernschreibzeichen um und gewährleistet das Mitschreiben eines Morsetextes auf einer Fernschreibmaschine. Das Gebotempo wird im Bereich von 6 bis 20 Gruppen/min automatisch nach zwei bis drei Morsezeichen erkannt und eingeregelt. Die Umschaltung auf kyrillische Buchstaben ist möglich, Sonderzeichen ä, ö, ü werden in ae, oe, ue umgeformt.

Nutzen:

Erhöhung der Qualität der Tastfunkausbildung, direkte Vergleichsmöglichkeit gehörter und mit Hand geschriebener Texte

Realisierungskosten: etwa 1600,-M.

3. Fernbediengerät für stationäre KW-Sender (Bild 3, Reg.-Nr.: 74358/82)

Neuererkollektiv: *Unteroffizier Weidig, Uwe*

Die Neuerung gewährleistet die Fernbedienung von stationären KW-Sendern in den Betriebsarten A1, A2, A3, F2 über 2-Drahtleitungen im abgesetzten Betrieb bis zu 50 km. Sie stellt eine Havarie- bzw. Ersatzvariante der Ferntastung von KW-Sendern über 2-Drahtleitungen bei besonderen Standortbedingungen dar.

Nutzen:

keine Ortsgebundenheit,

einfache Bedienbarkeit.

Realisierungskosten: etwa 100,- M.

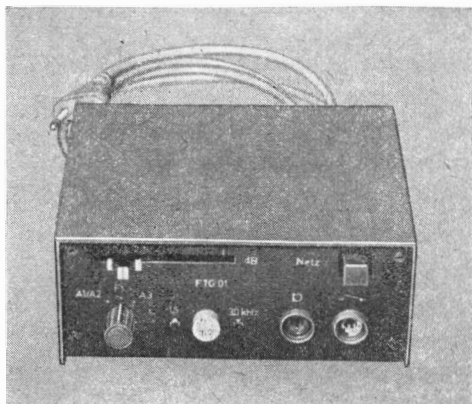


Bild 3
Fernbediengerät für
stationäre KW-Sender

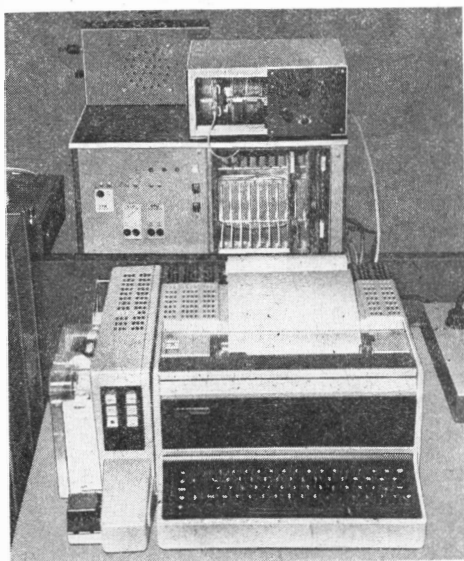


Bild 4
Kombinierter Trainer
für Nachrichtenbetrieb
und Gerätebedienung

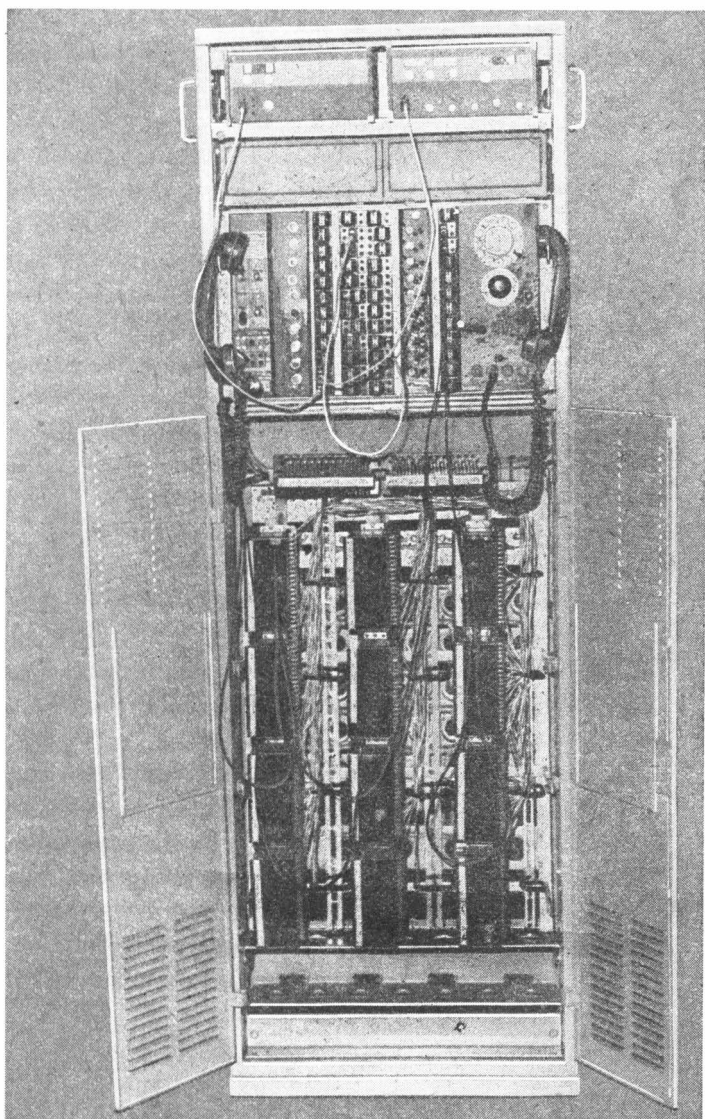
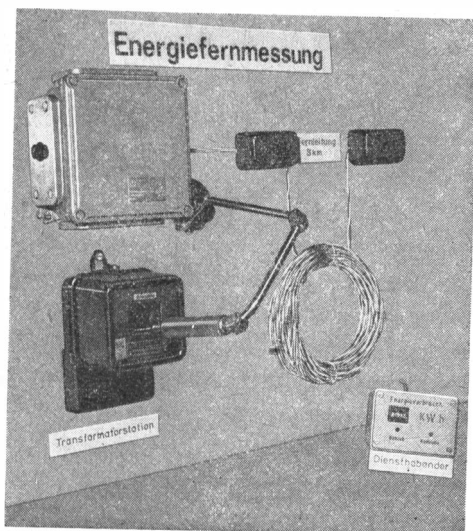
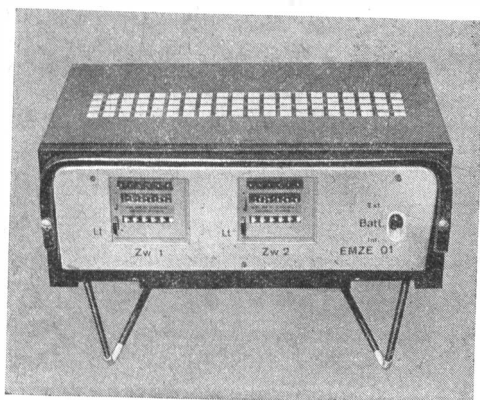


Bild 5 Prüfgerät für Abstimmautomatik des Funkgeräts R-130

4. Kombiniertes Trainer für Nachrichtenbetrieb und Gerätebedienung (Bild 4, Reg.-Nr.: 70517/81)
Neuererkollektiv: *Oberstleutnant Preißler, Helmut*
Der Trainer arbeitet auf der Basis des Mikrorechners *K 15 20*. Er ist vorgesehen für das Hören und Geben von Morsezeichen, das Zehnfinger-Blindschreiben sowie die Bedienung von Nachrichtengeräten und ermöglicht die Leistungsauswertung im Hören bei Aufnahme der Zeichen mit Fernschreibmaschine oder von Hand.
Folgende Betriebsarten sind vorgesehen: Erzeugung von Texten mit zufälliger oder vorgegebener Häufigkeit bestimmter Zeichen auf der Fernschreibmaschine und/oder Magnetbandgerät für das Hören, Geben und Fernschreiben.
Nutzen:
Erhöhung der Effektivität der Ausbildung.
Realisierungskosten: etwa 6000,- M.
5. Prüfgerät für Abstimmungsautomatik des Funkgeräts *R-130* (Bild 5, Reg.-Nr.: 75013/81)
Neuererkollektiv: *Major Petermann, Volker*
Der Block *Automatik des Leistungsverstärkers* der KW-Funkgeräte *R-130* läßt sich automatisch oder handgesteuert prüfen. Bei der automatischen Prüfung werden alle Phasen des Abstimmvorgangs nachgebildet. Am Ende des Prüfvorgangs wird der Zustand optisch angezeigt. Zur Fehlereingrenzung kann durch Handsteuerung jeder Abstimmvorgang beliebig lange aufrechterhalten werden.
Nutzen:
Rationelle Prüfung und Fehlereingrenzung,
Erhöhung der Anschaulichkeit bei der Ausbildung des Instandsetzungspersonals.
6. Fernmeßgerät für Elektroenergieverbrauch (Bild 6, Reg.-Nr.: 37304/12/82)
Neuererkollektiv: *Major Schulz, Joachim*
Die kontaktlose Fernmeßeinrichtung gestattet eine kontinuierliche Kontrolle und Registrierung des Elektroenergieverbrauchs.
Nutzen:
Senkung des Elektroenergieverbrauchs um 15%.
7. Elektromagnetisches Zählwerk für Fernwettkämpfe (Bild 7, Reg.-Nr.: 33 645/81)
Neuererkollektiv: *Zivilbeschäftigter Wockenfuß, Dieter*
Das Zählwerk ist ein Hilfsmittel für Kampfrichter beim Fernwettkampf, mit dem sich erstmalig eine objektive Bewertung ermöglichen läßt.
Es wird zum Erfassen der Ergebnisse (z. B. Seildurchschläge, Rumpflieben, Beugestütz u. a.) eingesetzt.



*Bild 6
Fernmeßgerät für
Elektroenergie-
verbrauch*

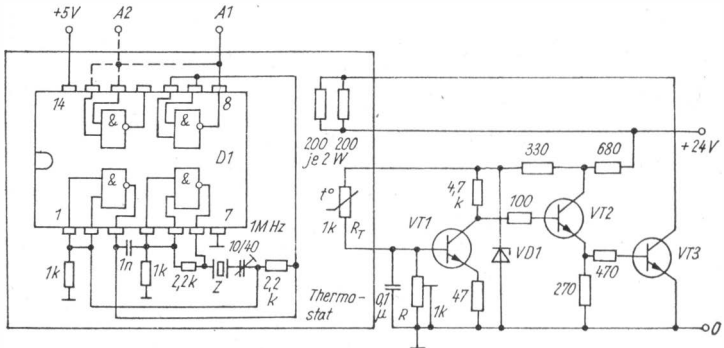


*Bild 7
Elektromagnetisches
Zählwerk für Fern-
wettkämpfe*

Thermostat für Quarzoszillator

Für einige Anwendungen, z. B. Quarzuhren, Zählfrequenzmesser, Eichpunktgeber usw., werden genaue Quarzoszillatoren benötigt. Die Stabilität der mit einem TTL-Schaltkreis erzeugten Quarzfrequenz läßt sich verbessern, wenn man Quarz und Schaltkreis in einem wärmeisolierten Thermostaten unterbringt und dessen eingestellte Temperatur elektronisch konstant hält. Der untenstehende Stromlaufplan besteht aus dem Schaltungsteil Thermostat und aus der Temperaturregelschaltung. Zusätzlich befinden sich im Thermostaten 2 Heizwiderstände ($200\Omega/2\text{ W}$) und ein Heißleiterwiderstand (Thermistor, etwa $1\text{ k}\Omega$), der als Temperaturfühler dient. Die Eingangsstufe der Temperaturregelschaltung (VT1 – SC 236) hat infolge des Thermistors einen temperaturabhängigen Basisspannungsteiler, mit dem Potentiometer R kann die Thermostattemperatur (etwa 50°C) vorgewählt werden. Die Betriebsspannung wird mit der Z-Diode (VD1 – SZ 600/6,2) stabilisiert. Über die Transistoren VT2 (SF 126) und VT3 (KU 601) wird die Wärmeabgabe der Heizwiderstände gesteuert, die im Kollektorkreis von VT3 liegen. Erreicht wird eine Temperaturstabilität von $\pm 0,5^\circ\text{C}$.

K. H. S.



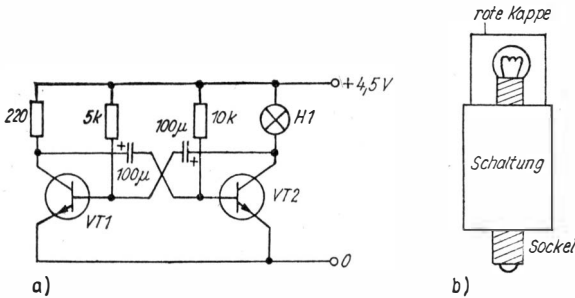
Literatur

- [1] Avendás, M., Quarzoszillator mit Thermostat, Amatérské Radio, Heft A/9–1981, Seite 26

Blinker für Taschenlampe

Einfache Blinkerschaltungen lassen sich vielseitig anwenden, so als Warnlampe, als Leuchtboje usw. Das blinkende Leuchtsignal wird dabei meist mit einer Multivibratorschaltung erzeugt. Baut man die Multivibratorschaltung mit der Skalenlampe sehr kompakt auf, und führt man die Anschlüsse der Stromversorgung an einen Skalenlampensockel, so läßt sich dieser Blinkerbaustein anstelle einer Taschenlampen-Glühlampe einschrauben. Dabei übernimmt die Batterie der Taschenlampe die Stromversorgung des Blinkerbausteins. Ein Beispiel zeigen die untenstehenden Zeichnungen. Der Multivibrator hat durch die angegebene Dimensionierung eine längere Leuchtdauer als die Pausendauer. Dieses Verhältnis kann verändert werden durch die Dimensionierung des Basiswiderstandes ($5\text{ k}\Omega$) von VT1. Für VT1 eignen sich die Transistoren *SC 236*, *SS 216*, für VT2 kann man die *SF 126*, *SSY 20* einsetzen. Die Glühlampe H1 kann ein 3-V- oder ein 4,5-V-Typ sein mit einem Stromverbrauch von 200 bis 300 mA. Die Aufbau-skizze zeigt den möglichen Aufbau des Blinkerbausteins.

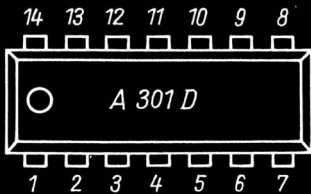
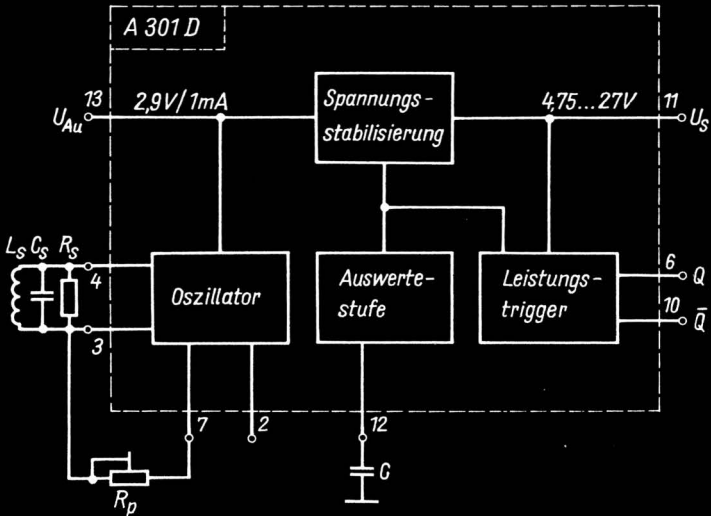
K. H. S.



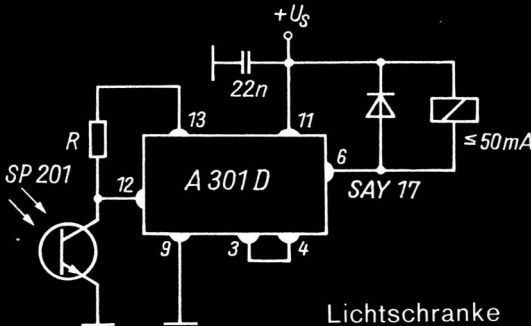
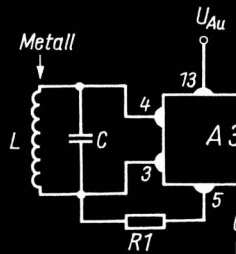
Literatur

- [1] Slavicek, M., Transistorblinker, Amatérské Radio, Heft 10/1974, Seite 367

Grundsaltungen interne

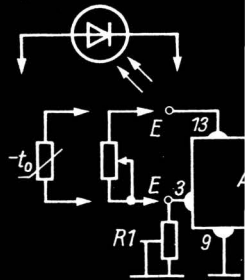


Abreißoszillator

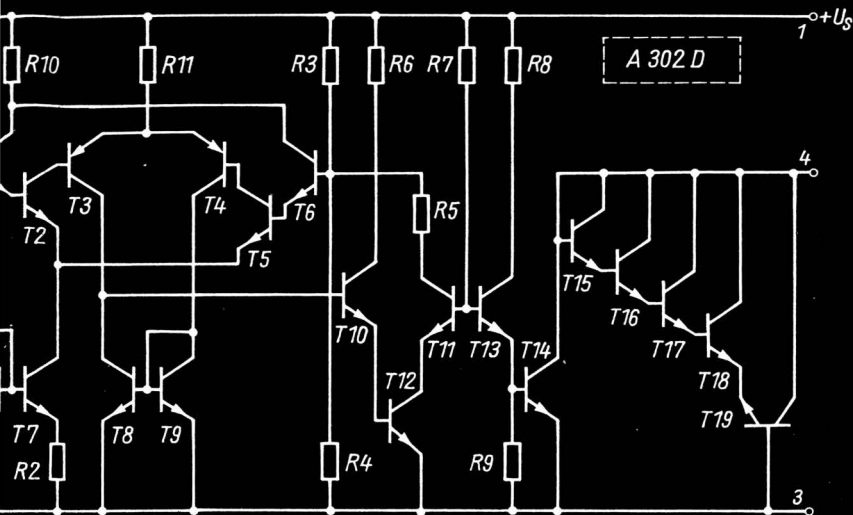


Lichtschranke

Schwellwertschalt



Integrierter Schaltkreise



Tongenerator

